

ای نوحه‌ی نامه‌الهی که تویی
ای آنسه‌ی حال شاهی که تویی
بیرون ز تونیست آنچه در عالم هست
از خود بطلب هر آنچه خواهی که تویی



۱۳۰۷

دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

اصول

دستگاه‌های ارتباطات
الکترونیکی

نویسنده:

Louis E. Frenzel Jr.

ترجمه

دکتر محمد صادق ابریشمیان
استاد دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

۱۰. پیشگفتار (نویسنده)

این ویرایش چهارم جدید اصول سیستم‌های ارتباط الکترونیکی به‌طور کامل بازبینی و بهروز شده است تا آن را بهیکی از جدیدترین کتاب‌های درسی موجود در زمینه بی‌سیم، شبکه و سایر فناوری‌های ارتباطی تبدیل کند. از آنجایی که دنیای ارتباطات الکترونیکی بسیار سریع تغییر می‌کند، بهروز نگه داشتن یک کتاب درسی چالشی بی‌پایان است. در حالی که اصول تغییر نمی‌کنند، تاکید و ارتباط آنها با تکامل فناوری انجام می‌شود. علاوه بر این، دانشجویان نه تنها نیاز به پایه‌بندی اصولی دارند، بلکه به‌درک اساسی از اجزا، مدارها، تجهیزات و سیستم‌های دنیای واقعی در استفاده روزمره نیز نیاز دارند. این آخرین نسخه سعی دارد اصول را با مروری بر آخرین تکنیک‌ها متعادل کند.

هدف مستمر این آخرین ویرایش، افزایش تاکید بر درک سطح سیستم از فناوری‌های بی‌سیم، شبکه و دیگر ارتباطات است. به‌دلیل ادغام شدید مدارهای ارتباطی امروز، مهندس و تکنسین اکنون بیشتر با بردهای مدار چاپی، مازول‌ها، کارت‌های پلاگین و تجهیزات کار می‌کنند تا مدارهای سطح قطعه. در نتیجه مدارهای قدیمی منسخ از این متن حذف شده و با مدارهای مجتمع بیشتر و تجزیه و تحلیل سطح بلوک دیاگرام جایگزین شده است. مهندسان و تکنسین‌های ارتباطات مدرن با مشخصات و استانداردها کار می‌کنند و وقت خود را صرف آزمایش، اندازه‌گیری، نصب و عیوب‌یابی می‌کنند. این نسخه در آن جهت حرکت می‌کند. تجزیه و تحلیل مدار دقیق هنوز در مناطق انتخاب شده گنجانده شده است که در درک مفاهیم و مسائل موجود در تجهیزات فعلی مفید است.

در گذشته، در بسیاری از برنامه‌های الکترونیکی، یک دوره در ارتباطات به‌عنوان یک گزینه در نظر گرفته می‌شد. امروزه ارتباطات بزرگترین بخش حوزه الکترونیک با بیشترین کارمند و بیشترین فروش سالانه تجهیزات است. علاوه بر این، فناوری‌های بی‌سیم، شبکه یا سایر فناوری‌های ارتباطی تقریباً در هر محصول الکترونیک وجود دارد. این امر باعث می‌شود که دانش و درک ارتباط برای هر دانش آموزی به‌جای یک گزینه ضروری باشد. بدون حداقل یک دوره در زمینه ارتباطات، دانشجو ممکن است با دید ناقصی از محصولات و سیستم‌های رایج امروز فارغ التحصیل شود. این کتاب می‌تواند زمینه رفع نیازهای چنین دوره عمومی را فراهم کند.

من به‌عنوان سردبیر ارتباطات مجله طراحی الکترونیکی (پنتون)، تغییرات مداوم در اجزا، مدارها، تجهیزات، سیستم‌ها و کاربردهای ارتباطات مدرن را مشاهده کرده‌ام. همانطور که در مورد دیگران تحقیق می‌کنم، با مهندسان و مدیران اجرایی مصاحبه می‌کنم و در کنفرانس‌های بسیاری برای مقالات و سخن‌هایی که می‌نویسم شرکت می‌کنم، به‌اهتمام روزافروزن ارتباطات در زندگی همه ما پی‌برده‌ام. سعی کرده‌ام این دیدگاه را به‌این آخرین نسخه بیاورم که در آن جدیدترین تکنیک‌ها و فناوری‌ها توضیح داده شده است. این دیدگاه همراه با بازخورد و بینش برخی از شما که این موضوع را تدریس می‌کنید، منجر به یک کتاب درسی شده است که بهتر از همیشه است.

پیشگفتار

خدلون متعال را شاکرم که بمن توفیق داد تا این کتاب را جهت مطالعه دانش پژوهان و دانشجویان رشته مخابرات تهیه کنم. این کتاب ساده، و روان و بدون روابط پیچیده ریاضی توسط استاد این فن نگاشته شده است و تقریباً تمام موضوعات فناوریهای ارتباطات را دربر میگیرد. این کتاب در اصل برای ارتباطات ایالات متحده آمریکا نوشته شده اما میتوان بدون توجه به برخی قراردادها آن کشور از آن استفاده کرد.

هدف از تهیه کتاب کمک به دانشجویان دوره هنرستان است که در این رشته تحصیل میکنند، اما مطالب آن نیز برای مهندسین مخابرات و دانشجویان برق نیز خالی از لطف نیست. با توجه به این که جای کتاب **اصول دستگاه‌های ارتباطات الکترونیکی** در میان کتب دانشگاهی ما خالی بود، اقدام به تهیه و ترجمه کتاب

Principles of Electronic Communication Systems

Fourth Edition

Louis E. Frenzel Jr.

نمودیم. حجم کتاب بسیار زیاد و پراز اصطلاحات و تعاریف و اختصارات است. امیدوارم دانشجویان به پاورقی مراجعه و اختصارات را مطالعه و در خاطره خود برای ادامه مطالب بسیارند. علی‌رغم تلاشی که کرده‌ایم تا روابط درستی ارائه دهیم اما کتاب خالی از غلط و اشتباه نخواهد بود. از همه اساتید ارجمند و دانشجویان عزیز تقاضا داریم من را از طریق پست الکترونیکی مطلع کنند تا بتوانم آنها را اصلاح و در اختیار شما عزیزان قرار دهم.

محمد صادق ابریشمیان
msabri@eetd.kntu.ac.ir
۱۴۰۳ دی

فهرست مطالب

.....	۱۰	پیشگفتار (نویسنده)
۵	۱	مقدمه‌ای بر مخابرات الکترونیکی
۶	۱.۱	اهمیت ارتباطات انسانی
۷	۲.۱	سیستم‌های ارتباطی
۱۰	۳.۱	انواع ارتباطات الکترونیکی
۱۳	۴.۱	مودولاتیون و مولتیپلیسینگ
۱۸	۵.۱	طیف الکترومغناطیسی
۲۵	۶.۱	پهنای باند
۳۲	۷.۱	بررسی کاربردهای ارتباطی
۳۲	۸.۱	شغل‌ها و حرفه‌ها در صنعت ارتباطات
۴۳	۲	مبانی الکترونیک برای ارتباطات
۴۴	۱.۲	بهره، تضعیف و دسیبل
۵۴	۲.۲	مدارهای هماهنگی
۷۱	۳.۲	فیلترها
۹۷	۴.۲	نظریه فوریه
۱۱۲	۳	مبانی مدولاسیون دامنه
۱۱۴	۱.۳	مفاهیم AM
۱۱۷	۲.۳	ضریب مدولاسیون و درصد مدولاسیون
۱۲۰	۳.۳	باندهای کناری و حوزه فرکانس
۱۲۷	۴.۳	توان AM
۱۳۱	۵.۳	مدولاسیون تک باند کناری
۱۳۷	۶.۳	طبقه‌بندی انتشار رادیویی
۱۴۳	۴	مدارهای مدولاتور و دمودولاتور دامنه
۱۴۴	۱.۴	اصول بنیادین مدولاسیون دامنه
۱۴۸	۲.۴	مدولاتورهای دامنه

۱۵۷	دِمودولاسیون دامنه	۳.۴	۲
۱۶۴	مُدولاتورهای متعادل	۴.۴	
۱۷۲	مدارهای SSB	۵.۴	
۵ مبانی مدولاسیون فرکانس			
۱۸۳	اصول بنیادین مدولاسیون فرکانس	۱.۵	
۱۸۴	اصول مدولاسیون فاز	۲.۵	
۱۸۶	ضریب مدولاسیون و باندهای کتاری	۳.۵	
۱۹۱	اثرات حذف نویز در FM	۴.۵	
۱۹۸	مدولاسیون فرکانس در مقابل مدولاسیون دامنه	۵.۵	
۶ مدارهای FM			
۲۱۱	مُدولاتورهای فرکانس	۱.۶	
۲۱۲	مُدولاتورهای فاز	۲.۶	
۲۱۹	دِمودولاسیون فرکانس	۳.۶	
۷ روش‌های ارتباطات دیجیتالی			
۲۳۵	انتقال دیجیتالی داده‌ها	۱.۷	
۲۳۶	انتقال سری و موازی	۲.۷	
۲۳۸	تبدیل داده‌ها	۳.۷	
۲۴۱	مدولاسیون پالس	۴.۷	
۲۷۴	پردازش سیگنال دیجیتالی	۵.۷	
۸ فرستنده‌های رادیوئی			
۲۹۳	مبانی فرستنده‌ها	۱.۸	
۲۹۴	مولد سیگنال حامل	۲.۸	
۳۰۰	تقویت‌کننده‌های قدرت	۳.۸	
۳۲۲	شبکه‌های تطبیق امپدانس	۴.۸	
۳۴۵	نمونه‌ای از مدارات فرستنده	۵.۸	
۹ گیرنده‌های مخابراتی			
۳۶۳	اصول اولیه بازتولید سیگنال	۱.۹	
۳۶۴	گیرنده‌های سوپرہترووداین	۲.۹	
۳۶۸	تبدیل فرکانس	۳.۹	
۳۷۱	فرکانس میانی و تصویر	۴.۹	
۳۸۲	نویز	۵.۹	
۳۹۲	مدارهای گیرنده معمولی	۶.۹	
۴۰۷	گیرنده‌ها و گیرنده فرستنده‌ها	۷.۹	

۴۳۷ ۴۳۸ ۴۴۰ ۴۵۰ ۴۶۰ ۴۶۷ ۴۷۱ ۴۷۲ ۴۷۵ ۴۸۳ ۴۹۱ ۵۰۹ ۵۲۰ ۵۲۶ ۵۳۸ ۵۵۱ ۵۵۲ ۵۶۰ ۵۷۱ ۵۸۴ ۵۹۱ ۵۹۲ ۶۰۸ ۶۱۹ ۶۲۶ ۶۵۰ 	۱۰ مالتیپلکس و دیمالتیپلکس ۱.۱۰ اصول مالتیپلکسینگ ۲.۱۰ مالتیپلکسینگ تقسیم فرکانس ۳.۱۰ مالتیپلکسینگ تقسیم زمان ۴.۱۰ مدولاسیون کد پالس ۵.۱۰ دیمالتیپلکسینگ ۱۱ انتقال داده‌های دیجیتالی ۱.۱۱ کدهای دیجیتالی ۲.۱۱ اصول انتقال دیجیتال ۳.۱۱ راندمان انتقال ۴.۱۱ مفاهیم و روش‌های مودم ۵.۱۱ مدولاسیون پهن باند ۶.۱۱ روش‌های مودم پهن باند ۷.۱۱ تشخیص و تصحیح خطأ ۸.۱۱ پروتکل‌ها ۱۲ مبانی شبکه، شبکه‌های محلی و اترنت ۱.۱۲ مبانی شبکه ۲.۱۲ سخت افزار LAN ۳.۱۲ شبکه‌های محلی اترنت ۴.۱۲ اترنت پیشرفته ۱۳ خطوط انتقال ۱.۱۳ مبانی خط انتقال ۲.۱۳ امواج ساکن(ایستاده) ۳.۱۳ خطوط انتقال به عنوان عناصر مدار ۴.۱۳ نمودار اسمیت نمایه
--	--

فصل ۱

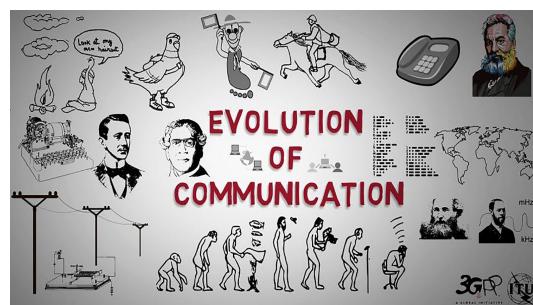
مقدمه‌ای بر مخابرات الکترونیکی

اهداف:

-
- بعداز تکمیل این فصل، شما می‌توانید:
- وظائف سه بخش اصلی یک دستگاه مخابرات الکترونیکی را توضیح دهید.
 - سیستم مورد استفاده برای طبقه بندي انواع مختلف ارتباطات الکترونیکی را شرح دهید و نمونه‌هایی از هر نوع را فهرست کنید.
 - در مورد نقش مدولاسیون و مالتی پلکس در تسهیل انتقال سیگнал بحث کنید.
 - طیف الکترومغناطیسی را تعریف کنید و توضیح دهید که چرا ماهیت ارتباطات الکترونیکی مقررات طیف الکترومغناطیسی را الزامی می‌کند.
 - رابطه بین محدوده فرکانس و پهنه‌ای باند را توضیح دهید و محدوده فرکانسی را برای استفاده‌های طیف صدا تا تلویزیون با فرکانس فوق العاده بالا ارائه دهید.
 - شاخه‌های اصلی رشته ارتباطات الکترونیک را فهرست کرده و مدارک لازم برای مشاغل مختلف را شرح دهید.
 - مزایای صدور مجوز و گواهینامه را ذکر کنید و حداقل سه منبع را نام ببرید.

نقاط عطف در تاریخ ارتباطات الکترونیکی.

چه مواردی؟	کجا یا چه کسی؟	چه تاریخی؟
اختراع تلگراف.	ساموئل مورس	۱۸۳۷
اختراع ارسال عکس.	الکساندر بین	۱۸۴۳
اولین کابل تلگرافی گذاشته شد.	بین انگلستان و امریکا	۱۸۶۶
اختراع تلفن.	اکساندر بل	۱۸۷۶
امواج رادیوئی را کشف کرد.	هنریش هرتز (آلمانی)	۱۸۸۷
نمایش "بی سیم" با امواج رادیوئی.	مارکنی (ایتالیائی)	۱۹۰۱
لامپ خلاء یکسو ساز را اختراع کرد.	جون فلیمینگ	۱۹۰۳
اختراع مودولاسیون دامنه و ارسال صدا.	رجینالد فسندن	۱۹۰۶
اختراع لامپ تریوید.	لوئی دو فروست	۱۹۰۶
بنیانگذار سازمان رادیو آماتوری.	هیرمن بی. ماکسیم	۱۹۱۴
اولین ایستگاه رادیوئی.	پیتسبورک KDKA	۱۹۲۰
نمایش و مخترع تلویزیون.	ولادمیر زوریکین	۱۹۲۳
مخترع سوپرھترودین و اف-ام.	adolین آرمسترانگ	۱۹۳۹-۱۹۴۳
اختراع رادار (جنگ جهانی دوم).	آمریکا و انگلستان	۱۹۴۵-۱۹۴۰
تولید ضبط برنامه و کامپیوتر دیزیتال.	نویمان و سایر	۱۹۴۸
اختراع ترانزیستور.	آزمایشگاه بل	۱۹۴۸
اولین پخش همگانی تلویزیون رنگی.	RCA/NBC	۱۹۵۳
اختراع مدارات یکپارچه.	جک کیلبی و روبرت نویسه	۱۹۵۸ - ۱۹۵۹
آزمایش ارتباطات ماهواره‌ای.	امریکا	۱۹۵۸ - ۱۹۶۲



شکل ۱.۱: نقاط عطف در تاریخ ارتباطات الکترونیکی.

۱.۱ اهمیت ارتباطات انسانی

ارتباطات فرآیند تبادل اطلاعات است. افراد برای انتقال افکار، عقاید و احساسات خود به دیگران

ارتباط برقرار می‌کنند. فرآیند ارتباط ذات تمام زندگی انسان و شامل فرآیندهای کلامی، غیرکلامی (زبان بدن)، چاپی و الکترونیکی است.

دو مورد از موانع اصلی ارتباط بین انسان‌ها، زبان سخنگوئی و فاصله است. موانع زبان سخنگوئی بین افراد با فرهنگ‌ها یا ملیت‌های مختلف ایجاد می‌شود. برقراری ارتباط در فواصل طولانی مشکل دیگری است. اما این مسئله امروزه با ارتباطات الکترونیکی مدرن حل شده است.

ارتباطات انسانی در اوخر قرن نوزدهم زمانی که الکتریسیته کشف شد و کاربردهای فراوان آن مورد بررسی قرار گرفت، جهشی چشمگیر به جلو داشت. تلگراف در سال ۱۸۴۴ و تلفن در سال ۱۸۷۶ اختراع شد. رادیو در سال ۱۸۸۷ کشف و در سال ۱۸۹۵ نشان داده شد. در جدول زمانی بالا نقاط عطف مهم در تاریخ ارتباطات الکترونیکی فهرست شده است.

خوب است بدانید که:

بهطور کلی مارکونی را مخترع رادیو می‌دانند، اما او این کار را نکرد. اگرچه او یک توسعه‌دهنده کلیدی و اولین توسعه‌دهنده رادیو بود، اما اعتبار واقعی به‌هاینریش هرتز، که برای اولین بار امواج رادیویی را کشف کرد، و نیکولا تسلا، که برای اولین بار برنامه‌های رادیویی واقعی را توسعه داد، تعلق می‌گیرد.

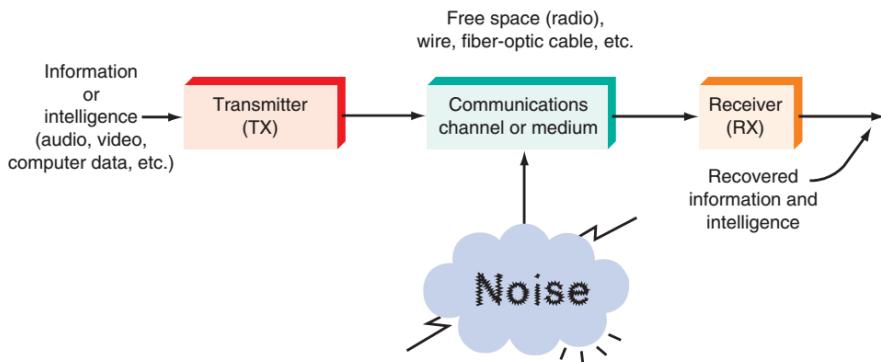
صورت‌های آشنای ارتباطات الکترونیکی مانند تلفن، رادیو، تلویزیون و اینترنت، توانایی ما را برای بهاشتراک گذاری اطلاعات افزایش داده است. نحوه انجام کارها و موقفيت در زندگی کاری و شخصی افراد مستقیماً با نحوه ارتباط آنها ارتباط دارد. گفته می‌شود که اکنون تاکید در جامعه فعلی از تولید و تولید انبوه کالا بهانباشت، بسته بندی و تبادل اطلاعات تغییر کرده است. جامعه ما یک جامعه اطلاعاتی است و بخش کلیدی آن ارتباطات است. بدون ارتباطات الکترونیکی نمی‌توانستیم بهاطلاعات موجود دسترسی داشته باشیم و بهموقع از آنها استفاده کنیم.

این کتاب در باره ارتباطات الکترونیکی است و اینکه چگونه اصول الکتریکی و الکترونیکی، اجزاء، مدارها، تجهیزات و سیستم‌ها توانایی ما را برای برقراری ارتباط تسهیل و بهبود می‌بخشد. ارتباطات سریع در دنیای پر سرعت ما حیاتی و همچنین اعтиادآور است. زمانی که هر شکلی از ارتباطات الکترونیکی را پذیرفتیم و بهآن عادت کردیم، بهمزایای آن وابسته می‌شویم. در واقع، نمی‌توانیم بدون آن زندگی یا کسب‌وکارمان را اداره کنیم. فقط دنیای ما را بدون تلفن، رادیو، ایمیل، تلویزیون، تلفن همراه، تبلت یا شبکه‌های کامپیوتری تصور کنیم.

۲.۱ سیستم‌های ارتباطی

تمامی سیستم‌های ارتباطی الکترونیکی دارای فرستنده، کanal یا محیط ارتباطی و گیرنده هستند. این اجزای اساسی در شکل (۲.۱) نشان داده شده است. فرآیند ارتباط زمانی آغاز می‌شود که یک انسان نوعی پیام، داده یا اطلاعات دیگری تولید می‌کند که باید توسط دیگران دریافت شود. همچنین ممکن است یک پیام توسط کامپیوتر یا جریان الکترونیکی تولید شود. در سیستم‌های ارتباط الکترونیکی، پیام به عنوان اطلاعات یا سیگنال اطلاعاتی شناخته می‌شود. این پیام در قالب یک سیگنال الکترونیکی به فرستنده می‌رسد و سپس پیام را از طریق کanal ارتباطی ارسال می‌کند. پیام توسط گیرنده دریافت و به انسان دیگری منتقل می‌شود. در طول مسیر، نویز در کanal ارتباطی و گیرنده اضافه می‌شود. نویز یک اصطلاح کلی است که برای هر پدیده ناخواسته‌ای که اطلاعات ارسال شده را تخریب یا تداخل

می‌کند به کار می‌رود.



شکل ۲.۱: الگوی کلی سیستمهای ارتباط

فرستنده

در این قسمت لازم است چند جمله‌ای در باره اطلاعات و سیگنال‌هایی که به آن وارد می‌شود نوشته شود:

اطلاعات: اولین قدم در ارسال پیام، تبدیل آن به صورت الکترونیکی مناسب برای انتقال است. برای پیام‌های صوتی، از یک میکروفون برای تبدیل صدا به سیگنال صوتی الکترونیکی استفاده می‌شود. برای تلویزیون، یک دوربین اطلاعات نور در صحنه را به سیگنال تصویری (ویدیویی) تبدیل می‌کند. در سیستم‌های کامپیوتری، پیام روی صفحه کلید تایپ و به کدهای باینری تبدیل می‌شود که می‌توانند در حافظه ذخیره شوند یا به صورت سریال منتقل شوند. مبدل‌ها، مشخصات فیزیکی (دما، فشار، شدت نور و غیره) را به سیگنال‌های الکتریکی تبدیل می‌کنند.

فرستنده: فرستنده خود مجموعه‌ای از قطعات و مدارهای الکترونیکی است که برای تبدیل سیگنال الکتریکی به سیگنال مناسب برای انتقال از طریق یک محیط ارتباطی خاص طراحی شده است. فرستنده‌ها از نوسانگرهای، تقویت کننده‌ها، مدارها و فیلترهای، مدولاتورها، مخلوط کننده‌های فرکانس، سینت سایزرهای فرکانس و مدارهای دیگر تشکیل شده‌اند. سیگنال اطلاعات اصلی معمولاً موج سینوسی حامل فرکانس بالاتر تولید شده توسط فرستنده را مدوله می‌کند و این ترکیب به وسیله تقویت کننده‌های قدرت، دامنه را افزایش می‌دهد و در نتیجه سیگنالی سازگار با محیط انتقال انتخاب شده ایجاد می‌کند.

کanal ارتباط

محیطی است که سیگنال الکترونیکی را از مکانی به مکان دیگر ارسال می‌کند. انواع مختلفی از محیط‌ها در سیستم‌های ارتباطی استفاده می‌شود، از جمله سیم هادی، کابل فیبر نوری و فضای آزاد را می‌توان نام برد.

سیم هادی: در ساده‌ترین شکل آن، محیط ممکن است به سادگی یک زوج سیم باشد که سیگنال صوتی را از میکروفون به تلفن همراه منتقل می‌کند. ممکن است یک کابل هم‌محور (کواکسیال) مانند کابلی باشد که برای انتقال سیگنال‌های تلویزیون کابلی استفاده می‌شود. یا ممکن است یک کابل زوج سیم تاب خورده باشد که در یک شبکه محلی (LAN)^۱ استفاده می‌شود.

^۱Local Area Network (LAN)

فیبر نور: محیط ارتباطی همچنین ممکن است یک کابل فیبر نوری یا "تار نوری" باشد که پیام را بر روی یک موج نوری منتقل می‌کند. امروزه به طور گستردگی برای برقراری تماس‌های راه دور و کلیه ارتباطات اینترنتی استفاده می‌شود. اطلاعات به شکل دیجیتالی تبدیل می‌شود که می‌توان از آن برای خاموش و روشن کردن دیود لیزر در سرعت‌های بالا استفاده کرد. همچنین می‌توان از سیگنال‌های آنالوگ صوتی یا تصویری برای تغییر دامنه نور استفاده کرد.

فضای آزاد: هنگامی که فضای آزاد محیط ارتباطی باشد، سیستم حاصل به عنوان رادیو شناخته می‌شود. رادیو همچنین به عنوان بی‌سیم معروف است و اصطلاح عمومی گستردگی است که برای هر نوع ارتباط بی‌سیم از یک نقطه به نقطه دیگر به کار می‌رود. رادیو از طیف الکترومغناطیسی استفاده می‌کند. سیگنال‌های اطلاعات به میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی تبدیل و تقریباً فوراً در فضا در فواصل طولانی منتشر می‌شوند. ارتباط با نور مرئی یا مادون قرمز نیز در فضای آزاد می‌تواند انجام شود.

سایر محیط‌های ارتباط: اگرچه پرکاربردترین محیط‌ها کابل‌های هادی و فضای آزاد (رادیو) هستند، اما انواع دیگر محیط‌ها در سیستم‌های ارتباطی خاص مورد استفاده قرار می‌گیرند. برای مثال در سونار از آب به عنوان واسط استفاده می‌شود. سونار غیرفعال با هیدروfon‌های حساس به صدای زیر آب گوش می‌دهد. سونار فعال از تکنیک بازتاب پژواک مشابه روشی که در رادار استفاده می‌شود برای تعیین دور بودن اجسام زیر آب و درجه حرکت آنها استفاده می‌کند.

خود زمین می‌تواند به عنوان یک محیط ارتباطی استفاده شود، زیرا الکتریسیته را هدایت می‌کند و همچنین می‌تواند امواج صوتی با فرکانس پایین را حمل کند.

خطوط برق با جریان متناوب (AC)، هادی‌های الکتریکی که قدرت را برای کارکرد تقریباً تمام دستگاه‌های الکتریکی و الکترونیکی ما حمل می‌کنند، نیز می‌توانند به عنوان کانال‌های ارتباطی استفاده شوند. سیگنال‌هایی که باید ارسال شوند به سادگی روی ولتاژ خط برق قرار می‌گیرند یا به آن اضافه می‌شوند. این به عنوان انتقال جریان حامل یا ارتباطات خط برق (PLC)^۳ شناخته می‌شود. برای برخی از انواع کنترل از راه دور تجهیزات الکتریکی استفاده می‌شود.

گیرنده

گیرنده مجموعه‌ای از قطعات و مدارهای الکترونیکی است که پیام ارسال شده از کانال را دریافت و آن را به شکل قابل فهم برای انسان تبدیل می‌کند. گیرنده‌ها حاوی تقویت کننده‌ها، نوسان‌سازها، مخلوط کننده‌ها (میکسرها)، مدارهای هماهنگی و فیلترها و یک دمودولاتور یا آشکارساز هستند که سیگنال اطلاعات اصلی را از حامل مدوله شده بازیابی می‌کند. خروجی سیگنال اصلی است که سپس خوانده یا نمایش داده می‌شود. این ممکن است یک سیگنال صوتی ارسال شده به بلندگو، یک سیگنال ویدئویی باشد که برای نمایش به صفحه LCD داده می‌شود، یا داده‌های باینری که توسط یک کامپیوتر دریافت و سپس چاپ یا روی نمایشگر ویدئویی نمایش داده می‌شود.

فرستنده گیرنده

بیشتر ارتباطات الکترونیکی دو طرفه است و بنابراین هر دو طرف باید هم فرستنده و هم گیرنده^۴ داشته باشند. در نتیجه، بیشتر تجهیزات ارتباطی دارای مدارهایی هستند که هم ارسال و هم دریافت می‌کنند. این واحدها معمولاً به عنوان فرستنده گیرنده نامیده می‌شوند. تمام مدارهای فرستنده و گیرنده در یک محفظه بسته بندی می‌شوند و معمولاً مدارهای مشترکی مانند منبع تغذیه مشترک

^۳Power Line Communications (PLC)

^۴Transceivers

دارند. تلفن‌ها، رادیوهای دستی، تلفن‌های همراه و مودم‌های کامپیوتر نمونه‌هایی از فرستنده گیرنده هستند.

تضعیف

تضعیف یا کاهش سیگنال، صرف نظر از اینکه محیط انتقال چیست، اجتناب ناپذیر است. تضعیف مناسب با محدود فاصله بین فرستنده و گیرنده است. رسانه‌ها همچنین فرکانس انتخابی هستند، زیرا یک محیط معین به عنوان یک فیلتر پایین گذر برای سیگنال ارسالی عمل می‌کند و پالس‌های دیجیتال را تغییر می‌دهد و دامنه سیگنال را در فواصل طولانی کاهش می‌دهد. بنابراین تقویت قابل توجه سیگنال، هم در فرستنده و هم در گیرنده، برای انتقال موقتی آمیز مورد نیاز است. هر محیطی همچنین انتشار سیگنال را به سرعتی کمتر از سرعت نور کاهش می‌دهد.

نویز

در اینجا به نویز (نوفه)^۴ اشاره شده است زیرا بلای تمام ارتباطات الکترونیکی است. نویز از منابع مختلفی از جمله؛ خطوط برق، پدیده‌های جوی مانند آذرخش (رعد و برق)، سایر تجهیزات الکتریکی و الکترونیکی مانند موتورها، رله‌ها و منابع تغذیه می‌آید. بیشترین نویز در بخش گیرنده هر سیستم ارتباطی تجربه می‌شود. به همین دلیل، در فصل نهم، نویز را در زمان مناسب‌تر پوشش می‌دهیم. در حالی که می‌توان برخی از نویزها را فیلتر کرد، روش کلی برای به حداقل رساندن نویز استفاده از قطعاتی است که نویز کمتری ایجاد می‌کنند و دمای آنها را کاهش می‌دهند. اندازه‌گیری نویز معمولاً بر حسب نسبت سیگنال به نویز (SNR) یعنی (S/N) بیان می‌شود که توان سیگنال تقسیم بر توان نویز است و می‌تواند به صورت عدد یا بر حسب دسی‌بل (dB) بیان شود. بدیهی است که یک (SNR) بسیار بالا برای بهترین عملکرد ترجیح داده می‌شود.

خوب است بدانید که:

شعله‌ها و شراره‌های خورشیدی می‌توانند طوفانی از تشعشعات یونیزه را ارسال کنند که می‌تواند یک روز یا بیشتر طول بکشد. یونیزاسیون اضافی در اتمسفر می‌تواند با اضافه کردن نویز در ارتباطات اختلال همچنین می‌تواند تداخل ایجاد کنند زیرا ذرات یونیزه می‌توانند به ماهواره‌های ارتباطی آسیب بزنند یا حتی آنها را از کار بیاندازند. جدی‌ترین شراره‌های کلاس X می‌توانند باعث خاموشی رادیو در سراسر سیاره شوند.

۳.۱ انواع ارتباطات الکترونیکی

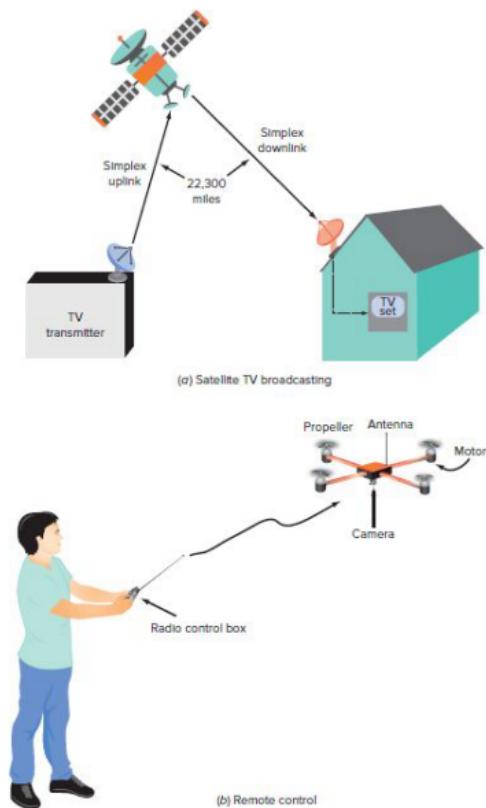
ارتباطات الکترونیکی بر اساس (۱) انتقال یک طرفه (سیمپلکس) یا دو طرفه (دوبلکس کامل و نیمه‌دوبلکس) و (۲) سیگنال‌های آنالوگ یا دیجیتال طبقه‌بندی می‌شوند.

یکطرفه (سیمپلکس)

ساده‌ترین روشی که در آن ارتباطات الکترونیکی انجام می‌شود، ارتباطات یک طرفه است که معمولاً به آن ارتباطات سیمپلکس می‌گویند. نمونه‌هایی در شکل (۳.۱) نشان داده شده است. رایج‌ترین شکل ارتباط سیمپلکس پخش رادیو و تلویزیون است. نمونه دیگری از ارتباطات یک طرفه، انتقال به وسیله نقلیه کنترل از راه دور مانند ماشین اسباب بازی یا وسیله نقلیه هوایی بدون سرنشین (پهپاد)^۵ است.

^۴Noise

^۵UAV or Drone



شکل ۳.۱: ارتباطات یکطرفه

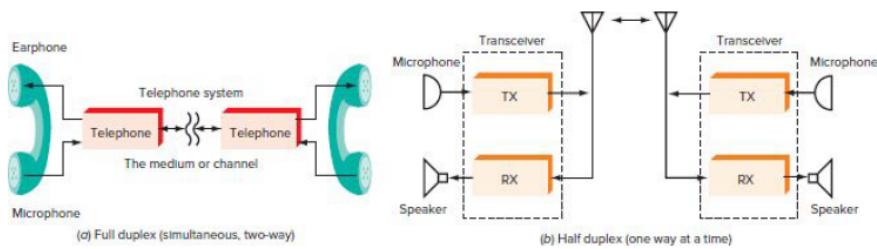
دوطرفه کامل (فول دوپلکس)

بخش عمده‌ای از ارتباطات الکترونیکی، ارتباطات دوطرفه است. کاربردهای دوبلکس معمولی در شکل (۴.۱) نشان داده شده است. به عنوان مثال، افرادی که از طریق تلفن با یکدیگر ارتباط برقرار می‌کنند، می‌توانند به طور همزمان صحبت کنند و گوش دهنند، همانطور که شکل (۴.۱)-(الف) نشان می‌دهد. این ارتباط دوطرفه کامل نامیده می‌شود.

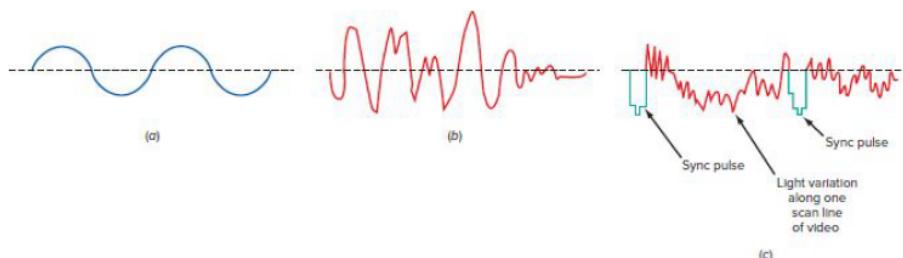
نیمه‌دوپلکس

شکل ارتباط دو طرفه که در آن فقط یک طرف در یک زمان ارسال می‌کند، به عنوان ارتباط نیمه دوطرفه شناخته می‌شود [شکل (۴.۱)(ب)]. ارتباط دو طرفه است، اما جهت متناوب است: طرفین ارتباط بهنوبت ارسال و دریافت می‌کنند. بیشتر مخابرهای رادیویی، مانند آنهایی که در ارتش، پلیس، هواپیمایی، دریانوردی و سایر خدمات استفاده می‌شوند، ارتباطات نیمه دوطرفه هستند. باند شهروندی^۶ (CB)، رادیو خانواده، و ارتباطات رادیو آماتوری نیز نیمه دوبلکس هستند.

^۶Citizens band (CB)



شکل ۴.۱: ارتباطات دوطرفه (الف)-دوطرفه کامل (ب)-نیمه دوطرفه



شکل ۵.۱: سیگنال‌های آنالوگ (الف) "نم" موج سینوسی. (ب) صدا. (ج) سیگنال تصویری (تلوزیونی).

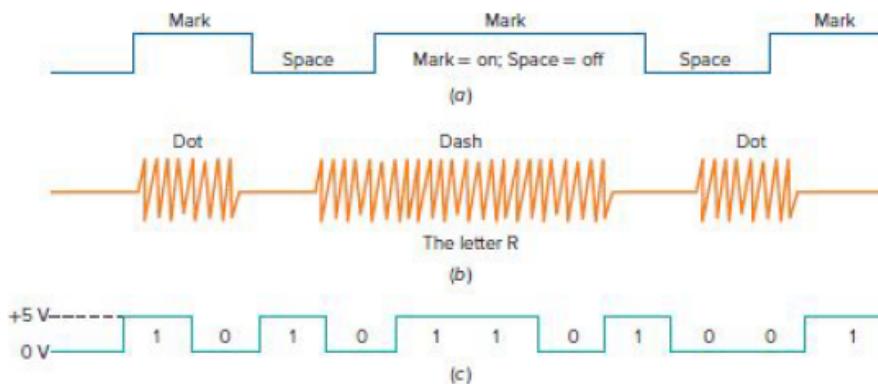
سیگنال‌های آنالوگ

سیگنال آنالوگ یک ولتاژ یا جریان هموار و پیوسته متغیر است. برخی از سیگنال‌های آنالوگ معمولی در شکل (۵.۱) نشان داده شده است. موج سینوسی یک سیگنال آنالوگ تک فرکانس است. ولتاژهای صوتی و تصویری سیگنال‌های آنالوگ هستند که مطابق با تغییرات صدا یا نور که مشابه اطلاعات ارسال شده، متفاوت است.

سیگنال‌های دیجیتال

سیگنال‌های دیجیتال، بر خلاف سیگنال‌های آنالوگ، به طور پیوسته تغییر نمی‌کنند، بلکه بصورت پله‌ای یا افزایش‌های گسسته تغییر می‌کنند. اکثر سیگنال‌های دیجیتال از کدهای باینری یا دو حالت استفاده می‌کنند. چند نمونه در شکل (۶.۱) نشان داده شده است. اولین شکل‌های ارتباطات سیمی و رادیویی از نوعی گُددیجیتال روشن/خاموش استفاده می‌کردند. تلگراف از گُددورس با سیستم سیگنال‌های کوتاه و بلند (خط و نقطه) برای تعیین حروف و اعداد استفاده می‌کردند. شکل (۶.۱)(الف). در تلگراف رادیویی که بهارسال موج پیوسته (CW) نیز شناخته می‌شود، سیگنال موج سینوسی برای مدت کوتاه یا طولانی خاموش و روشن می‌شود تا نقطه‌ها و خطها را نشان دهد، شکل (۶.۱)(ب).

داده‌های مورد استفاده در کامپیوتر نیز دیجیتال هستند. گُدهای باینری که نشان دهنده اعداد، حروف و نمادهای خاص هستند به صورت سریالی توسط سیم، رادیو یا محیط‌های نوری منتقل می‌شوند. رایج‌ترین گُددیجیتالی مورد استفاده در ارتباطات، گُدد استاندارد آمریکایی برای تبادل اطلاعات ASCII، بخوانید "اسک کی ask key" است. شکل (۶.۱)(ج) یک گُدد باینری سریالی را نشان می‌دهد.



شکل ۶.۱: سیگنال‌های دیجیتال (الف) تلگراف (کد مورس)، (ب) کد موج پیوسته (CW)، (ج) کد باینری سریالی.

بسیاری از ارسال‌ها سیگنال‌هایی هستند که به‌شکل دیجیتال صورت می‌گیرند، به عنوان مثال، پیام‌های تلگراف یا داده‌های کامپیوتری، اما باشد به‌شکل آنالوگ تبدیل شوند تا با محیط انتقال مطابقت داشته باشند. به عنوان مثال می‌توان به‌انتقال داده‌های دیجیتال از طریق شبکه تلفن اشاره کرد که فقط برای کنترل سیگنال‌های صوتی آنالوگ طراحی شده است. اگر داده‌های دیجیتال به سیگنال‌های آنالوگ مانند زنگ‌هایی در محدوده فرکانس صوتی تبدیل شوند، می‌توانند از طریق شبکه تلفن منتقل شوند.

سیگنال‌های آنالوگ به صورت دیجیتالی نیز قابل انتقال هستند. امروزه گرفتن سیگنال‌های آنالوگ صوتی یا تصویری و دیجیتالی کردن آنها با مبدل آنالوگ به دیجیتال (A/D)^۴ بسیار رایج است. سپس داده‌ها را می‌توان به صورت کارآمد به‌شکل دیجیتالی منتقل کرد و توسط کامپیوترها (کامپیوترها) و سایر مدارهای دیجیتال پردازش کرد.

خوب است بدانید که:

مولتی‌پلکسینگ در صنعت موسیقی برای ایجاد صدای استریو استفاده شده است. در رادیو استریو، دو سیگنال ارسال و دریافت می‌شود - یکی برای اصوات سمت راست و دیگری برای اصوات سمت چپ، (برای اطلاعات بیشتر در مورد مالتی‌پلکس، به فصل دهم مراجعه کنید).

۴.۱ مدولاسیون و مولتی‌پلسینگ

مدولاسیون و چندگانه‌سازی^۵ (مولتی‌پلکسینگ) فناوری‌های الکترونیکی برای انتقال کارآمد اطلاعات از یک مکان به مکان دیگر هستند. مدولاسیون سیگنال اطلاعاتی را با محیط سازگارتر می‌کند و

^۴Analog-to-Digital (A/D) Converter.

^۵Multiplexing

مالتی پلکسینگ اجازه می‌دهد تا بیش از یک سیگنال به طور همزمان روی یک محیط ارتباط منتقل شود. فناوری‌های مدولاسیون و چندگانه‌سازی برای ارتباطات الکترونیکی اساسی هستند. هنگامی که بر اصول این فناوری‌ها مسلط شدید، به راحتی متوجه خواهید شد که اکثر سیستم‌های ارتباطات مدرن چگونه کار می‌کنند.

انتقال باند پایه

قبل از اینکه بتوان اطلاعات را مخابره کرد، باید اطلاعات به سیگنال الکترونیکی سازگار با محیط تبدیل شود. به عنوان مثال، یک میکروفون سیگنال‌های صوتی (امواج صوتی) را به یک ولتاژ آنالوگ با فرکانس و دامنه متفاوت تغییر می‌دهد. سپس این سیگنال از طریق سیم به بلندگو یا هدفون منتقل می‌شود. این روشی است که سیستم تلفن کار می‌کند.

یک دوربین فیلمبرداری یک سیگنال آنالوگ تولید می‌کند که نشان دهنده تغییرات نور در طول یک خط اسکن (روبش) تصویر است. این سیگنال آنالوگ معمولاً از طریق کابل هم‌محور (کواکسیال) منتقل می‌شود. داده‌های باینری توسط صفحه کلید متصل به کامپیوتر تولید می‌شود. کامپیوتر داده‌ها را ذخیره کرده و به نوعی پردازش می‌کند. سپس داده‌ها بر روی کابل‌ها به دستگاه‌های جانی مانند چاپگر یا کامپیوترهای دیگر از طریق شبکه محلی (لن LAN) منتقل می‌شود. صرف نظر از آنالوگ یا دیجیتال بودن اطلاعات یا سیگنال‌های اطلاعاتی اصلی، همه آنها سیگنال‌های باند پایه نامیده می‌شوند.

در یک سیستم ارتباطی، سیگنال‌های اطلاعاتی باند پایه می‌توانند مستقیماً و بدون تغییر روی محیط ارسال شوند یا می‌توانند برای مدولاسیون یک حامل برای انتقال از طریق محیط استفاده شوند. قرار دادن سیگنال‌های صوتی، تصویری یا دیجیتالی اصلی به طور مستقیم در محیط، انتقال باند پایه نامیده می‌شود. به عنوان مثال، در بسیاری از سیستم‌های تلفن و اینترکام، این خود صدا است که روی سیم‌ها قرار می‌گیرد و در فاصله‌ای به گیرنده منتقل می‌شود. در بیشتر شبکه‌های کامپیوتری، سیگنال‌های دیجیتال مستقیماً به کابل‌های کواکسیال یا زوج سیم‌های تابیده بهم برای انتقال به کامپیوتر دیگر اعمال می‌شوند.

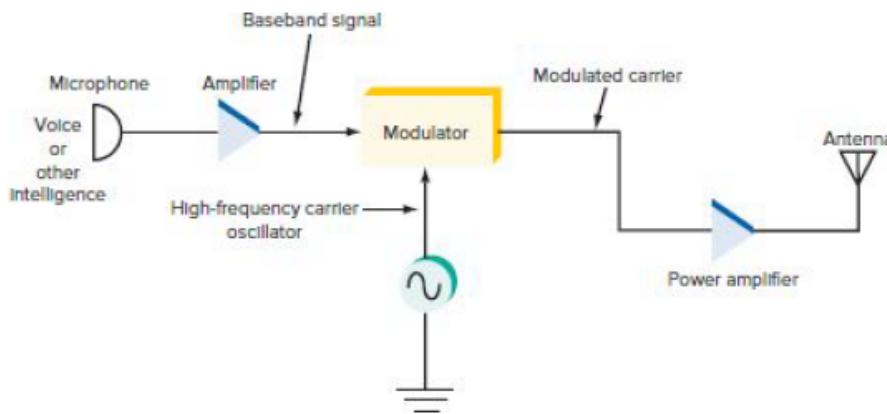
در بسیاری از موارد، سیگنال‌های باند پایه با محیط ناسازگار هستند. اگرچه از نظر تئوری امکان انتقال سیگنال‌های صوتی به طور مستقیم توسط رادیو وجود دارد، اما از نظر واقع بینانه غیرعملی است. در نتیجه، سیگنال اطلاعات باند پایه، صدا، تصویر یا داده، معمولاً برای مدولاسیون سیگنال در فرکانس بالا به نام حامل استفاده می‌شود. حامل‌های فرکانس بالاتر با کارایی بیشتری نسبت به خود سیگنال‌های باند پایه به فضای تابش می‌کنند. چنین سیگنال‌های بی‌سیمی از دو بخش الکتریکی و مغناطیسی تشکیل شده‌اند. این سیگنال‌های الکترومغناطیسی که قادرند در فضای برای مسافت‌های طولانی حرکت کنند، امواج رادیویی (RF)^۹ یا فقط امواج رادیویی نیز نامیده می‌شوند.

انتقال باند پهن

مدولاسیون فرآیندی است که در آن یک سیگنال صوتی، ویدیویی یا دیجیتالی باند پایه، سیگنال دیگری با فرکانس بالاتر، حامل را تغییر می‌دهد. این فرآیند در شکل (۱) نشان داده شده است. گفته می‌شود که اطلاعات یا اطلاعاتی که قرار است ارسال شود بر روی حامل قرار گیرد. حامل معمولاً یک موج سینوسی است که توسط یک نوسان ساز تولید می‌شود. حامل همراه با سیگنال اطلاعات باند پایه به مداری به نام مدولاتور تغذیه می‌شود. سیگنال اطلاعاتی حامل را به روشی منحصر به فرد تغییر می‌دهد. حامل مدوله شده تقویت شده و برای انتقال به آنتن فرستاده می‌شود. به این فرآیند

^۹ Radio Frequency (RF) waves

انتقال پهن‌باند می‌گویند.



شکل ۷.۱: مدولاسیون در فرستنده

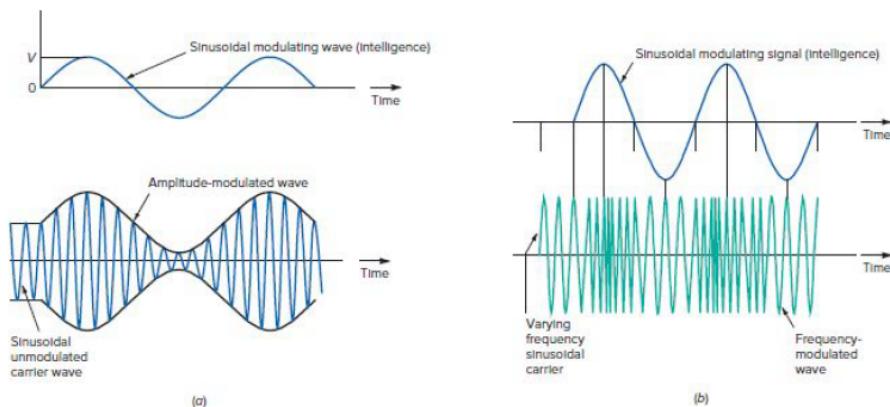
عبارت ریاضی رایج برای موج سینوسی را در نظر بگیرید:

$$v = V_p \sin(2\pi ft + \theta) \quad \text{یا} \quad v = V_p \sin(\omega t + \theta)$$

که در آن

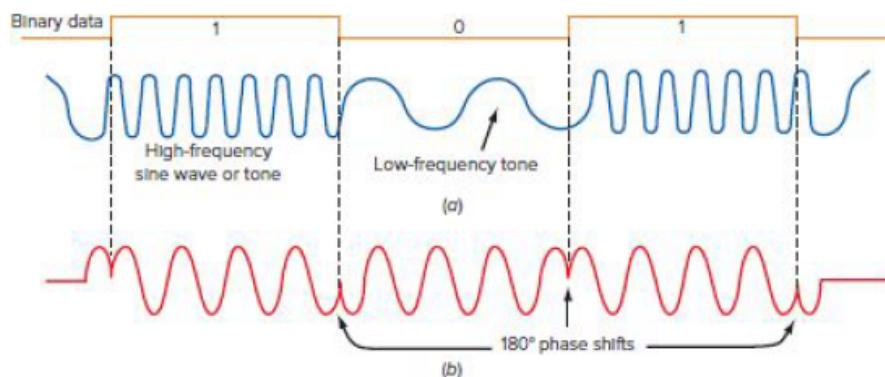
v	=	مقدار لحظه‌ای ولتاژ موج سینوسی
V_p	=	مقدار (اوج) پیک موج سینوسی
f	=	فرکانس Hz
ω	=	فرکانس زاویه‌ای $2\pi f = \omega$
t	=	زمان, s,
ωt	=	$2\pi ft = \omega t$ زاویه $360^\circ = 2\pi rad$
θ	=	فاز زاویه

سه راه برای ایجاد تغییر سیگنال باند پایه در موج سینوسی حامل عبارتند از: تغییر دامنه آن، تغییر فرکانس یا تغییر زاویه فاز آن. دو روش متقابل مدولاسیون عبارتند از مدولاسیون دامنه (AM) و مدولاسیون فرکانس (FM). در AM، سیگنال اطلاعات باند پایه که سیگنال حامل مدوله کننده نامیده می‌شود، دامنه سیگنال حامل فرکانس بالاتر را تغییر می‌دهد، همانطور که در شکل (الف) (الف) نشان داده شده است. قسمت V_p معادله را تغییر می‌دهد. در FM، سیگنال اطلاعات فرکانس حامل را تغییر می‌دهد، همانطور که در شکل (الف) (ب) نشان داده شده است. دامنه حامل ثابت می‌ماند. مقدار f را در عبارت زاویه اول داخل پرانتر (θ) با سیگنال اطلاعات تغییر می‌کند. مدولاسیون فاز (PM) می‌شود. در اینجا، عبارت دوم داخل پرانتر (θ) با سیگنال اطلاعات تغییر می‌کند. مدولاسیون فاز، مدولاسیون فرکانس را تولید می‌کند. بنابراین، سیگنال PM از نظر ظاهری شبیه به یک حامل فرکانس مدوله شده است. دو مثال رایج از انتقال داده‌های دیجیتال با مدولاسیون در شکل (الف) (الف)، آورده شده است. در شکل (الف)، داده‌ها به عنوان فرکانس متغیر تبدیل می‌شوند. به این حالت



شکل ۱.۸: انواع مدولاسیون (الف) مدولاسیون دامنه، (ب) مدولاسیون فرکانس

کلیدزنی تغییر فرکانس (FSK)^{۱۰} گفته می‌شود. در شکل ۹.۱(b)، داده‌ها یک تغییر فاز 180° درجه را معرفی می‌کنند. به این حالت کلیدزنی تغییر فاز (PSK)^{۱۱} گفته می‌شود. دستگاه‌هایی به نام مودم (مدولاتور-demodulator) داده‌ها را از دیجیتال به آنالوگ و دوباره بر می‌گردانند. FM و PM هر دو شکلی از مدولاسیون زاویه هستند.



شکل ۹.۱: ارسال داده‌های باینری بصورت آنالوگ (الف) FSK-، (الف) PSK-

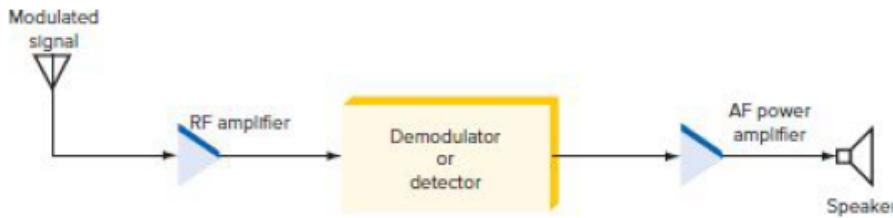
در گیرنده، سیگنال حامل با سیگنال اطلاعات تقویت و سپس برای استخراج سیگنال باند اصلی، دمودوله می‌شود. نام دیگر فرآیند دمودولاسیون، آشکارسازی است. (شکل ۱۰.۱)

مالتی‌پلکسینگ

استفاده از مدولاسیون همچنین امکان استفاده از فناوری دیگری به نام مالتی‌پلکس را فراهم می‌کند. مولتی‌پلکسینگ فرآیندی است که بهدو یا چند سیگنال اجازه می‌دهد محیط یا کانال یکسانی را

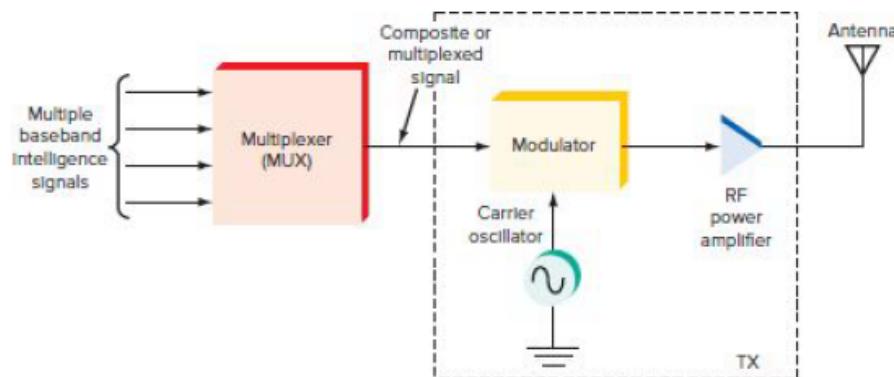
^{۱۰} Frequency Shift Keying (FSK)

^{۱۱} Phase Shift Keying (PSK)



شکل ۱۰.۱: در گیرنده سیگنال اطلاعات بازسازی و استخراج می‌شود.

به اشتراک بگذارند (شکل ۱۱.۱). یک مالتی‌پلکسر، سیگنال‌های باند پایه تکی را به یک سیگنال ترکیبی تبدیل می‌کند که برای مدولاسیون یک حامل در فرستنده استفاده می‌شود. در گیرنده، سیگنال مرکب در دمودولاتور بازیابی می‌شود، سپس به یک دی‌مولتی‌پلکسر فرستاده می‌شود که در آن سیگنال‌های باند پایه جداگانه تولید می‌شوند (شکل ۱۲.۱).



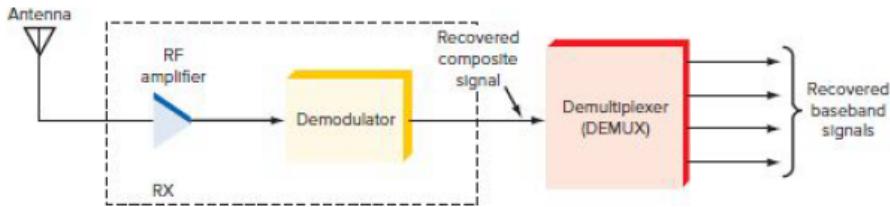
شکل ۱۱.۱: مالتی‌پلکسینگ در فرستنده

سه نوع اصلی مالتی‌پلکسینگ وجود دارد: تقسیم فرکانس، تقسیم زمانی و تقسیم گُد. در مالتی‌پلکسینگ تقسیم فرکانس، سیگنال‌های اطلاعات، زیرحامеле را در فرکانس‌های مختلف مدوله می‌کنند که سپس با هم جمع می‌شوند، و سیگنال ترکیبی برای مدولاسیون حامل استفاده می‌شود. در شبکه‌های نوری، مالتی‌پلکسینگ تقسیم طول موج (WDM)^{۱۲} معادل مالتی‌پلکسینگ تقسیم فرکانس برای سیگنال نوری است.

در مالتی‌پلکسینگ تقسیم زمانی، سیگنال‌های چندگانه اطلاعات به صورت متوالی نمونه‌برداری می‌شوند و قطعه کوچکی از هر کدام برای مدولاسیون حامل استفاده می‌شود. اگر سیگنال‌های اطلاعاتی به اندازه کافی سریع نمونه‌برداری شوند، جزئیات کافی ارسال می‌شود که در انتهای گیرنده سیگنال را می‌توان با دقت زیادی بازسازی کرد.

در مالتی‌پلکسینگ تقسیم گُد، سیگنال‌هایی که قرار است ارسال شوند به داده‌های دیجیتال تبدیل

^{۱۲} Wavelength Division Multiplexing (WDM)

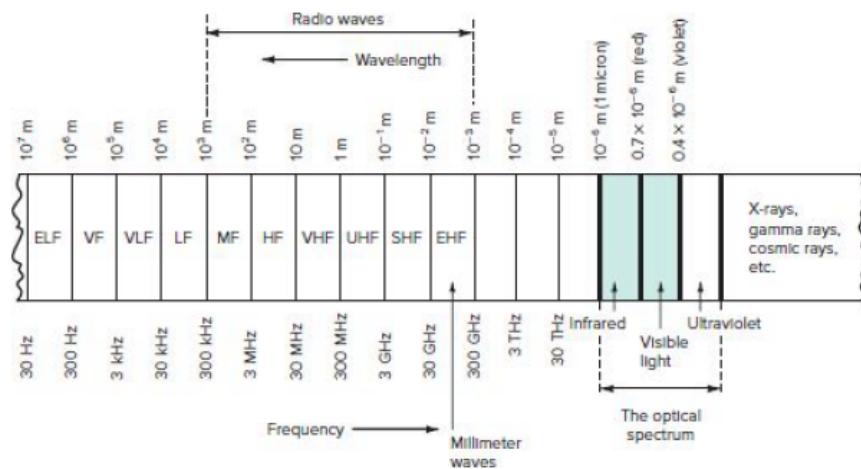


شکل ۱۲.۱: دی‌مالتی‌پلکسینگ در گیرنده

می‌شوند که سپس به صورت منحصر به فرد با یک گُد باینری سریع‌تر کدگذاری می‌شوند. سیگنال‌ها یک حامل را در همان فرکانس مدوله می‌کنند. همه به طور همزمان از یک کانال ارتباطی استفاده می‌کنند. کدگذاری منحصر به فرد در گیرنده برای انتخاب سیگنال مورد نظر استفاده می‌شود.

۵.۱ طیف الکترومغناطیسی

امواج الکترومغناطیسی سیگنال‌هایی هستند که نوسان می‌کنند. به عنوان مثال، دامنه‌های میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی با یک نرخ خاص متفاوت است. شدت‌های میدان‌ها بالا و پایین می‌روند و قطبش آنها با تعداد معینی در ثانیه معکوس می‌شود. امواج الکترومغناطیسی به صورت سینوسی تغییر می‌کند. فرکانس آنها بر حسب سیکل در ثانیه (cps) یا هرتز (Hz) اندازه‌گیری می‌شود. این نوسانات ممکن است در فرکانس بسیار کم یا در فرکانس بسیار بالا رخ دهد. محدوده سیگنال‌های الکترومغناطیسی که تمام فرکانس‌ها را در بر می‌گیرد، طیف الکترومغناطیسی نامیده می‌شود.



شکل ۱۳.۱: طیف امواج الکترومغناطیسی

تمام سیگنال‌های الکتریکی و الکترونیکی که به فضای آزاد تابش می‌شود در طیف الکترومغناطیسی قرار می‌گیرند. سیگنال‌هایی که توسط کابل‌ها منتقل می‌شوند را شامل نمی‌شوند. سیگنال‌هایی که توسط کابل حمل می‌شوند ممکن است فرکانس‌های مشابه سیگنال‌های مشابه در طیف را به اشتراک

بگذارند، اما سیگنال‌های رادیویی نیستند. شکل (۱۴.۱) کل طیف الکترومغناطیسی را نشان می‌دهد که هم فرکانس و هم طول موج را شامل می‌شود. در محدوده‌های میانی، رایج‌ترین فرکانس‌های رادیویی برای ارتباطات دو طرفه، تلویزیون، تلفن‌های همراه، شبکه‌های محلی بی‌سیم، رادار و سایر کاربردها قرار دارند. در انتهای بالای طیف نور مادون قرمز و مرئی قرار دارد. شکل (۱۴.۱) فهرستی از بخش‌های عمومی شناخته شده در طیف مورد استفاده برای ارتباطات الکترونیکی است.

Name	Frequency	Wavelength
Extremely low frequencies (ELFs)	30–300 Hz	10^7 – 10^6 m
Voice frequencies (VFs)	300–3000 Hz	10^6 – 10^5 m
Very low frequencies (VLFs)	3–30 kHz	10^5 – 10^4 m
Low frequencies (LFs)	30–300 kHz	10^4 – 10^3 m
Medium frequencies (MFs)	300 kHz–3 MHz	10^3 – 10^2 m
High frequencies (HFs)	3–30 MHz	10^2 – 10^1 m
Very high frequencies (VHF)	30–300 MHz	10^1 –1 m
Ultra high frequencies (UHF)	300 MHz–3 GHz	1 – 10^{-1} m
Super high frequencies (SHF)	3–30 GHz	10^{-1} – 10^{-2} m
Extremely high frequencies (EHFs)	30–300 GHz	10^{-2} – 10^{-3} m
Infrared	—	0.7–10 μm
The visible spectrum (light)	—	0.4–0.8 μm
<i>Units of Measure and Abbreviations:</i>		
kHz = 1000 Hz		
MHz = 1000 kHz = 1×10^6 = 1,000,000 Hz		
GHz = 1000 MHz = 1×10^9 = 1,000,000,000 kHz		
$= 1 \times 10^9$ = 1,000,000,000 Hz		
m = meter		
μm = micrometer = $\frac{1}{1,000,000}$ m = 1×10^{-6} m		

شکل ۱۴.۱: طیف امواج الکترومغناطیسی مورد استفاده در ارتباطات الکترونیکی

پیشگامان الکترونیک

در سال ۱۸۸۷، هاینریش هرتز، فیزیکدان آلمانی، اولین کسی بود که تأثیر تابش الکترومغناطیسی را در فضا نشان داد. فاصله انتقال تنها چند متر بود، اما این انتقال ثابت کرد که امواج رادیویی می‌توانند بدون نیاز به هیچ سیم اتصالی از مکانی به مکان دیگر منتقل شوند. هرتز همچنین ثابت کرد که امواج رادیویی، اگرچه نامرئی هستند، اما با همان سرعت امواج نور حرکت می‌کنند.

پیشوندهایی که توان‌های ۱۰ را نشان می‌دهند اغلب برای بیان فرکانس‌ها استفاده می‌شوند. پرکاربردترین

پیشوندها به شرح زیر است:

$$k = \text{کیلو} = 1000 = 10^3$$

$$M = \text{مگا} = 1,000,000 = 10^6$$

$$G = \text{گیگا} = 1,000,000,000 = 10^9$$

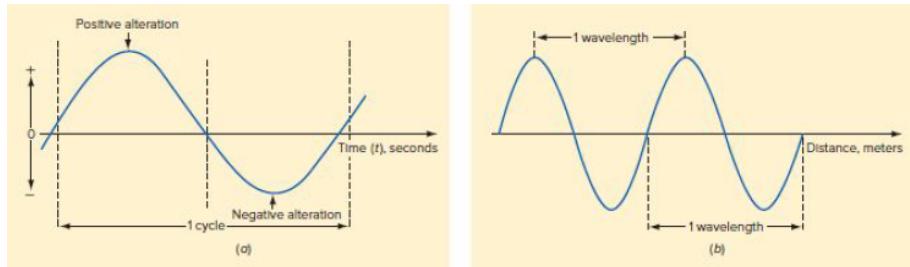
$$T = \text{ترا} = 1,000,000,000 = 10^{12}$$

بنابراین، 1000 هرتز برابر یک کیلو هرتز $1KHz$ است. فرکانس 9000000 هرتز بیشتر به صورت $9MHz$ (نُه مگاهرتز) بیان می‌شود. سیگنالی با فرکانس $15,700,000$ هرتز به صورت $15.7GHz$ (گیگاهرتز) نوشته می‌شود.

طول موج

طول موج فاصله اشغال شده توسط یک دوره (سیگل) موج است و معمولاً بر حسب متر بیان می‌شود. یک متر (متر) برابر است با $\frac{3}{37}$ اینچ (کمی بیش از 3 فوت یا یک یارد(yd). همانطور که شکل (۱۵.۱)(الف) نشان می‌دهد، طول موج بین نقاط یکسان در سیگلهای بعدی یک موج اندازه‌گیری می‌شود. اگر سیگنال یک موج الکترومغناطیسی باشد، یک طول موج فاصله‌ای است که یک سیگل در فضای آزاد اشغال را می‌کند. فاصله بین قله‌ها یا دره‌های مجاور میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی تشکیل دهنده موج است.

طول موج همچنین مسافت طی شده توسط یک موج الکترومغناطیسی در طول زمان یک چرخه (سیگل) است. امواج الکترومغناطیسی با سرعت نور یا 299792800 متر بر ثانیه حرکت می‌کنند. سرعت نور و امواج رادیویی در خلاء یا هوا معمولاً به $300,000$ متر بر ثانیه ($10^8 \times 3$ متر بر ثانیه) یا 186000 مایل بر ثانیه می‌رسد. سرعت انتقال در محیط‌هایی مانند کابل کمتر است.



شکل ۱۵.۱: فرکانس و طول موج؛ (الف) یک سیگل (یک دوره). (ب) یک طول موج

طول موج یک سیگنال، که با حرف یونانی λ (لامبда) نشان داده می‌شود، با تقسیم سرعت نور بر فرکانس f موج بر حسب هertz محاسبه می‌شود: $\lambda = f / 300,000,000$. به عنوان مثال، طول موج یک سیگنال $4,000,000$ هرتز برابر است با:

$$\lambda = 300,000,000 / 4,000,000 = 75m$$

اگر فرکانس بر حسب مگاهرتز بیان شود، فرمول را می‌توان به صورت $\lambda(m) = 300 / f(MHz)$ یا $\lambda(ft) = 984f(MHz)$ ساده کرد.

سیگنال $4,000,000$ هرتز را می‌توان به صورت $4MHz$ مگاهرتز بیان کرد. بنابراین $\lambda = 300 / 4 = 75m$. طول موج $75m$ متر، مانند معادله دوم در مثال ۱-۱، به عنوان طول موج سیگنال فرکانس بسیار

بالا شناخته می‌شود. طول موج‌های فرکانس بسیار بالا گاهی اوقات به سانتی‌متر (cm) بیان می‌شود. از آنجایی که یک متر برابر با ۱۰۰ سانتی‌متر است، می‌توانیم طول موج 697 cm را در مثال ۱-۱ به صورت 697 mm یا حدود 70 cm سانتی‌متر بیان کنیم.

مثال ۱-۱

طول موج فرکانس‌های (الف): 150 MHz ; (ب): 530 MHz ; (ج): 750 kHz را بدست آورید.

$$\lambda = \frac{300,000,000}{150,000,000} = 2\text{ m} \quad \bullet$$

$$\lambda = \frac{300}{530} = 0,5697\text{ m} \quad \bullet$$

$$\lambda = \frac{300}{750} = 0,4\text{ m} \quad \bullet$$

$$\lambda = \frac{300,000,000}{750,000} = 400\text{ m} \quad \bullet$$

اگر طول موج یک سیگنال مشخص باشد یا بتوان آن را اندازه‌گیری کرد، فرکانس سیگنال را می‌توان با تنظیم مجدد فرمول اصلی $f = \frac{300}{\lambda}$ محاسبه کرد. در اینجا f بر حسب مگاهرتز و λ بر حسب متر است. به عنوان مثال، یک سیگنال با طول موج 14.29 m دارای فرکانس $f = \frac{300}{14.29} = 21\text{ MHz}$ است.

مثال ۲-۱

یک سیگنال با طول موج $1/5\text{ m}$ دارای فرکانس:

$$f = \frac{300}{1/5} = 200\text{ MHz}$$

مثال ۳-۱

یک سیگنال مسافت 75 ft را برای زمان تکمیل یک سیکل طی می‌کند. فرکانس آن چقدر است؟

$$\begin{aligned} 1\text{ m} &= 3.28\text{ ft} \\ \frac{75\text{ ft}}{3.28} &= 22.86\text{ m} \\ f &= \frac{300}{22.86} = 13.12\text{ MHz} \end{aligned}$$

مثال ۴-۱

قله‌های بیشینه یک موج الکترومغناطیسی بفاصله ۸ اینچ از هم قرار دارند. فرکانس آن بر جسب مگاهرتز و گیگا هرتز چقدر است؟

$$\begin{aligned} 1\text{ m} &= 39.37\text{ in} \\ 8\text{ in} \frac{1}{39.37} &= 0.203\text{ m} \\ f &= \frac{300}{0.203} = 1477.8\text{ MHz} \\ \frac{1477.8}{10^9} &= 1.4778\text{ GHz} \end{aligned}$$

ردیفهای فرکانس از ۳۰ Hz تا ۳۰۰ GHz

به منظور طبقه بندی، طیف فرکانس الکترومغناطیسی به بخش‌هایی، همانطور که در شکل (۱۳.۱) نشان داده شده، تقسیم می‌شود. ویژگی‌های سیگنال و کاربردهای هر بخش در پاراگراف‌های زیر مورد بحث قرار می‌گیرد.

فرکانس‌های بسیار پایین. فرکانس‌های بسیار پایین (ELF)^{۱۳} در محدوده ۳۰ تا ۳۰۰ هرتز هستند. این فرکانس‌ها شامل فرکانس‌های خط برق شهر (۵۰ و ۶۰ هرتز رایج هستند)، و همچنین فرکانس‌هایی که در انتهای محدوده صوتی انسان قرار دارند.

فرکانس‌های صوتی. فرکانس‌های صوتی (VF)^{۱۴} در محدوده ۳۰۰ تا ۳۰۰۰ هرتز هستند. این محدوده طبیعی گفتار انسان است. اگرچه شناوی انسان از تقریباً ۲۰ تا ۲۰۰۰۰ هرتز گسترش می‌یابد، اما بیشترین صدای قابل فهم در محدوده (VF) رخ می‌دهد.

فرکانس‌های خیلی پایین. فرکانس‌های خیلی پایین (VLF)^{۱۵} از ۹ کیلوهرتز تا ۳۰ کیلوهرتز گسترش می‌یابند و محدوده بالاتر شناوی انسان را تا حدود ۱۵ یا ۲۰ کیلوهرتز شامل می‌شود. بسیاری از آلات موسیقی در این محدوده و همچنین در ELF و VF صدا تولید می‌کنند. ردیف VLF در برخی از ارتباطات دولتی و نظامی نیز استفاده می‌شود. به عنوان مثال، انتقال رادیویی VLF توسط نیروی دریایی برای برقراری ارتباط با زیردریایی‌ها استفاده می‌شود.

فرکانس‌های پایین. فرکانس‌های پایین (LF)^{۱۶} در محدوده ۳۰ تا ۳۰۰ کیلوهرتز هستند. خدمات ارتباطی اولیه با استفاده از این محدوده در ناوگرانهایی و دریایی است. فرکانس‌های این محدوده نیز به عنوان حامل‌های فرعی، یعنی سیگنال‌هایی که توسط اطلاعات باند پایه مدوله می‌شوند مورد استفاده قرار می‌گیرند. معمولاً دو یا چند حامل فرعی اضافه می‌شوند و این ترکیب برای مدوله کردن حامل فرکانس بالا نهایی استفاده می‌شود.

فرکانس‌های متوسط. فرکانس‌های متوسط (MF)^{۱۷} در محدوده ۳۰۰ تا ۳۰۰۰ کیلوهرتز (۰/۳ تا ۳۰ مگاهرتز) هستند. کاربرد عمده فرکانس‌ها در این محدوده، پخش رادیویی AM (۱۶۰۵ ۵۳۵) تا کیلوهرتز) است. از دیگر کاربردهای این محدوده می‌توان به ارتباطات رادیویی مختلف دریایی و آماتوری اشاره کرد.

فرکانس‌های بالا. فرکانس‌های بالا (HF)^{۱۸} در محدوده ۳ تا ۳۰ مگاهرتز هستند. اینها فرکانس‌هایی هستند که عموماً به عنوان امواج کوتاه شناخته می‌شوند. انواع پخش یک طرفه (سیمپلکس) و ارتباطات رادیویی دو طرفه نیمه‌دوبلکس در این محدوده انجام می‌شود. پخش از صدای آمریکا و شرکت پخش بریتانیا در این محدوده انجام می‌شود. سرویس‌های دولتی و نظامی از این فرکانس‌ها برای ارتباط دو طرفه استفاده می‌کنند. به عنوان مثال می‌توان به ارتباطات دیپلماتیک بین سفارتخانه‌ها اشاره کرد. ارتباطات رادیویی آماتوری و CB نیز در این قسمت از طیف رخ می‌دهد.

فرکانس‌های بسیار بالا. فرکانس‌های بسیار بالا (VHF)^{۱۹} محدوده ۳۰ تا ۳۰۰ مگاهرتز را در بر

^{۱۳} Extremely low frequencies (ELF)

^{۱۴} Voice Frequencies (VF)

^{۱۵} Very Low Frequencies (VLF)

^{۱۶} Low Frequencies (LF)

^{۱۷} Medium Frequencies (MF)

^{۱۸} High Frequencies (HF)

^{۱۹} Very High Frequencies (VHF)

می‌گیرند. این محدوده فرکانس محبوب توسط بسیاری از سرویس‌ها از جمله رادیو سیار، ارتباطات دریایی و هوانوردی، پخش رادیو FM (۸۸ تا ۱۰۸ مگاهرتز) و کانال‌های تلویزیونی ۲ تا ۱۳ استفاده می‌شود. آماتورهای رادیویی نیز باندهای متعددی در این محدوده فرکانس دارند.

فرکانس‌های فوق العاده بالا. فرکانس‌های فوق العاده بالا (UHF)^{۲۰} محدوده ۳۰۰۰ تا ۳۰۰ مگاهرتز را در بر می‌گیرند. این نیز یک بخش پرکاربرد از طیف فرکانس است. این شامل کانال‌های تلویزیونی (UHF) ۱۴ تا ۵۱ است و برای ارتباطات سیار زمینی و خدماتی مانند تلفن‌های همراه و همچنین برای ارتباطات نظامی استفاده می‌شود. برخی از خدمات رادار و ناوبری این قسمت از طیف فرکانس را اشغال می‌کنند و رادیو آماتورها نیز باندهایی در این محدوده دارند.

مايكرووويو و SHF. فرکانس‌های بین ۱۰۰۰ مگاهرتز (یک گیگاهرتز) و ۳۰ گیگاهرتز مايكرووويو نامیده می‌شوند. اجاق‌های مايكرووويو عموماً در ۲/۴۵ گیگاهرتز کار می‌کنند. فرکانس‌های بسیار فوق العاده بالا (SHF)^{۲۱} در محدوده ۳ تا ۳۰ گیگاهرتز هستند. این فرکانس‌های مايكرووويو به طور گسترده برای ارتباطات ماهواره‌ای و رادار استفاده می‌شود. شبکه‌های محلی بی‌سیم (LAN) و بسیاری از سیستم‌های تلفن همراه نیز این منطقه را اشغال می‌کنند.

فرکانس‌های بسیار فوق العاده بالا. فرکانس‌های بسیار فوق العاده بالا (EHF)^{۲۲} از ۳۰ تا ۳۰۰ گیگاهرتز گسترش می‌یابد. سیگنال‌های الکترومغناطیسی با فرکانس‌های بالاتر از ۳۰ گیگاهرتز به عنوان امواج میلی‌متری شناخته می‌شوند. تجهیزات مورد استفاده برای تولید و دریافت سیگنال در این محدوده بسیار پیچیده و گران هستند، اما استفاده رو به رشدی از این محدوده برای تلفن‌های ارتباطی ماهواره‌ای، داده‌های کامپیوتری، شبکه‌های سلولی کوتاه برد و برخی رادارهای تخصصی وجود دارد.

فرکانس‌های بین ۳۰۰ گیگاهرتز و طیف نوری. این بخش از طیف عملاً خالی است. این تلاقی بین RF و نوری است. کمبود سخت افزار و قطعات استفاده از آن را محدود می‌کند.

خوب است بدانید که:

اگرچه ساخت یک شبکه فیبر نوری یا بی‌سیم هزینه‌بر است، سرویس دهی به هر کاربر اضافی مقرن به صرفه است. هر چه تعداد کاربران شبکه بیشتر باشد، هزینه کلی کمتر است.

طیف نوری

درست بالای ناحیه موج میلیمتری چیزی است که طیف نوری نامیده می‌شود، ناحیه‌ای که توسط امواج نور اشغال شده است. سه نوع امواج نور وجود دارد: مادون قرمز (فروسرخ)، مرئی و فرابنفش (ماوراء بنفس).

فروسرخ. ناحیه مادون قرمز بین بالاترین فرکانس‌های رادیویی (یعنی امواج میلی‌متری) و بخش مرئی طیف الکترومغناطیسی قرار می‌گیرد. مادون قرمز محدوده‌ای بین تقریباً ۱٪ میلی‌متر و ۷۰۰

^{۲۰} Ultrahigh Frequencies (UHF)

^{۲۱} Superhigh Frequencies (SHF)

^{۲۲} Extremely High Frequencies (EHF)

نانومتر یا 100 nm تا 7 nm میکرومتر را اشغال می‌کند. یک میکرومتر یک میلیونمتر است. طول موج مادون قرمز اغلب بر حسب میکرومتر یا نانومتر داده می‌شود.

تابش مادون قرمز به طور کلی با گرما مرتبط است. مادون قرمز توسط لامپ‌ها، بدن ما و هر وسیله فیزیکی که گرما تولید می‌شود. سیگنال‌های مادون قرمز نیز می‌توانند توسط انواع خاصی از دیودهای ساطع نور (LED) و لیزر تولید شوند.

سیگنال‌های مادون قرمز برای انواع مختلف ارتباط استفاده می‌شود. به عنوان مثال، مادون قرمز در نجوم برای شناسایی ستارگان و دیگر اجسام فیزیکی در جهان، و برای هدایت در سیستم‌های تسلیحاتی استفاده می‌شود، جایی که گرمای تابش شده از هوایپیما یا موشک را می‌توان توسط آشکارسازهای فروسرخ دریافت کرد و برای هدایت موشک‌ها به سمت اهداف استفاده کرد. مادون قمز همچنین در اکثر واحدهای کنترل از راه دور تلویزیون‌های جدید استفاده می‌شود که در آن سیگنال‌های رمزگذاری شده ویژه توسط یک LED مادون قرمز به گیرنده تلویزیون به منظور تغییر کانال‌ها، تنظیم صدا و انجام سایر عملکردها ارسال می‌شود. مادون قرمز اساس همه ارتباطات نوری است.

سیگنال‌های مادون قرمز بسیاری از خواص مشابه سیگنال‌های موجود در طیف مرئی را دارند. دستگاه‌های نوری مانند لنزها و آینه‌ها اغلب برای پردازش و دستکاری سیگنال‌های مادون قرمز استفاده می‌شوند و نور مادون قرمز سیگنالی است که معمولاً روی کابل‌های فیبر نوری منتشر می‌شود. **طیف مرئی**. درست بالای ناحیه مادون قرمز، طیف مرئی وجود دارد که معمولاً به آن نور می‌گویند. نور نوع خاصی از تابش الکترومغناطیسی است که دارای طول موجی در محدوده 400 nm تا 800 nm میکرومتر (400 nm تا 800 nm نانومتر) است. طول موج نور معمولاً بر حسب آنگستروم (\AA) بیان می‌شود. آنگستروم یک ده هزار میکرومتر است. به عنوان مثال، $1\text{\AA} = 10^{-10}\text{ m}$. محدوده قابل مشاهده تقریباً 8000 \AA (قرمز) تا 400 \AA (بنفش) است. نور قرمز با فرکانس پایین یا طول موج بلند است، در حالی که بنفش نور با فرکانس بالا یا طول موج کوتاه است.

نور برای انواع مختلف ارتباطات استفاده می‌شود. امواج نور را می‌توان مدوله کرد و از طریق فیبر شیشه‌ای، همانطور که سیگنال‌های الکتریکی را می‌توان از طریق سیم‌ها منتقل کرد. مزیت بزرگ سیگنال‌های نور این است که فرکانس بسیار بالای آنها به آنها توانایی حمل حجم عظیمی از اطلاعات را می‌دهد. یعنی پهنای باند سیگنال‌های باند پایه می‌تواند بسیار وسیع باشد.

سیگنال‌های نور را می‌توان از طریق فضای آزاد نیز منتقل کرد. انواع مختلفی از سیستم‌های ارتباطی با استفاده از لیزری ایجاد شده‌اند که یک پرتو نور با فرکانس مرئی خاص تولید می‌کند. لیزرهای یک پرتو بسیار باریک از نور تولید می‌کنند که به راحتی با اطلاعات صوتی، تصویری و داده‌ها مدوله می‌شود.

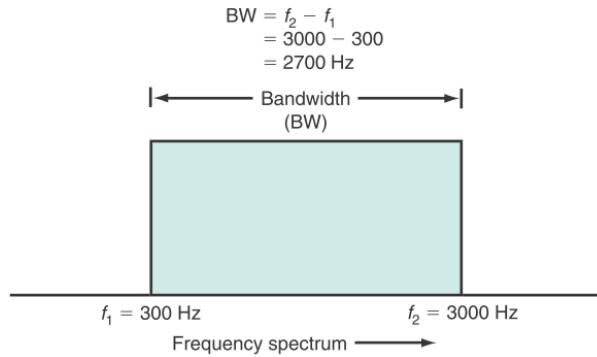
فرابنفش نور فرابنفش (UV) محدوده‌ای از حدود 400 nm تا 4 nm نانومتر را پوشش می‌دهد. اشعه ماوراء بنفش تولید شده توسط خورشید عامل آفتاب سوختگی است. اشعه ماوراء بنفش نیز توسط لامپ‌های بخار جیوه و برخی از انواع دیگر نورها مانند لامپ‌های فلورسنت و لامپ‌های خورشیدی تولید می‌شود. اشعه ماوراء بنفس ارتباطات استفاده نمی‌شود. استفاده اولیه آن پزشکی است.

فراتر از ناحیه مرئی پرتوهای ایکس، گاما و پرتوهای کیهانی هستند. اینها همه اشکال تشعشعات الکترومغناطیسی هستند، اما در سیستم‌های ارتباطی نقشی ندارند و در اینجا پوشش داده نمی‌شوند.

۶.۱ پهنای باند

پهنای باند (BW) بخشی از طیف الکترومغناطیسی است که توسط یک سیگنال اشغال شده است. همچنین محدوده فرکانسی است که گیرنده یا مدار الکترونیکی دیگر در آن کار می‌کند. به طور خاص، پهنای باند تفاوت بین حد فرکانس بالایی و پایینی سیگنال یا محدوده عملکرد تجهیزات است. شکل (۱۶.۱) پهنای باند محدوده فرکانس صوتی را از ۳۰۰۰ تا ۳۰۰ هرتز نشان می‌دهد. فرکانس بالا f_2 و فرکانس پایین f_1 است. پس پهنای باند برابر است با:

$$BW = f_2 - f_1$$



شکل ۱۶.۱: پهنای باند محدوده فرکانسی است که تجهیزات در آن کار می‌کنند یا بخشی از طیف اشغال شده توسط سیگنال است. این پهنای باند فرکانس صوتی است.

مثال ۵-۱

معمولًاً ردیف فرکانس ۹۰۲ تا ۹۲۸ مگاهرتز را در ارتباطات بکار می‌برند. پهنای باند چقدر است؟

$$f_1 = 902 \text{ MHz}, \quad f_2 = 928 \text{ MHz}$$

$$BW = f_2 - f_1 = 928 - 902 = 26 \text{ MHz}$$

مثال ۶-۱

یک سیگنال تلویزیونی پهنای باند ۶ مگاهرتز را اشغال می‌کند. اگر حد فرکانس پایین کanal ۲ برابر ۵۴ مگاهرتز باشد، حد فرکانس بالایی چقدر است؟

$$BW = 54 \text{ MHz}, \quad f_1 = 5 \text{ MHz}$$

$$BW = f_2 - f_1$$

$$f_2 = BW + f_1 = 5 + 54 = 59 \text{ MHz}$$

پهنای باند کانال

هنگامی که اطلاعات بر روی یک حامل در جایی در طیف الکترومغناطیسی مدوله می‌شود، سیگنال

حاصل بخش کوچکی از طیف اطراف فرکانس حامل را اشغال می‌کند. فرآیند مدولاسیون باعث می‌شود سیگنال‌های دیگری بهنام باندهای جانبی در فرکانس‌های بالا و پایین فرکانس حامل بهمیزانی برابر با فرکانس مدوله کننده تولید شوند. به عنوان مثال، در پخش AM، سیگنال‌های صوتی تا ۵ کیلوهرتز قابل انتقال است. اگر فرکانس حامل ۱۰۰۰ کیلوهرتز یا یک مگاهرتز و فرکانس مدوله کننده ۵ کیلوهرتز باشد، باندهای جانبی در $1000 - 5 = 995$ کیلوهرتز و در $5 + 1000 = 1005$ کیلوهرتز تولید می‌شوند. به عبارت دیگر، فرآیند مدولاسیون سیگنال‌های دیگری تولید می‌کند که فضای طیف را اشغال می‌کند. این فقط حامل ۱۰۰۰ کیلوهرتز نیست که مخابره می‌شود. بنابراین اصطلاح پهنانی باند به محدوده فرکانس‌هایی که حاوی اطلاعات هستند اشاره دارد. اصطلاح پهنانی باند کanal به محدوده فرکانس‌های مورد نیاز برای انتقال اطلاعات مورد نظر اشاره دارد.

پهنانی باند سیگنال AM که در بالا توضیح داده شد، تفاوت بین بالاترین و پایین‌ترین فرکانس‌های ارسالی است: $BW = 1005kHz - 995kHz = 10kHz$. در این حالت، پهنانی باند کanal ۱۰ کیلوهرتز است. بنابراین یک سیگنال پخش AM یک ناحیه ۱۰ کیلوهرتزی از طیف را اشغال می‌کند. سیگنال‌هایی که با فرکانس مشابه یا فرکانس‌های همپوشانی ارسال می‌شوند، البته با یکدیگر تداخل دارند. بنابراین تعداد محدودی سیگنال را می‌توان در طیف فرکانس منتقل کرد. با رشد فعالیت‌های ارتباطی در طول سال‌ها، تقاضای مداوم برای کانال‌های فرکانس بیشتری وجود داشته است که می‌توان از طریق آنها ارتباطات را انتقال داد. این باعث ایجاد فشار برای توسعه تجهیزاتی شده است که در فرکانس‌های بالاتر کار می‌کنند. قبل از جنگ جهانی دوم، فرکانس‌های بالاتر از یک گیگاهرتز عملاً استفاده نمی‌شدند، زیرا هیچ قطعه الکترونیکی مناسبی برای تولید سیگنال در آن فرکانس‌ها وجود نداشت. اما پیشرفت‌های فناوری در طول سال‌ها بهم‌بستی از اجزای مایکروویو مانند کلیسترون‌ها، مگنترون‌ها و لوله‌های موجبر و امروزه ترانزیستورها، مدارهای مجتمع و سایر دستگاه‌های نیمه‌هادی که به‌طور معمول در محدوده مایکروویو کار می‌کنند، داده است.

فضای بیشتر در بالا

مزیت استفاده از فرکانس‌های بالاتر برای حامل‌های ارتباطی این است که یک سیگنال با پهنانی باند معین، درصد کمتری از طیف را در فرکانس‌های بالاتر نسبت به فرکانس‌های پایین‌تر نشان می‌دهد. به عنوان مثال، در ۱۰۰۰ کیلوهرتز، سیگنال AM با عرض ۱۰ کیلوهرتز که قبلاً مورد بحث قرار گرفت، یک درصد از طیف را نشان می‌دهد:

$$\frac{10kHz}{1,000kHz} \times 100 = 1\%$$

اما در یک گیگاهرتز یا ۱۰۰۰۰۰۰ کیلوهرتز، تنها یک هزارم یک درصد را نشان می‌دهد:

$$\frac{10kHz}{1,000,000kHz} \times 100 = 0.001\%$$

در عمل، این بدان معنی است که تعداد کانال‌های ۱۰ کیلوهرتزی در فرکانس‌های بالاتر نسبت به فرکانس‌های پایین بسیار بیشتر است. به عبارت دیگر، فضای طیف بیشتری برای سیگنال‌های اطلاعاتی در فرکانس‌های بالاتر وجود دارد.

فرکانس‌های بالاتر همچنین امکان استفاده از سیگنال‌های پهنانی باند وسیع‌تر را فراهم می‌کنند. یک سیگنال تلویزیونی، به عنوان مثال، پهنانی باند ۶ مگاهرتز را اشغال می‌کند. چنین سیگنالی را نمی‌توان برای مدولاسیون یک حامل در رדיوفهای MF یا HF استفاده کرد زیرا از تمام فضای طیف موجود استفاده می‌کند. سیگنال‌های تلویزیونی در بخش‌های VHF و UHF طیف، جایی که فضای کافی در دسترس است، منتقل می‌شوند.

امروزه تقریباً کل طیف فرکانسی بین ۳۰ گیگاهرتز تا ۳۰ کیلوهرتز صحبت شده است. برخی از نواحی باز و بخش‌هایی از طیف به شدت مورد استفاده قرار نمی‌گیرند، اما در بیشتر موارد، این طیف با انواع فعالیت‌های ارتباطی تولید شده از سرتاسر جهان همراه است. رقابت فوق العاده‌ای برای این فرکانس‌ها، نه تنها بین شرکت‌ها، افراد، و خدمات دولتی در اپراتورهای فردی، بلکه بین کشورهای مختلف جهان وجود دارد. طیف الکترومغناطیسی یکی از ارزشمندترین منابع طبیعی ماست. به همین دلیل، مهندسی ارتباطات بهترین استفاده از آن طیف محدود اختصاص دارد. تلاش زیادی برای توسعه تکنیک‌های ارتباطی انجام می‌شود که پهنه‌ای باند مورد نیاز برای انتقال اطلاعات داده شده را به حداقل می‌رساند و بنابراین فضای طیف را حفظ می‌کند. این امر فضای بیشتری را برای کانال‌های ارتباطی اضافی فراهم می‌کند و به سایر خدمات یا کاربران فرصتی می‌دهد تا از آن بهره ببرند. بسیاری از فناوری‌هایی که بعداً در این کتاب مورد بحث قرار می‌گیرد، در تلاشی برای به حداقل رساندن پهنه‌ای باند انتقال تکامل یافته‌اند.

مدیریت طیف فرکانس

دولتهای ایالات متحده و سایر کشورها از همان ابتدا تشخیص دادند که طیف فرکانس یک منبع طبیعی ارزشمند و منحصر به فرد است و بنابراین آژانس‌هایی را برای کنترل استفاده از طیف ایجاد کردند. در ایالات متحده، کنگره قانون ارتباطات در سال ۱۹۳۴ م تصویب کرد. این قانون و اصطلاحات مختلف آن مقرراتی را برای استفاده از فضای طیف تعیین کرد. همچنین کمیسیون ارتباطات فدرال (FCC)^{۲۳} را تأسیس کرد، یک نهاد ناظری که وظیفه آن تخصیص فضای طیف، صدور مجوزها، تعیین استانداردها و نظارت بر امواج رادیویی است. قانون مخابرات سال ۱۹۹۶ نیز تأثیر زیادی بر استفاده از طیف داشته است. FCC تمام ارتباطات تلفنی و رادیویی این کشور را کنترل می‌کند و به طور کلی مقررات انتشار امواج الکترومغناطیسی را تنظیم می‌کند. اداره ملی مخابرات و اطلاعات (NTIA)^{۲۴} عملکرد مشابهی را برای خدمات دولتی و نظامی انجام می‌دهد. کشورهای دیگر نیز سازمان‌های مشابهی دارند.

اتحادیه بین‌المللی مخابرات (ITU)^{۲۵}، آژانسی از سازمان ملل متحد که مقر آن در ژنو، سوئیس است، متشكل از ۱۸۹ کشور عضو است که در فواصل زمانی منظم برای ارتقای همکاری و مذاکره در مورد منافع ملی گرد هم می‌آیند. نمونه این جلسات کنفرانس‌های رادیویی اداری جهانی است که تقریباً هر دو سال یکبار برگزار می‌شود. کمیته‌های مختلف ITU استانداردهایی را برای حوزه‌های مختلف در زمینه ارتباطات تعیین می‌کنند. ITU کشورهای مختلف را گرد هم می‌آورد تا در مورد چگونگی تقسیم و بهاشتراك گذاری طیف فرکانس بحث کنند. از آنجا که بسیاری از سیگنال‌های تولید شده در طیف برای مسافت‌های طولانی منتشر نمی‌شوند، کشورها می‌توانند از این فرکانس‌ها به طور همزمان بدون تداخل استفاده کنند. از سوی دیگر، برخی از محدوده‌های طیف فرکانس به معنای واقعی کلمه می‌توانند سیگنال‌ها را در سراسر جهان حمل کنند. در نتیجه، کشورها باید برای هماهنگ کردن استفاده از بخش‌های مختلف طیف فرکانس بالا برای جلوگیری از تداخل متقابل با یکدیگر مذاکره کنند.

استانداردها

استانداردها مشخصات و دستورالعمل‌هایی هستند که شرکت‌ها و افراد برای اطمینان از سازگاری

^{۲۳}Federal Communications Commission (FCC)

^{۲۴}National Telecommunications and Information Administration (NTIA)

^{۲۵}International Telecommunications Union (ITU)

بین تجهیزات ارسال و دریافت در سیستم‌های ارتباطی از آنها پیروی می‌کند. اگرچه مفاهیم ارتباط ساده هستند، اما بدیهی است که راه‌های زیادی برای ارسال و دریافت اطلاعات وجود دارد. روش‌های مختلفی برای مدولاسیون، مولتی‌پلکسینگ (چندگانه‌سازی) و پردازش اطلاعاتی که قرار است ارسال شود، استفاده می‌شود. اگر هر سیستم از روش‌های متفاوتی استفاده می‌کرد که به خواست مهندس طراح ایجاد می‌شد، سیستم‌ها با یکدیگر ناسازگار می‌شدند و هیچ ارتباطی برقرار نمی‌شد. در دنیای واقعی، استانداردهایی تنظیم و دنبال می‌شود تا هنگام طراحی و ساخت تجهیزات، از سازگاری اطمینان حاصل شود. اصطلاحی که برای توصیف توانایی تجهیزات یک سازنده برای کار سازگار با سازنده دیگر استفاده می‌شود، قابلیت همکاری است.

استانداردها خطوط مشروع اصول عملیات، نقشه‌های ساخت و ساز و روش‌های اندازه‌گیری هستند که تجهیزات ارتباطی را تعریف می‌کنند. برخی از مشخصات پوشش داده شده عبارتند از روش‌های مدولاسیون، فرکانس عملیات، روش‌های چندگانه، طول کلمه و فرمتهای بیت، سرعت انتقال داده، روش‌های کدگذاری خط، و انواع کابل و رابط. این استانداردها توسط سازمان‌های غیرانتفاعی متعددی در سراسر جهان تنظیم و نگهداری می‌شوند. کمیته‌های متشكل از افراد صنعت و دانشگاه برای ایجاد و توافق بر روی استانداردها گرد هم می‌آیند و سپس برای استفاده دیگران منتشر می‌شوند. کمیته‌های دیگر استانداردها را در طول زمان بررسی، بازنگری و ارتقاء می‌دهند، زیرا نیازها تغییر می‌کنند.

در کار در ارتباطات من، شما به‌طور منظم با استانداردهای مختلفی روبرو خواهید شد. به عنوان مثال، استانداردهایی برای انتقال تلفن از راه دور، تلفن‌های همراه دیجیتال، شبکه‌های محلی و مودم‌های کامپیوتری وجود دارد. فهرست زیر سازمان‌هایی هستند که استانداردهای سیستم‌های ارتباطی را حفظ می‌کنند. برای جزئیات بیشتر به تارنمای (وب سایت) مربوطه مراجعه کنید.

موسسه استاندارد ملی آمریکا (ANSI) - www.ansi.org

اتحاد صنایع الکترونیک (EIA) - www.eia.org

موسسه استانداردهای مخابرات اروپا (ETSI) - www.etsi.org

موسسه مهندسین برق و الکترونیک (IEEE) - www.ieee.org

اتحادیه بین المللی مخابرات (ITU) - www.itu.org

کارگروه مهندسی اینترنت (IETF) - www.ietf.org

تالار کار اینترنتی نوری (IF) - www.oiforum.com

موسسه مخابرات آمریکا (TIA) - www.tiaonline.org

کاربردهای ارتباطات الکترونیکی: یکطرفه

- ۱ **پخش رادیوئی AM و FM.** ایستگاه‌ها موسیقی، اخبار، گزارش‌های هواشناسی و برنامه‌هایی برای سرگرمی و اطلاعات پخش می‌کنند. این شامل موج کوتاه است.
- ۲ **رادیو دیجیتالی.** هم ماهواره‌ای و هم زمینی وجود دارد. برنامه‌های رادیویی به صورت دیجیتالی ارسال می‌شود.
- ۳ **پخش تلویزیونی.** ایستگاه‌ها برنامه‌های سرگرمی، اطلاعاتی و آموزشی را از طریق رادیو پخش می‌کنند.
- ۴ **تلویزیون دیجیتال (DTV).** انتقال رادیویی برنامه‌های تلویزیونی با روش‌های دیجیتال، ماهواره‌ای و زمینی، به عنوان مثال، تلویزیون با تعریف بالا (HDTV) و تلویزیون پروتکل اینترنت (IPTV) انجام می‌شود.
- ۵ **تلویزیون کابلی.** فیلم‌ها، رویدادهای ورزشی و سایر برنامه‌ها با فیبر نوری و کابل کواکسیال بین مشترکین توزیع می‌شوند.
- ۶ **فاکس.** مطالب بصری چاپ شده از طریق خطوط تلفن منتقل می‌شود. یک دستگاه فکس یک سند را روبش (اسکن) می‌کند و آن را به سیگنال‌های الکترونیکی تبدیل می‌کند که از طریق سیستم تلفن برای بازتولید به صورت چاپی توسط دستگاه فکس دیگری ارسال می‌شود. فکس می‌تواند همچنین توسط کامپیوتر ارسال شود.
- ۷ **کنترل از راه دور بی‌سیم.** این دسته شامل دستگاهی است که هر مورد از راه دور با رادیو یا مادون قرمز کنترل می‌کند. به عنوان مثال می‌توان به موشک‌ها، ماهواره‌ها، روبات‌ها، اسباب بازی‌ها و سایر وسایل نقلیه یا کارخانه‌ها یا ایستگاه‌های دور دست اشاره کرد. دستگاه بدون کلید از راه دور، درب بازکن گاراژ، و کنترل از راه دور روی تلویزیون شما نمونه‌های دیگری هستند.
- ۸ **اینترنت اشیا [Internet of Things (IoT)]**. نظارت یا کنترل دستگاه‌های راه دور، لوازم خانگی و سایر موارد در خانه، دفتر یا سایر امکانات معمولاً با ترکیبی از اتصال بی‌سیم و اینترنت انجام می‌شود.
- ۹ **خدمات ناوبری و مسیریابی.** ایستگاه‌های ویژه سیگنال‌هایی را ارسال می‌کنند که می‌توانند توسط گیرنده‌ها به منظور شناسایی مکان دقیق (طول و عرض جغرافیایی) یا تعیین جهت و/یا فاصله از ایستگاه دریافت شوند. چنین سیستم‌هایی از ایستگاه‌های زمینی و ماهواره‌ای استفاده می‌کنند. این خدمات عمدهاً توسط قایق‌ها و کشتی‌ها یا هواپیماها استفاده می‌شود، اگرچه سیستم‌هایی برای خودروها و کامیون‌ها در حال توسعه هستند. سیستم موقعیت‌یاب جهانی (GPS) که از ۲۴ ماهواره استفاده می‌کند، بیشترین استفاده را دارد.

دنباله: کاربردهای ارتباطات الکترونیکی

۱۰ **تله متري (سنجرش از راه دور)**: اندازه‌گیری‌ها در مسافت طولانی منتقل می‌شوند. سیستم‌های تله متري از حسگرها برای تعیین شرایط فیزیکی (دم، فشار، سرعت جریان، ولتاژ، فرکانس و غیره) در یک مکان دور استفاده می‌کنند. حسگرها سیگنال حاملی را مدوله کرده که از طریق سیم یا رادیو به گیرندهای از راه دور ارسال می‌شود بطوری که داده‌ها را برای تجزیه و تحلیل ذخیره و یا نمایش می‌دهد. به عنوان مثال می‌توان به ماهواره‌ها، موشک‌ها، خطوط لوله، کارخانه‌ها و ایستگاه‌ها اشاره کرد.

۱۱ **نجوم رادیویی**: سیگنال‌های رادیویی، از جمله مادون قرمز، تقریباً توسط تمام اجرام آسمانی مانند ستارگان و سیارات منتشر می‌شوند. با استفاده از آنتن‌های جهت‌دار بزرگ و گیرندهای حساس با بهره بالا، این سیگنال‌ها را می‌توان دریافت کرد و برای ترسیم مکان ستاره‌ها و مطالعه جهان استفاده کرد. نجوم رادیویی جایگزین و مکملی برای نجوم نوری سنتی است.

۱۲ **نظرات**: نظارت به معنای نظارت محتاطانه یا «جاسوسی» است. فناوری‌های الکترونیکی به طور گسترده توسط نیروهای پلیس، دولت‌ها، ارتش، تجارت و صنعت و دیگران برای جمع آوری اطلاعات به منظور کسب مزیت رقابتی استفاده می‌شود. این فناوری‌ها شامل شنود تلفنی، شنود بی‌سیم کوچک، ایستگاه‌های شنود مخفی، و هواپیماها و ماهواره‌های شناسایی است.

۱۳ **خدمات موسیقی**: موسیقی پس زمینه مدام برای مطب پزشکان، فروشگاه‌ها، آسانسورها و غیره توسط ایستگاه‌های رادیویی *FM* محلی در فرکانس‌های فرکانس بالا که توسط گیرنده‌های *FM* معمولی قابل دریافت نیستند، منتقل می‌شود.

۱۴ **رادیو و ویدئو اینترنتی**: موسیقی و ویدیو از طریق اینترنت بر روی کامپیوتر ارائه می‌شود.
کاربردهای ارتباطات الکترونیکی: دو طرفه

۱۵ **تلفن**: سخنگوئی فرد با فرد را از طریق شبکه‌های تلفن گسترده در سراسر جهان با استفاده از سیم، اپتیک، رادیو و ماهواره منتقل می‌شود.

الف: تلفن‌های بی‌سیم در فاصله کوتاهی سخنگوئی را برای راحتی بدون سیم فراهم می‌کنند.
ب تلفن‌های همراه ارتباطات بی‌سیم سراسری را از طریق گوشی‌ها و ایستگاه‌های پایه و سیستم تلفن سیمی فراهم می‌کنند. تلفن‌های همراه علاوه بر ارتباطات صوتی، ایمیل، دسترسی به اینترنت، سرویس پیام فوری، ویدئو و بازی را تسهیل می‌کنند.

ج تلفن‌های اینترنتی که به عنوان تلفن‌های صوتی از طریق پروتکل اینترنت (*VoIP*) شناخته می‌شوند، از خدمات پهن‌باند پرسرعت (کابلی، *DSL*، بی‌سیم، فیبر نوری) از طریق اینترنت برای ارائه ارتباطات صوتی دیجیتال استفاده می‌کنند.

د تلفن‌های ماهواره‌ای از ماهواره‌های مدار پایین برای ارائه خدمات صوتی در سراسر جهان از هر مکان دوردست روی زمین استفاده می‌کنند.

دنباله: کاربردهای ارتباطات الکترونیکی: دو طرفه

۱۶ **رادیو دو طرفه.** ارتباطات تجاری، صنعتی و دولتی بین وسایل نقلیه، واحدهای دستی و ایستگاههای پایه منتقل می‌شود. به عنوان مثال می‌توان به پلیس، رادیوآماتوری، تاکسی، خدمات جنگلداری، شرکت‌های حمل و نقل، هواپیمایی، دریایی، ارتش و دولت اشاره کرد.

۱۷ **رادار.** این شکل خاص ارتباطی از سیگنال‌های مایکروویو مرتبط با هدف شناسایی کشتی‌ها، هواپیماها و موشک‌ها و برای تعیین برد، جهت و سرعت آنها استفاده می‌کند. بیشتر رادارها در کاربردهای نظامی استفاده می‌شوند، اما هواپیماهای غیرنظامی و خدمات دریایی نیز از آن استفاده می‌کنند. پلیس از رادار در تشخیص و اجرای سرعت استفاده می‌کند.

۱۸ **سونار.** در ارتباطات زیر آب، سیگنال‌های باند پایه شنیداری از آب به عنوان محیط انتقال استفاده می‌کنند. زیردریایی‌ها و کشتی‌ها از سونار برای تشخیص حضور زیردریایی‌های دشمن استفاده می‌کنند. سونار غیرفعال از گیرندهای صوتی برای دریافت صدای پروانه کشتی‌ها و زیردریائی‌ها و سایر صداها استفاده می‌کند. سونار فعال مانند یک رادار زیر آب است که با استفاده از واکنش پالس اولتراسونیک ارسالی، جهت، برد و سرعت هدف زیر آب را تعیین می‌کند.

۱۹ **رادیو آماتور.** این یک سرگرمی برای افراد علاقه‌مند به ارتباطات رادیویی است. افراد ممکن است دارای مجوز برای ساخت و راه اندازی تجهیزات رادیویی دو طرفه برای ارتباط شخصی با سایر رادیوآماتورها شوند.

۲۰ **رادیو شهروندان** رادیو باند شهروندان (CB) سرویس ویژه‌ای است که هر فردی ممکن است برای ارتباط شخصی با دیگران از آن استفاده کند. بیشتر رادیوهای CB در کامیون‌ها و اتوبوس‌ها برای تبادل اطلاعات در مورد شرایط ترافیکی، تله‌های سرعت و موارد اضطراری استفاده می‌شوند.

۲۱ **سرویس رادیویی خانواده.** این یک ارتباط شخصی دو طرفه با واحدهای دستی در فواصل کوتاه (حدود کمتر از ۲ مایل) است.

۲۲ **اینترنت.** اتصالات متقابل جهانی از طریق شبکه‌های فیبر نوری، شرکت‌های مخابراتی، شرکت‌های تلویزیون کابلی، ارائه‌دهندگان خدمات اینترنتی و سایرین دسترسی به تارنمایی جهانی (WWW) را به میلیون‌ها وبسایت و صفحه و پست الکترونیکی (ایمیل) فراهم می‌کنند.

۲۳ **شبکه‌های گسترده [WAN].** شبکه‌های فیبر نوری در سراسر جهان خدمات تلفن و اینترنت از راه دور را ارائه می‌دهند.

۲۴ **شبکه‌های شهری [MAN].** شبکه‌های کامپیوتری در یک منطقه جغرافیایی خاص مانند محوطه کالج، تأسیسات شرکت یا شهر انتقال می‌دهند. عموماً آنها با کابل فیبر نوری اجرا می‌شوند، اما ممکن است با کابل کواکسیال یا بی‌سیم نیز باشند.

دنباله: کاربردهای ارتباطات الکترونیکی: دو طرفه

۲۵ شبکه‌های محلی [Local-area networks (LAN)]. اتصالات سیمی (یا بی‌سیم) کامپیوترهای شخصی، لپ‌تاپ، سرورها یا کامپیوترهای اصلی در یک دفتر یا ساختمان به منظور ایمیل، دسترسی به اینترنت، یا اشتراک ذخیره‌سازی انبوه، تجهیزات جانبی، داده‌ها و نرم‌افزار.

۷.۱ بررسی کاربردهای ارتباطی

کاربردهای فناوری‌های الکترونیکی در ارتباطات آنقدر رایج و فراگیر است که شما قبلاً با اکثر آنها آشنا هستید. شما از تلفن استفاده می‌کنید، به رادیو گوش می‌دهید و تلویزیون تماشا می‌کنید. شما همچنین از سایر اشکال ارتباط الکترونیکی مانند تلفن همراه، رادیو آماتوری، رادیو CB و خانواده، شبکه‌های بی‌سیم خانگی برای دسترسی به اینترنت، پیامک، پست الکترونیکی و درب بازکن‌های گاراژ با کنترل از راه دور استفاده می‌کنید. در زیر تمام کاربردهای اصلی مختلف ارتباطات الکترونیکی را فهرست می‌کند.

خوب است بدانید که:

کمیسیون ارتباطات فدرال (FCC) در سال ۱۹۳۴ برای تنظیم ارتباطات بین ایالتی و خارجی تشکیل شد. وظیفه اصلی FCC تخصیص باندهای فرکانس و تعیین محدودیت در توان پخش برای انواع مختلف عملیات رادیویی و تلویزیونی است. FCC همچنین بر انتشار و پخش نظرارت می‌کند تا عملیات‌های بدون مجوز و تخلفات فنی را شناسایی کند. علاوه بر ایستگاه‌های تلویزیونی و رادیویی، FCC حدود ۵۰ میلیون فرستنده را که توسط افراد، مشاغل، کشتی‌ها و هواپیماها، خدمات اضطراری و سیستم‌های تلفن اداره می‌شوند، مجوز می‌دهد. خط مشی FCC توسط پنج کمیسیونر تعیین می‌شود که توسط رئیس جمهور برای دوره‌های پنج ساله منصوب می‌شوند.

۸.۱ شغل‌ها و حرفه‌ها در صنعت ارتباطات

صنعت الکترونیک تقریباً به‌چهار تخصص اصلی تقسیم می‌شود. بزرگترین از نظر افراد شاغل و ارزش دلاری تجهیزات خریداری شده، حوزه ارتباطات است و پس از آن حوزه کامپیوتر. کنترل صنعتی و ابزار دقیق به‌طور قابل توجهی کوچکتر هستند. صدها هزار کارمند در زمینه ارتباطات هستند و سالانه میلیاردها دلار تجهیزات خریداری می‌شود. نرخ رشد بسته به اقتصاد، پیشرفت‌های تکنولوژیکی و عوامل دیگر از سالی به سال دیگر متفاوت است. اما، مانند بسیاری از حوزه‌های الکترونیک، حوزه ارتباطات به‌لطف اینترنت و صنعت سلولی در حال انفجار طی سال‌ها به طور پیوسته رشد کرده است و فرصت نسبتاً ثابتی برای اشتغال ایجاد کرده است. اگر علاقه شما در ارتباطات نهفته است، خوشحال خواهید شد که بدانید فرصت‌های زیادی برای مشاغل و مشاغل طولانی مدت وجود دارد. بخش بعدی



شکل ۱۷.۱: کاربردهای ارتباطات الکترونیکی

انواع مشاغل موجود و انواع عمدۀ کارفرمایان را تشریح می‌کند.
انواع مشاغل.

دو نوع اصلی از موقعیت‌های فنی موجود در زمینه ارتباطات، مهندسی و تکنیسینی هستند.
مهندسی مهندسین تجهیزات و سیستم‌های ارتباطی را طراحی می‌کنند. آنها دارای مدرک لیسانس فوق لیسانس (Ph.D.) یا دکترا (M.S.E.E.) با دکترا (B.S.E.E.) قوی علمی و ریاضی همراه با آموزش تخصصی در مدارها و تجهیزات الکترونیکی می‌دهند. مهندس‌ها بر اساس مشخصات کار کرده و تجهیزات یا سیستم‌های جدیدی طراحی و خلق کرده که سپس ساخته می‌شوند.

بسیاری از مهندس‌ها دارای مدرک لیسانس در فناوری الکترونیک از یک کالج فنی یا دانشگاه هستند. برخی از عناوین درجه معمولی عبارتند از لیسانس فناوری (B.T)^{۲۶}، لیسانس فناوری مهندسی (B.E.T.)^{۲۷} و لیسانس علوم در فناوری مهندسی (B.S.E.T.)^{۲۸}.

برنامه‌های لیسانس فناوری گاهی اوقات ادامه برنامه‌های مقطع کاردانی دو ساله است. در دو سال اضافی مورد نیاز برای مدرک لیسانس فناوری، دانشجو دروس الکترونیک پیچیده‌تر را همراه با دروس اضافی علوم، ریاضی و علوم انسانی می‌گذراند. تفاوت اصلی بین B.T. فارغ التحصیل و فارغ التحصیل مهندسی این است که تکنسین معمولاً دوره‌هایی را می‌گذراند که عملی‌تر و کاربردی‌تر از دروس مهندسی هستند. دارندگان B.T. مدارک تحصیلی عموماً می‌توانند تجهیزات و سیستم‌های الکترونیکی را طراحی کنند، اما عموماً دارای عمق پیش زمینه در ریاضیات تحلیلی یا علوم نیستند که برای مشاغل طراحی پیچیده مورد نیاز است. با این حال، B.T. فارغ التحصیلان عموماً به عنوان مهندس استخدام می‌شوند. اگرچه بسیاری از آنها کار طراحی را انجام می‌دهند، برخی دیگر به جای طراحی، در سمت‌های مهندسی در تولید و خدمات میدانی استخدام می‌شوند.

^{۲۶}Bachelor of Technology (B.T.)

^{۲۷}Bachelor of Engineering Technology (B.E.T.)

^{۲۸}Bachelor of Science in Engineering Technology (B.S.E.T.)

برخی از مهندسان در طراحی تخصص دارند. دیگران در تولید، آزمایش، کنترل کیفیت و مدیریت و سایر زمینه‌ها کار می‌کنند. مهندسان همچنین ممکن است به عنوان پرسنل خدمات میدانی، نصب و نگهداری تجهیزات و سیستم‌های پیچیده خدمت کنند. اگر علاقه شما به طراحی تجهیزات ارتباطی است، یک موقعیت مهندسی ممکن است برای شما مناسب باشد.

اگرچه مدرک مهندسی برق به طور کلی حداقل شرط ورودی برای مشاغل مهندسین در اکثر سازمان‌ها است، افرادی با پیشینه‌های تحصیلی دیگر (مانند فیزیک و ریاضی) مهندس می‌شوند. تکنسین‌هایی که تحصیلات تکمیلی کافی و تجربه مناسب کسب می‌کنند ممکن است مهندس شوند. **تکنسین** تکنسین‌ها نوعی تحصیلات پس از متوسطه در الکترونیک، از یک مدرسه فنی و حرفه‌ای، یک کالج محلی یا یک موسسه فنی دارند. بسیاری از تکنسین‌ها در برنامه‌های آموزش نظامی، آموزش دیده‌اند. اکثر تکنسین‌ها به طور متوسط دو سال تحصیلات رسمی پس از دبیرستان و مدرک کاردانی دارند. مدارک رایج عبارتند از: کاردانی در هنر (A.A.^{۲۹})، کاردانی در علوم (A.S.^{۳۰}) یا کاردانی در فناوری مهندسی یا فناوری مهندسی الکترونیک (A.S.E.T.^{۳۱} یا A.S.E.E.T.^{۳۲}) و کاردانی در علوم کاربردی (A.A.S.^{۳۳}). مدارک تحصیلی (A.A.) بیشتر موضوعات شغلی و مرتبط با شغل را پوشش می‌دهند. و به عنوان مدارک عمومی تر هستند و برای ارائه پایه‌ای برای انتقال به برنامه کارشناسی طراحی شده‌اند. تکنسین‌هایی که دارای مدرک کاردانی از یک کالج محلی هستند معمولاً می‌توانند به برنامه لیسانس فناوری منتقل شوند و در دو سال دیگر مدرک کارشناسی را تکمیل کنند. با این حال، دارندگان مدرک کاردانی معمولاً قادر به انتقال به یک برنامه مدرک مهندسی نیستند، اما در صورت انتخاب مسیر شغلی مهندسی باید به معنای واقعی کلمه از نو شروع کنند.

تکنسین‌ها اغلب در مشاغل خدماتی به کار گرفته می‌شوند. کار آنها معمولاً شامل نصب تجهیزات، عیب‌یابی و تعمیر، آزمایش و اندازه‌گیری، نگهداری و تنظیم یا بهره برداری است. تکنسین‌هایی که در چنین موقعیت‌هایی قرار دارند، گاهی اوقات تکنسین خدمات میدانی، مهندسان خدمات قدیمی، یا نمایندگان مشتریان نامیده می‌شوند.

تکنسین‌ها همچنین می‌توانند در مهندسی شرکت کنند. مهندسان ممکن است از یک یا چند تکنسین برای کمک در طراحی تجهیزات استفاده کنند. آنها نمونه‌های اولیه را می‌سازند و عیب‌یابی می‌کنند و در بسیاری از موارد واقعاً در طراحی تجهیزات شرکت می‌کنند. بخش زیادی از کار شامل آزمایش و اندازه‌گیری است. در این سمت، تکنسین به عنوان تکنسین مهندسی، تکنسین آزمایشگاه، دستیار مهندسی یا مهندس کاردان شناخته می‌شود.

تکنسین‌ها نیز در تولید به کار گرفته می‌شوند. آنها ممکن است در ساخت و مونتاژ واقعی تجهیزات نقش داشته باشند، اما بیشتر به آزمایش نهایی و اندازه‌گیری محصولات نهایی مربوط می‌شوند. سایر موقعیت‌ها شامل کنترل کیفیت یا تعمیر واحدهای معیوب است.

سایر موقعیت‌ها مشاغل زیادی در صنعت ارتباطات غیر از شغل مهندسی یا تکنسینی وجود دارد. به عنوان مثال، مشاغل برجسته بسیاری در فروش فنی وجود دارد. فروش تجهیزات پیچیده ارتباطات الکترونیکی اغلب به تحصیلات فنی و پیشینه قوی نیاز دارد. این کار ممکن است شامل تعیین نیازهای

^{۲۹} Associate in Arts(A.A.)

^{۳۰} Associate in Science (A.S.)

^{۳۱} Associate of Science in Engineering Technology

^{۳۲} Associate of electronic engineering technology (A.S.E.T. or A.S.E.E.T.)

^{۳۳} Associate in Applied Science (A.A.S.)

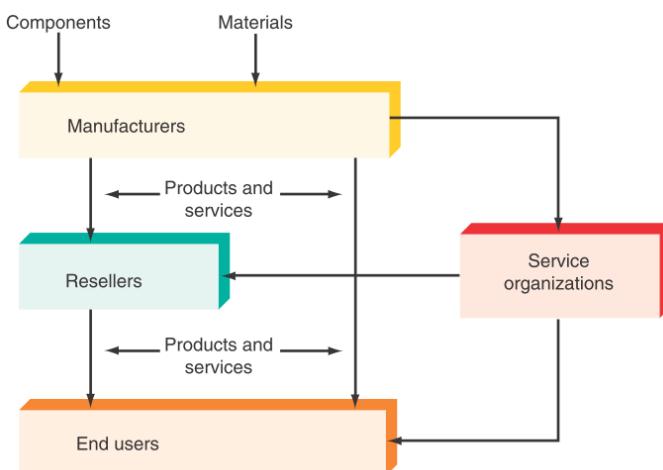
مشتری و مشخصات تجهیزات مرتبط، نوشتن پیشنهادهای فنی، ارائه فروش به مشتریان، و حضور در نمایشگاهها و نمایشگاههایی باشد که تجهیزات در آن فروخته می‌شود. پتانسیل پرداخت در فروش به طور کلی بسیار بالاتر از موقعیت‌های مهندسی یا خدماتی است.

موقعیت دیگر، سمت نویسنده فنی است. نویسنده‌گان فنی مستندات فنی تجهیزات و سیستم‌های ارتباطی را تولید می‌کنند، دستورالعمل‌های نصب و سرویس، روش‌های تعمیر و نگهداری، و دستورالعمل‌های عملیات مشتری را تهیه می‌کنند. این وظیفه مهم نیازمند آموزش و تجربه قابل توجهی است.

در نهایت، جایگاه مربی وجود دارد. مهندسان و تکنسین‌ها اغلب برای آموزش سایر مهندسان و تکنسین‌ها یا مشتریان استفاده می‌شوند. با پیچیدگی بالایی که امروزه در تجهیزات ارتباطی وجود دارد، نیاز اساسی به آموزش وجود دارد. بسیاری از افراد موقعیت‌های تحصیلی و آموزشی را بسیار مطلوب و رضایت‌بخش می‌دانند. این کار معمولاً شامل توسعه برنامه‌های درسی، تولید کتابچه‌های آموزشی لازم و مطالب قابل ارائه، ایجاد آموزش برخط (آنلاین)، و برگزاری جلسات آموزشی کلاس درس در داخل یا در یک سایت مشتری است.

کارفرمایان عمدۀ

ساختار کلی صنعت الکترونیک ارتباطی در شکل ۱۸.۱ نشان داده شده است. چهار بخش عمدۀ صنعت عبارتند از تولید کنندگان، فروشنده‌گان، سازمان‌های خدماتی و کاربران نهایی.



شکل ۱۸.۱: ساختار صنعت الکترونیک ارتباطات.

تولید کنندگان: البته همه چیز با نیازهای مشتری شروع می‌شود. تولیدکنندگان نیازهای مشتری را به محصولات تبدیل می‌کنند، قطعات و مواد را از سایر شرکت‌های الکترونیکی خریداری می‌کنند تا در تولید محصولات استفاده کنند. مهندسان محصولات را طراحی و تولیدکننده‌گان آنها را تولید می‌کنند. مشاغلی برای مهندسان، تکنسین‌ها، فروشنده‌گان، پرسنل خدمات میدانی، نویسنده‌گان فنی و مربیان وجود دارد.

فروشنده‌گان: تولیدکنندگانی که محصولات را مستقیماً به کاربران نهایی نمی‌فروشند، محصولات را به سازمان‌های فروش مجدد می‌فروشنند که به نوبه خود آنها را به کاربر نهایی می‌فروشنند. برای مثال، یک تولیدکننده تجهیزات ارتباطی دریابی ممکن است مستقیماً به صاحب قایق نفروشد، بلکه در عوض

به یک توزیع کننده منطقه‌ای یا فروشگاه یا فروشگاه لوازم الکترونیک دریابی بفروشد. این فروشگاه نه تنها تجهیزات را به فروش می‌رساند، بلکه به نصب، سرویس و تعمیرات نیز می‌پردازد. یک سازنده تلفن همراه یا دستگاه فکس معمولاً به توزیع کننده یا فروشنده‌ای که فروش و خدمات را بر عهده دارد می‌فروشد. بیشتر مشاغل موجود در بخش فروش مجدد صنعت در فروش، خدمات و آموزش است.

سازمان‌های خدماتی: این شرکت‌ها معمولاً نوعی خدمات مانند تعمیر، نصب یا نگهداری را انجام می‌دهند. یک نمونه، یک شرکت اوپونیک است که کار نصب یا خدمات را بر روی تجهیزات الکترونیکی برای هواپیماهای شخصی انجام می‌دهد. دیگری یکپارچه ساز سیستم است، شرکتی که با استفاده از محصولات شرکت‌های دیگر، یک قطعه از تجهیزات ارتباطی یا اغلب یک سیستم کامل را طراحی و مونتاژ می‌کند. یکپارچه‌سازان سیستم‌ها، سیستم‌هایی را برای رفع نیازهای خاص و سفارشی‌سازی سیستم‌های موجود برای مشاغل خاص، کنار هم قرار می‌دهند. انواع دیگر سازمان‌های خدماتی، ارائه دهنده‌گان خدمات ارتباطی مانند عاملهای شبکه سلولی (مانند AT&T، Verizon)، ارائه دهنده‌گان اینترنت، شرکت‌های تلویزیون کابلی و شرکت‌های وب اینترنتی (به عنوان مثال، گوگل، یاهو، آمازون) هستند.

کاربران نهایی: کاربر نهایی مشتری نهایی و یک کارفرمای اصلی است. امروزه تقریباً هر شخص و سازمانی کاربر نهایی تجهیزات ارتباطی است. دسته بندی عمدۀ کاربران نهایی در زمینه ارتباطات عبارتند از:

شرکت‌های تلفن

کاربران رادیویی - موبایل، دریایی، هواپیما و غیره.
ایستگاه‌های پخش رادیو و تلویزیون و شرکت‌های تلویزیون کابلی
کاربران تجاری و صنعتی ماهواره‌ها، شبکه‌ها و غیره
شرکت‌های حمل و نقل (هواپیمائي، کشتيراني، راه آهن)

دولتی و نظامی

شرکت‌های اینترنتی

شخصی و سرگرمی

صرف کنندگان

تعداد زیادی کار ارتباطی با کاربران نهایی وجود دارد. اکثر آنها از نوع خدمات هستند: نصب، تعمیر، نگهداری و بهره برداری از تجهیزات.

صدور مجوز و صدور گواهینامه

یک راه خوب برای تأیید دانش خود در زمینه الکترونیک ارتباطات، دریافت مجوز یا گواهینامه مربوطه است. برخی از مشاغل به مجوز FCC نیاز دارند تا از صلاحیت شما در الکترونیک و آگاهی از قوانین و مقررات مربوطه اطمینان حاصل شود. در غیر این صورت، مزیت اصلی مجوز یا گواهی این است که دانش و مهارت خود را به یک کارفرمای احتمالی ثابت کنید. چنین اعتباری یک امتیاز اضافی برای هر A.S. است. یا B.S.E.T. مدرکی که ممکن است بگیرید برای برخی از کارفرمایان، مجوز یا گواهی ممکن است به جای مدرک قابل قبول باشد.

صدور مجوز و گواهینامه معمولاً مستلزم شرکت در امتحان در موضوعات ارتباطات است. آزمون FCC شامل تست‌هایی در مورد قوانین و مقررات و همچنین مبانی الکترونیکی و مدارهای ارتباطی، تجهیزات و شیوه‌ها است. اکثر گواهینامه‌ها همچنین دارای آزمون‌هایی هستند که مبانی الکترونیکی

و مدارهای ارتباطی، تجهیزات و شیوه‌های مشابه را پوشش می‌دهند. برخی از گواهینامه‌ها به مقدار خاصی از تجربه شغلی نیاز دارند.

فهرست زیر برخی از مجوزها و گواهینامه‌های موجود برای ارتباطات است.

- مجوز اپراتورهای تلفن رادیویی عمومی^{۳۴} - آزمون دو بخشی در مورد قوانین و مقررات الکترونیک ارتباطات. یک امتحان اختیاری در رادار در دسترس است. هیچ تجربه کاری لازم نیست.

- انجمن بین‌المللی گواهی تکنسین‌های الکترونیک (ISCET)^{۳۵} - این سازمان چندین گواهینامه پایه در مبانی الکترونیکی و همچنین گواهینامه کارданی در انواع تخصص‌های الکترونیکی از جمله ارتباطات ارائه میدهد. هیچ تجربه کاری لازم نیست.

- انجمن بین‌المللی تکنسین‌های الکترونیک(I)^{۳۶} - این سازمان طیف گسترده‌ای از گواهی‌های الکترونیک را با تخصص در مبانی الکترونیک، ارتباطات، رادار، اپتیک و چندین مورد دیگر ارائه میدهد.

- انجمن بین‌المللی رادیو، ارتباطات و الکترومغناطیسی (iNARTE) - این سازمان گواهینامه‌های متعددی را در تمام مراحل ارتباطات، از جمله ارتباطات راه دور، سازگاری الکترومغناطیسی و دستگاه‌های بی‌سیم در سطح فنی و مهندسی ارائه می‌دهد. این گواهینامه‌ها مستلزم سطوح مختلف تحصیلی (مدرک تحصیلی) و تجربه شغلی و همچنین امتحانات هستند.

- سیسکو: این شرکت تامین کننده عمدۀ تجهیزات شبکه‌بندی و بی‌سیم است و در بسیاری از حوزه‌های مرتبط با شبکه‌بندی گواهی ارائه می‌دهد. به عنوان مثال Cisco Certified Network Associate (CCNA) Wireless شناخته شده است.

گواهینامه‌های دیگری برای انواع تخصص‌ها وجود دارد که شما کشف خواهید کرد. به بسیاری از سازمان‌های گواهی‌دهنده، مانند I-ETA، ISCET، و iNARTE نیز اجازه داده شده است که آزمون‌های GROL FCC را ارائه دهند. GROL احتمالاً بهترین اعتبار کلی برای مشاغل بی‌سیم است، و ممکن است بخواهید آن را با یک گواهی مناسب برای کاری که به‌دنبال آن هستید تکمیل کنید.

صدور گواهینامه و مجوز یک راه عالی برای اثبات به‌خود و هر کارفرمایی است که در ارتباطات آگاه و توانمند هستید. به‌این فرصت توجه جدی داشته باشید.

سؤالات:

۱. ارتباطات الکترونیکی در چه قرنی آغاز شد؟

^{۳۴}General Radiotelephone Operators License (GROL)

^{۳۵}International Society of Certified of Electronic Technicians (ISCET)

^{۳۶}Electronic Technicians Association International (ETA-I)

۲. چهار عنصر اصلی یک سیستم ارتباطی را نام ببرید و نموداری را رسم کنید که رابطه آنها را نشان دهد.
۳. پنج نوع محیطی که برای ارتباط استفاده می‌شود را فهرست کنید و بگویید کدام سه مورد بیشتر استفاده می‌شوند.
۴. دستگاه مورد استفاده برای تبدیل سیگنال اطلاعاتی به سیگنال سازگار با محیطی که از طریق آن ارسال می‌شود را نام ببرید.
۵. کدام تجهیزات از یک محیط ارتباطی سیگنال دریافت می‌کند و سیگنال اصلی اطلاعات را بازیابی می‌کند؟
۶. فرستنده و گیرنده (transceiver) چیست؟
۷. دو روش که یک محیط ارتباطی می‌تواند بر سیگنال تاثیر بگذارد چیست؟
۸. نام دیگر محیط ارتباطی چیست؟
۹. نام تداخل نامطلوب که به سیگنال در حال ارسال اضافه می‌شود چیست؟
۱۰. سه منبع متداول تداخل را نام ببرید.
۱۱. اطلاعات اصلی یا سیگنال‌های اطلاعاتی که مستقیماً از طریق یک محیط ارتباطی مخابره می‌شوند، چه نام دارند؟
۱۲. دو شکلی که سیگنال‌های اطلاعاتی می‌توانند وجود داشته باشند را نام ببرید.
۱۳. نام ارتباط یک طرفه چیست؟ سه مثال بزنید.
۱۴. نام ارتباط دو طرفه همزمان چیست؟ سه مثال بزنید.
۱۵. اصطلاحی که برای توصیف ارتباطات دو طرفه استفاده می‌شود که در آن هر یک از طرفین بهنوبت ارسال می‌کنند چیست؟ سه مثال بزنید.
۱۶. چه نوع سیگنال‌های الکترونیکی سیگنال‌های صوتی و تصویری دائمًا در حال تغییر هستند؟
۱۷. سیگنال‌های هوشمند روش/خاموش چه نامیده می‌شوند؟
۱۸. سیگنال‌های صوتی و تصویری چگونه به صورت دیجیتال منتقل می‌شوند؟
۱۹. چه اصطلاحاتی اغلب برای اشاره به سیگنال‌های اولیه صوتی، ویدئویی یا داده استفاده می‌شود؟
۲۰. گاهی اوقات از چه فناوری باید استفاده کرد تا سیگنال اطلاعاتی با محیطی که از طریق آن ارسال می‌شود سازگار باشد؟
۲۱. فرآیند آشکارسازی سیگنال اصلی چیست؟
۲۲. سیگنال پهن باند چیست؟

۲۳. فرآیندی را که برای ارسال دو یا چند سیگنال باند پایه به طور همزمان روی یک محیط مشترک استفاده می‌شود نام ببرید.
۲۴. تکنیک مورد استفاده برای استخراج سیگنال‌های هوشی متعددی که به طور همزمان از طریق یک کانال ارتباطی منفرد منتقل شده اند را نام ببرید.
۲۵. نام سیگنال‌هایی که در فضای آزاد برای مسافت‌های طولانی حرکت می‌کنند چیست؟
۲۶. موج رادیویی از چه چیزی تشکیل شده است؟
۲۷. طول موج سیگنال‌های با فرکانس‌های $1/5$ کیلوهرتز، 18 مگاهرتز و 22 گیگاهرتز را به ترتیب بر حسب مایل، فوت و سانتی‌متر محاسبه کنید.
۲۸. چرا سیگنال‌های صوتی به طور مستقیم توسط امواج الکترومغناطیسی منتقل نمی‌شوند؟
۲۹. محدوده فرکانس شنوایی انسان چقدر است؟
۳۰. محدوده فرکانس تقریبی صدای انسان چقدر است؟
۳۱. آیا انتقال رادیویی در محدوده VLF و LF انجام می‌شود؟
۳۲. محدوده فرکانس ایستگاه‌های پخش رادیویی AM چقدر است؟
۳۳. نام سیگنال‌های رادیویی در محدوده فرکانس بالا چیست؟
۳۴. شبکه‌های تلویزیونی 2 تا 13 و پخش FM در کدام بخش از طیف پخش می‌شوند؟
۳۵. موارد استفاده عمده از باند UHF را فهرست کنید.
۳۶. فرکانس‌های بالای یک گیگاهرتز چه نام دارند؟
۳۷. فرکانس‌های درست بالای محدوده EHF چه نامیده می‌شوند؟
۳۸. میکرومتر چیست و برای اندازه‌گیری چه چیزی استفاده می‌شود؟
۳۹. سه بخش از طیف فرکانس نوری را نام ببرید.
۴۰. منبع رایج سیگنال‌های مادون قرمز چیست؟
۴۱. محدوده طیف تقریبی سیگنال‌های مادون قرمز چقدر است؟
۴۲. اصطلاح آنگستروم را تعریف کنید و نحوه استفاده از آن را توضیح دهید.
۴۳. محدوده طول موج نور مرئی چقدر است؟
۴۴. سیگنال‌های نوری از کدام دو کانال یا محیط برای ارتباطات الکترونیکی استفاده می‌کنند؟
۴۵. دو روش انتقال داده‌های بصری از طریق شبکه تلفن را نام ببرید.
۴۶. نام سیگنال‌دهی افراد در مکان‌های دور از طریق رادیو چیست؟

۴۷. برای توصیف فرآیند اندازه‌گیری در فاصله از چه اصطلاحی استفاده می‌شود؟
۴۸. چهار روش استفاده از رادیو در سیستم تلفن را فهرست کنید.
۴۹. در رادار از چه اصلی استفاده می‌شود؟
۵۰. رادار زیر آب چیست؟ دو مثال بزنید.
۵۱. نام یک سرگرمی محبوب ارتباط رادیویی چیست؟
۵۲. چه وسیله‌ای کامپیوترها را قادر می‌سازد تا داده‌های دیجیتالی را از طریق شبکه تلفن مبادله کنند؟
۵۳. سیستم‌های اتصالات بین کامپیوترهای شخصی و کامپیوترهای دیگر در ادارات یا ساختمان‌ها را چه می‌نامید؟
۵۴. متراff عومومی برای رادیو چیست؟
۵۵. سه نوع اصلی از موقعیت‌های فنی موجود در زمینه ارتباطات را نام ببرید.
۵۶. شغل اصلی مهندس چیست؟
۵۷. مدرک اولیه برای یک مهندس چیست؟
۵۸. مدرک اولیه برای تکنسین چیست؟
۵۹. یک نوع مدرک فنی در مهندسی غیر از مهندس یا تکنسین نام ببرید.
۶۰. آیا دارنده مدرک کارданی فنی می‌تواند واحدها را به رشته مهندسی انتقال دهد؟
۶۱. یک تکنسین معمولاً چه کارهایی را انجام می‌دهد؟
۶۲. سه نوع شغل دیگر را در زمینه ارتباطات الکترونیکی که شامل کار مهندسی یا تکنسینی نمی‌شوند، فهرست کنید.
۶۳. چهار بخش اصلی صنعت ارتباطات کدامند؟ بطور خلاصه عملکرد هر کدام را توضیح دهید.
۶۴. چرا استانداردها مهم هستند؟
۶۵. استانداردهای ارتباطی چه نوع ویژگی‌هایی را تعریف می‌کنند؟

مسائل:

-
۱. فرکانس سیگنال‌های با طول موج‌های 40 متر، 5 متر و 8 سانتی‌متر را محاسبه کنید.
۲. فرکانس خط برق ac مشترک در چه محدوده فرکانسی قرار می‌گیرد؟

۳. کاربرد اصلی محدوده SHF و EHF چیست؟

مسائل چالش برانگیز:

۱. سه راه را نام ببرید که سیگنال فرکانس بالاتری بهنام حامل را می‌توان برای انتقال اطلاعات تغییر داد.

۲. دو واحد معمولی کنترل از راه دور خانگی را نام ببرید و نوع محیط و محدوده فرکانس مورد استفاده برای هر کدام را بیان کنید.

۳. چگونه از نجوم رادیویی (رادیو آسترلونومی) برای مکان‌یابی و نقشه‌برداری ستارگان و دیگر اجرام آسمانی استفاده می‌شود؟

۴. علاقه‌مند به کار در کدام بخش از ارتباطات رادیو آماتوری هستید و چرا؟

۵. فرض کنید که تمام طیف الکترومغناطیسی از ELF از طریق امواج مایکروویو به‌طور کامل اشغال شده است. راههایی را توضیح دهید که می‌توان قابلیت ارتباطی را اضافه کرد.

۶. سرعت نور بر حسب فوت در میکروثانیه چقدر است؟ بر حسب اینج در هر نانوثانیه؟ بر حسب متر بر ثانیه؟

۷. یک جمله کلی برای مقایسه سرعت نور با سرعت صوت بیان کنید. مثالی از نحوه نشان دادن اصول ذکر شده ارائه دهید.

۸. فهرستی از کاربردهای ارتباطی در زندگی واقعی که به‌طور خاص در این فصل به‌آنها اشاره نشده است.

۹. پنج روش‌های ارتباطی جدید، سیمی یا بی‌سیم، که فکر می‌کنید عملی است، بیان کنید.

۱۰. فرض کنید که یک برنامه بی‌سیم دارید که می‌خواهید به‌عنوان یک محصول تجاری طراحی، بسازید و بفروشید. شما فرکانس هدف را در محدوده UHF انتخاب کرده‌اید. چگونه تصمیم می‌گیرید از چه فرکانسی استفاده کنید، و چگونه می‌توانید مجوز استفاده از آن را دریافت کنید؟

۱۱. فهرستی جامع از تمام محصولات ارتباط الکترونیکی که در اختیار دارید، در خانه یا دفتر به‌آنها دسترسی دارید و - یا به‌طور منظم استفاده می‌کنید، تهیه کنید.

۱۲. احتمالاً سیستم ارتباطی ساده‌ای را دیده‌اید یا شنیده‌اید که از دو لیوان کاغذی و یک تکه ریسمان بلند ساخته شده است. چگونه چنین سیستم ساده‌ای می‌تواند کار کند؟

فصل ۲

مبانی الکترونیک برای ارتباطات

برای درک الکترونیک ارتباط همانطور که در این کتاب ارائه شده است، بهداشتی در مورد برخی از اصول اولیه الکترونیک، از جمله مبانی مدارهای جریان متناوب (ac) و جریان مستقیم (dc)، عملکرد و ویژگی‌های نیمه‌هادیها، و مدارهای الکترونیکی اولیه از قبیل، تقویت کننده‌ها، نوسانگرهای، منابع تغذیه و مدارهای منطقی دیجیتال، نیاز دارید. برخی از اصول اولیه برای درک فصول بعدی بسیار حیاتی هستند. اینها عبارتند از بیان بهره و تضعیف بر حسب دسی‌بل، مدارهای تنظیم شونده LC، رزونانس (تشدید) و فیلترها (صافی‌ها) و نظریه فوریه. هدف این فصل بررسی مختصر همه این موضوعات است. اگر قبلًا مطالب را مطالعه کرده باشید، بهسادگی به عنوان یک بررسی و مرجع عمل می‌کند. اگر به دلیل برنامه زمانی خود یا برنامه درسی مدرسه، قبلًا این مطالب را پوشش نداده‌اید، از این فصل برای یادگیری اطلاعات لازم قبل از ادامه استفاده کنید.

اهداف:

بعد از تکمیل این فصل، شما می‌توانید:

■ ولتاژ، جریان، بهره و تضعیف را بر حسب دسی‌بل محاسبه کنید و این فرمول‌ها را در کاربردهایی که شامل مدارهای آبشاری هستند اعمال کنید.

■ رابطه بین Q ، فرکانس تشدید و پهنه‌ای باند را توضیح دهید.

■ پیکربندی اساسی انواع مختلف فیلترهایی که در شبکه‌های ارتباطی استفاده می‌شوند را شرح دهید و فیلترهای فعال را با فیلترهای غیرفعال مقایسه و مقایسه کنید.

■ توضیح دهید که چگونه استفاده از فیلترهای خازن سوئیچینگ باعث افزایش گزینش می‌شود.

■ مزايا و عملکرد فیلترهای کریستالی، سرامیکی و SAW را توضیح دهید.

■ پهنه‌ای باند را با استفاده از تحلیل فوریه محاسبه کنید

۱.۲ بهره، تضعیف و دسیبل

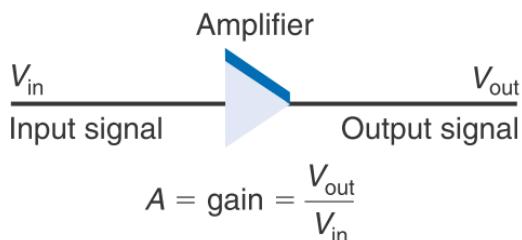
بیشتر مدارهای الکترونیکی در ارتباطات برای پردازش سیگنال‌ها، یعنی برای پردازش سیگنال‌ها برای ایجاد نتیجه دلخواه استفاده می‌شوند. تمام مدارهای پردازش سیگنال شامل تقویت یا تضعیف می‌شوند.

بهره

بهره^۱ به معنای تقویت است. اگر سیگنالی به مداری مانند تقویت‌کننده نشان داده شده در شکل (۱.۲) اعمال شود و خروجی مدار دارای دامنه بیشتری نسبت به سیگنال ورودی باشد، مدار دارای بهره است. بهره صرفاً نسبت خروجی به ورودی است. برای ولتاژهای ورودی (V_{in}) و خروجی (V_{out})، بهره ولتاژ به صورت زیر بیان می‌شود:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

عدد به دست آمده از تقسیم خروجی بر ورودی نشان می‌دهد که خروجی چقدر بزرگ‌تر از ورودی



شکل ۱.۲: یک تقویت‌کننده دارای بهره است.

است. برای مثال، اگر ورودی $150\mu V$ و خروجی 75 میلی ولت باشد، بهره برابر با $(75 \times 10^{-3}) / (150 \times 10^{-6}) = 500$ است.

با توجه به دو متغیر دیگر، رابطه را می‌توان برای به دست آوردن ورودی یا خروجی مجدداً مرتب کرد: $V_{in} = V_{out}/A_V$ و $V_{out} = V_{in} \times A_V$

اگر خروجی 6% ولت و بهره 240 باشد، ورودی $2.5mV = 2.5 \times 10^{-3}$ است.

مثال ۱-۲

بهره ولتاژ تقویت‌کننده‌ای که خروجی 75 میلی ولت برای ورودی 3° میکروولت تولید می‌کند چقدر است؟

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{75 \times 10^{-3}}{3 \times 10^{-6}} = 25,000$$

^۱Gain

از آنجایی که بیشتر تقویت‌کننده‌ها، تقویت‌کننده‌های توان نیز هستند، می‌توان از همین روش برای محاسبه بهره توان A_P استفاده کرد:

$$A_P = \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

که در آن P_{in} توان ورودی و P_{out} توان خروجی است.

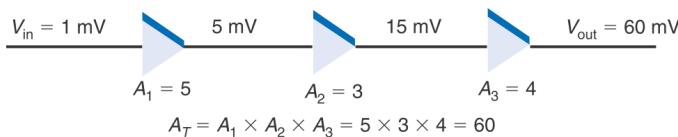
۲-۲ مثال

توان خروجی یک آمپلی‌فایر (تقویت‌کننده) ۶ وات (W) و بهره توان 8° است. توان ورودی چقدر است؟

$$A_p = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad \text{بنابراین} \quad P_{in} = \frac{P_{out}}{A_p}$$

$$P_{in} = \frac{6}{8^\circ} = 0.75W = 75mW$$

هنگامی که دو یا چند مرحله از تقویت یا سایر اشکال پردازش سیگنال به صورت آبشاری انجام



شکل ۲.۲: بهره کلی مدار آبشاری از حاصل ضرب تک تک طبقات حاصل می‌شود.

می‌شود، بهره کلی ترکیب حاصل ضرب بهره‌های مدار جداگانه است. شکل (۲.۲) سه تقویت‌کننده را نشان می‌دهد که یکی پس از دیگری متصل شده‌اند به‌طوری که خروجی یکی ورودی به‌بعدی باشد. افزایش ولتاژ مدارهای جداگانه مشخص شده است. برای بدست آوردن کل بهره این مدار، به‌سادگی بهره‌های مدار را ضرب کنید: $A_T = A_1 \times A_2 \times A_3 = 5 \times 3 \times 4 = 60$.

اگر سیگنال ورودی یک میلی ولت به تقویت کننده اول اعمال شود، خروجی تقویت کننده سوم ۶۰ میلی ولت خواهد بود. خروجی تک تک تقویت کننده‌ها به‌دست اوردهای هر یک از آنها بستگی دارد. ولتاژ خروجی از هر تقویت کننده در شکل (۲.۲) نشان داده شده است.

۳-۲ مثال

سه تقویت‌کننده آبشاری دارای بهره‌های توان ۵، ۲ و ۱۷ هستند. توان ورودی ۴۰ میلی‌وات است. توان خروجی چقدر است؟

$$A_P = A_1 \times A_2 \times A_3 = 5 \times 2 \times 17 = 170$$

$$A_P = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad \text{بنابراین} \quad P_{out} = P_{in} A_P$$

$$P_{out} = 170 (40 \times 10^{-3}) = 6.8W$$

مثال ۴-۲

یک تقویت کننده دو طبقه‌ای دارای توان ورودی ۲۵ میکرووات و توان خروجی $1/5$ میلی وات است.

طبقه اول دارای بهره ۳ است. بهره طبقه دوم چقدر است؟

$$A_P = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{1/5 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-6}} = 60$$

$$A_P = A_1 \times A_2$$

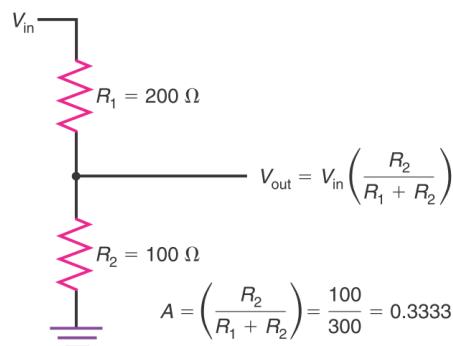
اگر $A_1 = 3$ باشد، در این صورت $A_2 = 60/3 = 20$ و $60 = 3 \times A_2$ است.

تضعیف

تضعیف به تلفات وارد شده توسط یک مدار یا عنصر اشاره دارد. بسیاری از مدارهای الکترونیکی که گاهی اوقات طبقه نیز نامیده می‌شوند، به جای بهره دامنه سیگنال را کاهش می‌دهند. اگر دامنه سیگنال خروجی کمتر از ورودی باشد، مدار دارای افت یا تضییف است. مانند بهره، تضییف صرفاً نسبت خروجی به ورودی است. حرف A برای نشان دادن تضییف و همچنین بهره استفاده می‌شود:

$$A = \frac{\text{خروجی}}{\text{ورودی}} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

مدارهایی که تضییف ایجاد می‌کنند بهره‌ای کمتر از یک دارند. به عبارت دیگر، خروجی کسری از



شکل ۳.۲: مقسم ولتاژ تضییف تولید می‌کند.

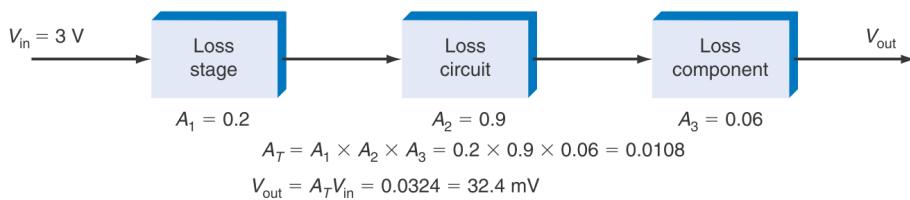
ورودی است.

نمونه‌ای از یک مدار ساده تضییف کننده با تقسیم کننده ولتاژ در شکل (۳.۲) نشان داده شده است. ولتاژ خروجی برابر ولتاژ ورودی ضرب در نسبتی بر اساس مقادیر مقاومت است. با مقادیر مقاومت نشان داده شده، ضریب بهره یا تضییف مدار $A = R_2/(R_1 + R_2) = 100/(200 + 100) = 100/300 = 0.3333$ است. اگر سیگنال 10 ولت به تضییف کننده اعمال شود، خروجی $V_{out} = 10(0.3333) = 3.333V$ است.

هنگامی که چندین مدار با تضییف آبشاری متصل می‌شوند، مجموع تضییف دوباره حاصل ضرب تضییف‌های تک تک آنها است. مدار شکل (۴.۲) یک مثال است. ضرایب تضییف برای هر مدار نشان داده شده است. تضییف کلی برابر است با:

$$A_T = A_1 \times A_2 \times A_3$$

با مقادیر نشان داده شده در شکل (۴.۲)، تضعیف کلی برابر است با:



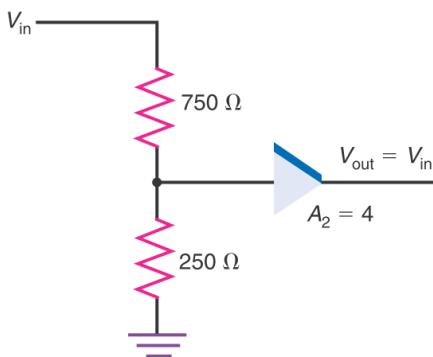
شکل ۴.۲: تضعیف کلی برابر حاصل ضرب تک تک تضعیف هر طبقه آبشاری است.

$$A_T = 0.2 \times 0.9 \times 0.06 = 0.0108$$

اگر ولتاژ ورودی $3V$ باشد، ولتاژ خروجی خواهد بود

$$V_{out} = A_T V_{in} = 0.0108 \times 3 = 0.0324V = 32.4 \text{ mV}$$

در سیستم‌ها و تجهیزات ارتباط آبشاری مدارها و قطعاتی که دارای بهره و تضعیف هستند، رایج

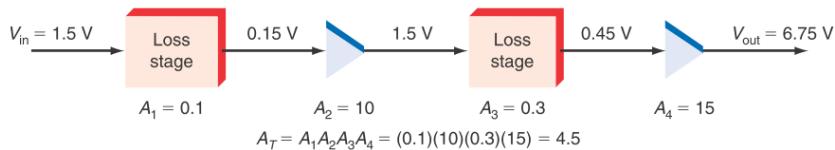


شکل ۵.۲: بهره، تضعیف را جبران می‌کند.

است. به عنوان مثال، تلفات وارد شده توسط یک مدار را می‌توان با افزودن یک طبقه تقویت کننده آن را جبران کند. نمونه‌ای از این در شکل (۵.۲) نشان داده شده است. در اینجا تقسیم کننده ولتاژ افت ولتاژ 4 به 1 یا تضعیف کلی 0.25 را ایجاد می‌کند. برای جبران این، تقویت کننده‌ای با بهره آن 4 دنبال می‌شود. بهره یا تضعیف کلی مدار به سادگی حاصل ضرب ضریب تضعیف و بهره است. در این مورد، بهره کلی $1 = 1 \times 4 = 0.25(4) = 1$ است. $A_T = A_1 \times A_2 = 0.25 \times 4 = 1$

مثال دیگری در شکل (۶.۲) نشان داده است که دو مدار تضعیف و دو مدار تقویت کننده را نشان می‌دهد. فاکتورهای افزایش و کاهش هر یک داده شده است. بهره کلی مدار $A_T = A_1 A_2 A_3 A_4 = 0.1(0.3)(0.1)(0.5) = 0.015$ است.

برای ولتاژ ورودی $1/5$ ولت، ولتاژ خروجی در هر مدار در شکل (۶.۲) نشان داده شده است. در این مثال، مدار کلی دارای بهره خالص است. اما در برخی موارد، مدار یا سیستم کلی ممکن است از تضعیف خالص داشته باشد. در هر صورت، بهره یا تضعیف کلی با ضرب فاکتورهای بهره و تضعیف هر یک به دست می‌آید.



شکل ۶.۲: بهره کلی برابر حاصل ضرب بهره‌ها و تضعیف‌های تک تک طبقات است.

مثال ۵-۲

یک مقسم ولتاژ که در شکل ۵.۲ نشان داده شده، دارای مقدار $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ و $R_2 = 470\Omega$ است
الف تضعیف مدار چقدر است؟

$$A_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{470}{10470}, \quad A_1 = 0.045$$

ب بهره یک تقویت کننده چقدر باشد تا برای جبران سازی این تضعیف بهره کلی برابر یک شود؟

$$A_T = A_1 A_2$$

که در آن A_1 تضعیف و A_2 بهره تقویت کننده است.

$$1 = 0.045 A_2 \quad A_2 = \frac{1}{0.045} = 22.2$$

توجه: برای بدست آوردن بهره جبران سازی تلفات برای ایجاد بهره یک، درست معکوس تضعیف را
بدست آورید: $A_2 = 1/A_1$

مثال ۶-۲

یک تقویت کننده دارای بهره $45,000$ با ولتاژ ورودی 20 mV است که برای کاربرد ما بسیار زیاد است. چه ضریب تضعیفی لازم است تا ولتاژ خروجی از 100 mV میلیولت بیشتر نشود؟ فرض کنید بهره تقویت کننده $A_1 = 45,000$ و ضریب تضعیف برابر A_2 باشد. در این صورت بهره کل خواهد بود

$$A_T = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1000 \times 10^{-3}}{20 \times 10^{-6}} = 50000$$

$$A_T = A_1 A_2 \quad \text{بنابراین} \quad A_2 = \frac{A_T}{A_1} = \frac{50000}{45000} = 1.111$$

دسی بل

بهره یا تضعیف یک مدار معمولاً بر حسب دسی بل (dB)^۲، واحد اندازه‌گیری که در ابتدا به عنوان راهی برای بیان پاسخ شنوایی گوش انسان به ترازهای مختلف صدا ایجاد شد، بیان می‌شود. دسی بل یک دهم بل است.

هنگامی که بهره و تضعیف هر دو به دسی بل تبدیل می‌شوند، بهره یا تضعیف کلی یک مدار الکترونیکی را می‌توان با اضافه کردن تقویت یا تضعیف تک تک آنها که بر حسب دسی بل بیان می‌شود، محاسبه کرد.

^۲Decibels (dB)

معمولًاً مدارها و سیستم‌های الکترونیکی بهره یا تضعیف بسیار بالایی دارند که اغلب بیش از یک میلیون است. تبدیل این فاکتورها به دسی بل و استفاده از لگاریتم منجر به افزایش بهره و تضعیف کمتری می‌شود که استفاده از آنها آسان‌تر است.

محاسبه دسی بل: رابطه برای محاسبه بهره یا تضعیف یک مدار برابر است با

$$dB = 20 \log \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (1)$$

$$dB = 20 \log \frac{I_{out}}{I_{in}} \quad (2)$$

$$dB = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (3)$$

رابطه (۱) برای بیان تقویت یا تضعیف ولتاژی و رابطه (۲)، برای تقویت یا تضعیف جریان استفاده می‌شود. نسبت ولتاژ یا جریان خروجی به ولتاژ یا جریان ورودی طبق معمول تعیین می‌شود. سپس لگاریتم بر مبنای 10 یا لگاریتم اعشاری نسبت ورودی/خروجی بدست می‌آید و در 20 ضرب می‌شود. عدد حاصل تقویت یا تضعیف بر حسب دسی بل است.

از رابطه (۳) برای محاسبه تقویت یا تضعیف توان استفاده می‌شود. نسبت توان خروجی به توان ورودی محاسبه و سپس لگاریتم آن در 10 ضرب می‌شود.

۷-۲ مثال

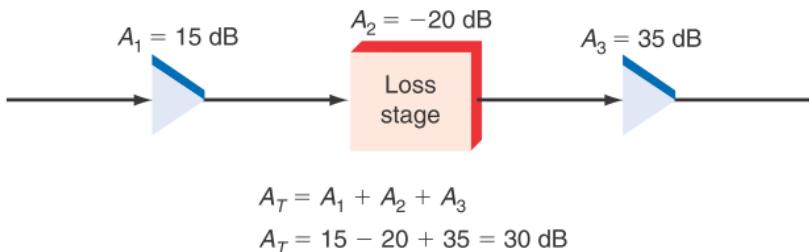
الف یک تقویت کننده دارای ورودی 3 میلی ولت و خروجی 5 ولت است. بهره (گین) آن بر حسب دسی بل چقدر است؟

$$dB = 20 \log \frac{5}{0.003} = 20 \log 1666.67 = 20(3.22) = 64.4$$

ب یک فیلتر دارای توان ورودی 50 میلی وات و خروجی 2 میلی وات است. تقویت یا تضعیف آن بر حسب دسی بل چقدر است؟

$$dB = 10 \log \frac{2}{50} = 10 \log 0.04 = 10(-1.394) = -13.98$$

توجه کنید که وقتی مدار دارای بهره است، عدد دسی بل مثبت است. اگر بهره کمتر از یک باشد، بهاین معنی که تضعیف وجود دارد، عدد دسی بل منفی است.



شکل ۷.۲: تقویت یا تضعیف کلی برابر جمع تقویت یا تضعیف هر یک از طبقات آبشاری بر حسب دسی بل است.

اکنون برای محاسبه بهره یا تضعیف کلی یک مدار یا سیستم، بهسادگی بهره و تضعیف هر مدار را بر حسب دسی بل اضافه می‌کنیم. یک مثال در شکل (۷.۲) نشان داده شده است که در آن دو مرحله

افزایش و یک طبقه تضعیف وجود دارد. بهره کلی این مدار برابر است با

$$A_T = A_1 + A_2 + A_3 = 15 - 20 + 35 = 30 \text{ dB}$$

دسی بل به طور گسترده در بیان بهره و تضعیف در مدارهای ارتباطی استفاده می‌شود. جدول صفحه بعد برخی از فاکتورهای تقویت و تضعیف رایج و ارقام دسی بل مربوط به آنها را نشان می‌دهد. نسبت‌های کمتر از یک مقدار دسی بل منفی را نشان می‌دهد که نشان دهنده تضعیف است. توجه داشته باشید که نسبت ۱ : ۲ نشان دهنده افزایش توان ۳ دسی بل با افزایش ولتاژ ۶ دسی بل است.

عکس لگاریتم (آنچه لوگ): برای محاسبه ولتاژ یا توان ورودی یا خروجی، با داشتن تقویت یا تضعیف بر حسب دسی بل از عکس عدد لگاریتم استفاده می‌شود.

$$dB = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad \text{و} \quad \frac{dB}{10} \log \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

۹

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = antilog \frac{dB}{10} = \log^{-1} \frac{dB}{10}$$

به یاد داشته باشید که y لگاریتمی یک عدد N توانی است که برای بدست آوردن عدد باید مبنای ۱۰ را برای آن بکار برد:

$$N = 10^y \quad \text{و} \quad y = \log N$$

بهره یا تضعیف بر حسب دسی بل

نسبت(توان یا ولتاژ)	توان	ولتاژ
-۱۲۰	-۶۰	۰/۰۰۰۰۰۱
-۱۰۰	-۵۰	۰/۰۰۰۰۱
-۸۰	-۴۰	۰/۰۰۰۱
-۶۰	-۳۰	۰/۰۰۱
-۴۰	-۲۰	۰/۰۱
-۲۰	-۱۰	۰/۱
-۶	-۳	۰/۵
۰	۰	۱
۲۰	۱۰	۱۰
۴۰	۲۰	۱۰۰
۶۰	۳۰	۱,۰۰۰
۸۰	۴۰	۱۰,۰۰۰
۱۰۰	۵۰	۱۰۰,۰۰۰

از آنجائی که

$$dB = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

$$\frac{dB}{10} \log \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

بنابراین

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = 10^{dB/10} = \log^{-1} \frac{dB}{10}$$

آنچه لوگ به راحتی بر روی یک ماشین حساب علمی محاسبه می‌شود. برای یافتن آنچه لوگ برای لگاریتم معمولی با پایه 10 ، معمولاً کلید Inv یا 2^{nd} را در ماشین حساب و سپس کلید \log را فشار می‌دهید. گاهی اوقات کلید \log با 10^x علامت گذاری می‌شود که آنچه لوگ است. آنچه لوگ با پایه e بهروشی مشابه با استفاده از تابع Inv یا 2^{nd} روی کلید In یافت می‌شود. گاهی اوقات با علامت e^x مشخص می‌شود که همان آنچه لوگ است.

مثال ۸-۲

یک تقویت‌کننده قدرت با بهره 40 دسیبل دارای توان خروجی 100 وات است. توان ورودی چقدر است؟

$$dB = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

$$\frac{dB}{10} = \log \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

$$\gamma = \log \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

$$\log^{-1} \gamma = \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = 10^\gamma = 10,000$$

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{10,000} = 0.01 W = 10 mW$$

مثال ۹-۲

تقویت‌کننده‌ای دارای بهره 60 دسیبل است. اگر ولتاژ ورودی 5 میکروولت باشد، ولتاژ خروجی چقدر است؟

چون

$$dB = 20 \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

$$\frac{dB}{20} = \log \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

بنابراین

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \log^{-1} \frac{dB}{20} = 10^{dB/20}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 10^{60/20} = 10^3 = 1000$$

$$V_{out} = 1000 V_{in} = 1000 (50 \times 10^{-6}) = 0.05V = 50mV$$

dB_م هنگامی که تقویت یا تضعیف مدار بر حسب دسیبل بیان می‌شود، به‌طور ضمنی مقایسه بین دو مقدار خروجی و ورودی است. هنگامی که نسبت محاسبه می‌شود، واحدهای ولتاژ یا توان از بین میرونده و این نسبت را یک رقم بی‌بعد یا نسبی است. وقتی یک مقدار دسیبل را می‌بینید، واقعاً مقادیر ولتاژ یا توان واقعی را نمی‌دانید. در برخی موارد، این مشکلی نیست. در برخی دیگر، دانستن مقادیر واقعی مورد نظر مفید یا ضروری است. هنگامی که یک مقدار مطلق مورد نیاز است، می‌توانید از یک مقدار مرجع برای مقایسه هر مقدار دیگری استفاده کنید.

اغلب سطح (تراز) مرجع در ارتباطات یک میلیوات مورد استفاده است. هنگامی که یک مقدار دسیبل با مقایسه مقدار توان با یک میلیوات محاسبه می‌شود، نتیجه مقداری به‌نام dB_م است. با فرمول استاندارد دسیبل توان با یک میلیوات به‌عنوان مخرج نسبت محاسبه می‌شود:

$$dBm = 10 \log \frac{P_{out}(W)}{0.001(W)}$$

در اینجا P_{out} توان خروجی یا مقدار توانی است که می‌خواهید با یک میلیوات مقایسه کنید و ۰.۰۰۱ برابر با یک میلیوات است که بر حسب وات بیان می‌شود.

به عنوان مثال، خروجی یک تقویت کننده یک وات که بر حسب dB_م بیان می‌شود، خواهد بود

$$dBm = 10 \log \frac{1}{0.001} = 10 \log 1000 = 10(3) = 30dBm$$

گاهی اوقات خروجی یک مدار یا دستگاه بر حسب dB_م داده می‌شود. برای مثال، اگر یک میکروفون خروجی -۵۰dB_م داشته باشد، توان خروجی واقعی را می‌توان بهصورت زیر محاسبه کرد:

$$-50dBm = 10 \log \frac{P_{out}}{0.001}$$

$$\frac{-50dBm}{10} = \log \frac{P_{out}}{0.001}$$

بنابراین

$$\frac{P_{out}}{0.001} = 10^{-50dBm/10} = 10^{-5} = 0.00001$$

$$P_{out} = 0.001 \times 0.00001 = 10^{-3} \times 10^{-5} = 10^{-8}W = 10 \times 10^{-9} = 10nW$$

خوب است بدانید که:

از نقطه نظر اندازه‌گیری صدا، ۰ دسی‌بل کمترین صدا (آستانه شنوایی) و ۱۲۰ دسی‌بل برابر با آستانه درد صدا است. این فهرست سطوح شدت صدای را رایج را نشان می‌دهد.

صدا	سطح شدت dB
آستانه شنوایی	۰
خش خش برگ	۱۰
نجوا	۲۰
رادیو آرام	۴۰
صبحت عادی	۶۵
خیابان شلوغ	۸۰
واگن مترو	۱۰۰
آستانه درد	۱۲۰
موتور جت	۱۴۰ – ۱۶۰

مثال ۱۰-۲

یک تقویت کننده قدرت دارای ورودی ۹۰ میلی ولت در مقاومت ۱۰ کیلو اهم است. خروجی آن ۷/۸ ولت در یک بلندگوی ۸ اهمی است. بهره قدرت، بر حسب دسی‌بل چیست؟
ابتدا باید سطح توان ورودی و خروجی را محاسبه کنیم.

$$P = \frac{V^2}{R}$$

$$P_{in} = \frac{(90 \times 10^{-3})^2}{10^4} = 8.1 \times 10^{-7} W$$

$$P_{out} = \frac{(7.8)^2}{8} = 7.605 W$$

$$A_P = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{7.605}{8.1 \times 10^{-7}} = 939 \times 10^6$$

$$A_p(dB) = 10 \log A_P = 10 \log 939 \times 10^6 = 69.7 dB$$

دی‌بی‌سی dBc این یک عدد تقویت یا تضعیف بر حسب دسی‌بل است که در آن مرجع سیگنال حامل ارتباطات پایه، یک موج سینوسی مدوله شده است. اغلب باندهای جانبی دامنه، سیگنال‌های جعلی یا تداخلی، به حامل ارجاع می‌شوند. برای مثال، اگر سیگنال جعلی یک میلی‌وات در مقایسه با حامل ۱۰ وات باشد، dBc برابر است با

$$dBc = 10 \log \frac{\frac{P_{\text{سیگنال}}}{P_{\text{حامل}}}}{P_{\text{حامل}}}$$

$$dBc = 10 \log \frac{0.001}{10} = 10(-4) = -40$$

مثال ۱۱-۲

یک تقویت کننده دارای قدرت ۲۸ دسی بل و توان ورودی ۳۶ میلیوات است. توان خروجی چقدر است؟

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = 10^{dB/10} = 10^{28} = 630/96$$

$$P_{out} = 630/96 P_{in} = 630/96 (36 \times 10^{-3}) = 22.71W$$

مثال ۱۲-۲

یک مدار از دو تقویت کننده با بهره‌های ۶/۸ و ۱۴/۳ دسی بل و دو فیلتر با تضعیف‌های ۲۱۶/۴ و ۲۲/۹ دسی بل تشکیل شده است. اگر ولتاژ خروجی ۸۰۰ میلی ولت باشد، ولتاژ ورودی چقدر است؟

$$A_T = A_1 + A_2 + A_3 + A_4 = 6/8 + 14/3 - 216/4 - 2/9 = 1/8$$

$$A_T = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 10^{dB/20} = 10^{0.09}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 10^{0.09} = 1.23$$

$$V_{in} = \frac{V_{out}}{1.23} = 650/4V$$

مثال ۱۳-۲

توان $P_{out} = 12/3 dB_m$ را بر حسب وات بیان کنید.

$$\frac{P_{out}}{0.001} = 10^{dBm/10} = 10^{17.3} = 17$$

$$P_{out} = 0.001 \times 17 = 17mW$$

۲.۲ مدارهای هماهنگی

تقریباً تمام تجهیزات ارتباطی شامل مدارهای هماهنگی^۳ است، مدارهایی متشکل از سلف‌ها و خازن‌هایی هستند که در فرکانس‌های خاص تشدید (رزنانس) می‌شوند. در این قسمت نحوه محاسبه راکتانس، فرکانس تشدید، امپدانس، Q و پهنهای باند مدارهای رزنانس سری و موازی را بررسی خواهیم کرد.

اجزای واکنشی (راکتانس)

تمام مدارهای هماهنگی و بسیاری از فیلترها از عناصر القایی و خازنی تشکیل شده‌اند، شامل قطعات مجزائی مانند سیم‌پیچ‌ها و خازن‌ها و اندوکتانس و خازن سرگردان^۴ و توزیع شده که در همه مدارهای الکترونیکی ظاهر می‌شوند. هر سیم‌پیچ و خازنی مخالفتی با عبور جریان متنابع ارائه می‌دهند که به عنوان راکتانس شناخته می‌شود، که بر حسب اهم (به اختصار Ω) بیان می‌شود. مانند مقاومت، راکتانس مخالفی است که مستقیماً بر مقدار جریان در مدار تأثیر می‌گذارد. علاوه بر این، اثرات راکتیو یک تغییر فاز بین جریان و ولتاژ در مدار ایجاد می‌کند. ظرفیت خازنی باعث می‌شود جریان، از ولتاژ اعمال شده جلو بیفتد در حالی که اندوکتانس باعث می‌شود جریان نسبت به ولتاژ اعمال شده

^۳Tuned Circuits

^۴Stray

عقب بیفت. سیم پیچ‌ها و خازن‌هایی که با هم استفاده می‌شوند مدارهای هماهنگی (تنظیم شده) یا رزونانسی را تشکیل می‌دهند.

خازن‌ها خازن بکار رفته در مدار ac به طور مداوم پُر و خالی می‌شود. یک خازن تمایل دارد با تغییرات ولتاژ در سراسر آن مخالفت کند. این به معنای مخالفت با جریان متناوب به نام راکتانس خازنی X_C است.

راکتانس خازنی با مقدار خازن C و فرکانس کار f نسبت معکوس دارد و با عبارت آشنا زیر به دست می‌آید.

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C}$$

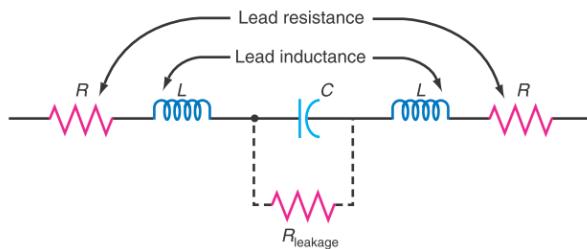
راکتانس یک خازن 100 pF در فرکانس $2MHz$ برابر است با

$$X_C = \frac{1}{6.28(2 \times 10^6)(100 \times 10^{-12})} = 796.2\Omega$$

این رابطه همچنین می‌تواند برای محاسبه فرکانس یا ظرفیت بسته به کاربرد استفاده شود. این رابطه‌ها عبارتند از:

$$f = \frac{1}{2\pi X_C C} \quad \text{و} \quad C = \frac{1}{2\pi f X_C}$$

سیم‌های یک خازن دارای مقاومت و اندوکتانس هستند و دیالکتریک دارای نشتی است که به صورت



شکل ۸.۲: اجزاء متشکل یک خازن در فرکانس‌های بالا.

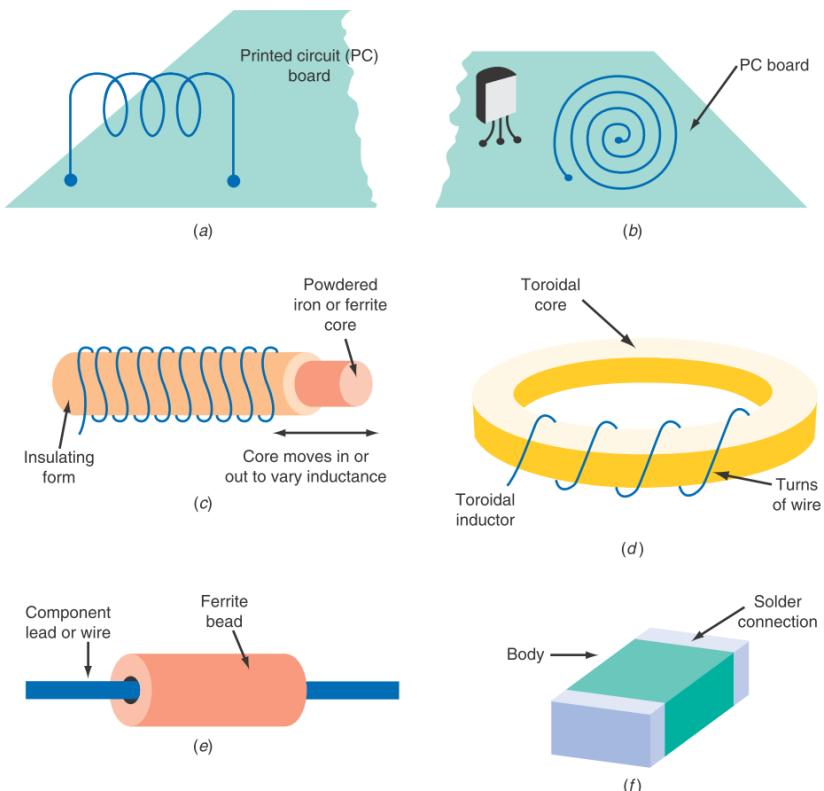
یک مقدار مقاومت به موازات خازن ظاهر می‌شود. این ویژگی‌ها که در شکل (۸.۲) نشان داده شده اند، گاهی اوقات به عنوان باقیمانده یا انگلی نامیده می‌شوند. مقاومت سری و اندوکتانس بسیار کوچک است و مقاومت نشتی بسیار بالا است، بنابراین این عوامل را می‌توان در فرکانس‌های پایین نادیده گرفت. با این حال، در فرکانس‌های رادیویی، این باقیمانده‌ها قابل توجه می‌شوند و خازن به صورت یک مدار RLC پیچیده عمل می‌کنند. بسیاری از این اثرات را می‌توان با کوتاه نگه داشتن خطوط خازن تا حد زیادی به حداقل رساند. این مسئله بیشتر با استفاده از خازن‌های تراشه جدیدتر که هیچ سیم رابط ندارند برطرف می‌شود.

به طور کلی ظرفیت خازنی توسط یک خازن با مقدار خاص به مدار اضافه می‌شود، اما ظرفیت خازنی می‌تواند بین هر دو هادی که توسط یک عایق از هم جدا شده‌اند رخ دهد. برای مثال، بین سیم‌های موازی در کابل، بین سیم و شاسی فلزی و بین صور مسی مجاور موازی روی برد مدار چاپی، ظرفیت خازنی وجود دارد. اینها به عنوان خازنهای سرگردان یا پراکنده شناخته می‌شوند. ظرفیت‌های سرگردان معمولاً کوچک هستند، اما نمی‌توان آنها را نادیده گرفت، به خصوص در فرکانس‌های بالا که در ارتباطات استفاده می‌شود. خازن‌های سرگردان و پراکنده می‌توانند به طور قابل توجهی بر عملکرد

یک مدار تأثیر بگذارند.

سیم‌پیچ‌ها یک سیم‌پیچ (سلف) که چوک یا کویل نیز نامیده می‌شود، به سادگی سیم‌پیچی از چند دور سیم است. هنگامی که جریان از یک سیم‌پیچ عبور می‌کند، یک جریان مغناطیسی در اطراف سیم‌پیچ ایجاد می‌شود. اگر ولتاژ و جریان اعمال شده متغیر باشد، میدان مغناطیسی به طور متناسب منبسط و منغص پیچ می‌شود. این باعث می‌شود که یک ولتاژ از خود سیم‌پیچ به خود سیم‌پیچ القا شود که تأثیر مخالفت با تغییرات جریان در سیم‌پیچ دارد. این اثر به عنوان اندوکتانس شناخته می‌شود.

واحد اصلی اندوکتانس هانری (H) است. اندوکتانس مستقیماً تحت تأثیر خصوصیات فیزیکی سیم‌پیچ، از جمله تعداد دور سیم در سلف، فاصله پیچ‌ها، طول سیم‌پیچ، قطر سیم‌پیچ و نوع مواد هسته مغناطیسی قرار می‌گیرد. مقادیر اندوکتانس عملی در ناحیه میلی‌هانری ($mH = 10^{-3} H$ ، $nH = 10^{-9} H$ و نانوهانری ($\mu H = 10^{-6} H$)) هستند.



شکل ۹.۲: انواع سلف. (الف) سیم‌پیچ خود نگهدارنده سنگین. (ب) سلف مدار چاپی صفحه مسی. (ج) بصورت عایقی. (د) سلف حلقوی. (ه) القاگر مهره فربیتی. (و) سلف تراشه‌ای.

■ شکل (۹.۲) چندین نوع مختلف سیم‌پیچ سلف را نشان می‌دهد.

- شکل (۹.۲)-الف یک سلف ساخته شده از یک سیم‌پیچ سیمی سنگین و خود نگهدار است.
- شکل (۹.۲)-ب سلف از یک مارپیچ مسی تشکیل شده است که درست روی خود تخته (برد) حک شده است.

- شکل (۹.۲)-ج سیم‌پیچ بر روی یک شکل عایقی حاوی یک هسته آهن پودری یا فریت در مرکز پیچیده می‌شود تا اندوکتانس آن افزایش یابد.
 - شکل (۹.۲)-د نوع متداول دیگری از سلف را نشان می‌دهد، یکی با استفاده از چرخش سیم روی شکل حلقوی یا به‌شکل شیرینی دوناتی.
 - شکل (۹.۲)-ه یک سلف ساخته شده با قرار دادن یک مهره فریت کوچک روی یک سیم را نشان می‌دهد. مهره به‌طور موثر اندوکتانس کوچک سیم را افزایش می‌دهد.
 - شکل (۹.۲)-و یک سلف تراشه را نشان می‌دهد. طول آن معمولاً از ۱۸ تا ۱۴ اینچ بیشتر نیست. یک سیم‌پیچ در داخل بدنه قرار دارد و واحد با اتصالات انتهایی به‌برد مدار لحیم می‌شود. این دستگاه‌ها دقیقاً شبیه مقاومت‌ها و خازن‌های تراشه هستند.
- در مدار dc، یک سلف تأثیر کمی خواهد داشت یا هیچ اثری نخواهد داشت. فقط مقاومت اهمی سیم بر روی جریان تأثیر می‌گذارد. با این حال، هنگامی که جریان تغییر می‌کند، مانند زمانی که برق خاموش یا روشن می‌شود، سیم‌پیچ با این تغییرات جریان مخالفت می‌کند.
- هنگامی که یک سلف در مدار ac استفاده می‌شود، این تقابل پیوسته و ثابت بوده و به صورت راکتانس القایی شناخته می‌شود. راکتانس القایی X_L بر حسب اهم بیان و با استفاده از عبارت زیر محاسبه می‌شود.

$$X_L = 2\pi f L$$

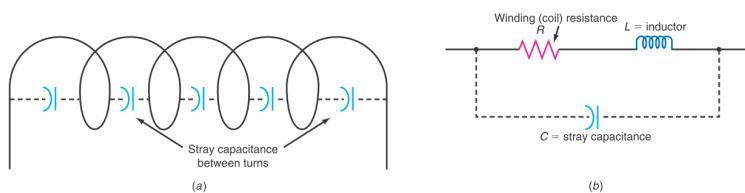
به عنوان مثال، راکتانس القایی یک سیم‌پیچ 40 میکرو هانری در فرکانس ۱۸ مگاهرتز برابر است با:

$$X_L = 6.28(18)(40 \times 10^{-6}) = 4522\Omega$$

خوب است بدانید که:

خازن‌ها و اندوکتانس‌های سرگردان و پراکنده می‌توانند عملکرد و کارائی یک مدار را تا حد زیادی تغییر دهند.

علاوه بر مقاومت سیم در یک سلف، ظرفیت خازنی سرگردان بین پیچ‌های سیم‌پیچ، شکل (۱۰.۲)-



شکل ۱۰.۲: مدار معادل یک سلف در فرکانس‌های بالا. (الف) ظرفیت سرگردان بین حلقوه‌های پیچ‌ها. (ب) مدار معادل یک سلف در فرکانس‌های بالا.

الف، وجود دارد. اثر کلی به‌این صورت است که گوبی یک خازن کوچک به‌موازات سیم‌پیچ، شکل (۱۰.۲)-ب، متصل شده است. این مدار معادل یک سلف در فرکانس‌های بالا است. در فرکانس‌های پایین، ظرفیت خازنی ممکن است نادیده گرفته شود، اما در فرکانس‌های رادیویی، به‌اندازه کافی بزرگ است که بر عملکرد مدار تأثیر بگذارد. سپس سیم‌پیچ نه به عنوان یک سلف خالص، بلکه به‌صورت یک مدار RLC پیچیده با فرکانس خود تشید کننده عمل می‌کند.

هر سیم یا هادی یک اندوکتانس مشخصه را نشان می‌دهد. هرچه سیم بلندتر باشد، اندوکتانس بیشتر است. اگرچه اندوکتانس یک سیم مستقیم تنها کسری از میکروهانتری است، اما در فرکانس‌های بسیار بالا راکتانس می‌تواند قابل توجه باشد. بهمین دلیل، کوتاه نگه داشتن تمام طول‌های هادی در قطعات اتصال دهنده در مدارهای RF مهم است. این امر بهویژه در مورد هادی‌های خازن و ترانزیستور صادق است، زیرا اندوکتانس سرگردان یا توزیع شده می‌تواند به طور قابل توجهی بر عملکرد و ویژگی‌های یک مدار تأثیر بگذارد.

یکی دیگر از ویژگی‌های مهم یک سلف ضریب کیفیت Q ، نسبت توان القایی به توان مقاومتی است:

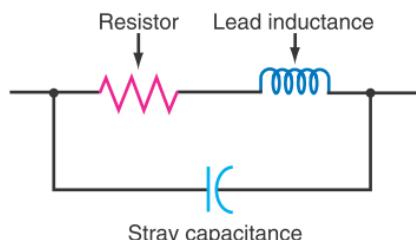
$$Q = \frac{I^2 X_L}{I^2 R} = \frac{X_L}{R}$$

این نسبت توان بازگشتی به مدار به توانی است که در واقع توسط مقاومت سیم پیچ تلف می‌شود. به عنوان مثال، Q یک سلف $3\mu H$ با مقاومت کل 45Ω در 90° اهم در 45° مگاهرتز به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$Q = \frac{2\pi f L}{R} = \frac{6.28(90 \times 10^{-6})(3 \times 10^{-9})}{45} = \frac{1695.6}{45} = 37.68$$

مقاومت‌ها در فرکانس‌های پایین، یک مقاومت استاندارد با وات و کد رنگی مقاومت تقریباً خالص ارائه می‌کند، اما در فرکانس‌های بالا، سیم‌های رابط آن اندوکتانس قابل توجهی دارند و خازن سرگردان بین سیم‌ها باعث می‌شود که مقاومت مانند یک مدار RLC پیچیده، مانند شکل (۱۱.۲) عمل کند. برای به حداقل رساندن اثرات القایی و خازنی، سیم‌های رابط در کاربردهای رادیویی بسیار کوتاه نگه داشته می‌شوند.

تراشه‌های مقاومت کوچکی که در ساخت مدارهای الکترونیکی ترجیح داده شده برای تجهیزات رادیویی استفاده می‌شوند، عملاً به جز قطعات فلزی انتهایی که به برد مدار چاپی لحیم شده‌اند، سیم رابط ندارند. آنها عملاً اندوکتانس سیم رابط نداشته و ظرفیت سرگردان کمی دارند.

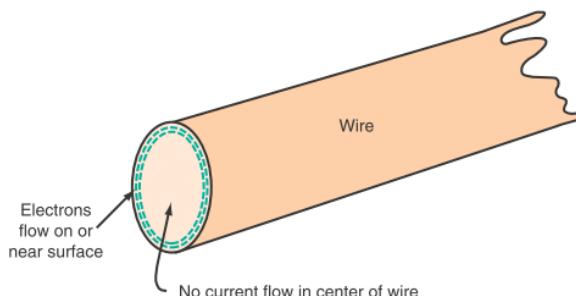


شکل ۱۱.۲: مدار معادل یک مقاومت در فرکانس‌های بالا (رادیوئی)

بسیاری از مقاومت‌ها از موادی با ترکیب کربن به شکل پودر ساخته شده‌اند که در داخل یک محفظه کوچک که سیم رابط‌ها به آن وصل شده‌اند. نوع و مقدار مواد کربنی مقدار این مقاومت‌ها را تعیین می‌کند. آنها نویز را به مداری که در آن استفاده می‌شود کمک می‌کنند. نویز ناشی از اثرات حرارتی و ماهیت دانه‌ای ماده مقاومتی است. نویز ایجاد شده توسط چنین مقاومت‌هایی در تقویت کننده‌ای که برای تقویت سیگنال‌های رادیویی سطح بسیار پایین استفاده می‌شود ممکن است آنقدر زیاد باشد که سیگنال مورد نظر را از بین ببرد.

برای غلبه بر این مشکل، مقاومت فیلمی ساخته شده است. آنها با قرار دادن یک فیلم کربن یا فلز به شکل مارپیچ روی یک میله سرامیکی ساخته می‌شوند. اندازه مارپیچ و نوع فیلم فلزی مقدار مقاومت را تعیین می‌کند. مقاومت‌های فیلم کربنی نسبت به مقاومت‌های با ترکیب کربن، و مقاومت‌های فیلم فلزی نویز کمتری از مقاومت‌های فیلم کربنی تولید می‌کنند. مقاومت‌های فیلم فلزی باید در مدارهای تقویت‌کننده استفاده شوند که باید با سیگنال‌های RF سطح بسیار پایین سروکار داشته باشند. اکثر مقاومت‌های روی سطح از نوع فیلم فلزی هستند. **اثر پوستی** مقاومت هر هادی سیم تعیین می‌شود. با در مقاومت یا در خازن یا در سلف، در درجه اول توسط مقاومت اهمی خود سیم تعیین می‌شود. با این حال، عوامل دیگری بر آن تأثیر دارند. مهم‌ترین آنها اثر پوستی است، که آن تمایل الکترون‌های ناشی از یک هادی در در نواحی فرکانس‌های VHF، UHF و مایکروویو به نزدیک حرکت کردن در روی سطح بیرونی هادی‌ها، همانطور که در شکل ۱۲.۲ نشان داده شده، است. این امر باعث کاهش شدید سطح مقطع کل هادی می‌شود، بنابراین مقاومت آن را افزایش می‌دهد و به طور قابل توجهی بر عملکرد مداری که در آن هادی استفاده می‌شود تأثیر می‌گذارد. به عنوان مثال، اثر پوستی Q یک سلف را در فرکانس‌های بالاتر کاهش می‌دهد و باعث ایجاد اثرات غیرمنتظره و نامطلوب می‌شود. بنابراین بسیاری از سیم پیچ‌های فرکانس بالا، بهویژه آنهایی که در فرستنده‌های پرقدرت هستند، با لوله مسی ساخته می‌شوند. از آنجایی که جریان در مرکز هادی جریان ندارد، بلکه فقط در سطح آن جریان دارد، لوله‌ها کارآمدی هادی را فراهم می‌کنند. هادی‌های بسیار نازک مانند مدارات چاپی مسی روی برد نیز استفاده می‌شود. اغلب این هادی‌ها با روکش نقره یا طلا به منظور کاهش بیشتر مقاومت آنها هستند.

مدارهای هماهنگی و تشدید (رزونانس)



شکل ۱۲.۲: اثر پوستی مقاومت و خودالقائی سیم را در فرکانس‌های بالا افزایش می‌دهد.

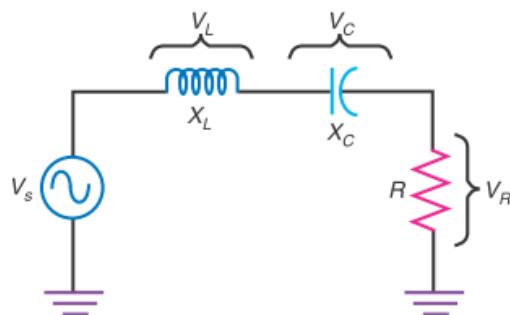
یک مدار هماهنگی از سیم‌پیچ و خازن تشکیل شده است و در یک فرکانس خاص، بنام فرکانس رزونانس، تشدید رخ می‌دهد. به طور کلی، اصطلاحات مدار هماهنگی^۵ و مدار تشدید^۶ به جای یکدیگر استفاده می‌شوند. از آنجایی که مدارهای هماهنگی فرکانس انتخابی خاصی دارند، بهترین پاسخ را در فرکانس تشدید خود و در محدوده باریکی از فرکانس‌ها در اطراف فرکانس تشدید نشان می‌دهند.

- **مدارهای تشدید سوی** مدارهای تشدید سری که از اندوکتانس، ظرفیت خازنی و مقاومت، مانند شکل ۱۲.۲، تشکیل شده است. چنین مدارهایی اغلب به عنوان مدارهای LCR یا

^۵Tuned Circuit

^۶Resonant Circuit

مدارهای RLC نامیده می‌شوند. راکتانس‌های القایی و خازنی به فرکانس ولتاژ اعمال شده بستگی دارد. رزونانس زمانی رخ می‌دهد که راکتانس‌های القایی و خازنی برابر باشند. نمودار راکتانس در برابر فرکانس در شکل (۱۴.۲) نشان داده شده است، که در آن f_r فرکانس تشدید است.

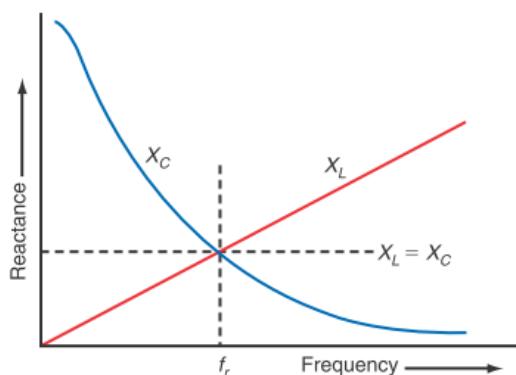


شکل ۱۳.۲: مدار RLC سری

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

امپدانس کل مدار توسط رابطه زیر داده می‌شود

وقتی X_L برابر با X_C باشد، یکدیگر را خنثی می‌کنند و تنها مقاومت مدار را در مقابل جریان باقی می‌گذارند. در تشدید، امپدانس کل مدار به سادگی مقدار تمام مقاومت‌های سری در مدار است. این شامل مقاومت سیم پیچ و مقاومت سیم‌های رابط اجزا و همچنین هر مقاومت فیزیکی در مدار است. فرکانس تشدید را می‌توان بر حسب راکتانس القایی و خازنی بیان کرد. رابطه



شکل ۱۴.۲: تغییرات راکتانس خازنی و سلفی با فرکانس

برای فرکانس تشدید را می‌توان به راحتی بدست آورد. ابتدا X_L و X_C را به صورت معادل بیان کنید: از آنجا که $X_L = X_C$

$$X_L = 2\pi f_r L \quad \text{و} \quad X_C = \frac{1}{2\pi f_r C}$$

خواهیم داشت

$$2\pi f_r L = \frac{1}{2\pi f_r C}$$

که از حل آن f_r بدست می‌آید

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

در این رابطه فرکانس بر حسب هرتز، ضریب خودالقائی بر حسب هانری و ظرفیت بر حسب فاراد است.

مثال ۱۴-۲

فرکانس تشدید یک خازن $2/7$ پیکوفارد و یک سیمپیچ 33 نانو هانری چقدر است؟

$$\begin{aligned} f_r &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{628\sqrt{33 \times 10^{-9} \times 27 \times 10^{-14}}} \\ &= 5/33 \times 10^8 Hz \text{ یا } 533 MHz \end{aligned}$$

با توجه بهیکی از این مقادیر و فرکانس تشدید، اغلب لازم است ظرفیت خازن یا اندوکتانس محاسبه شود. رابطه اصلی فرکانس تشدید را می‌توان برای حل هر دو ضریب خودالقائی و ظرفیت به صورت زیر بازآرایی کرد:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C} \quad \text{و} \quad C = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L}$$

به عنوان مثال، ظرفیتی که در فرکانس 18 مگاهرتز با یک سلف $12 pF$ میکروهانری تشدید می‌شود به صورت زیر تعیین می‌شود:

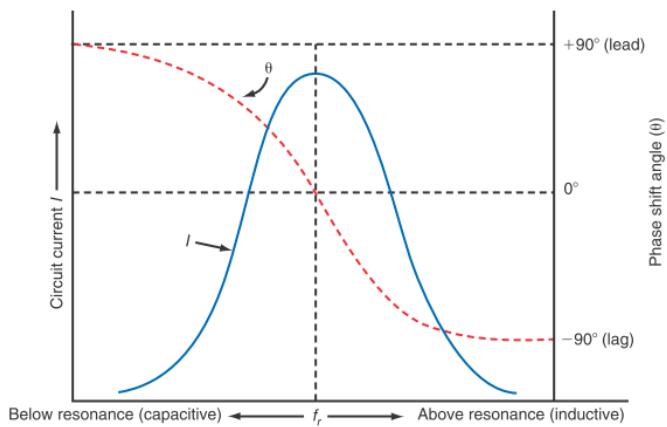
$$\begin{aligned} C &= \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L} = \frac{1}{39478(18 \times 10^6)^2 (12 \times 10^{-12})} \\ &= 6.5 \times 10^{-12} F \text{ یا } 6.5 pF \end{aligned}$$

مثال ۱۵-۲

چه مقدار اندوکتانس (ضریب خودالقائی) با یک خازن $12 pF$ در فرکانس 49 مگاهرتز تشدید می‌کند؟

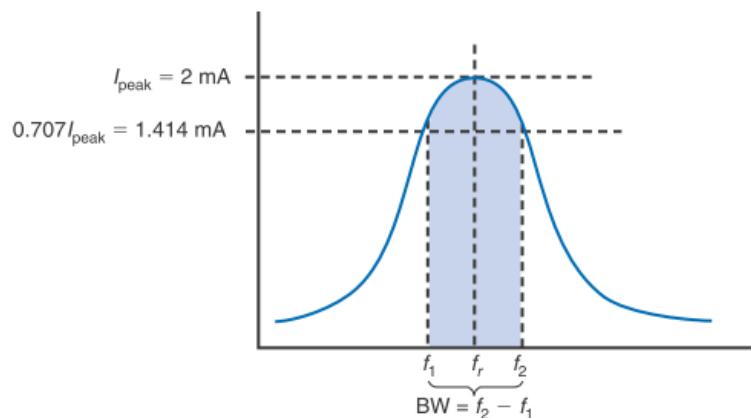
$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C} = \frac{1}{39478(49 \times 10^6)^2 (12 \times 10^{-12})} \\ &= 8.79 \times 10^{-7} H \text{ یا } 879 nH \end{aligned}$$

همانطور که قبلاً اشاره شد، تعریف اصلی تشدید در یک مدار هماهنگی سری، نقطه‌ای است که در آن X_C برابر با X_L است. با این شرایط فقط مقاومت مدار مانع جریان می‌شود. امپدانس کل مدار در تشدید $Z = R$ است. بهمین دلیل، رزونانس در مدار هماهنگی سری را می‌توان به عنوان نقطه‌ای که امپدانس مدار کمترین و جریان مدار بالاترین است، تعریف کرد. از آنجایی که مدار در رزونانس مقاومت دارد، جریان با ولتاژ اعمال شده هم‌فاز است. بالاتر از فرکانس رزونانس، راکتانس القایی بالاتر از راکتانس خازنی است و افت ولتاژ سلف بیشتر از افت ولتاژ خازن است. بنابراین، مدار القایی است و جریان از ولتاژ اعمال شده عقب می‌ماتد. در زیر



شکل ۱۵.۲: منحنی پاسخ تغییرات فاز و جریان یک مدار سری

رزونانس، راکتانس خازنی بالاتر از راکتانس القایی است. راکتانس خالص خازنی است و در نتیجه جریان مقدمی را در مدار تولید می‌کند. افت ولتاژ خازن بیشتر از افت ولتاژ سلف است. پاسخ یک مدار رزونانس سری در شکل (۱۵.۲) نشان داده شده است که نمودار پاسخ تغییرات فاز و جریان در مدار سری نسبت به فرکانس است.



شکل ۱۶.۲: پهنای باند مدار رزونانس سری

در فرکانس‌های بسیار پایین، راکتانس خازنی بسیار بیشتر از راکتانس القایی است. بنابراین، جریان در مدار به دلیل امپدانس بالا بسیار کم است. علاوه بر این، به دلیل اینکه مدار عمدتاً خازنی است، جریان از ولتاژ نزدیک به ۹۰ درجه جلو می‌افتد. با افزایش فرکانس، X_C پایین می‌آید و X_L بالا می‌رود. مقدار اختلاف فاز پیش رو کاهش می‌یابد. با نزدیک شدن مقادیر راکتانس‌ها به یکدیگر، جریان شروع به افزایش می‌کند. وقتی X_L برابر با X_C باشد، اثرات آنها حذف و امپدانس در مدار فقط مقاومتی است. این یک قله (پیک) جریان تولید می‌کند که در آن جریان هم فاز با ولتاژ (صفر درجه) است. با افزایش فرکانس، X_L بزرگ‌تر از X_C می‌شود.

امپدانس مدار افزایش می‌یابد و جریان کاهش می‌یابد. با مداری که عمدتاً القایی است، جریان از ولتاژ اعمال شده عقب می‌ماند. اگر ولتاژ خروجی از سرتاسر مقاومت در شکل (۱۳.۲) گرفته شود، منحنی پاسخ و زاویه فاز ولتاژ مطابق شکل (۱۵.۲) خواهد بود. همانطور که شکل (۱۵.۲) نشان می‌دهد، جریان در ناحیه‌ای که بر فرکانس تشیدید متتمرکز است، بیشترین مقدار را دارد. محدوده فرکانس باریکی که جریان در آن بیشتر است، پهنه‌ای باند^۱ نامیده می‌شود. این ناحیه در شکل (۱۶.۲) نشان داده شده است.

مرزهای بالای و پایینی پهنه‌ای باند توسط دو فرکانس قطع بهنام f_1 و f_2 تعیین می‌شود. این توالی‌های قطع در جایی اتفاق می‌افتد که دامنه جریان $70/7$ درصد جریان اوج باشد. در تصویر، اوج جریان مدار 2 میلی‌آمپر است و جریان در فرکانس قطع پایین (f_1) و بالا (f_2) $70/7$ از 2 میلی‌آمپر یا $1/414$ میلی‌آمپر است.

سطح فعلی که در آن پاسخ $70/7$ درصد کاهش می‌یابد، نقاط نیمه‌توان^۲ نامیده می‌شوند زیرا توان در فرکانس‌های قطع، نصف پیک (اوج) توان منحنی است.

$$P = I^2 R = (0/70/7 I_{peak})^2 R = 0/5 I_{peak}^2 R$$

پهنه‌ای باند BW مدارهمنگی به عنوان تفاوت بین فرکانس‌های قطع بالا و پایین تعريف می‌شود:

$$BW = f_2 - f_1$$

برای مثال، با فرض فرکانس تشیدید 75 کیلوهرتز و فرکانس‌های قطع بالا و پایین به ترتیب $76/5$ و $73/5$ کیلوهرتز، پهنه‌ای باند $BW = 76/5 - 73/5 = 3 kHz$ است.

پهنه‌ای باند مدار رزونانسی با Q مدار تعیین می‌شود. به یاد داشته باشید که Q یک سلف نسبت راکتانس القایی به مقاومت مدار است. این برای یک مدار رزونانس سری صدق می‌کند، که در آن Q نسبت راکتانس القایی به کل مقاومت مدار است که شامل مقاومت سلف بهاضافه هر مقاومت سری اضافی است:

$$Q = \frac{X_L}{R_T}$$

به یاد بیاورید که پهنه‌ای باند به صورت زیر محاسبه می‌شود

$$BW = \frac{f_r}{Q}$$

اگر Q مدار تشیدید کننده در 18 مگاهرتز 5° باشد، از اینرو پهنه‌ای باند $= 18/5^\circ = 36 MHz = 360 kHz$ است.

۱۶-۲ مثال

پهنه‌ای باند مدار تشیدید با فرکانس 28 مگاهرتز و $70 = Q = 70$ چقدر است؟

$$BW = \frac{f_r}{Q} = \frac{28 \times 10^6}{70} = 400,000 = 400 kHz$$

^۱Bandwidth

^۲Half Power

با توجه به فرکانس و پهنهای باند، رابطه را می‌توان برای محاسبه Q مجدداً مرتب کرد:

$$Q = \frac{f_r}{BW}$$

بنابراین Q مداری که پهنهای باند آن قبلًا محاسبه شده $25 = 25kHz/3kHz = 25$ است. از آنجایی که پهنهای باند تقریباً بر روی فرکانس تشیدی متمرکز است، f_r همان فاصله‌ای از f_r است که f_2 از f_r است. این واقعیت به‌شما امکان می‌دهد فرکانس تشیدی را فقط با دانستن فرکانس‌های قطع محاسبه کنید:

$$f_r = \sqrt{f_1 \times f_2}$$

برای مثال اگر $f_1 = 175kHz$ و $f_2 = 178kHz$ باشد، فرکانس زونانس برابر است با

$$f_r = \sqrt{175 \times 10^3 \times 178 \times 10^3} = 176.5kHz$$

برای مقیاس فرکانس خطی، می‌توانید فرکانس مرکزی یا رزونانس را با استفاده از میانگین فرکانس‌های قطع محاسبه کنید.

$$f_r = \frac{f_1 + f_2}{2}$$

اگر مدار Q بسیار زیاد (> 100) باشد، آنگاه منحنی پاسخ تقریباً حول فرکانس تشیدی متقارن است. سپس فرکانس‌های قطع تقریباً با مقدار $BW/2$ از فرکانس تشیدی فاصله خواهند داشت. بنابراین فرکانس‌های قطع را می‌توان در صورتی محاسبه کرد که پهنهای باند و فرکانس تشیدی مشخص باشد:

$$f_1 = f_r - \frac{BW}{2} \quad \text{و} \quad f_2 = f_r + \frac{BW}{2}$$

به عنوان مثال، اگر فرکانس تشیدی 49 مگاهرتز (۴۹,۰۰۰ کیلوهرتز) و پهنهای باند 10 کیلوهرتز باشد، فرکانس‌های قطع خواهند بود.

$$f_1 = 49,000kHz - \frac{10kHz}{2} = 48,995kHz$$

$$f_2 = 49,000kHz + \frac{10kHz}{2} = 49,005kHz$$

به خاطر داشته باشید که اگرچه این روش تقریبی است، اما در بسیاری از کاربردها مفید است.

پهنهای باند یک مدار تشیدی، گزینش‌پذیری^۹ آن را مشخص می‌کند، یعنی اینکه مدار چگونه به فرکانس‌های مختلف پاسخ می‌دهد. اگر پاسخ تولید یک جریان بالا فقط در محدوده باریکی از فرکانس‌ها، یک پهنهای باند باریک باشد، گفته می‌شود که مدار بسیار گزینش‌پذیر است. اگر جریان در محدوده وسیع‌تری از فرکانس‌ها زیاد باشد، یعنی پهنهای باند وسیع‌تر باشد، مدار گزینش‌پذیری کمتری دارد. به طور کلی مدارهایی با گزینش‌پذیری بالا و پهنهای باند کم مطلوب‌تر هستند. با این حال، گزینش‌پذیری و پهنهای باند واقعی یک مدار باید برای هر کاربرد بپسند.

رابطه بین مقاومت مدار، Q و پهنهای باند بسیار مهم است. پهنهای باند یک مدار با Q نسبت معکوس دارد. هر چه Q بیشتر باشد، پهنهای باند کوچکتر است. Q ‌های پایین پهنهای باند وسیع

⁹Selectivity

یا گزینش پذیری کمتری تولید می‌کنند. بهنوبه خود، Q تابعی از مقاومت مدار است. مقاومت کم Q بالا، پهنای باند باریک و مدار بسیار گزینشی تولید می‌کند. مقاومت مدار بالا باعث ایجاد Q کم، پهنای باند وسیع و گزینش پذیری ضعیف می‌شود. در اکثر مدارهای ارتباطی، مدارهای حداقل 10° و معمولاً بالاتر هستند. در بیشتر موارد، Q مستقیماً توسعه مقاومت سلف کنترل می‌شود. شکل (۱۷.۲) تأثیر مقادیر مختلف Q را بر پهنای باند نشان می‌دهد.

۱۷-۲ مثال

فرکانس‌های قطع بالا و پایین یک مدار رزونانس 80MHz و 793MHz مگاهرتز هستند. (الف) پهنای باند، (ب) فرکانس تقریبی تشیدید، و (ج) Δ را محاسبه کنید.

(الف)

$$BW = f_2 - f_1 = 80\text{MHz} - 793\text{MHz} = 140\text{kHz}$$

(ب)

$$fr = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{(80\text{MHz} \times 10^6)(793\text{MHz} \times 10^6)} = 8\text{MHz}$$

(ج)

$$Q = \frac{fr}{BW} = \frac{8\text{MHz}}{140\text{kHz}} = 57.14$$

۱۸-۲ مثال

فرکانس‌های تقریبی 3 دسی بل مدار تشیدید با $Q = 200$ در 16 مگاهرتز چقدر است؟

$$BW = \frac{fr}{Q} = \frac{16 \times 10^6}{200} = 80,000\text{Hz} = 80\text{kHz}$$

$$f_1 = fr - \frac{BW}{2} = 16,000,000 - \frac{80,000}{2} = 15,960\text{MHz}$$

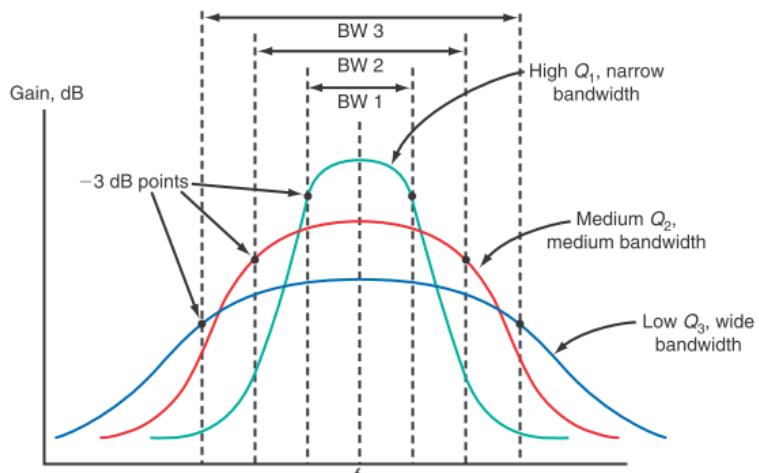
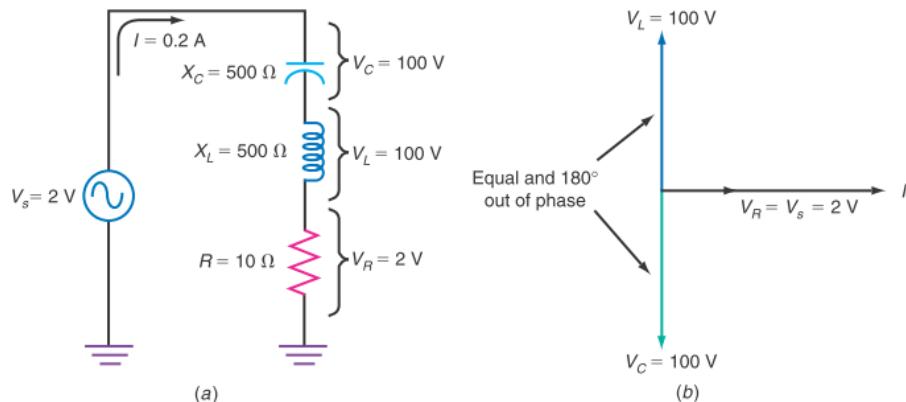
$$f_2 = fr + \frac{BW}{2} = 16,000,000 + \frac{80,000}{2} = 16,040\text{MHz}$$

رزونانس یک پدیده جالب اما مفید را در یک مدار RLC سری ایجاد می‌کند. مدار شکل (۱۸.۲) را در نظر بگیرید. در تشیدید، $X_L = X_C = 50\Omega$ را فرض کنید. مقاومت کل مدار 10Ω است. از اینرو Q مدار برابر است با

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{50}{10} = 5$$

اگر ولتاژ اعمالی یا منبع $V_s = 2V$ باشد، جریان رزونانس در مدار خواهد بود:

$$I = \frac{V_s}{R} = \frac{2}{10} = 0.2A$$

شکل ۱۷.۲: اثر Q بر پهنای باند و گزینش‌پذیری در مدار تشدید

شکل ۱۸.۲: ولتاژ افزایشی تشدید در مدار رزونانس سری.

هنگامی که راکتانس‌ها، مقاومت‌ها و جریان معلوم می‌شوند، افت ولتاژ در هر عنصر را می‌توان محاسبه کرد:

$$V_L = IX_L = \frac{1}{2}(500) = 100V$$

$$V_C = IX_C = \frac{1}{2}(500) = 100V$$

$$V_R = IR = \frac{1}{2}(10)2V$$

همانطور که مشاهده می‌کنید، افت ولتاژ در سلف و خازن به طور قابل توجهی بیشتر از ولتاژ اعمال شده است. این به عنوان ولتاژ افزایشی تشدید شناخته می‌شود. اگرچه مجموع افت ولتاژ در اطراف مدار سری هنوز برابر با ولتاژ منبع است، در رزونانس ولتاژ در سراسر سلف از جریان 90° درجه جلو می‌افتد و ولتاژ در خازن 90° درجه از جریان عقب می‌افتد [شکل ۱۸.۲-(ب)]. بنابراین، ولتاژهای القایی و راکتیو برابر هستند اما 180° درجه با هم اختلاف فاز دارند. در نتیجه،

هنگامی که اضافه می‌شوند، یکدیگر را خنثی می‌کنند و ولتاژ راکتیو کل صفر باقی می‌ماند. این بدان معنی است که کل ولتاژ اعمال شده در مقاومت مدار ظاهر می‌شود.

ولتاژ افزایشی رزونانس در سیم پیچ یا خازن را می‌توان به راحتی با ضرب ولتاژ ورودی یا منبع در Q محاسبه کرد:

$$V_L = V_C = QV_s$$

$$\text{در مثال شکل (۱۸.۲)، } V_L = ۵۰ \text{ (۲) } = ۱۰۰ \text{ V}$$

این پدیده جالب و مفید بهاین معنی است که ولتاژهای اعمال شده کوچک اساساً می‌توانند به یک ولتاژ بالاتر افزایش یابند - شکلی از تقویت ساده بدون مدارهای فعال که به طور گسترده در مدارهای ارتباطی استفاده می‌شود.

۱۹-۲ مثال

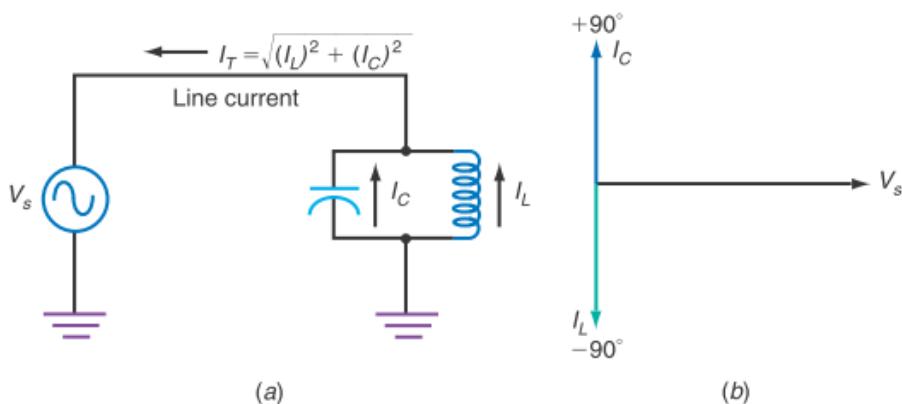
یک مدار رزونانس سری دارای $Q = ۱۵$ در $۳/۵$ مگاهرتز است. ولتاژ اعمال شده ۳ میکروولت است. ولتاژ دوسر خازن چقدر است؟

$$V_C = QV_s = ۱۵ \times ۳ \times ۱۰^{-۶} = ۴۵ \times ۱۰^{-۶} = ۴۵ \mu\text{V}$$

مدارهای تشدید موازی همانطور که در شکل (۱۹.۲)-(الف) نشان داده شده است، هنگامی که سلف و خازن موازی با ولتاژ اعمال شده متصل می‌شوند، یک مدار تشدید موازی تشکیل می‌شود. به طور کلی، تشدید در یک مدار هماهنگی را می‌توان به عنوان نقطه‌ای که در آن راکتانس‌های القایی و خازنی برابر هستند، تعریف کرد. بنابراین فرکانس تشدید با رابطه فرکانس رزونانسی که قبلاً داده شد محاسبه می‌شود. اگر اجزا مدار را بدون تلفات فرض کنیم (بدون مقاومت)، جریان در سلف برابر با جریان در خازن است:

$$I_L = I_C$$

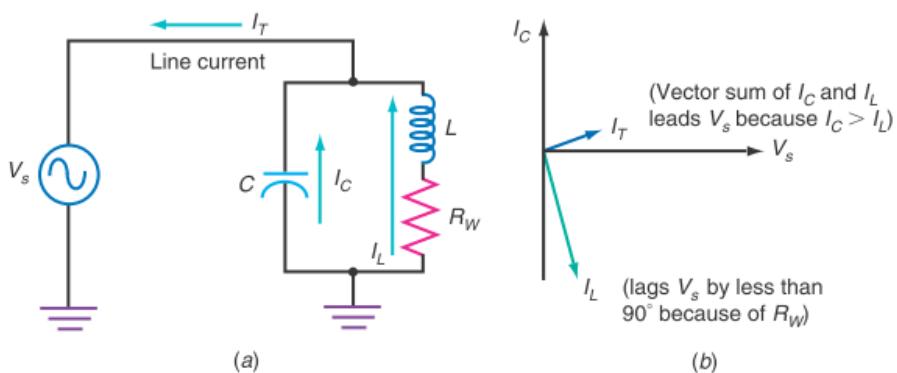
اگرچه جریان‌ها برابر هستند، اما 180° درجه اختلاف فاز دارند، که نمودار فازور شکل



شکل ۱۹.۲: جریان‌های مدار تشدید موازی (الف) مدار تشدید موازی. (ب) روابط جریان در مدار تشدید موازی.

(۱۹.۲) (ب) آن را نشان می‌دهد. جریان در سلف 90° درجه از ولتاژ اعمال شده عقب می‌افتد و جریان در خازن 90° درجه ولتاژ اعمال شده را جلو می‌افتد که در مجموع 180° درجه است.

حال، با اعمال قانون جریان کیرشوف در مدار، مجموع جریان‌های انشعاب هر یک برابر با کل جریان گرفته شده از منبع است. با جریان‌های القایی و خازنی برابر و خارج از فاز، مجموع آنها صفر است. بنابراین، در رزونانس، یک مدار هماهنگی موازی به نظر می‌رسد مقاومت او لیه داشته باشد، جریانی از منبع نمی‌گیرد و بنابراین دارای امپدانس بینهایت است، و به عنوان یک مدار باز عمل می‌کند. جریان. با این حال، جریان گردشی بالایی بین سلف و خازن وجود دارد. انرژی در حال ذخیره و انتقال بین سلف و خازن است. از آنجا که چنین مداری به عنوان نوعی مخزن ذخیره انرژی الکتریکی عمل می‌کند، اغلب به عنوان مدار مخزن (مدار تانک)^{۱۰} و جریان در گردش به عنوان جریان مخزن (جریان تانک)^{۱۱} نامیده می‌شود.



شکل ۲۰.۲: یک مدار رزونانس موازی عملی (الف) مدار رزونانس موازی عملی با مقاومت سیم پیچ R_W . (ب) روابط فاز

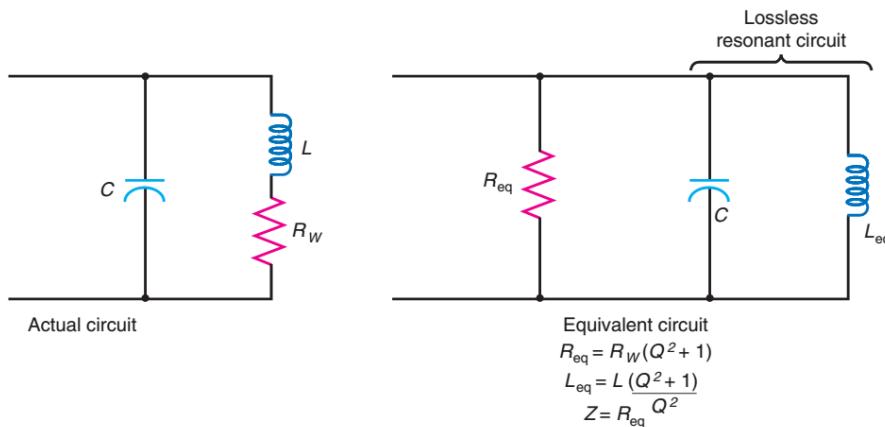
در یک مدار تشدييد عملی که در آن قطعات دارای تلفات (مقاومت) هستند، مدار همچنان همانطور که در بالا توضیح داده شد رفتار می‌کند. به طور معمول، می‌توانیم فرض کنیم که خازن عملاً تلفات صفر دارد و سلف دارای مقاومت است، همانطور که در شکل (۲۰.۲)-(الف) نشان داده شده است. در رزونانس، که در آن $X_C = X_L$ ، امپدانس شاخه القایی مدار به دلیل مقاومت سیم پیچ بالاتر از امپدانس شاخه خازنی است. جریان خازنی کمی بیشتر از جریان القایی است. حتی اگر راکتانس‌ها برابر باشند، جریان‌های انشعاب نابرابر خواهد بود و بنابراین مقداری جریان خالص در خط تغذیه کم خواهد بود. همانطور که در شکل (۲۰.۲)-(ب) نشان داده شده است، جریان منبع ولتاژ منبع تغذیه را هدایت می‌کند. با این وجود، جریان‌های القایی و خازنی در اکثر موارد به دلیل اینکه تقریباً برابر و دارای فاز مخالف هستند، خنثی می‌شوند و در نتیجه جریان خط یا منبع به طور قابل توجهی کمتر از جریان‌های انشعاب جداگانه خواهد بود. نتیجه یک امپدانس مقاومتی بسیار بالا است که تقریباً برابر است با:

$$Z = \frac{V_s}{I_T}$$

^{۱۰}Tank Circuit

^{۱۱}Tank Current

تجزیه و تحلیل مدار در شکل (۲۰.۲)-(الف) آسان نیست. یکی از راه‌های ساده‌سازی ریاضیات،



شکل ۲۱.۲: مدار معادل تحلیل مدارهای تشدید موازی را آسان‌تر می‌کند.

تبدیل مدار به یک مدار معادل است که در آن مقاومت سیم‌پیچ به مقاومت موازی تبدیل می‌شود که همان نتایج کلی را به دست می‌دهد، همانطور که در شکل (۲۱.۲) نشان داده شده است.

اندوکتانس معادل L_{eq} و مقاومت R_{eq} با روابط زیر محاسبه می‌شوند

$$L_{eq} = \frac{L(Q^2 + 1)}{Q^2}, \quad R_{eq} = R_W(Q^2 + 1)$$

و Q از رابطه زیر تعیین می‌شود:

$$Q = \frac{X_L}{R_W}$$

که در آن R_W مقاومت سیم‌پیچ است.

اگر Q زیاد باشد، معمولاً بیش از 10° تقریباً برابر با مقدار اندوکتانس واقعی L است. امپدانس کل مدار در رزونانس برابر با مقاومت موازی معادل است:

$$Z = R_{eq}$$

۲۰-۲ مثال

امپدانس مدار LC موازی با فرکانس تشدید ۵۲ مگاهرتز، $L = ۰/۱۵\mu H$ و $Q = ۱۲$ چقدر است؟

$$Q = \frac{X_L}{R_W}$$

$$X_L = 2\pi f L = ۶/۲۸(۵۲ \times 10^6)(۰/۱۵ \times 10^{-6}) = ۴۹\Omega$$

$$R_W = \frac{X_L}{Q} = \frac{۴۹}{۱۲} = ۴/۱\Omega$$

$$Z = R_{eq} = R_W(Q^2 + 1) = ۴/۱(12^2 + 1) = 592\Omega$$

اگر Q مدار رزونانس موازی بزرگتر از 10° باشد، می‌توان از رابطه ساده شده زیر برای محاسبه امپدانس مقاومتی در رزونانس استفاده کرد:

$$Z = \frac{L}{C R_W}$$

مقدار R_W مقاومت سیم پیچ است.

مثال ۲۱-۲

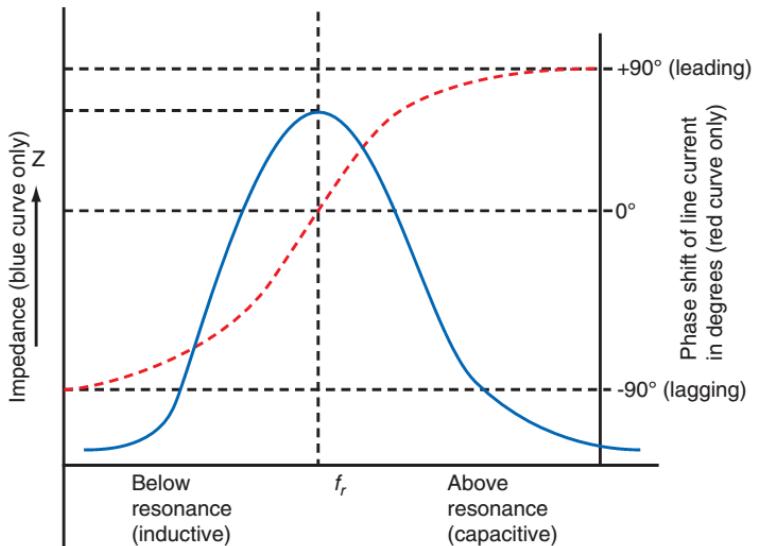
امپدانس مدار ارائه شده در مثال (۲۰.۲) را با استفاده از رابطه $Z = L/CR$ محاسبه کنید.

$$\begin{aligned} f_r &= 52 \text{ MHz}, \quad R_W = 4.1 \Omega, \quad L = 0.15 \mu\text{H} \\ C &= \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L} = 6.245 \times 10^{-11} \\ Z &= \frac{L}{C R_W} = 586 \Omega \end{aligned}$$

این نزدیک به مقدار محاسبه شده قبلی 592Ω است. رابطه $Z = L/CR_W$ یک رابطه تقریبی است.

خوب است بدانید که:

پهنهای باند یک مدار با مدار Q نسبت معکوس دارد. هر چه Q بیشتر باشد، پهنهای باند کمتر است. مقادیر Q پایین پهنهای باند وسیع یا گزینش پذیری کمتری ایجاد می‌کنند.



شکل ۲۲.۲: پاسخ مدار تشیدید موازی

منحنی پاسخ فرکانس و فاز یک مدار تشیدید موازی در شکل (۲۲.۲) نشان داده شده است. در زیر فرکانس تشیدید، X_L کمتر از X_C است. بنابراین جریان القایی بیشتر از جریان خازنی است و مدار القایی به نظر می‌رسد. جریان خط نسبت به ولتاژ اعمال شده تاخیر دارد. بالاتر از فرکانس تشیدید، X_C کمتر از X_L است. بنابراین جریان خازنی بیشتر از جریان القایی است و مدار خازنی به نظر می‌رسد.

بنابراین، جریان خط از ولتاژ اعمال شده تقدم دارد. زاویه فاز امپدانس پایین‌تر از رزونانس و عقب ماندگی بالاتر از رزونانس خواهد بود.

در فرکانس تشدید، امپدانس مدار بهاوج می‌رسد. این بدان معنی است که جریان خط در آن زمان در حداقل خود است. در تشدید، مدار دارای مقاومت بسیار بالایی به نظر می‌رسد و جریان خط کوچک با ولتاژ اعمال شده هم فاز است.

توجه داشته باشید که قبلًا به صورت $Q = X_L/R_W$ بیان می‌شد را نیز می‌توان با عبارت زیر محاسبه کرد.

$$Q = \frac{R_P}{X_L}$$

که در آن R_P مقاومت موازی معادل، R_{eq} به موازات هر مقاومت موازی دیگر، و X_L راکتانس القایی از ضریب خودالقایی معادل L_{eq} است.

می‌توانید پهنه‌ای باند یک مدار هماهنگی موازی را با کنترل Q تنظیم کنید. Q را می‌توان با اتصال یک مقاومت خارجی در دوسر مدار تعیین کرد. این باعث کاهش R_P و افزایش پهنه‌ای باند می‌شود.

مثال ۲۲-۲

چه مقدار مقاومت موازی برای تنظیم پهنه‌ای باند یک مگاهرتر مدار هماهنگی موازی لازم است؟

$f_r = ۱۰MHz$ و $R_W = ۱۰\Omega$ ، $X_L = ۳۰۰\Omega$

$$Q = \frac{X_L}{R_W} = \frac{۳۰۰}{۱۰} = ۳۰$$

$$R_p = R_W(Q^2 + 1) = ۱۰(۳۰^2 + 1) = ۹۰۱\Omega$$

(مقاومت معادل مدار رزونانس موازی)

$$BW = \frac{f_r}{Q}$$

$$Q = \frac{f_r}{BW} = \frac{۱۰MHz}{۱MHz} = ۱۰$$

$$R_{Pnew} = QX_L = ۱۰(۳۰۰) = ۳۰۰۰\Omega$$

(این مقاومت کل مدار R_{Pnew} است که از R_P اصلی و یک مقاومت متصل خارجی R_{ext} تشکیل شده است)

$$R_{Pnew} = \frac{R_P R_{ext}}{R_P + R_{ext}}$$

$$R_{ext} = \frac{R_{Pnew} R_P}{R_{Pnew} - R_P} = \frac{۹۰۱۰(۳۰۰۰)}{۹۰۱۰ - ۳۰۰۰} = ۴۴۹۷.۵\Omega$$

۳.۲ فیلترها

فیلتر یک مدار گزینش فرکانس است. فیلترها برای عبور برخی از فرکانس‌ها و حذف برخی فرکانس‌ها طراحی شده‌اند. مدارهای تشدید سری و موازی بررسی شده در بخش (۲-۲) نمونه‌هایی از فیلترها هستند.

راههای زیادی برای پیاده‌سازی مدارهای فیلتر وجود دارد. فیلتر ساده‌ای که با استفاده از مقاومت‌ها و خازن‌ها یا سلف‌ها و خازن‌ها ایجاد می‌شود، فیلتر غیرفعال نام دارد زیرا در آنها از اجزای غیرفعال

استفاده که تقویت نمی‌شوند. در کارهای ارتباطی، بسیاری از فیلترها از انواع LC غیرفعال هستند، اگرچه بسیاری از انواع دیگر استفاده می‌شود. برخی از انواع خاص فیلترها، فیلترهای فعال هستند که از شبکه‌های RC با بازخورد در مدارهای تقویت کننده عملیاتی، فیلترهای خازن کلید زنی، فیلترهای کریستالی و سرامیکی، فیلترهای موج صوتی سطحی (SAW)^{۱۲} و فیلترهای دیجیتالی با فناوری پردازش سیگنال دیجیتال (DSP)^{۱۳} استفاده می‌کنند. پنج نوع اصلی مدار فیلتر به شرح زیر است:

♣ **فیلتر پائین گذر** فرکانس‌ها را از فرکانس بحرانی به نام فرکانس قطع عبور می‌دهد و فرکانس‌های بالای فرکانس قطع را تا حد زیادی کاهش می‌دهد.

♣ **فیلتر بالا گذر** فرکانس‌های بالاتر از فرکانس قطع را می‌گذراند اما فرکانس‌های زیر آن را حذف می‌کند.

♣ **فیلتر میان گذر** فرکانس‌ها را در محدوده باریکی بین فرکانس‌های قطع پایین و بالای عبور می‌دهد.

♣ **فیلتر میان نگذر** فرکانس‌ها را در یک محدوده باریک حذف یا متوقف می‌کند اما به فرکانس‌های بالا و پایین اجازه عبور می‌دهد.

♣ **فیلتر همه گذر** تمام فرکانس‌ها را به یک اندازه در محدوده طراحی خود عبور می‌دهد، اما دارای یک مشخصه تغییر فاز ثابت یا قابل پیش‌بینی است.

فیلتر RC

یک فیلتر پایین گذر به مولفه‌های فرکانس پایین ولتاژ اعمال شده اجزه می‌دهد تا ولتاژ خروجی را در سرتاسر مقاومت بار تولید کنند، در حالی که مولفه‌های فرکانس بالا در خروجی تضعیف یا کاهش می‌یابند.

یک فیلتر بالا گذر بر عکس عمل می‌کند و به مولفه‌های فرکانس بالای ولتاژ اعمال شده اجزه می‌دهد تا ولتاژ را در مقاومت بار خروجی ایجاد کنند.

مورد مدار تزویج (کوپلینگ) RC نمونه‌ای از فیلتر بالا گذر است زیرا مولفه‌های ac ولتاژ ورودی در عرض R تولید شده و ولتاژ dc توسط خازن سری سد و حذف می‌شود. علاوه بر این، با فرکانس‌های بالاتر در مولفه ac، ولتاژ ac بیشتری کوپل می‌شود.

هر فیلتر پایین گذر یا بالا گذر را می‌توان به عنوان یک تقسیم کننده ولتاژ وابسته به فرکانس در نظر گرفت زیرا مقدار ولتاژ خروجی تابعی از فرکانس است.

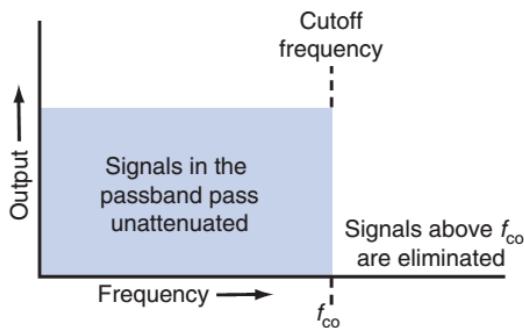
فیلترهای RC از ترکیبی از مقاومتها و خازن‌ها برای رسیدن به پاسخ مطلوب استفاده می‌کنند. اکثر فیلترهای RC از نوع پایین گذر یا بالا گذر هستند. برخی از فیلترهای باند حذف یا ناچ^{۱۴} نیز با مدارهای RC ساخته می‌شوند. فیلترهای باند گذر را می‌توان با ترکیب بخش‌های RC پایین گذر و بالا گذر ساخت، اما این کار به ندرت انجام می‌شود.

فیلتر پائین گذر فیلتر پایین گذر مداری است که در فرکانس‌های زیر فرکانس قطع، تضعیف ایجاد نمی‌کند، اما تمام سیگنال‌های دارای فرکانس‌های بالای قطع را کاملاً حذف می‌کند. فیلترهای پایین گذر گاهی اوقات به عنوان فیلترهای برش بالا شناخته می‌شوند.

^{۱۲}Surface Acoustic Wave (SAW) filters

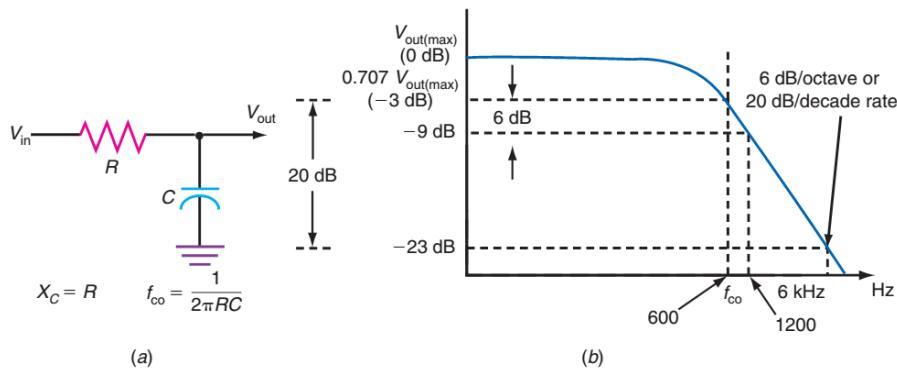
^{۱۳}Digital Signal Processing (DSP) techniques

^{۱۴}Notch



شکل ۲۳.۲: منحنی پاسخ ایده‌آل یک فیلتر پایین‌گذر.

منحنی پاسخ ایده‌آل برای فیلتر پایین‌گذر در شکل (۲۳.۲) نشان داده شده است. این منحنی پاسخ در عمل قابل تحقق نیست. در مدارهای عملی، به جای انتقال شدید در فرکانس قطع، انتقال تدریجی‌تری بین تضعیف کم یا بدون تضعیف و حداقل تضعیف وجود دارد.



شکل ۲۴.۲: فیلتر پایین‌گذر RC. (الف) مدار. (ب) فیلتر پایین‌گذر.

ساده‌ترین شکل فیلتر پایین‌گذر مدار RC است که در شکل (۲۴.۲)(الف) نشان داده شده است. مدار یک تقسیم کننده ولتاژ ساده با یک جزء حساس به فرکانس، در این مورد خازن، تشکیل می‌دهد. در فرکانس‌های بسیار پایین، خازن نسبت به مقاومت، راکتانس (واکنش) بسیار بالایی دارد و بنابراین تضعیف حداقل است. با افزایش فرکانس، راکتانس خازنی کاهش می‌یابد. هنگامی که راکتانس از مقاومت کوچکتر می‌شود، میرایی به سرعت افزایش می‌یابد. پاسخ فرکانسی مدار در شکل (۲۴.۲)(ب) نشان داده شده است. فرکانس قطع این فیلتر همان نقطه‌ای است که R و X_C برابر هستند. فرکانس قطع، همچنین به عنوان فرکانس بحرانی شناخته می‌شود، که توسط رابطه زیر تعیین

می‌شود:

$$\begin{aligned} X_C &= R \\ \frac{1}{2\pi f_{co} C} &= R \\ f_{co} &= \frac{1}{2\pi RC} \end{aligned}$$

برای مثال اگر $R = 47k\Omega$ و $C = 560pF$ باشد، فرکانس قطع برابر است با:

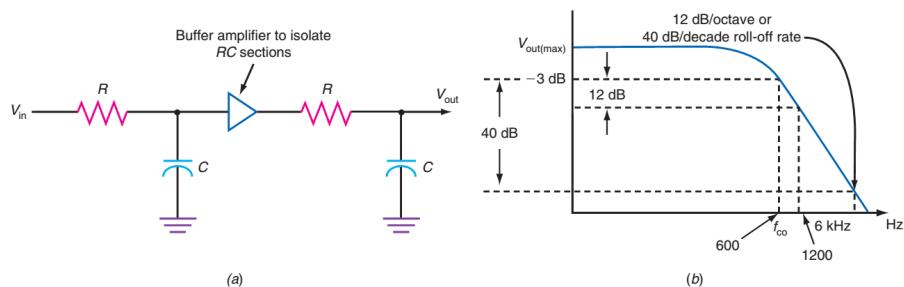
$$f_{co} = \frac{1}{2\pi(4700)(560 \times 10^{-12})} = 60,469Hz = 60.5kHz$$

مثال ۲۳-۲

اگر در یک فیلتر پائین‌گذر RC مقدار $C = 0.0033\mu F$ و $R = 8.2k\Omega$ باشد، فرکانس قطع چقدر است؟

$$f_{co} = \frac{1}{2\pi(8.2 \times 10^3)(0.0033 \times 10^{-6})} = 5.88kHz$$

در فرکانس قطع، دامنه خروجی $70/7$ درصد دامنه ورودی در فرکانس‌های پایین‌تر است. این به نام



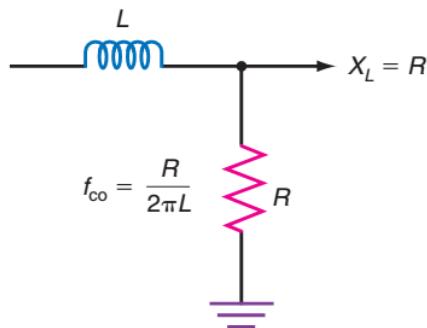
شکل ۲۵.۲: دو طبقه فیلتر RC پاسخ را بهبود می‌بخشد اما افت سیگنال را افزایش می‌دهد. (الف) مدار. (ب) منحنی پاسخ مدار.

نقشه $3dB$ معروف است. به عبارت دیگر، این فیلتر دارای بهره ولتاژ -3 – دسی‌بل در فرکانس قطع است. در فرکانس‌های بالاتر از فرکانس قطع، دامنه با نرخ خطی 6 دسی‌بل در هر اکتاو یا 20 دسی‌بل در هر دهه کاهش می‌یابد. یک اکتاو به عنوان دو برابر شدن یا نصف شدن فرکانس تعریف می‌شود و یک دهه نشان دهنده رابطه یک دهم یا -10 بار است. فرض کنید یک فیلتر دارای فرکانس قطع 600 هرتز است. اگر فرکانس به 1200 هرتز دو برابر شود، تضعیف 6 دسی‌بل یا از 3 دسی‌بل در قطع به 9 دسی‌بل در 1200 هرتز افزایش می‌یابد. اگر فرکانس با ضریب 10 از 600 هرتز به 6 کیلوهرتز افزایش یابد، تضعیف با ضریب 20 دسی‌بل از 3 دسی‌بل در قطع به 23 دسی‌بل در 6 کیلوهرتز افزایش می‌یابد.

اگر سرعت تضعیف سریع‌تری مورد نیاز باشد، می‌توان از دو بخش RC با فرکانس قطع یکسان استفاده کرد. چنین مداری در شکل ۲۵.۲ (الف) نشان داده شده است. با این مدار، نرخ تضعیف 12 دسی‌بل در هر اکتاو یا 40 دسی‌بل در هر دهه است. دو مدار RC یکسان استفاده می‌شود، اما یک تقویت کننده ایزوله یا بافر مانند امیتر-فالوور (بهره کمتر از یک) بین آنها استفاده می‌شود تا

از بارگذاری اولین بخش دوم جلوگیری کند. دو بخش RC آبشاری بدون جداسازی، بهدلیل اثرات بارگذاری، نرخ تضعیف کمتر از ۱۲ دسیبل در اکتاو از نظر تئوری ایدهآل خواهد بود. اگر فرکانس قطع هر بخش RC یکسان باشد، فرکانس قطع کلی برای فیلتر کامل تا حدودی کمتر است. این بهدلیل تضعیف اضافی بخش دوم ایجاد می‌شود.

با منحنی تضعیف تندتر، گفته می‌شود که مدار گزینشی تر است. نقطه ضعف آبشاری چنین بخش‌هایی این است که تضعیف بیشتر سیگنال خروجی را بهمیزان قابل توجهی کوچکتر می‌کند. این تضعیف سیگنال در باند عبور ^{۱۵} افت عبوری نامیده می‌شود.



شکل ۲۶.۲: ساخت فیلتر پائین‌گذر با استفاده از سلف L

همانطور که در شکل (۲۶.۲) نشان داده شده است، یک فیلتر پائین‌گذر نیز می‌تواند با یک سلف و یک مقاومت ساخته شود. منحنی پاسخ برای این فیلتر RL همان است که در شکل (۲۴.۲)(ب) نشان داده شده است. فرکانس قطع با استفاده از رابطه زیر تعیین می‌شود

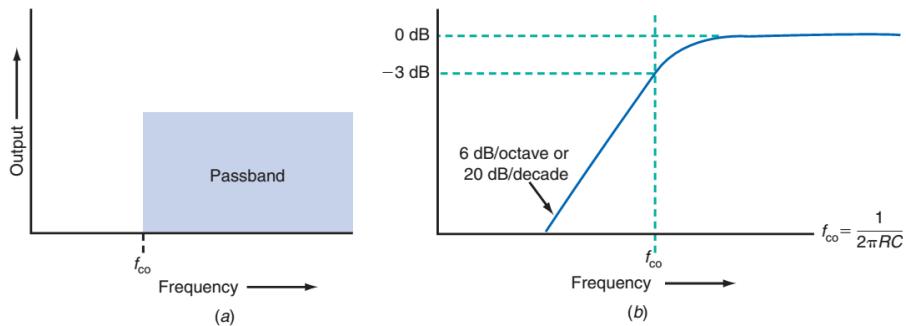
$$f_{co} = \frac{R}{2\pi L}$$

فیلترهای پائین‌گذر RL به اندازه فیلترهای RC بطور گسترده مورد استفاده قرار نمی‌گیرند زیرا سلف‌ها معمولاً بزرگتر، سنگین‌تر و گرانتر از خازن‌ها هستند. سلف‌ها نیز بهدلیل مقاومت سیم‌پیچ ذاتی خود تلفات بیشتری نسبت به خازن‌ها دارند.

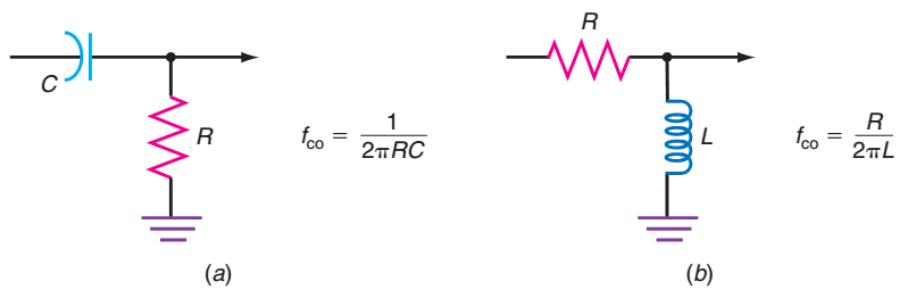
فیلتر بالا گذر یک فیلتر بالاگذر فرکانس‌های بالاتر از فرکانس قطع را با تضعیف کم یا بدون تضعیف عبور می‌دهد، اما سیگنال‌های زیر قطع را تا حد زیادی تضعیف می‌کند. منحنی ایدهآل پاسخ فیلتر بالا گذر در شکل (۲۷.۲) (الف) نشان داده شده است. منحنی تقریب به پاسخ ایدهآل شکل (۲۷.۲)(ب) را می‌توان با انواع فیلترهای RC و LC بدست آورد.

فیلتر ابتدائی بالاگذر RC در شکل (۲۸.۲)(الف) نشان داده شده است. باز هم، چیزی بیش از یک تقسیم کننده ولتاژ با خازن به عنوان جزء حساس به فرکانس در یک تقسیم کننده ولتاژ نیست. در فرکانس‌های پائین، X_C بسیار زیاد است. هنگامی که X_C بسیار بالاتر از R است، اثر تقسیم کننده ولتاژ تضعیف بالایی از سیگنال‌های فرکانس پائین را فراهم می‌کند. با افزایش فرکانس، راکتانس خازنی کاهش می‌یابد. هنگامی که راکتانس خازنی برابر یا کمتر از مقاومت باشد، تقسیم کننده ولتاژ تضعیف بسیار کمی می‌دهد. بنابراین، فرکانس‌های بالا نسبتاً بدون تضعیف عبور می‌کنند.

^{۱۵}Insertion Loss



شكل ٢٧.٢: منحنی پاسخ فرکانسی یک فیلتر بالاگذر (الف)-ایدهآل (ب)-عملی



شكل ٢٨.٢: (الف)- فیلتر بالاگذر RC. (ب)- فیلتر بالاگذر RL.

فرکانس قطع برای این فیلتر مانند مدار پایین گذراست و از قرار دادن X_C برابر با R و حل آن فرکانس قطع به دست می‌آید:

$$f_{co} = \frac{1}{\pi RC}$$

نرخ نرخ شیب منحنی ۶ دسی‌بل در هر اکتاو یا 2° دسی‌بل در هر دهه است. همانطور که در شکل (۲۸.۲) (ب) نشان داده شده است، یک فیلتر بالاگذر نیز می‌تواند با یک سیم پیچ و یک مقاومت اجرا شود. فرکانس قطع برابر است با:

$$f_{co} = \frac{R}{\pi L}$$

منحنی پاسخ برای این فیلتر همان است که در شکل (۲۷.۲) (ب) نشان داده شده است. نرخ تضعیف ۶ دسیبل در هر اکتاو یا ۲۰ دسیبل در هر دهه، همانطور که در مورد فیلتر پایین گذر وجود داشت، است. باز هم، بهبود تضعیف را می‌توان با بخش‌های فیلتر آبشاری به دست آورد.

مثال ۲۴-۲

نزدیکترین مقدار مقاومت استاندارد EIA که فرکانس قطع $3/4$ کیلوهرتز را با خازن $47\mu F$ در یک فیلتر RC بالا گذر تولید می‌کند چیست؟

$$f_{co} = \frac{1}{\pi BC}$$

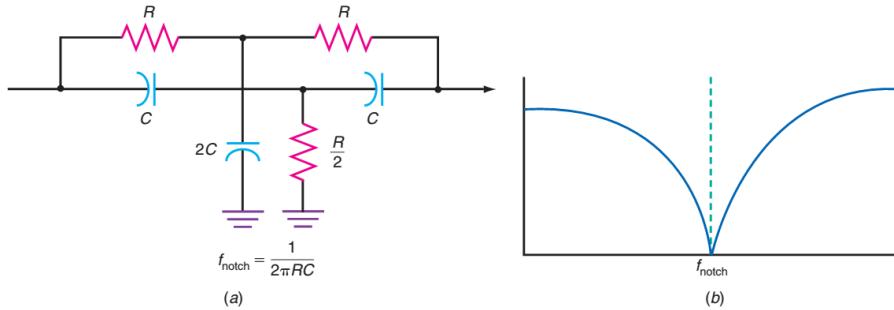
$$R = \frac{1}{2\pi f_{co}C} = \frac{1}{2\pi(3/4 \times 10^3)(0.047 \times 10^{-6})} = 996\Omega$$

که بین مقاومت 91Ω و 1000Ω اهم است که در این مسئله 1000Ω نزدیکترین است.

خوب است بدانید که:

فیلترهای شیاری دو قلو تی *Twin-T notch filters* در فرکانس‌های پایین برای حذف هوم خطوط برق در مدارهای صوتی و تقویت‌کننده‌های تجهیزات پزشکی استفاده می‌شوند.

فیلتر شیاری RC



شکل ۲۹.۲: فیلتر شیاری RC

می‌شوند. فیلترهای باند نگذر برای کاهش تا حد زیادی محدوده باریکی از فرکانس‌ها در اطراف یک نقطه مرکزی استفاده می‌شوند. فیلترهای شیاری همان هدف را انجام می‌دهند، اما برای یک فرکانس. یک فیلتر شیاری ساده که با مقاومت‌ها و خازن‌ها مطابق شکل (الف) (۲۹.۲) ساخته می‌شود، فیلتر شیاری موazی *T* یا تی دو قلو^{۱۶} نامیده می‌شود. این فیلتر نوعی از مدار پل است. به یاد بیاورید که در مدار پل اگر پل متعادل باشد خروجی صفر است. اگر مقادیر اجزا به طور دقیق مطابقت داشته باشند، مدار در تعادل خواهد بود و تضعیف سیگنال ورودی را در فرکانس طراحی تا 30~dB یا 40~dB ایجاد می‌کند. منحنی پاسخ معمولی در شکل (ب) نشان داده شده است.

فرکانس شکاف مرکزی با رابطه زیر محاسبه می‌شود

$$f_{notch} = \frac{1}{2\pi RC}$$

به عنوان مثال، اگر مقادیر مقاومت و ظرفیت بترتیب 100~mH و $2\mu\text{F}$ باشد، فرکانس شیار برابر است با

$$f_{notch} = \frac{1}{6.28(10^5)(0.02 \times 10^{-6})} = 79.6\text{~Hz}$$

فیلترهای شیاری تی دو قلو عمدها در فرکانس‌های پایین، صدا و زیر استفاده می‌شوند. یکی از کاربردهای رایج این است که صدای هوم خط برق 60~Hz یا 50~Hz را از مدارهای صوتی و تقویت‌کننده‌های تجهیزات پزشکی با فرکانس پایین حذف کنید. نکته کلیدی تضعیف بالا در فرکانس شیاری است

^{۱۶}Twin-T

مثال ۲۵-۲

اگر $R = ۲۲۰\text{k}\Omega$ باشد، چه مقادیری خازن در یک فیلتر شیاری دو قلوی RC برای حذف ۱۲۰ هرتز استفاده می‌کنید؟

$$f_{notch} = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_{notch} R} = \frac{1}{6.28(120)(220 \times 10^3)} = 6.03nF$$

$$2C = 12.06nF$$

مقادیر مقاومت و خازن باید دقیق باشد تا تضعیف مورد نظر بدست آید.

فیلتر LC

فیلترهای RC در درجه اول در فرکانس‌های پایین استفاده می‌شوند. آنها در فرکانس‌های صوتی بسیار رایج هستند اما به ندرت بالای ۱۰۰ کیلوهرتز استفاده می‌شوند. در فرکانس‌های رادیویی، تضعیف باند عبور آنها بسیار زیاد است و شبیه برش بسیار تدریجی است. بیشتر فیلترهای LC ساخته شده با سلف و خازن دیده شده است. سلف‌های فرکانس‌های پایین‌تر بزرگ، حجمی و گران هستند، اما آنها بی‌که در فرکانس‌های بالاتر بسیار کوچک، سبک و ارزان هستند. در طول سال‌ها، انواع مختلفی از فیلترها توسعه یافته‌اند. روش‌های طراحی فیلترها نیز در طول سال‌ها به لطف طراحی کامپیوتویی تغییر کرده است.

اصطلاحات فیلتر. هنگام کار با فیلترها، اصطلاحات مختلفی را برای توصیف عملکرد و ویژگی‌های فیلتر می‌شنویم. تعاریف زیر به شما کمک می‌کند تا ویژگی‌ها و عملکرد آنها را درک کنید.

۱. **باند عبور** این محدوده فرکانسی است که فیلتر سیگنال‌ها را از آن عبور می‌دهد. محدوده فرکانس بین فرکانس‌های قطع یا بین فرکانس قطع و صفر (برای پایین‌گذر) یا بین فرکانس قطع و بی‌نهایت (برای بالاگذر) است.

۲. **باند توقف** این محدوده فرکانس‌های خارج از باند عبور است، یعنی محدوده فرکانس‌هایی که توسط فیلتر بسیار کاهش می‌یابد. فرکانس‌های این محدوده حذف می‌شوند.

۳. **تضییف** این مقداری است که فرکانس‌های نامطلوب در باند توقف کاهش می‌یابد. می‌توان آن را به صورت نسبت توان یا نسبت ولتاژ خروجی به ورودی بیان کرد. تضییف معمولاً بر حسب دسی‌بل بیان می‌شود.

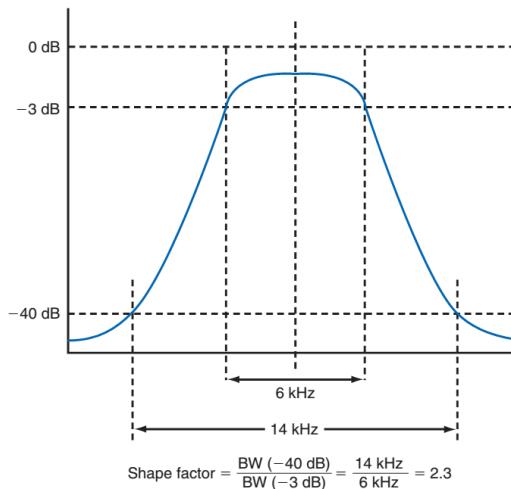
۴. **افت عبوری** افتی است که فیلتر به سیگنال‌های باند عبور وارد می‌کند. فیلترهای غیرفعال به دلیل تلفات مقاومتی در قطعات، تضییف را ایجاد می‌کنند. افت عبوری معمولاً بر حسب دسی‌بل داده می‌شود.

۵. **امپدانس امپدانس** مقدار مقاومت بار و منبع فیلتر است. فیلترها معمولاً برای منبع محرک خاص و امپدانس بار ویژه‌ای طراحی می‌شوند که برای عملکرد مناسب باید وجود داشته باشد.

۶. **تضاریس** تغییرات دامنه نسبت به فرکانس در باند عبور یا افزایش و کاهش مکرر سطح سیگنال در باند عبور است و در برخی از انواع فیلترها به عنوان تضاریس (Ripple)^{۱۷} شناخته و معمولاً بر

^{۱۷}Ripple

حسب دسی بل بیان می‌شود. همچنین ممکن است در برخی از انواع فیلترها موجی در پهنهای باند توقف وجود داشته باشد.



شکل ۳۰.۲: ضریب شکل

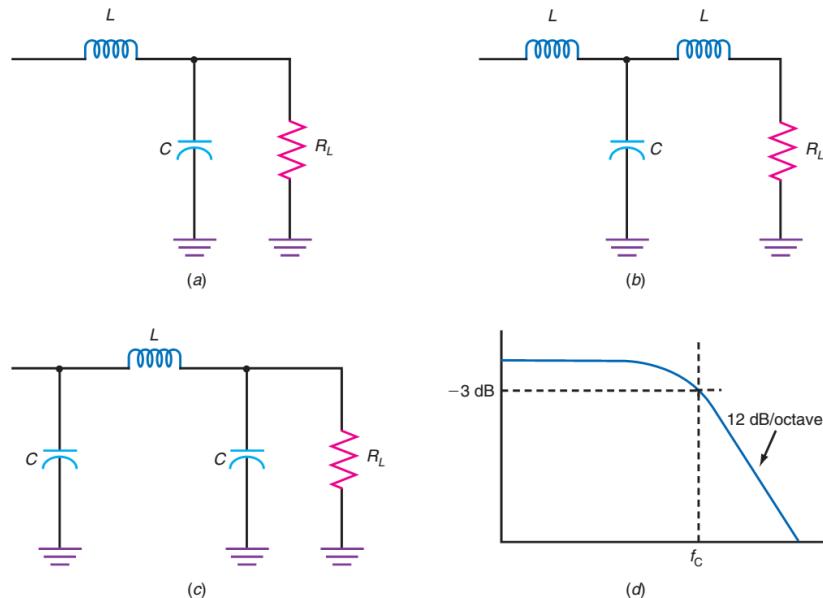
۷. ضریب شکل ضریب شکل که به عنوان نسبت پهنهای باند نیز شناخته می‌شود، نسبت پهنهای باند توقف به پهنهای باند عبور یک فیلتر میان‌گذر است. این پهنهای باند را در حداقل تضعیف، معمولاً در نقاط -3dB – یا فرکانس‌های قطع، با حداکثر تضعیف مقایسه می‌کند و بنابراین یک نشانه نسبی از نرخ تضعیف یا گزینش پذیری ارائه می‌دهد. هر چه نسبت کوچکتر باشد، گزینش پذیری بیشتر است. ایده آل نسبت یک است که به طور کلی با فیلترهای کاربردی نمی‌توان آن را به دست آورد. فیلتر موجود در شکل (۳۰.۲) دارای پهنهای باند ۶ کیلوهرتز در نقطه تضعیف $B = -3\text{dB}$ و پهنهای باند ۱۴ کیلوهرتز در نقطه تضعیف -40dB دسی بل برابر با $\frac{14\text{kHz}}{6\text{kHz}} = 2.33$ است. نقاط مقایسه در تولیدکنندگان و فیلترهای مختلف، متفاوت است. نقاط مقایسه ممکن است در نقاط پایین 6dB و 40dB یا در هر دو سطح تعیین شده دیگر باشد.

۸. قطبها قطب فرکانسی است که در آن امپدانس بالایی در مدار وجود دارد. همچنین برای توصیف یک بخش از یک فیلتر RC استفاده می‌شود. یک فیلتر RC پایین‌گذر ساده مانند شکل (۲۴.۲) (الف) دارای یک قطب است. فیلتر دو بخش در شکل (۲۵.۲) دارای دو قطب است. برای فیلترهای پایین‌گذر و بالاگذر LC، تعداد قطبها برابر با تعداد اجزای راکتیو (واکنشی) در فیلتر است. برای فیلترهای میان‌گذر و میان‌نگذر، تعداد قطبها معمولاً نصف تعداد اجزای واکنشی استفاده شده در نظر گرفته می‌شود.

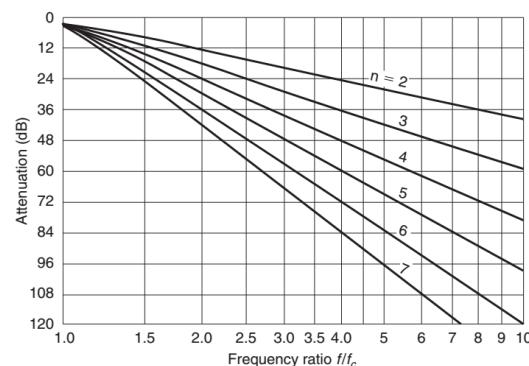
۹. صفرها این اصطلاح به فرکانسی اشاره دارد که در آن امپدانس صفر در مدار وجود دارد.

۱۰. تاخیر پوش همچنین به عنوان تاخیر زمانی شناخته می‌شود، تاخیر پوش زمانی است که طول می‌کشد تا یک نقطه خاص در شکل موج ورودی از فیلتر عبور کند.

۱۱. افت تدریجی که نرخ تضعیف نیز نامیده می‌شود، افت تدریجی^{۱۸} نرخ تغییر دامنه با فرکانس در یک فیلتر است. هرچه سرعت افت تدریجی سریع‌تر یا نرخ تضعیف بیشتر باشد، فیلتر گزینشی‌تر است، یعنی بهتر می‌تواند بین دو سیگنال با فاصله نزدیک، یکی دلخواه و دیگری نه، تمایز قائل شود.



شکل ۳۱.۲: پیکربندی و پاسخ فیلتر پائین‌گذر (الف) بخش L ، (ب) بخش T ، (ج) بخش π ، (د) پاسخ فرکانسی.



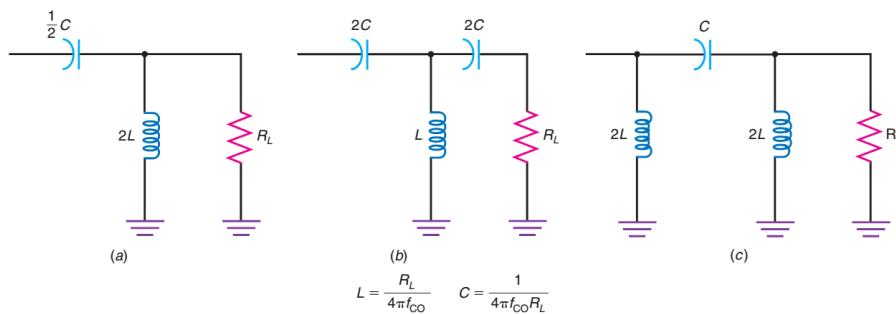
شکل ۳۲.۲: منحنی تضعیف فیلتر پائین‌گذر پاترورث خارج از فرکانس قطع f_c .

هر یک از چهار نوع فیلتر اصلی را می‌توان به راحتی با سلف و خازن اجرا کرد. چنین فیلترهایی را می‌توان برای فرکانس‌هایی تا حدود چند صد مگا هرتز ساخت، قبل از اینکه مقادیر مؤلفه‌ها خیلی

^{۱۸}Roll-off

کوچک شوند و کاربردی نباشند. در فرکانس‌های بالاتر از این فرکانس، فیلترهای ویژه‌ای که با فناوری‌های میکرواستریپ روی برد مدار چاپی، فیلترهای موج صوتی سطحی و تشیدگرهای حفره ساخته می‌شوند، رایج هستند. از آنجایی که از دو نوع راکتانس استفاده می‌شود، القایی همراه با خازنی، نرخ افت تدریجی تضعیف با فیلترهای LC است. سلفها چنین فیلترهایی را بزرگتر و گرانتر می‌کنند، اما نیاز به انتخاب بهتر آنها را ضروری می‌کند.

فیلترهای پائین و بالا گذر LC



شکل ۳۳.۲: فیلترهای بالا گذر (الف) بخش L ، (ب) بخش T ، (ج) بخش π

می‌دهد. مدار دو قطبی اصلی در شکل (۳۱.۲) (الف) با نرخ تضعیف ۱۲ دسی‌بل در هر اکتاو یا ۲۰ دسی‌بل در هر دهه را ارائه می‌دهد. این طبقات ممکن است به صورت آبشاری برای ارائه نرخ افت تدریجی بیشتر آبشاری شوند. نمودار در شکل (۳۲.۲) نرخ تضعیف فیلترهای پایین گذر با دو تا هفت قطب را نشان می‌دهد. محور افقی f/f_c نسبت هر فرکانس معین به فرکانس قطع فیلتر f_c است. مقدار n تعداد قطب‌های فیلتر است. فرکانس قطع را ۲۰ مگاهرتز فرض کنید. نسبت فرکانس 40 مگاهرتز $= 2^{20}/2^4 = 40$ خواهد بود. این نشان دهنده دو برابر شدن فرکانس یا یک اکتاو است. تضعیف در منحنی با دو قطب ۱۲ دسی‌بل است. فیلترهای π و T در شکل (۳۱.۲) (ب) و (ج) با سه قطب، نرخ تضعیف ۱۸ دسی‌بل را برای نسبت فرکانس $1 : 2$ می‌دهند. شکل (۳۳.۲) پیکربندی اصلی فیلتر بالا گذر را نشان می‌دهد. منحنی مشابه شکل (۳۲.۲) نیز برای تعیین تضعیف فیلترهایی با قطب‌های متعدد استفاده می‌شود. طبقات آبشاری نرخ تضعیف بیشتری را فراهم می‌کند. آن دسته از پیکربندی‌های فیلتر که از تعداد کمتر سلف استفاده می‌کنند، برای هزینه کمتر و فضای کمتر ترجیح داده می‌شوند.

انواع فیلترها

کاربرد انواع بیشتر فیلترهای LC به نام شخصی که روش تجزیه و تحلیل و طراحی هر فیلتر را کشف و توسعه داده است، نامگذاری شده است. پرکاربردترین فیلترها عبارتند از باترورث^{۱۹}، چبی چف^{۲۰}، کائور^{۲۱} (بیضوی) و بیسل^{۲۲}. هر کدام را می‌توان با استفاده از پیکربندی اصلی پایین گذر و بالا که قبل نشان داده شده است، پیاده سازی کرد. منحنی‌های پاسخ متفاوت با انتخاب مقادیر جزء در طول طراحی به دست می‌آیند.

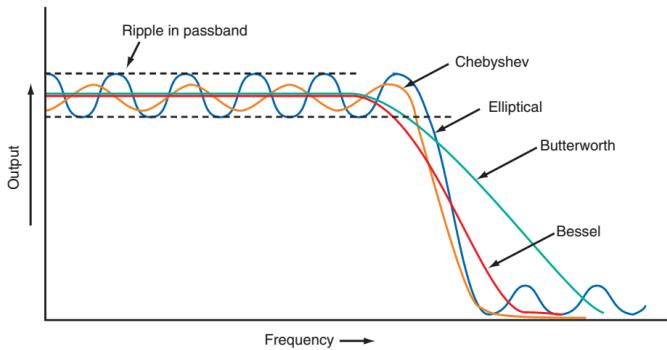
باترورث پاسخ فیلتر باترورث دارای حداقل صافی در باند عبور و تضعیف یکنواخت نسبت به فرکانس

^{۱۹} Butterworth

^{۲۰} Chebyshev

^{۲۱} Cauer

^{۲۲} Bessel



شکل ۳۴.۲: منحنی پاسخ فرکانسی فیلترهای باترورث، چبی‌چف، بیضی و بسل.

است. نرخ تضعیف درست در خارج از باند عبور بهاندازه سایر انواع فیلترها نیست. شکل (۳۴.۲) را برای مثالی از فیلتر پذیری بسیار خوبی دارند. به عنوان مثال، نرخ تضعیف یا افت تدریجی آنها زیاد است، بسیار بیشتر از فیلتر باترورث (شکل ۳۴.۲). تضعیف درست در خارج از باند عبور نیز بسیار زیاد است - باز هم بهتر از باترورث. مشکل اصلی فیلتر چبی‌چف این است که در باند عبور موج دار است، همانطور که از شکل مشخص است. پاسخ فرکانسی، همانطور که در فیلتر باترورث وجود دارد، صاف یا ثابت نیست. این ممکن است یک مزیت در برخی از کاربردها باشد.

کائور (بیضی) فیلترهای کائور نسبت به فیلترهای چبی‌چف تضعیف یا نرخ افت تدریجی بیشتر از باند عبور ایجاد می‌کنند. با این حال، آنها این کار را با تضاریس (ریپل) حتی بالاتر در باند عبور و همچنین خارج از باند عبور انجام می‌دهند.

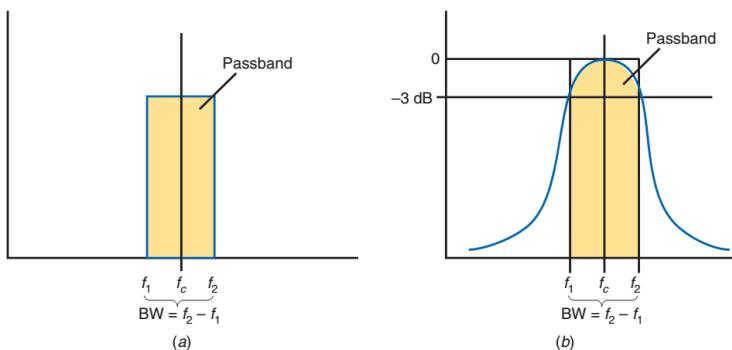
بسل فیلتر بسل که فیلتر تامسون نیز نامیده می‌شود، پاسخ فرکانسی مورد نظر را ارائه می‌دهند (یعنی پائین‌گذر، باند عبور، و غیره) اما تاخیر زمانی ثابتی در باند عبور دارند. فیلترهای بسل دارای چیزی هستند که به عنوان تاخیر گروهی مسطح شناخته می‌شود: از آنجایی که فرکانس سیگنال در باند عبور متفاوت است، تغییر فاز یا تاخیر زمانی که ایجاد می‌کند ثابت است. در برخی کاربردها، تاخیر گروهی ثابت برای جلوگیری از اعوجاج سیگنال‌ها در باند عبور به دلیل تغییر فاز با فرکانس ضروری است. فیلترهایی که باید پالس‌ها یا مدولاسیون پهنه‌ای باند را بگذرانند نمونه‌هایی هستند.

برای دستیابی به این پاسخ مطلوب، فیلتر بسل در خارج از باند عبور تضعیف کمتری دارد.

فیلترهای مکانیکی یک فیلتر قدیمی اما هنوز مفید، فیلتر مکانیکی است. این نوع فیلتر از ارتعاشات تشید کننده دیسک‌های مکانیکی برای ایجاد گزینش‌پذیری استفاده می‌کند. سیگنالی که باید فیلتر شود به سیم پیچی اعمال می‌شود که با آهنربای دائمی در تعامل است تا ارتعاشاتی را در میله متصل به دنباله‌ای از هفت یا هشت دیسک ایجاد کند که ابعاد آنها فرکانس مرکزی فیلتر را تعیین می‌کند. دیسک‌ها فقط در نزدیکی فرکانس تشید خود ارتعاش می‌کنند و در میله دیگری که به سیم پیچ خروجی متصل است، حرکت ایجاد می‌کنند. این سیم پیچ با یک آهنربای دائمی دیگر برای تولید خروجی الکتریکی کار می‌کند. فیلترهای مکانیکی برای کار در محدوده 20° تا 50° کیلوهرتز طراحی شده‌اند و Q بسیار بالایی دارند. عملکرد آنها با فیلترهای کریستالی قابل مقایسه است.

فیلترهای غیرفعال هر نوع که باشند، معمولاً با اجزای مجرا طراحی و ساخته می‌شوند، اگرچه ممکن است به شکل مدار مجتمع نیز قرار گیرند. تعدادی بسته نرم افزاری طراحی فیلتر برای ساده‌سازی و سرعت بخشیدن به فرآیند طراحی موجود است. طراحی فیلترهای LC تخصصی و پیچیده خارج از حوصله این متن است. با این حال، فیلترها را می‌توان به عنوان قطعه ساخته شده خریداری کرد. این فیلترها در محفظه‌های کوچک مهر و موم شده با ترمینال‌های ورودی، خروجی و زمین از پیش طراحی و بسته بندی شده‌اند و می‌توانند مدارهای مجتمع مورد استفاده قرار گیرند. طیف گسترده‌ای از فرکانس‌ها، ویژگی‌های پاسخ و نرخ تضعیف را می‌توان به دست آورد.

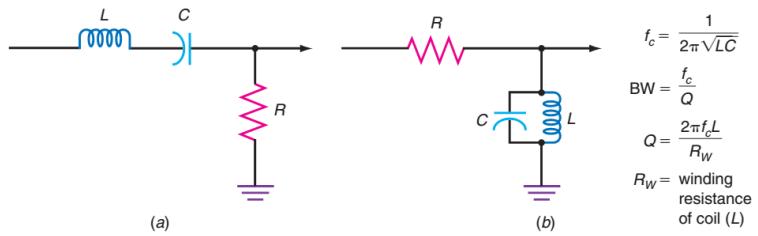
فیلترهای میان‌گذر یک فیلتر میان‌گذر فیلتری است که در محدوده باریکی از فرکانس‌ها در اطراف یک فرکانس مرکزی f_c اجازه می‌دهد تا با حداقل تضعیف عبور کنند، اما فرکانس‌های بالاتر و پائین تر این محدوده را حذف می‌کنند. منحنی پاسخ ایده‌آل یک فیلتر میان‌گذر در شکل (الف) (۳۵.۲) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌کنید دارای فرکانس قطع بالا و پایین f_2 و f_1 است. پهنهای باند این فیلتر تفاوت بین فرکانس‌های قطع بالا و پایین یا $f_2 - f_1 = BW$ است. فرکانس‌های بالا و پایین فرکانس‌های قطع حذف می‌شوند.



شکل ۳۵.۲: منحنی پاسخ فیلتر میان‌گذر (الف) ایده‌آل (ب) عملی.

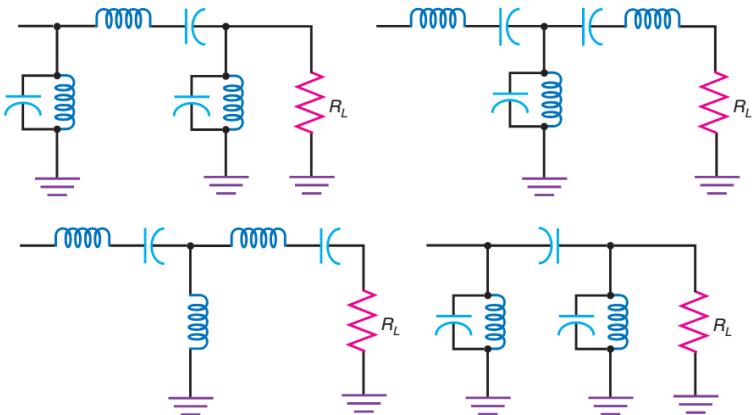
منحنی پاسخ ایده‌آل با مدارهای عملی قابل دستیابی نیست، اما می‌توان تقریب‌های نزدیکی را به دست آورد. منحنی پاسخ فیلتر میان‌گذر عملی در شکل (ب) نشان داده شده است. مدارهای تشدید سری و موازی ساده که در بخش قبل توضیح داده شد، منحنی پاسخ فرکانس مانند شکل و فیلتر میان‌گذر خوب را تولید می‌کنند. فرکانس‌های قطع فرکانس‌هایی هستند که در آن ولتاژ خروجی ۷۰٪ درصد از مقدار اوج خروجی کاهش می‌یابد. اینها نقاط تضعیف ۳ دسی‌بل هستند.

دو نوع فیلتر میان‌گذر در شکل (۳۶.۲) نشان داده شده است. در شکل (الف)، یک مدار رزونانس سری به صورت سری با یک مقاومت خروجی متصل شده و یک تقسیم کننده ولتاژ را تشکیل می‌دهد. در فرکانس‌های بالاتر و پایین‌تر از فرکانس تشدید، راکتانس القایی یا خازنی در مقایسه با مقاومت خروجی بالا خواهد بود. بنابراین دامنه خروجی بسیار کم خواهد بود. با این حال، در فرکانس تشدید، راکتانس‌های القایی و خازنی خنثی می‌شوند و تنها مقاومت کمی از سلف باقی می‌ماند. بنابراین بیشتر ولتاژ ورودی در مقاومت خروجی بزرگ‌تر ظاهر می‌شود. منحنی پاسخ برای این مدار در شکل (ب) نشان داده شده است، به یاد داشته باشید که پهنهای باند چنین مداری تابعی از فرکانس تشدید و Q ؛ $BW = f_c/Q$ است.



شکل ۳۶.۲: فیلتر میان‌گذر ساده

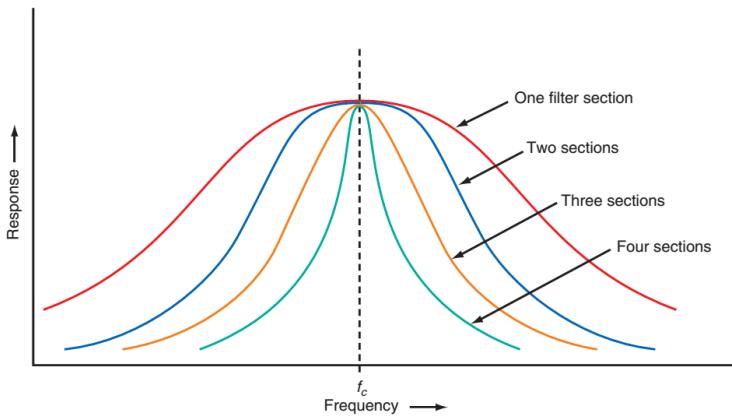
یک فیلتر میان گذر رزونانس موازی در شکل (۳۶.۲) (ب) نشان داده شده است. مجدداً یک تقسیم کننده ولتاژ با مقاومت R مدار هماهنگی تشکیل می‌شود. این بار خروجی از سراسر مدار تشدید موازی گرفته می‌شود. در فرکانس‌های بالا و پایین فرکانس تشدید مرکزی، امپدانس مدار هماهنگی موازی در مقایسه با مقاومت کم است. بنابراین، ولتاژ خروجی بسیار پایین است. فرکانس‌های بالا و پایین فرکانس مرکزی بهشت کاهش می‌یابد. در فرکانس تشدید، راکتانس‌ها برابر هستند و امپدانس مدار هماهنگی موازی در مقایسه با مقاومت بسیار زیاد است. بنابراین، بیشتر ولتاژ ورودی در مدار هماهنگی ظاهر می‌شود. منحنی پاسخ مشابه آنچه در شکل (۳۵.۲) (ب) نشان داده شده است.



شکل ۳۷.۲: مدار برخی فیلترهای میان‌گذر.

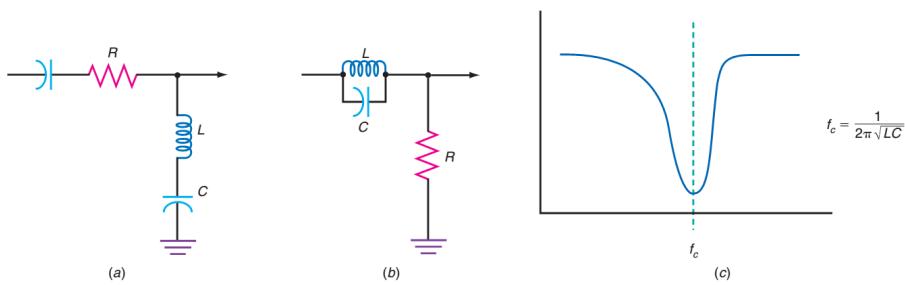
گزینش پذیری بهبود یافته با "دامن" تندتر روی منحنی را می‌توان با آبشاری چندین بخش باند گذر به دست آورد. چندین راه برای انجام این کار در شکل (۳۷.۲) نشان داده شده است. همانطور که بخش‌ها آبشاری می‌شوند، پهنای باند باریک‌تر و منحنی پاسخ تندتر می‌شود. یک مثال در شکل (۳۸.۲) نشان داده شده است. همانطور که قبلاً اشاره شد، استفاده از چند بخش فیلتر بهمیزان زیادی گزینش پذیری را بهبود می‌بخشد، اما تضعیف باند عبور (افت عیوب)، افزایش مقدهد، که باید با بده اضافه جوان شود.

فیلترهای میاننگذر فیلترهای حذف باند، همچنین به عنوان فیلترهای میاننگذر شناخته می‌شوند، باند باریکی از فرکانس‌ها را در اطراف یک فرکانس مرکزی یا شیار (ناج) حذف می‌کنند. دو فیلتر



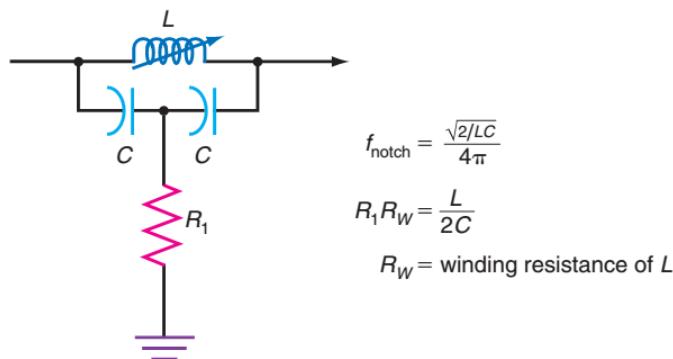
شکل ۳۸.۲: چگونگی باریک نمودن پهنهای باند و بهبود گزینش‌پذیری با طبقات آبشاری فیلترها

میان‌نگذر معمولی LC در شکل (۳۹.۲) نشان داده شده است. در شکل (۳۹.۲)(الف)، مدار رزونانس سری LC یک تقسیم کننده ولتاژ با مقاومت ورودی R تشکیل می‌دهد. در فرکانس‌های بالاتر و پایین‌تر از فرکانس حذف مرکز یا فرکانس ناج، امپدانس مدار LC در مقایسه با مقاومت بالا است. بنابراین، سیگنال‌ها در فرکانس‌های بالا و پایین فرکانس مرکزی با حداقل تضعیف ارسال می‌شوند. در فرکانس مرکزی، مدار هماهنگی تشدید می‌شود و تنها مقاومت اندکی از سلف باقی می‌ماند. این یک تقسیم کننده ولتاژ با مقاومت ورودی تشکیل می‌دهد. از آنجایی که امپدانس در رزونانس در مقایسه با مقاومت بسیار کم است، سیگنال خروجی در دامنه بسیار کم است. یک منحنی پاسخ معمولی در شکل (۳۹.۲)(ج) نشان داده شده است.



شکل ۳۹.۲: فیلترهای میان‌نگذر (الف) سری (ب) موازی (ج) منحنی پاسخ

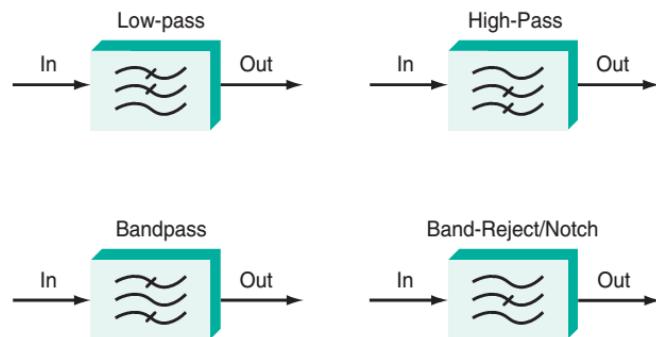
یک نوع موازی از این مدار در شکل (۳۹.۲)(ب) نشان داده شده است، که در آن مدار تشدید موازی به صورت سری با مقاومتی که خروجی از آن گرفته می‌شود، متصل می‌شود. در فرکانس‌های بالا و پایین‌تر از فرکانس تشدید، امپدانس مدار موازی بسیار کم است. بنابراین، تضعیف سیگنال کمی وجود دارد، و بیشتر ولتاژ ورودی در مقاومت خروجی ظاهر می‌شود. در فرکانس تشدید، مدار موازی دارای امپدانس مقاومتی بسیار بالایی در مقایسه با مقاومت خروجی است و بنابراین حداقل ولتاژ در فرکانس مرکزی ظاهر می‌شود. فیلترهای LC که در این روش استفاده می‌شوند اغلب به عنوان تله معروفند.



شکل ۴۰.۲: فیلتر شیاری پل تی

یکی دیگر از فیلترهای شیاری نوع پل، فیلتر پل تی^{۲۳} شکل (۴۰.۲) است. این فیلتر که به طور گسترده در مدارهای RF، از سلف و خازن استفاده می‌کند، استفاده می‌شود و بنابراین منحنی پاسخ تندری نسبت به فیلتر ناچ RC دو قلویی دارد. از آنجایی که L متغیر است، شیار قابل تنظیم است. شکل (۴۱.۲) نمادهای رایجی را نشان می‌دهد که برای نشان دادن فیلترهای RC و LC یا هر نوع فیلتر دیگری در بلوک دیاگرام‌ها (نمودار جعبه‌ای) یا شماتیک‌های سیستم استفاده می‌شود.

فیلترهای فعال



شکل ۴۱.۲: نمودار جعبه‌ای یا نماد سامانه‌ای برای فیلترها

فیلترهای فعال مدارهای گزینشی فرکانس هستند که شبکه‌های RC و تقویت کننده‌ها را بازخورد برای تولید عملکرد فیلتر پایین گذر، بالاگذر، میان‌گذر و میان‌نگذر بکار میروند. این فیلترها می‌توانند جایگزین فیلترهای غیرفعال LC استاندارد در بسیاری از کاربردها شوند. آنها مزایای زیر را نسبت به فیلترهای غیرفعال LC استاندارد ارائه می‌دهند.

۱. بهره از آنجایی که فیلترهای فعال از تقویت کننده استفاده می‌کنند، می‌توان آن‌ها را برای تقویت و همچنین فیلتر کردن طراحی کرد و در نتیجه هرگونه افت عبوری را جبران کرد.

^{۲۳}Bridge-T Filter

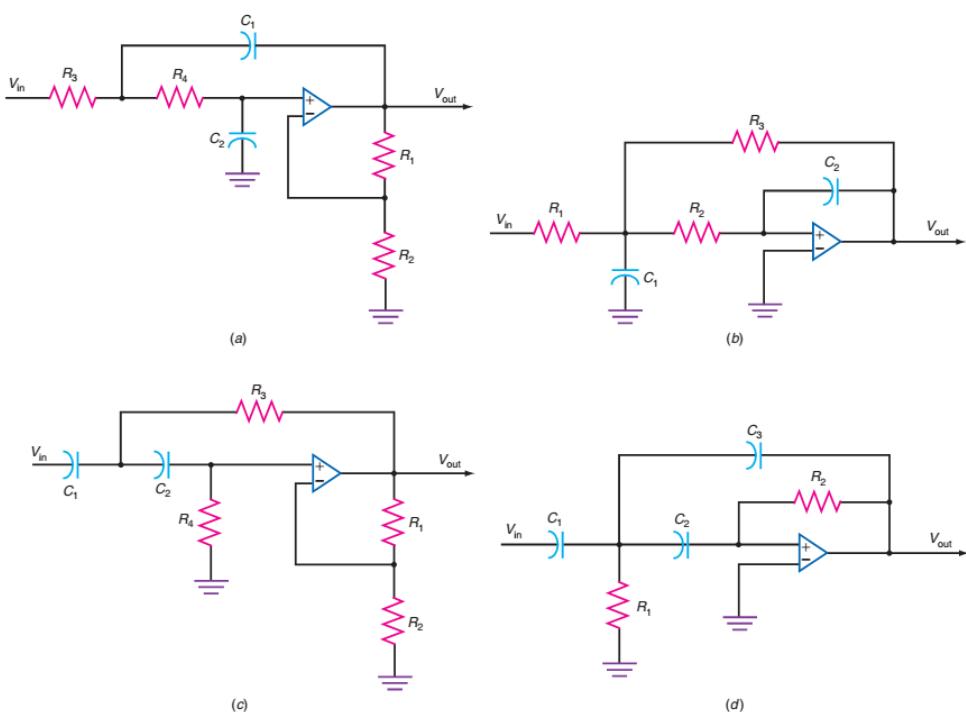
۲. بدون سلف‌ها معمولاً بزرگ‌تر، سنگین‌تر و گران‌تر از خازن‌ها هستند و تلفات بیشتری دارند. فیلترهای فعال فقط از مقاومت و خازن استفاده می‌کنند.

۳. سادگی تنظیم از آنجایی که مقاومت‌های انتخاب شده را می‌توان متغیر ساخت، فرکانس قطع فیلتر، فرکانس مرکزی، بهره، Q و پهنه‌ی باند قابل تنظیم هستند.

۴. عایقی تقویت کننده‌ها به دلیل مدار تقویت کننده، ایزولاسیون بسیار بالایی را بین مدارهای آبشاری ایجاد می‌کنند، در نتیجه برهمکنش بین بخش‌های فیلتر را کاهش می‌دهند.

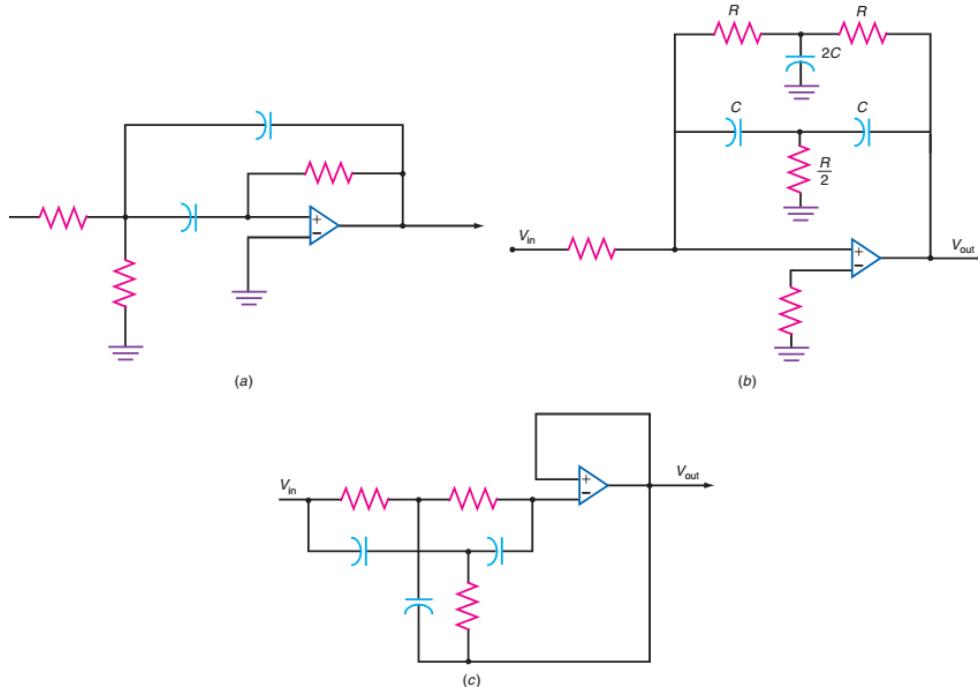
۵. سادگی تطبیق امپدانس تطبیق امپدانس به‌اندازه فیلترهای LC بحرانی نیست.

شکل (۴۲.۲) دو نوع فیلتر فعال (اکتیو) پائین‌گذر و دو نوع فیلتر فعال بالاگذر را نشان می‌دهد. توجه داشته باشید که این فیلترهای فعال از آپ‌امپ (تقویت‌کننده عملیاتی) برای تامین بهره استفاده می‌کنند. تقسیم‌کننده ولتاژ که از R_1 و R_2 تشکیل شده است، بهره مدار را در مدارهای شکل (الف) و (ج) مانند هر تقویت‌کننده غیر معکوسی تنظیم می‌کند. بهره توسط R_3 و/یا R_1 در شکل (ب) و (د) و توسط C_2 و/یا C_1 در شکل (د) تنظیم شده است. همه مدارها دارای چیزی هستند که پاسخ مرتبه دوم نامیده می‌شود، به‌این معنی که آنها عملکرد فیلترکردن مشابهی را با فیلتر LC دو قطبی ارائه می‌دهند. افت تدریجی ۱۲ دسی‌بل در هر اکتاو یا ۴۰ دسی‌بل در هر دهه است. فیلترهای متعدد را می‌توان به صورت آبشاری برای ارائه افت تدریجی سریع‌تر قرار داد.



شکل ۴۲.۲: انواع فیلترهای فعال (الف) پائین‌گذر، (ب) پائین‌گذر، (ج) بالاگذر، (د) بالاگذر.

دو فیلتر میان‌گذر فعال و یک فیلتر شیاری(ناج) در شکل (۴۳.۲) نشان داده شده است. در شکل (۴۳.۲)(الف)، هر دو بخش پایین گذر و بالا گذر RC با بازخورد ترکیب شده‌اند تا یک نتیجه میان‌گذر ارائه شود. در شکل (۴۳.۲)(ب)، یک فیلتر شیاری RC دو قلو با بازخورد منفی برای ارائه یک نتیجه میان‌گذر استفاده شده است. یک فیلتر ناج با استفاده از تی دو قلو در شکل (۴۳.۲)(ج) نشان داده شده است. بازخورد پاسخ را واضح‌تر از پاسخ تی دو قلو استاندارد غیرفعال می‌کند.

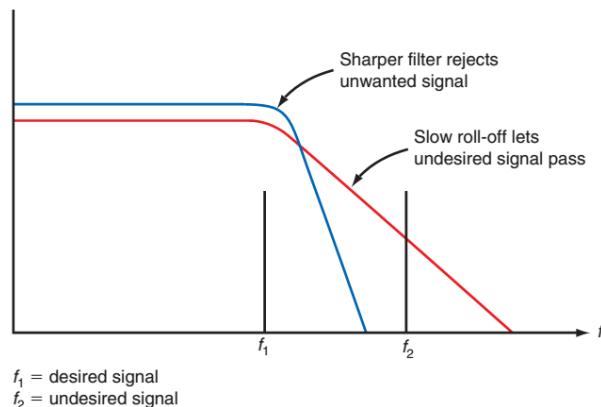


شکل ۴۳.۲: فیلترهای فعال میان‌گذر و میان‌نگذر. (الف) میان‌گذر (ب) میان‌گذر (ج) شیاری با Q زیاد.

فیلترهای فعال با مدار مجتمع (IC) و شبکه‌های RC مجزا ساخته می‌شوند. آنها را می‌توان به‌گونه‌ای طراحی کرد که هر یک از پاسخ‌هایی را که قبلاً مورد بحث قرار گرفت، مانند بازورث و چبی‌چف داشته باشند، و به راحتی برای ارائه گزینش‌پذیری بیشتر، به راحتی آبشار می‌شوند. فیلترهای فعال نیز به عنوان اجزای بسته بندی شده کامل در دسترس هستند. عیب اصلی فیلترهای فعال این است که فرکانس بالای عملکرد آنها توسط پاسخ فرکانسی آپ امپ‌ها و اندازه‌های عملی مقاومت‌ها و خازن‌ها محدود می‌شود. بیشتر فیلترهای فعال در فرکانس‌های زیر یک مگاهرتز استفاده می‌شوند و بیشتر مدارهای فعال در محدوده صوتی و کمی بالاتر کار می‌کنند. با این حال، امروزه آپ امپ با محدوده فرکانس تا مایکروویو (یک گیگاهرتز) همراه با مقاومت‌های تراشه و خازن‌ها، فیلترهای فعال RC را برای کاربردهای تا محدوده RF کاربردی کرده‌اند.

فیلترهای کریستالی و سرامیکی

گزینش‌پذیری یک فیلتر در درجه اول توسط Q مدارها محدود می‌شود که عموماً Q از سلفهای مورد استفاده است. با مدارهای LC، دستیابی به مقادیر Q بیش از 200 مشکل است. در واقع، اکثر مدارهای LC، Q در محدوده 10 تا 100 قرار دارند و در نتیجه، نرخ افت تدریجی محدود است. با



شکل ۴۴.۲: چگونگی گزینش در توانائی تمایز بین سیگنالها.

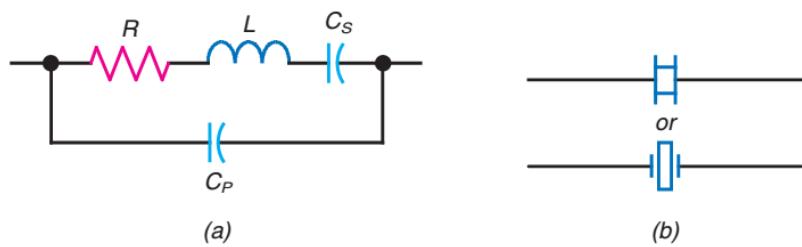
این حال، در برخی از کاربردها، لازم است یک سیگنال مورد نظر را انتخاب کنید و آن را از سیگنال ناخواسته مجاور متمایز کنید (شکل ۴۴.۲). یک فیلتر معمولی نرخ افت تدریجی آهسته‌ای دارد و بنابراین سیگنال نامطلوب به طور کامل تضعیف نمی‌شود. راه بدمت آوردن گزینش پذیری بیشتر و Q بالاتر، به طوری که سیگنال نامطلوب تقریباً به طور کامل حذف شود، استفاده از فیلترهایی است که از برش‌های نازک کریستال کوارتز یا انواع خاصی از مواد سرامیکی ساخته شده‌اند. این مواد چیزی را نشان می‌دهند که پیزوالکتریک نامیده می‌شود. هنگامی که آنها از نظر فیزیکی خم یا به شکل دیگری منحرف شوند، ولتاژی در سطح کریستال ایجاد می‌شود. از طرف دیگر، اگر ولتاژ ac روی کریستال یا سرامیک اعمال شود، ماده در فرکانس بسیار دقیقی ارتعاش می‌کند، فرکانسی که با ضخامت، شکل و اندازه کریستال و همچنین زاویه برش وجهه‌های کریستال تعیین می‌شود. به طور کلی، هر چه عنصر کریستال یا سرامیک نازک‌تر باشد، فرکانس نوسان بیشتر است.

کریستال‌ها و عناصر سرامیکی به طور گسترده در نوسانگرهای استفاده می‌شوند تا فرکانس عملکرد را روی مقداری دقیق تنظیم کنند، که علیرغم تغییرات دما و ولتاژی که ممکن است در مدار رخ دهد، حفظ می‌شود.

کریستال‌ها و عناصر سرامیکی همچنین می‌توانند به عنوان عناصر مدار برای تشکیل فیلترها، به ویژه فیلترهای میان‌گذر استفاده شوند. مدار معادل یک دستگاه کریستالی یا سرامیکی یک مدار هماهنگی با Q ۱۰۰۰۰ تا ۱۰۰۰۰۰۰ است که امکان ساخت فیلترهای بسیار انتخابی را فراهم می‌کند.

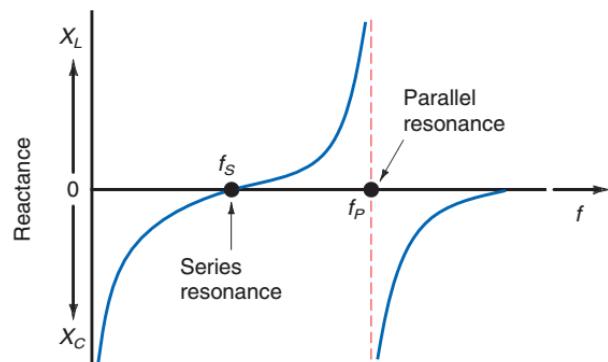
فیلترهای کریستالی فیلترهای کریستالی از همان نوع کریستال‌های کوارتز ساخته می‌شوند که معمولاً در نوسانگرهای کریستالی استفاده می‌شوند. هنگامی که یک ولتاژ بر روی یک کریستال اعمال می‌شود، در یک فرکانس تشدید خاص، که تابعی از اندازه، ضخامت و جهت برش کریستال است، می‌لرزد. کریستال‌ها را می‌توان تقریباً برای هر فرکانسی در محدوده ۱۰۰ کیلوهرتز تا ۱۰۰ مگاهرتز بریده و زمین می‌شود. فرکانس ارتعاش کریستال بسیار پایدار است و بنابراین کریستال‌ها به طور گسترده‌ای برای تامین سیگنال در فرکانس‌های دقیق با پایداری خوب استفاده می‌شوند.

مدار معادل و نماد شماتیک یک کریستال کوارتز در شکل (۴۵.۲) نشان داده شده است. کریستال به عنوان یک مدار LC تشدید کننده عمل می‌کند. قسمت LCR سری از مدار معادل خود کریستال



شکل ۴۵.۲: کریستال کوارتز (الف) مدار معادل. (ب) نماد نمایش.

را نشان می‌دهد، در حالی که ظرفیت موازی C_P ظرفیت صفحات نصب فلزی با کریستال به عنوان دیالکتریک است.

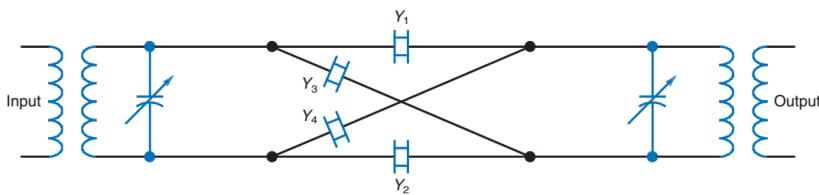


شکل ۴۶.۲: تغییرات امپدانس با فرکانس کریستال کوارتز

شکل (۴۶.۲) تغییرات امپدانس کریستال را به صورت تابعی از فرکانس نشان می‌دهد. در فرکانس‌های زیر فرکانس تشدید کریستال، مدار خازنی به نظر می‌رسد و امپدانس بالایی دارد. با این حال، در برخی فرکانس‌های راکتانس‌های القایی معادل L و ظرفیت سری C_S برابر هستند و مدار تشدید می‌کند. مدار سری زمانی تشدید می‌کند که $X_L = X_{C_S}$ باشد. در این فرکانس رزونانس سری f_S ، مدار مقاومتی است. مقاومت کریستال بسیار کم است و به مدار Q بسیار بالایی می‌دهد. مقادیر Q در محدوده ۱۰۰۰۰ تا ۱۰۰۰۰۰۰۰ معمول است. این باعث می‌شود کریستال یک مدار رزونانس سری بسیار انتخابی باشد.

اگر فرکانس سیگنال اعمال شده به کریستال بالاتر از f_S باشد، کریستال القایی به نظر می‌رسد. در برخی فرکانس‌های بالاتر، راکتانس خازن موازی C_P برابر با راکتانس اندوکتانس خالص است. هنگامی که این اتفاق می‌افتد، یک مدار تشدید موازی تشکیل می‌شود. در این فرکانس رزونانس موازی f_P ، امپدانس مدار مقاومتی است اما بسیار زیاد است.

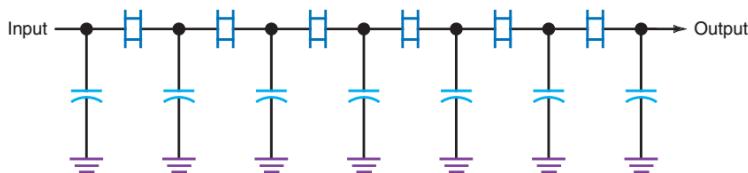
از آنجایی که کریستال دارای فرکانس‌های تشدید سری و موازی است که نزدیک به هم هستند، یک قطعه ایده‌آل برای استفاده در فیلترها می‌سازد. با ترکیب کریستال‌ها با نقاط رزونانس سری و موازی انتخاب شده، می‌توان فیلترهای بسیار گزینشی با هر میان‌گذر دلخواهی ساخت.



شکل ۴۷.۲: فیلتر شبکه‌ای کریستالی.

raig ترین فیلتر کریستالی که استفاده می‌شود، شبکه کریستالی کامل است که در شکل (۴۷.۲) نشان داده شده است. این یک فیلتر میان‌گذر است. توجه داشته باشید که از ترانسفورماتورها برای تامین ورودی فیلتر و استخراج خروجی استفاده می‌شود. کریستال‌های Y_1 و Y_2 در یک فرکانس و کریستال‌های Y_3 و Y_4 در فرکانس دیگری تشديد می‌شوند. تفاوت بین دو فرکانس کریستال پهنه‌ای باند فیلتر را تعیین می‌کند. پهنه‌ای باند پایین 3 دسی‌بل تقریباً $1/5$ مگاهرتز و فرکانس Y_3 تا Y_4 مگاهرتر باشد، تفاوت است. برای مثال، اگر فرکانس Y_1 تا Y_2 در 9 مگاهرتز و فرکانس Y_3 تا Y_4 $9/002$ مگاهرتر باشد، $1/5 \times 2kHz = 2kHz = 2MHz = 0,002MHz$ است. پس پهنه‌ای باند 3 دسی‌بل است.

کریستال‌ها نیز طوری انتخاب می‌شوند که فرکانس رزونانس موازی Y_3 تا Y_4 برابر فرکانس رزونانس سری Y_1 تا Y_2 باشد. فرکانس رزونانس سری Y_2 تا Y_4 برابر است با فرکانس رزونانس موازی Y_1 تا Y_2 . نتیجه یک فیلتر میان‌گذر با تضعیف بسیار تند است. سیگنال‌های خارج از باند عبور به اندازه 50% تا 60% سی‌بل زیر سیگنال‌های داخل باند عبور حذف می‌شوند. چنین فیلتری می‌تواند به راحتی بین سیگنال‌های دلخواه و نامطلوب با فاصله بسیار نزدیک تمایز قابل شود.



شکل ۴۸.۲: فیلتر نرdbانی کریستالی.

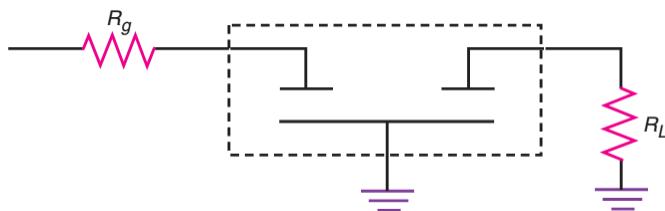
نوع دیگری از فیلتر کریستالی، فیلتر میان‌گذر نیز می‌باشد. تمام کریستال‌های این فیلتر دقیقاً با همان فرکانس برش داده می‌شوند. تعداد کریستال‌های استفاده شده و مقادیر خازن‌های شنت پهنه‌ای باند را تعیین می‌کند. حداقل شش کریستال معمولاً باید به صورت آبشاری برای دستیابی به نوع گزینش‌پذیری (سلکتیوئیتیه) مورد نیاز در کاربردهای ارتباطی آبشاری شوند.

خوب است بدانید که:

فیلترهای سرامیکی در اکثر گیرندها و فرستندهای ارتباطی استفاده می‌شوند زیرا نسبتاً کوچک و ارزان هستند.

فیلتر سرامیکی فیلتر سرامیکی^{۲۴} یک ترکیب کریستالی ساخته شده است که دارای همان کیفیت پیزوالکتریک کوارتز است. دیسک‌های سرامیکی را می‌توان به‌گونه‌ای ساخت که با فرکانس ثابت ارتعاش کنند و در نتیجه عملکردهای فیلتر کردن را ارائه دهند. فیلترهای سرامیکی بسیار کوچک و ارزان هستند و از اینرو در فرستندها و گیرندها به‌طور گسترده قرار می‌گیرند. اگرچه Q سرامیک به‌اندازه کوارتز حد بالایی ندارد، اما معمولاً چندین هزار است که در مقایسه با Q قابل دستیابی با فیلترهای LC بسیار زیاد است. فیلترهای سرامیکی معمولی از نوع میان‌گذر با فرکانس مرکزی ۴۵۵ کیلوهرتز و ۱۰٪ مگاهرتز هستند. اینها بسته به کاربرد در پهنهای باندهای مختلف موجود هستند. چنین فیلترهای سرامیکی به‌طور گسترده در گیرندهای ارتباطی استفاده می‌شوند. یک نمودار شماتیک از یک فیلتر سرامیکی در شکل (۴۹.۲) نشان داده شده است. برای عملکرد صحیح، فیلتر باید از یک مولد با امپدانس خروجی R_g تحریک شود و با بار R_L خاتمه یابد. مقادیر R_g و R_L معمولاً ۱/۵ یا ۲ کیلو اهم هستند.

فیلتر موج آکوستیکی سطحی: SAW شکل خاصی از فیلتر کریستالی، فیلتر موج صوتی سطحی^{۲۵}



شکل ۴۹.۲: نماد نمایشی برای فیلتر سرامیکی

است. این فیلتر میان‌گذر تنظیم شده ثابت برای ارائه گزینش‌پذیری دقیق مورد نیاز یک برنامه خاص طراحی شده است. شکل (۴۰.۲) طراحی شماتیک یک فیلتر SAW را نشان می‌دهد. فیلترهای SAW بر روی یک بستر سرامیکی پیزوالکتریک مانند لیتیوم نیوبات ساخته می‌شوند. الگویی از انگشتان بین انگشتی روی سطح، سیگنال‌ها را به‌امواج صوتی تبدیل می‌کند که در سطح فیلتر حرکت می‌کنند. با کنترل شکل‌ها، اندازه‌ها و فاصله‌های بین دیجیتالی، می‌توان پاسخ را برای هر برنامه‌ای تنظیم کرد. انگشتان بین دیجیتالی در خروجی امواج صوتی را به سیگنال‌های الکتریکی تبدیل می‌کنند.

فیلترهای SAW معمولاً فیلترهای میان‌گذری هستند که در فرکانس‌های رادیویی بسیار بالا استفاده می‌شوند، جایی که به دست آوردن انتخاب‌پذیری دشوار است. محدوده مفید رایج آنها از ۱۰ مگاهرتز تا ۳ گیگاهرتز است. آنها دارای ضریب شکل پایینی هستند که به‌آنها در چنین فرکانس‌های بالایی گزینش بسیار خوبی دارد. آنها معمولاً در محدوده ۱۰ تا ۳۵ دسی‌بل افت قابل توجهی دارند که باید با تقویت کننده همراه بروزرفشود. فیلترهای SAW به‌طور گسترده در گیرندهای تلویزیون مدرن، گیرندهای رادار، شبکه‌های محلی بی‌سیم و تلفن‌های همراه استفاده می‌شوند.

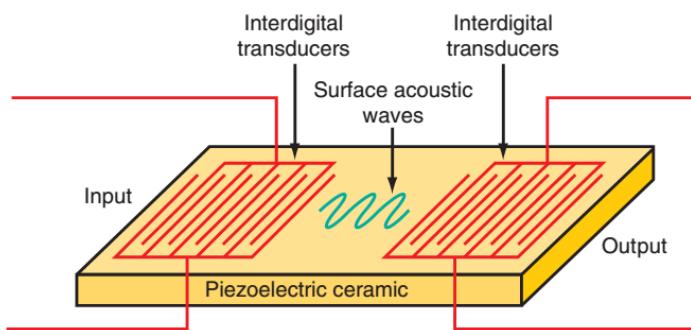
فیلترهای سویچ خازنی

فیلترهای سویچ خازنی^{۲۶} (SCF) آی سی‌های فعال هستند که از تقویت کننده عملیاتی، خازن‌ها و

^{۲۴}Ceramic Filters

^{۲۵}Surface Acoustic Wave (SAW)

^{۲۶}Switched Capacitor Filters (SCF)



شکل ۲.۵۰: فیلتر موج آکوستیکی سطحی

سوئیچ‌های ترانزیستوری ساخته شده‌اند. همچنین به عنوان فیلترهای داده نمونه برداری شده آنالوگ^{۲۷} یا فیلترهای جابجایی^{۲۸} شناخته می‌شود، این دستگاه‌ها معمولاً با مدارهای MOS یا CMOS پیاده سازی می‌شوند. آنها می‌توانند به گونه‌ای طراحی شوند که به عنوان فیلترهای بالا گذر، پایین گذر، میان گذر یا میان نگذر عمل کنند. مزیت اصلی SCF‌ها این است که راهی برای ایجاد مدارهای هماهنگی یا انتخابی در یک آی سی بدون استفاده از سلف‌ها، خازن‌ها یا مقاومت‌های مجزا ارائه می‌دهند.

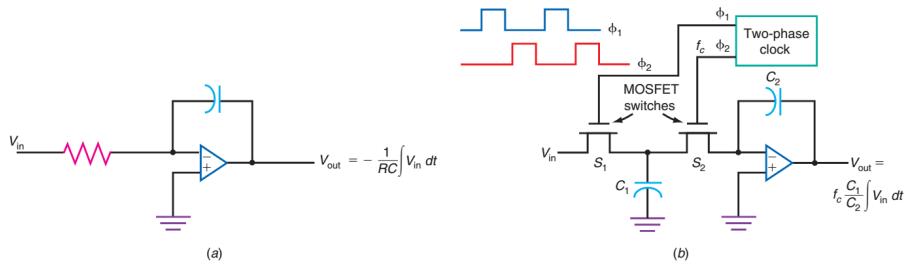
فیلترهای سوئیچ خازنی از تقویت‌کننده‌های عملیاتی، سوئیچ ماسفت (MOSFET) و خازن ساخته می‌شوند. همه اجزا به طور کامل بر روی یک تراشه یکپارچه شده‌اند و اجزای مجرای خارجی را غیر ضروری هستند. راز SCF این است که تمام مقاومت‌ها با خازن‌های جایگزین می‌شوند که توسط سوئیچ‌های ماسفت سوئیچ می‌شوند. ساختن مقاومت‌ها به شکل IC دشوارتر است و فضای بسیار بیشتری را در تراشه نسبت به ترانزیستورها و خازن‌ها اشغال می‌کنند. با سوئیچ خازنی، امکان ساخت فیلترهای پیچیده فعال روی یک تراشه وجود دارد. از دیگر مزایای آن می‌توان به انتخاب نوع فیلتر، تنظیم کامل فرکانس قطع یا مرکز و تنظیم کامل پهنه‌ی باند اشاره کرد. یک مدار فیلتر را می‌توان برای کاربردهای مختلف استفاده کرد و می‌توان آن را روی طیف وسیعی از فرکانس‌ها و پهنه‌ی باند تنظیم کرد.

انتکراتورهای سوئیچی همانطور که در شکل (۵۱.۲)(الف) نشان داده شده است، بلوک اصلی SCF‌ها، انتکراتور آپ امپ کلاسیک است. ورودی از طریق یک مقاومت اعمال و بازخورد توسط یک خازن ارائه می‌شود. با این ترتیب، خروجی تابعی از انتگرال ورودی است:

$$V_{out} = \frac{1}{RC} \int V_{in} dt$$

با سیگنال‌های ac، مدار اساساً به عنوان یک فیلتر پایین گذر با بهره $1/RC$ عمل می‌کند. برای کار بر روی طیف وسیعی از فرکانس‌ها، مقادیر RC انتگرال‌گیری باید تغییر کنند. ایجاد مقادیر کم و زیاد مقاومت و خازن به صورت آی سی مشکل است. با این حال، همانطور که در شکل (۵۱.۲)(ب) نشان داده شده، می‌توان با جایگزین کردن مقاومت ورودی با یک سوئیچ خازنی، این مشکل را حل کرد. سوئیچ‌های ماسفت توسط یک مولد ساعت تحریک شده که فرکانس آن معمولاً ۵۰ تا ۱۰۰ برابر حداکثر فرکانس سیگنال AC است که باید فیلتر شود. مقاومت سوئیچ ماسفت در

^{۲۷}Analog Sampled Data Filters^{۲۸}Commutating Filters



شکل ۱.۲: انتکراتورهای آی سی (الف) یکپارچه ساز معمولی. (ب) یکپارچه کننده حافظن سوئیچ شده.

حالت روشن معمولاً کمتر از 1000Ω است. در حالت سوئیچ خاموش، مقاومت آن چندین مگا اهم است.

ساعت دو فاز بهنام ϕ_1 و ϕ_2 را نشان می‌دهد که سوئیچ‌های ماسفت را تحریک می‌کند. وقتی S_1 روشن است، S_2 خاموش است و بالعکس. سوئیچ‌ها از نوع break-before-make هستند، بهاین معنی که یک کلید قبل از بسته شدن دیگری باز می‌شود. هنگامی که S_1 بسته است، بار خازن از سیگنال ورودی پیروی می‌کند. از آنجایی که زمان تناوب ساعت و مدت زمانی که سوئیچ روشن است در مقایسه با تغییرات سیگنال ورودی بسیار کوتاه است، یک "نمونه" مختصر از ولتاژ ورودی در C_1 ذخیره می‌شود و S_1 خاموش می‌شود.

اکنون S_2 روشن می‌شود. باز خازن C_1 به محل اتصال جمع کننده آپ امپ اعمال می‌شود. آن تخلیه و باعث کاهش جریان در خازن فیدبک (بازخورد) C_2 می‌شود. ولتاژ خروجی حاصل مناسب با انتگرال ورودی است. اما این بار، بهره انتگرال گیری برابر است با:

$$f\left(\frac{C_1}{C_2}\right)$$

که در آن f فرکانس ساعت است. خازن C_1 که در فرکانس ساعت f با زمان تناوب T سوئیچ می‌شود، معادل مقدار مقاومت $R = T/C_1$ است.

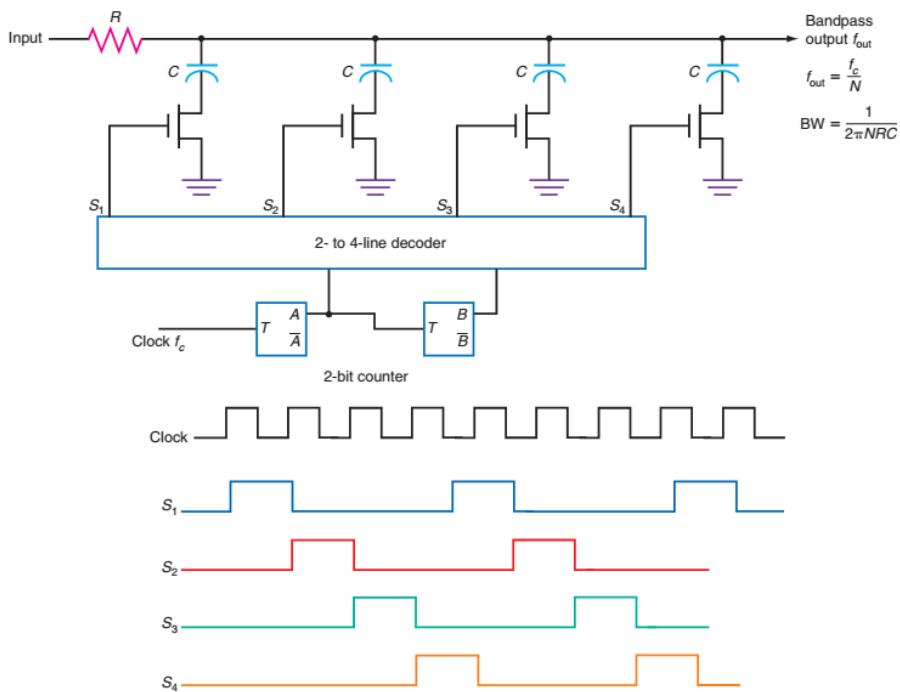
زیبایی این چیدمان این است که نیازی به ساخت مقاومت روی تراشه آی‌سی نیست. در عوض از خازن‌ها و سوئیچ‌های ماسفت که کوچکتر از مقاومت‌ها هستند استفاده می‌شود. علاوه بر این، از آنجایی که بهره تابعی از نسبت C_1/C_2 است، مقادیر دقیق خازن نسبت به نسبت آنها اهمیت کمتری دارد. کنترل نسبت تطبیق دو خازن پسیار آسان‌تر از ایجاد مقادیر دقیق ظرفیت است.

با ترکیب چندین چنین انتگرال سوئیچینگ، می‌توان فیلترهای پایین‌گذر، بالاگذر، میان‌گذر و میان‌نگذر از نوع بسل، باترورث، چمی‌چف و بیضی را با تقریباً هر انتخاب دلخواه ایجاد کرد. فرکانس مرکزی یا فرکانس قطع فیلتر با مقدار فرکانس ساعت تنظیم می‌شود. این بدان معنی است که فیلتر را می‌توان با تغییر فرکانس ساعت بطور شناور تنظیم کرد.

یک ویژگی منحصر بهفرد اما گاهی نامطلوب SCF این است که سیگنال خروجی واقعاً یک تقریب پلکانی سیگنال ورودی است. بدلیل عملکرد سوئیچینگ ماسفت‌ها و شارژ و دشارژ خازن‌ها، سیگنال شکل دیجیتال پلکانی به‌خود می‌گیرد. هرچه فرکانس ساعت در مقایسه با فرکانس سیگنال ورودی بیشتر باشد، این اثر کمتر است. سیگنال را می‌توان با عبور از یک فیلتر پایین‌گذر ساده RC که فرکانس قطع آن درست بالاتر از حداقل فرکانس سیگنال تنظیم شده است، به‌حالت اولیه خود برگرداند.

فیلترهای سوئیچ خازنی مختلف به شکل IC در دسترس هستند، هر دو نسخه اختصاصی تک منظوره یا جهانی برحی از مدل‌ها را می‌توان به صوربیضی، بسل با ترورث^{۲۹} یا شکل‌های دیگر با هشت قطب پیکربندی کرد. آنها می‌توانند برای فیلتر کردن سیگنال‌ها تا حدود ۱۰۰ کیلوهرتز استفاده شوند. تولیدکنندگان عبارتند از Texas Linear Technology Maxim Integrated Products و Texas Instruments. یکی از محبوب‌ترین‌ها MF10 است که توسط Texas Instruments ساخته شده است. این یک SCF جهانی است که می‌تواند برای فیلتر پائین‌گذر، بالا گذر، میان‌گذر یا میان‌نگذر تنظیم شود. می‌توان از آن برای فرکانس‌های مرکزی یا قطع تا حدود ۲۰ کیلوهرتز استفاده کرد. فرکانس ساعت حدود ۵۰ تا ۱۰۰ برابر فرکانس کار است.

فیلترهای جابجایی یک تغییر جالب از فیلتر سوئیچ خازنی، فیلتر جابجایی^{۲۹} است (شکل ۵۲.۲). از مقاومت‌ها و خازن‌های مجزا با سوئیچ‌های ماسفت که توسط شمارنده و رمزگشا هدایت می‌شوند ساخته شده است. مدار به نظر یک فیلتر RC پایین‌گذر است، اما عمل سوئیچینگ باعث می‌شود مدار به عنوان فیلتر باندگذر عمل کند. فرکانس کاری f_{out} مربوط به فرکانس ساعت f_c و تعداد N کلیدها و خازن‌های استفاده شده است.



شکل ۵۲.۲: فیلترهای جابجایی SCF

$$f_c = N f_{out} \quad \text{و} \quad f_{out} = \frac{f_c}{N}$$

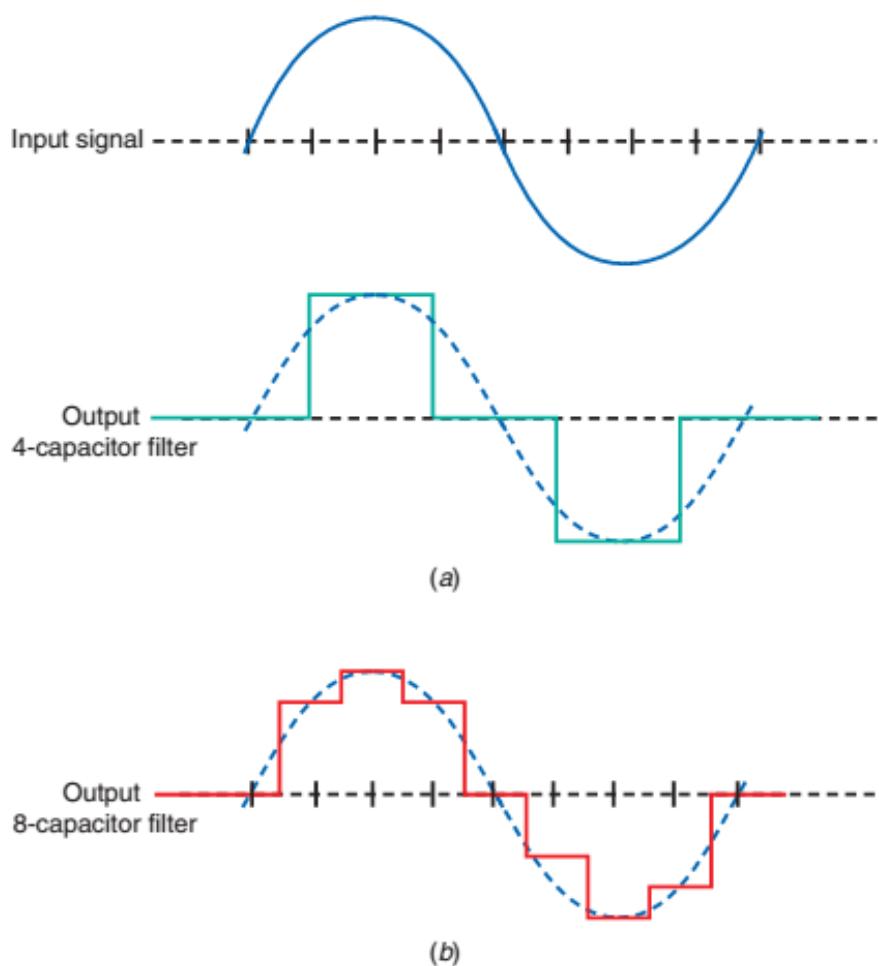
پنهانی باند مدار مربوط به مقادیر RC و تعداد خازن‌ها و کلیدهای استفاده شده به شرح زیر است:

$$BW = \frac{1}{2\pi NRC}$$

^{۲۹}Commutating Filters

برای فیلتر شکل (۵۲.۲)، پهنانی باند برابر $BW = 1/(8\pi RC)$ است. ضریب کیفیت Q بسیار بالا و پهنانی باند باریک را می‌توان بدست آورد و تغییر مقدار مقاومت باعث می‌شود پهنانی باند قابل تنظیم شود.

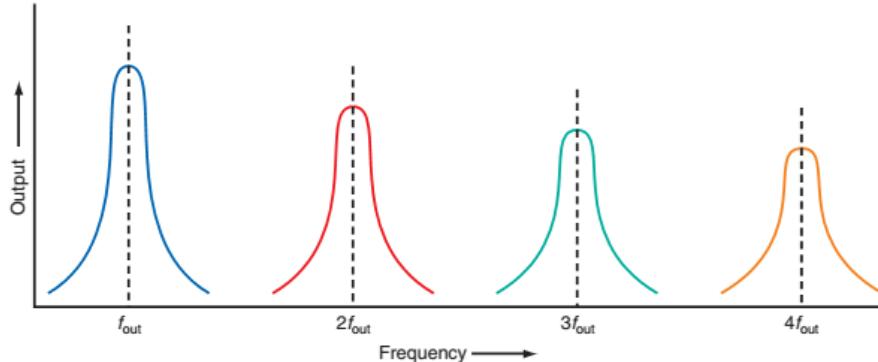
شکل موج‌های عملیاتی در شکل (۵۲.۲) نشان می‌دهد که هر خازن به طور متوالی روشن و خاموش می‌شود به طوری که در هر بار فقط یک خازن به مدار متصل می‌شود. نمونه‌ای از ولتاژ ورودی به صورت بار الکتریکی روی هر خازن در هنگام اتصال به ورودی ذخیره می‌شود. ولتاژ خازن میانگین تغییرات ولتاژ در طول زمانی است که سوئیچ خازن را به مدار متصل می‌کند.



شکل ۵۳.۲: ورودی و خروجی برای تعویض فیلتر. (الف) فیلتر چهار خازن. (ب) فیلتر هشت خازن.

شکل (۵۳.۲)(الف) شکل موج ورودی و خروجی معمولی را با فرض ورودی موج سینوسی نشان می‌دهد. خروجی یک تقریب پلکانی ورودی بهدلیل نمونه برداری سوئیچ خازنی است. مراحل بزرگ هستند، اما اندازه آنها را می‌توان با استفاده از تعداد بیشتری سوئیچ و خازن کاهش داد. افزایش تعداد

خازن‌ها از چهار بهشت، همانطور که در شکل (۵۳.۲)(ب)، مراحل را کوچکتر می‌کند، و بنابراین خروجی نزدیک‌تر به ورودی می‌شود. مراحل را می‌توان با عبور دادن خروجی از طریق یک فیلتر پایین گذر ساده RC حذف کرد یا تا حد زیادی به حداقل رساند.



شکل ۵۴.۲: ورودی و خروجی برای تعویض فیلتر. (الف) فیلتر چهار خازن. (ب) فیلتر هشت خازن.

یکی از مشخصه‌های جابجایی این است که بهارمونیک‌های فرکانس مرکزی که برای آن طراحی شده حساس است. سیگنال‌هایی که فرکانس آن‌ها مضربی صحیح از فرکانس مرکزی فیلتر است نیز از فیلتر عبور می‌کنند، البته در دامنه کمی پایین‌تر. پاسخ فیلتر که پاسخ شانه نامیده می‌شود، در شکل (۵۴.۲) نشان داده شده است. اگر چنین عملکردی نامطلوب باشد، فرکانس‌های بالاتر را می‌توان با یک فیلتر پایین گذر معمولی RC یا LC متصل به خروجی حذف کرد.

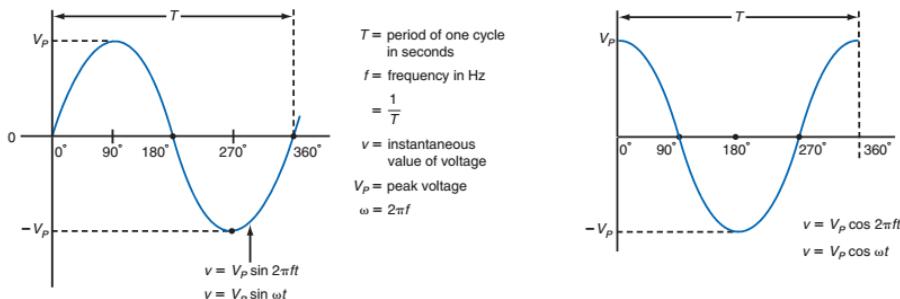
۴.۲ نظریه فوریه

تحلیل ریاضی روش‌های مدولاسیون و مالتیپلکس مورد استفاده در سیستم‌های ارتباطی، حامل‌های موج سینوسی و سیگنال‌های اطلاعاتی را فرض می‌کند. این تجزیه و تحلیل را ساده و عملکرد را قابل پیش‌بینی می‌کند. با این حال، در دنیای واقعی، همه سیگنال‌های اطلاعاتی سینوسی نیستند. سیگنال‌های اطلاعاتی معمولاً سیگنال‌های صوتی و تصویری پیچیده‌تری هستند که اساساً ترکیبی از امواج سینوسی با فرکانس‌ها و دامنه‌های مختلف هستند. سیگنال‌های اطلاعاتی می‌توانند تعداد کمی از اشکال، از جمله امواج مستطیلی (به عنوان مثال، پالس‌های دیجیتال)، امواج مثلثی، امواج دندانه‌ای ارها و سایر اشکال غیرسینوسی به خود بگیرند. چنین سیگنال‌هایی مستلزم این است که یک رویکرد موج غیرسینوسی برای تعیین ویژگی‌ها و عملکرد هر مدار یا سیستم ارتباطی اتخاذ شود. یکی از روش‌هایی که برای انجام این کار استفاده می‌شود، تحلیل فوریه است که ابزاری برای تجزیه و تحلیل دقیق محتوای پیچیده‌ترین سیگنال‌های غیر سینوسی را فراهم می‌کند. اگرچه تحلیل فوریه نیازمند استفاده از حساب دیفرانسیل و انتگرال و تکنیک‌های ریاضی پیشرفته فراتر از محدوده این متن است، کاربردهای عملی آن در الکترونیک ارتباطات نسبتاً ساده است.

مفاهیم اصلی

شکل (۵۵.۲)(الف) یک موج سینوسی پایه را با مهمترین ابعاد آن و معادله بیانگر آن نشان می‌دهد. یک موج کسینوس اصلی در شکل (۵۵.۲)(ب) نشان داده شده است. توجه داشته باشید که موج

کسینوس شکلی مشابه موج سینوسی دارد اما موج سینوسی را 90° درجه جلو می‌اندازد. هارمونیک یک موج سینوسی است که فرکانس آن چند اعداد صحیح از یک موج سینوسی اصلی است. برای مثال، هارمونیک سوم موج سینوسی دو کیلوهرتز، موج سینوسی شش کیلوهرتز است. شکل (۵۶.۲) چهار هارمونیک اول یک موج سینوسی اصلی را نشان می‌دهد.



شکل ۵۵.۲: امواج سینوسی و کسینوسی

آنچه تئوری فوریه به ما می‌گوید این است که می‌توانیم یک شکل موج غیرسینوسی بگیریم و آن را بهمراه موج سینوسی یا موج کسینوسی که از نظر هماهنگی مرتبط هستند تجزیه کنیم. مثال کلاسیک این یک موج مربعی است که یک سیگنال مستطیل شکل با تغییرات ثابت و منفی برابر است. در شکل (۵۷.۲) موج مربع ac نشان داده است، این بدان معنی است که t_1 برابر با t_2 است. راه دیگری برای بیان این موضوع این است که موج مربعی با دوره کاری 50° درصدی D است، نسبت مدت زمان تغییر ثابت t_1 به زمان تناوب T به صورت درصد بیان می‌شود:

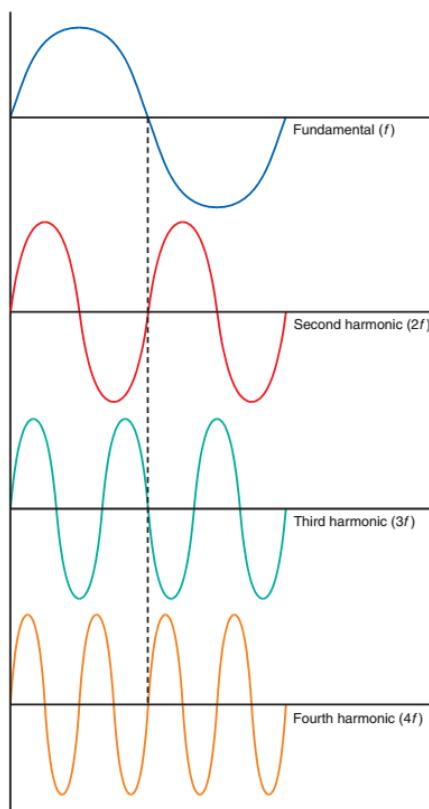
$$D = \frac{t_1}{T} \times 100$$

تحلیل فوریه بهما می‌گوید که یک موج مربعی از یک موج سینوسی در فرکانس اصلی موج مربع بهاضافه تعداد اولیه هارمونیک‌های فرد تشکیل شده است. به عنوان مثال، اگر فرکانس اصلی موج مربعی یک کیلوهرتز باشد، موج مربعی را می‌توان با اضافه کردن موج سینوسی یک کیلوهرتز و امواج سینوسی هارمونیک سه کیلوهرتز، هفت کیلوهرتز، نه کیلوهرتز و غیره بدست آورد.

شکل (۵۸.۲) نحوه انجام این کار را نشان می‌دهد. امواج سینوسی باید دارای دامنه و رابطه فاز صحیح با یکدیگر باشند. موج سینوسی اصلی در این حالت دارای مقدار 20° ولت حداقل به حداقل (اوج 10° ولت) است. هنگامی که مقادیر موج سینوسی فوراً اضافه می‌شوند، نتیجه به یک موج مربعی نزدیک می‌شود. در شکل (۵۸.۲)(الف)، هارمونیک اصلی و سوم اضافه شده است. به شکل موج مرکب با هارمونیک‌های سوم و پنجم اضافه شده، مانند شکل (۵۸.۲)(ب) توجه کنید. هر چه هارمونیک‌های بالاتری اضافه شود، موج ترکیبی بیشتر شبیه یک موج مربع کامل به نظر می‌رسد. شکل (۵۹.۲) نشان می‌دهد که چگونه موج مرکب با 20° هارمونیک فرد به موج اصلی اضافه شده است. نتایج بسیار نزدیک به یک موج مربعی است.

مفهوم این امر این است که یک موج مربعی باید به عنوان مجموعه‌ای از امواج سینوسی مرتبط با هماهنگی به جای یک موجودیت موج مربعی تک تحلیل شود. این امر با انجام یک تحلیل ریاضی

^{۳۰} Duty Cycle



شکل ۲.۵: یک موج سینوسی و هارمونیک‌هایش

فوریه بر روی موج مرربع تایید می‌شود. نتیجه معادله زیر است که ولتاژ را بر حسب زمان بیان می‌کند:

$$f(t) = \frac{4V}{\pi} \left[\sin 2\pi \left(\frac{1}{T} \right) + \frac{1}{3} \sin 2\pi \left(\frac{3}{T} \right) + \frac{1}{5} \sin 2\pi \left(\frac{5}{T} \right) + \frac{1}{7} \sin 2\pi \left(\frac{7}{T} \right) + \dots \right]$$

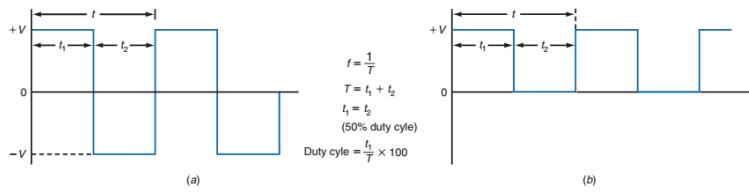
که در آن ضریب $4V/\pi$ ضریب برای تمام عبارات سینوسی و V ولتاژ پیک موج مربعی است. اولین جمله موج سینوسی اصلی و عبارت‌های بعدی هارمونیک‌های سوم، پنجم، هفتم و غیره هستند. توجه داشته باشید که جملات دارای ضریب دامنه نیز هستند. در این مورد، دامنه نیز تابعی از هارمونیک است. مثلا هارمونیک سوم دامنه‌ای دارد که یک سوم دامنه اصلی است و غیره. عبارت را می‌توان با $f = 1/T$ بازنویسی کرد. اگر موج مربعی به جای جریان متناوب، جریان مستقیم باشد، همانطور که در شکل (۲.۵)(ب) نشان داده شده، عبارت فوریه دارای یک مولفه dc است:

$$f(t) = \frac{V}{2} + \frac{4V}{\pi} \left(\sin 2\pi ft + \frac{1}{3} \sin 2\pi 3ft + \frac{1}{5} \sin 2\pi 5ft + \frac{1}{7} \sin 2\pi 7ft + \dots \right)$$

در این معادله، مقدار متوسط موج مربع است. همچنین خط پایه‌ای است که امواج سینوسی اصلی و هارمونیک بر آن سوار می‌شوند.

یک رابطه کلی برای معادله فوریه برای شکل موج بصورت زیر است:

$$f(t) = \frac{V}{2} + \frac{4V}{\pi n} \sum_{n=1}^{\infty} (\sin(2\pi nft))$$



شکل ۵۷.۲: یک موج مربعی

که در آن n فرد است. مولفه dc اگر وجود داشته باشد برابر $V/2$ است.
با استفاده از حساب دیفرانسیل و انتگرال و سایر تکنیک‌های ریاضی، شکل موج تعریف و تحلیل، و به صورت مجموع جملات سینوس و/یا کسینوس بیان می‌شود، همانطور که برای عبارت موج مربعی در بالا نشان داده شده است. شکل (۶۰.۲) عبارات فوریه را برای برخی از رایج‌ترین شکل‌موج‌های غیر سینوسی نشان می‌دهد.

تمام سیگنال‌های نشان داده شده در تصاویر قبلی، نمونه‌هایی از شکل‌های موج حوزه زمان هستند. عبارات ریاضی آنها حاوی متغیر زمان t است، که نشان می‌دهد آنها یک کمیت متغیر زمانی هستند. نظریه فوریه روشی جدید و متفاوت برای بیان و نشان دادن سیگنال‌های پیچیده بهما می‌دهد. در اینجا، سیگنال‌های پیچیده حاوی بسیاری از مولفه‌های سینوسی و یا کسینوسی به صورت دامنه موج سینوسی یا کسینوسی در فرکانس‌های مختلف بیان می‌شوند. بعبارت دیگر، نمودار یک سیگنال خاص نموداری از دامنه‌های مولفه‌های سینوسی و یا کسینوس نسبت به فرکانس است.

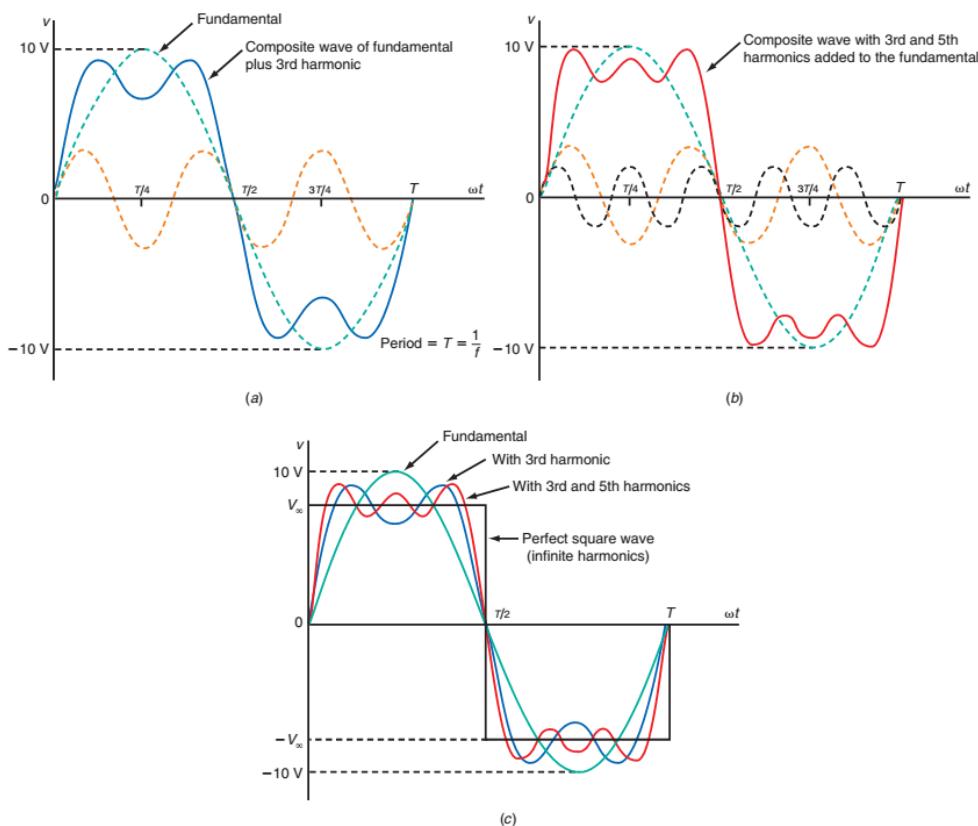
نمودار دامنه فرکانس معمولی موج مربعی در شکل (۶۱.۲) (الف) نشان داده شده است. توجه داشته باشید که خطوط مستقیم نشان دهنده دامنه موج سینوسی پایه و هارمونیک هستند و اینها بر روی یک محور فرکانس افقی رسم می‌شوند. چنین نمودار حوزه فرکانس را می‌توان مستقیماً با استفاده از فرکانس‌های اصول و هارمونیک‌ها و دامنه آنها مستقیماً از عبارت فوریه ایجاد کرد. نمودارهای دامنه فرکانس برای برخی دیگر از امواج غیر سینوسی معمولی نیز در شکل (۶۱.۲) نشان داده شده است.

توجه داشته باشید که موج مثلث در شکل (ج) از هارمونیک‌های اصلی و فرد تشکیل شده است. هارمونیک سوم به صورت خطی در زیر محور نشان داده می‌شود که نشان دهنده تغییر فاز 180° در رجه در موج کسینوسی تشکیل دهنده آن است.

شکل (۶۲.۲) نحوه ارتباط حوزه‌های زمان و فرکانس را نشان می‌دهد. موج مربعی که قبلاً بحث شد به عنوان مثال، استفاده شد. نتیجه یک نمای سه بعدی سه محوره است.

سیگنال‌ها و شکل موج‌ها در برنامه‌های ارتباطی با استفاده از نمودارهای حوزه زمان و دامنه فرکانس بیان می‌شوند، اما در بسیاری از موارد نمودار دامنه فرکانس بسیار مفیدتر است. این امر به ویژه در تجزیه و تحلیل شکل موج‌های سیگنال پیچیده و همچنین بسیاری از روش‌های مدولاسیون و مالتیپلکس مورد استفاده در ارتباطات صادق است. ابزارهای آزمایشی برای نمایش سیگنال‌ها در هر دو حوزه زمان و فرکانس به راحتی در دسترس هستند. شما قبلاً با اسیلوسکوپ آشنا هستید که دامنه ولتاژ یک سیگنال را نسبت به یک محور زمانی افقی نشان می‌دهد.

ابزار آزمایشی برای تولید نمایشگر دامنه فرکانس، تحلیلگر طیف است. همانند اسیلوسکوپ، آنالایزر طیف از یک لوله پرتو کاتدی برای نمایش استفاده می‌کند، اما محور حرکت افقی بر حسب



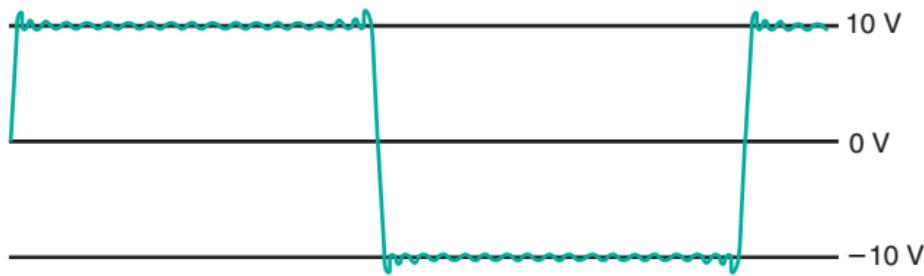
شکل ۵۸.۲: یک موج مربعی از یک موج سینوسی اصلی و تعداد بینهایت هارمونیک فرد تشکیل شده است.

هرتز و محور عمودی بر حسب ولت یا واحد قدرت یا دسیبل کالیبره می‌شود. اهمیت نظریه فوریه

تجزیه و تحلیل فوریه به ما اجازه می‌دهد تا نه تنها مولفه‌های موج سینوسی در هر سیگنال پیچیده را تعیین کنیم، بلکه میزان پهنانی باند یک سیگنال خاص را نیز بدست آوریم. اگرچه یک موج سینوسی یا کسینوسی در یک فرکانس از نظر تئوری هیچ پهنانی باندی را اشغال نمی‌کند، سیگنال‌های پیچیده آشکارا فضای طیف بیشتری را اشغال می‌کنند. به عنوان مثال، یک موج مربعی یک مگاهرتز با هارمونیک تا یازدهم، پهنانی باند ۱۱ مگاهرتز را اشغال می‌کند. اگر قرار است این سیگنال بدون تضعیف و بدون اعوجاج عبور کند، باید تمام هارمونیک‌ها عبور داده شوند.

یک مثال در شکل (۵۳.۲) نشان داده است. اگر یک موج مربعی یک کیلو هertz از یک فیلتر پایین‌گذر با فرکانس قطع کمی بالاتر از یک کیلو هertz عبور داده شود، تمام هارمونیک‌های فراتر از هارمونیک سوم تا حد زیادی تضعیف می‌شوند یا در بیشتر موارد بهطور کامل فیلتر می‌شوند. نتیجه این است که خروجی فیلتر پایین‌گذر به سادگی موج سینوسی اصلی در فرکانس موج مربع است.

اگر فیلتر پایین‌گذر در فرکانس بالاتر از هارمونیک سوم قطع شود، خروجی فیلتر از یک موج سینوسی اصلی و هارمونیک سوم تشکیل می‌شود. چنین شکل موجی در شکل (الف) (۵۸.۲) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌کنید، هنگامی که هارمونیک‌های بالاتر همه عبور نمی‌کنند،



شکل ۵۹.۲: موج مربعی از 20° هارمونیک فرد بعلاوه موج سینوسی اصلی تشکیل شده است

سیگنال اصلی تا حد زیادی مخدوش و معوج می‌شود. بهمین دلیل است که مدارها و سیستم‌های ارتباطی دارای پهنه‌ای باند کافی برای تطبیق تمام مولفه‌های هارمونیک در شکل موج سینوسی اصلی پردازش هستند.

شکل (۶۴.۲) مثالی را نشان می‌دهد که در آن یک موج مربعی یک کیلوهرتز از فیلتر میان‌گذر تنظیم شده به‌هارمونیک سوم عبور داده می‌شود و در نتیجه یک موج سینوسی ۳ کیلوهرتز تولید می‌شود. در این حالت، فیلتر مورد استفاده بهاندازه کافی تیز است تا مولفه مورد نظر را انتخاب کند.

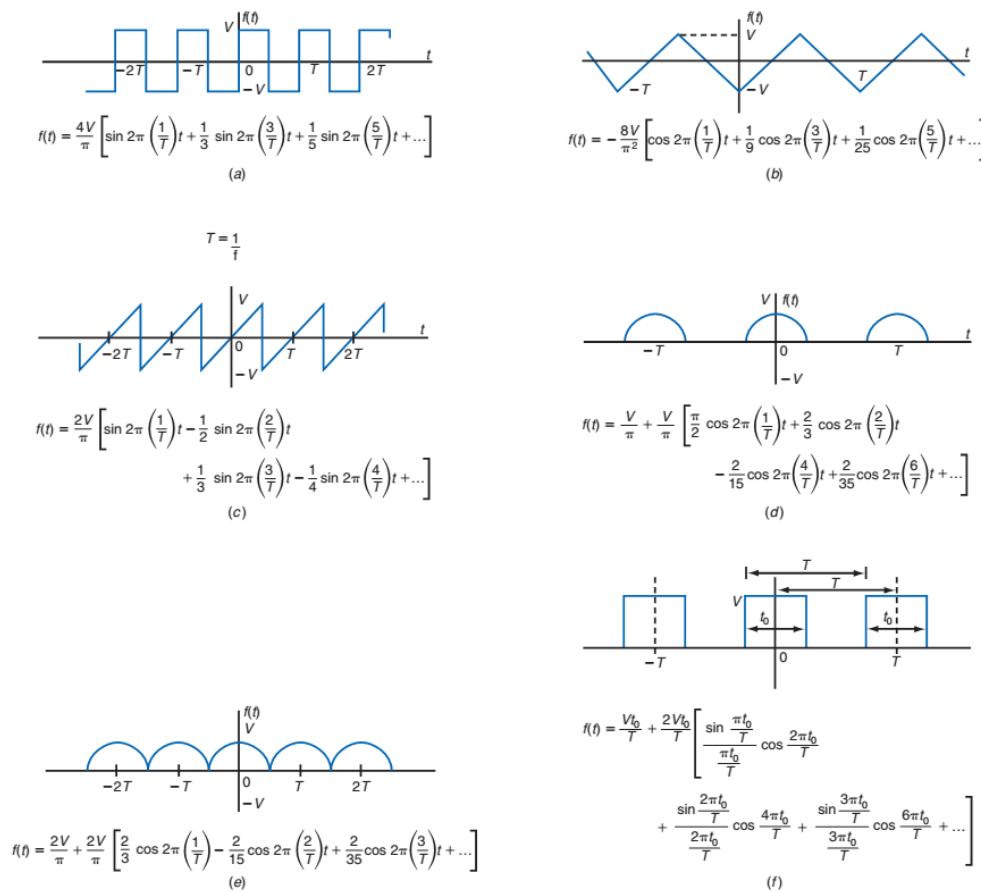
طیف پالس

تجزیه و تحلیل فوریه پالس‌های باینری بهویژه در ارتباطات مفید است، زیرا راهی برای تجزیه و تحلیل پهنه‌ای باند مورد نیاز برای انتقال چنین پالس‌هایی ارائه می‌دهد. اگرچه از نظر تئوری سیستم باید تمام هارمونیک‌ها را در پالس‌ها عبور دهد، اما در واقعیت، تعداد نسبتاً کمی باید برای حفظ شکل پالس عبور داده شود. علاوه بر این، قطار پالس در ارتباطات داده بهندرت از امواج مربعی با دوره کاری 5° درصد تشکیل شده است. در عوض، پالس‌ها مستطیلی هستند و دوره‌های کاری متفاوتی از خیلی کم تا خیلی زیاد را نشان می‌دهند. [پاسخ فوریه چنین پالس‌هایی در شکل (۶۰.۲)(و) آورده شده است.]

به شکل (۶۰.۲)(و) نگاه کنید. دوره تناوب قطار پالس T و عرض پالس t است. دوره کاری $/T$ است. قطار پالس از پالس‌های dc با مقدار متوسط Vt_0/Tdc تشکیل شده است. از نظر تحلیل فوریه، قطار پالس از هارمونیک‌های اصلی و همه زوج و فرد تشکیل شده است. مورد خاص این شکل موج جایی است که دوره کاری 5° درصد است. در آن صورت، تمام هارمونیک‌های زوج از بین می‌روند. اما در هر دوره کاری دیگری، شکل موج از هر دو هارمونیک فرد و زوج تشکیل شده است. از آنجایی که این یک سری از پالس‌های dc است، مقدار متوسط dc برابر Vt_0/T است.

نمودار دامنه فرکانس دامنه هارمونیک که با توجه به فرکانس رسم شده و در شکل (۶۵.۲) نشان داده شده است. محور افقی با افزایش فرکانس تکرار پالس f ترسیم می‌شود که در آن $f = 1/T$ و زمان تناوب است. اولین مؤلفه dc مولفه متوسط در فرکانس صفر Tdc/Vt_0 است که در آن V مقدار ولتاژ پیک (اوج) پالس است.

حال، دامنه اصلی و هارمونیک را یادداشت کنید. بهیاد داشته باشید که هر خط عمودی نشان دهنده مقدار پیک مولفه موج سینوسی قطار پالس است. برخی از هارمونیک‌های بالاتر منفی هستند. این به سادگی به‌این معنی است که فاز آنها معکوس است.

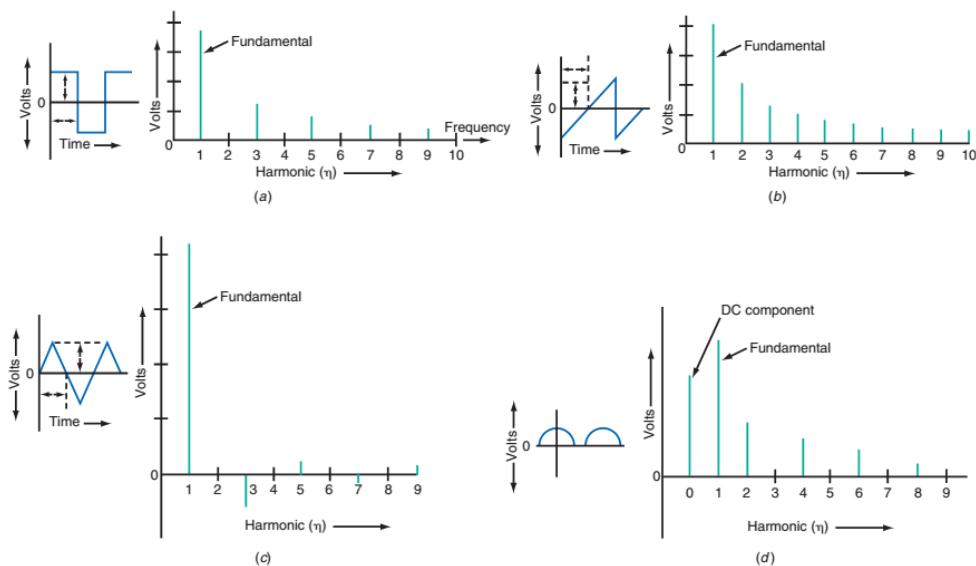


شکل ۲.۶۰: امواج غیرسینوسی رایج و معادلات فوریه آنها (الف): موج مربعی. (ب): دندان ارهای. (د): موج نیم کسینوس. (ه): موج کسینوس کامل. (و): پالس مستطیل شکل.

خط چین در شکل (۴۵.۲)، طرح کلی قله‌های تک تک مولفه‌ها است، که به صورت پوش طیف فرکانس شناخته می‌شود. معادله منحنی پوش دارای شکل کلی $(\sin x)/x$ است که در آن $x = \frac{n\pi t_0}{T}$ است که در آن t_0 عرض پالس است. این به نام تابع سینک^{۲۱} شناخته می‌شود. در شکل (۴۵.۲)، تابع سینک چندین بار از محور افقی عبور می‌کند. این زمان‌ها قابل محاسبه است و در شکل نشان داده شده است. توجه داشته باشید که آنها مضرب $1/t_0$ هستند.

تابع سینک رسم شده بر روی یک منحنی دامنه فرکانس در پیش بینی محتوای هارمونیک قطار پالس و بنابراین پهنای باند لازم برای عبور موج استفاده می‌شود. به عنوان مثال، در شکل (۴۵.۲)، با افزایش فرکانس قطار پالس، دوره T کوتاهتر و فاصله بین هارمونیک‌ها بیشتر می‌شود. این منحنی را به سمت راست حرکت می‌دهد. و با کوتاهتر شدن عرض پالس t_0 ، به این معنی که دوره کاری کوتاهتر می‌شود، اولین عبور از صفر پوش دورتر به سمت راست حرکت می‌کند. اهمیت عملی این است که

^{۲۱}Sinc



شکل ۱.۲: نمودارهای حوزه فرکانس امواج غیر سینوسی راچ (الف): موج مربعی. (ب): دندان ارهای. (ج): مثلثی (د): نیم کسینوسی.

پالس‌های فرکانس بالاتر با مدت زمان پالس کوتاه‌تر، هارمونیک‌های بیشتری با دامنه‌های بیشتر دارند و بنابراین پهنای باند وسیع‌تری برای عبور موج با حداقل اعوجاج مورد نیاز است. برای کاربردهای ارتباط داده، عموماً فرض بر این است که پهنای باند برای با اولین تقاطع صفر اول پوش، حداقلی است که برای عبور هارمونیک کافی برای شکل موج معقول کافی است:

$$BW = \frac{1}{t_0}$$

مثال ۲۷-۲

یک قطار پالس dc مانند شکل (۶۰.۲)(و) دارای مقدار ولتاژ اوج ۵ ولت، فرکانس ۴ مگاهرتز و دوره کاری 30° درصد است.

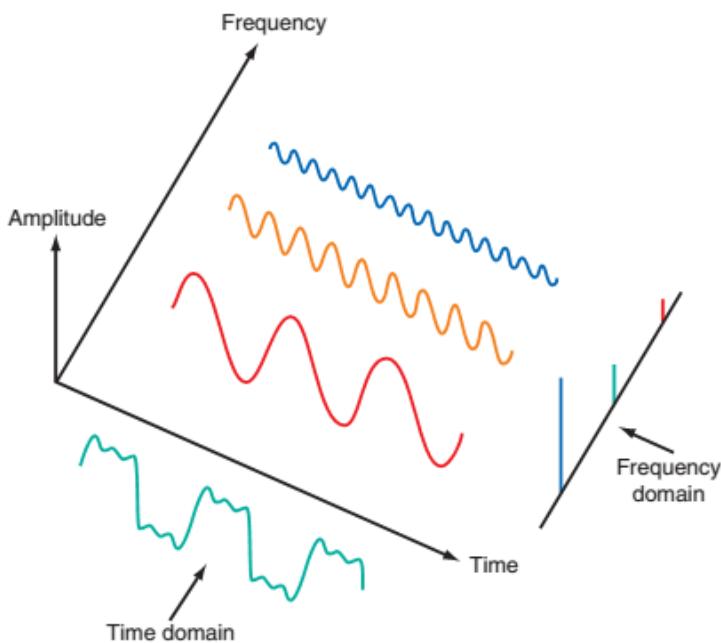
۱. مقدار متوسط dc چقدر است؟ $V_{avg} = \frac{V t_0}{T} = \frac{V}{f}$ میانگین V . از فرمول ارائه شده در شکل (۶۰.۲)(و) استفاده کنید]

$$\frac{t_0}{T} = \frac{30}{360} = 30\% \quad \text{یا} \quad 0.30$$

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{4 \times 10^6} = 2.5 \times 10^{-7} s = 250 \times 10^{-9} s = 250 ns$$

$$t_0 = T \times 30\% = 0.3 \times 250 = 75 ns$$

$$V_{avg} = \frac{V t_0}{T} = V \times 0.3 = 5 \times 0.3 = 1.5 V$$



شکل ۶۲.۲: رابطه بین حوزه زمان و فرکانس

۲. حداقل پهنه‌ی باند لازم برای عبور این سیگنال بدون اعوجاج بیش از حد چقدر است؟

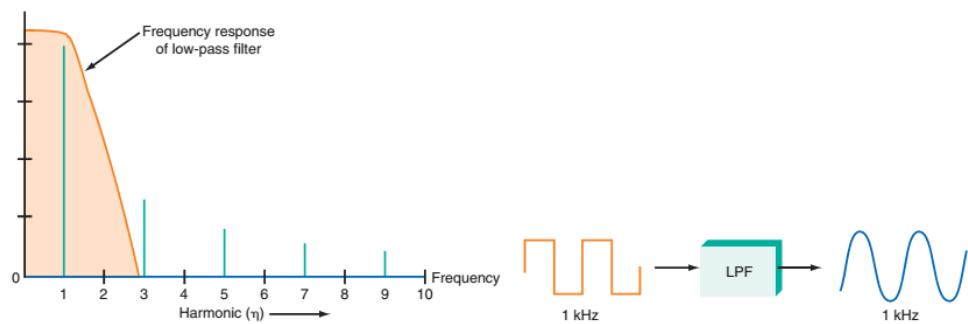
$$BW = \frac{1}{t_0} = \frac{1}{75 \times 10^{-9}} = 13,333 MHz$$

بیشتر هارمونیک‌های دامنه بالاتر و بنابراین مهم‌ترین بخش از توان سیگنال در ناحیه بزرگ‌تر بین فرکانس صفر و نقطه t_0 در منحنی قرار دارد.

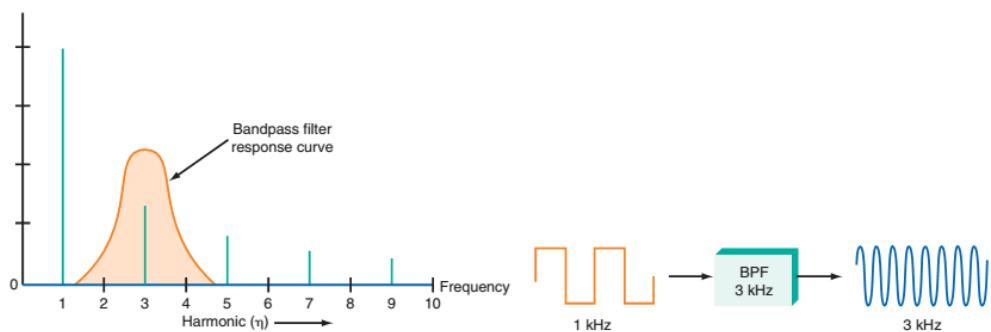
رابطه بین زمان صعود و پهنه‌ی باند

از آنجایی که یک موج مستطیلی مانند موج مربعی از نظر تئوری شامل تعداد بی‌نهایت هارمونیک است، می‌توانیم از موج مربعی به عنوان مبنای برای تعیین پهنه‌ی باند سیگنال استفاده کنیم. اگر مدار پردازش باید تمام یا تعداد اولیه هارمونیک‌ها را بگذراند، زمان صعود و سقوط موج مربع خواهد بود. همانطور که پهنه‌ی باند با خاموش کردن یا خارج کردن فرکانس‌های بالاتر کاهش می‌باید، هارمونیک‌های بالاتر تا حد زیادی ضعیف می‌شوند. تأثیری که این روی موج مربعی دارد این است که زمان‌های صعود و سقوط شکل موج یکنواخت می‌شوند و با حذف بیشتر و بیشتر هارمونیک‌های بالاتر افزایش می‌یابند. هرچه پهنه‌ی باند محدود‌تر باشد، هارمونیک‌ها کمتر و زمان‌های صعود و سقوط بیشتر می‌شود. محدودیت نهایی جایی است که تمام هارمونیک‌ها حذف می‌شوند و تنها موج سینوسی اصلی باقی می‌ماند، شکل (۶۳.۲).

مفهوم زمان صعود و سقوط در شکل (۶۶.۲) نشان داده شده است. زمان صعود t_r زمانی است که طول می‌کشد تا ولتاژ پالس از مقدار 10° درصد به مقدار 90° درصد برسد. زمان سقوط t_f زمانی است که طول می‌کشد تا ولتاژ از مقدار 90° درصد به مقدار 10° درصد کاهش یابد. پهنه‌ی پالس t معمولاً



شکل ۶۳.۲: تبدیل موج مربعی به موج سینوسی با فیلتر کردن تمام هارمونیک‌ها.



شکل ۶۴.۲: انتخاب هارمونیک سوم با فیلتر.

در نقاط دامنه ۵۰ درصد در لبه‌های پیشرو (بالارونده) و پسرو (سقوط) پالس اندازه‌گیری می‌شود. یک عبارت ساده ریاضی که زمان صعود موج مستطیل شکل و پهنه‌ای باند مدار لازم برای عبور موج را بدون اعوجاج مربوط می‌کند عبارت است از.

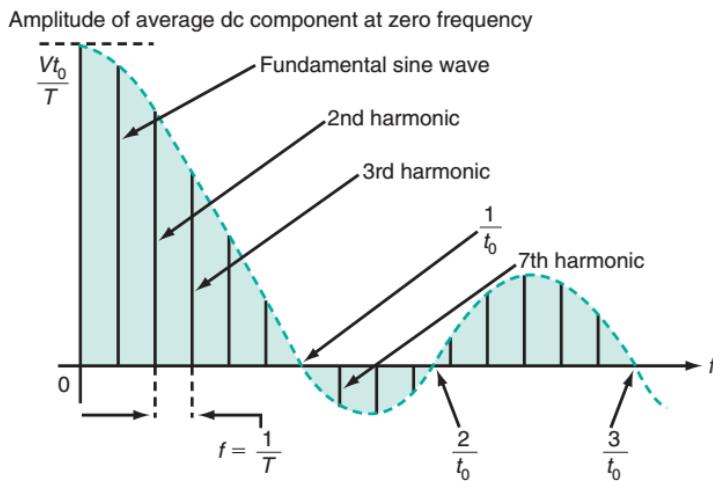
$$BW = \frac{^{\circ}/\!35}{t_r}$$

مثال ۲۸-۲

یک قطار پالس دارای زمان صعود ۶ ثانیه است. حداقل پهنه‌ای باند برای عبور صادقانه این قطار پالس چقدر است؟

$$BW = \frac{^{\circ}/\!35}{t_r}, \quad t_r = 6ns = 0.006\mu s$$

$$Minimum BW = \frac{^{\circ}/\!35}{0.006} = 58.3 MHz$$



شکل ۶۵.۲: حوزه فرکانس یک قطار پالس مستطیلی.

این پهنهای باند مدار نیاز برای عبور یک سیگنال حاوی بالاترین مولفه فرکانس در یک موج مربعی با زمان صعود t_r است. در این عبارت، پهنهای باند در واقع همان فرکانس قطع پایین ۳ دسیبل مدار است که بر حسب مگاهرتز داده می‌شود. زمان صعود موج مربعی خروجی بر حسب میکروثانیه داده می‌شود. به عنوان مثال، اگر خروجی موج مربعی تقویت کننده‌ای دارای زمان صعود 10 ns ($10\text{ }\mu\text{s}$) باشد، پهنهای باند مدار باید حداقل $z = 35/0.01 = 35\text{ MHz} = 35/0.01\text{ BW}$ باشد.

با تنظیم مجدد رابطه، می‌توانید زمان صعود سیگنال خروجی را از مداری که پهنهای باند آن داده شده است محاسبه کنید: $t_r = 0.035/BW$. به عنوان مثال، مداری با پهنهای باند ۵۰ مگاهرتز از یک موج مربعی با حداقل زمان صعود $t_r = 0.035/50 = 0.0007\text{ }\mu\text{s} = 7\text{ ns}$ عبور می‌کند.

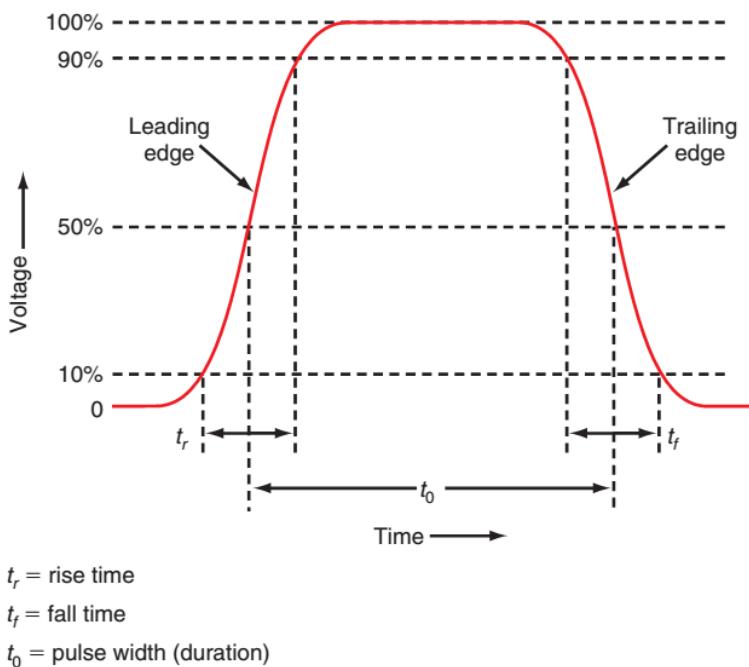
این رابطه ساده به شما امکان می‌دهد تا به سرعت پهنهای باند تقریبی یک مدار نیاز برای عبور یک شکل موج مستطیلی با زمان صعود معین را تعیین کنید. این رابطه به طور گسترده برای بیان پاسخ فرکانسی تقویت کننده عمودی در یک اسیلوسکوپ استفاده می‌شود. مشخصات اسیلوسکوپ اغلب فقط زمان صعود را برای تقویت کننده عمودی نشان می‌دهند. یک اسیلوسکوپ با پهنهای باند ۶۰ مگاهرتز، شکل موج‌های مستطیلی با زمان صعود $t_r = 0.035/60 = 0.000583\text{ }\mu\text{s} = 5.83\text{ ns}$ را عبور می‌دهد.

مثال ۲۹-۲

یک مدار دارای پهنهای باند ۲۰۰ کیلوهرتز است. سریعترین زمان صعود که این مدار طی می‌کند چقدر است؟

$$t_r(\mu\text{s}) = \frac{0.035}{f(\text{MHz})}, \quad t_r = \frac{0.035}{0.2} = 0.175\text{ }\mu\text{s}$$

به طور مشابه، یک اسیلوسکوپ که تقویت کننده عمودی آن ($0.02\text{ }\mu\text{s}$) 2 ns درجه‌بندی شده، دارای پهنهای باند یا فرکانس قطع بالای $BW = 0.035/0.002 = 175\text{ MHz}$ است. این بدان معناست



شکل ۶۶.۲: زمان صعود و سقوط یک پالس

که تقویت کننده عمودی اسیلوسکوپ دارای پهنهای باند کافی برای عبور تعداد کافی هارمونیک است به طوری که موج مستطیل شکل حاصل دارای زمان صعود $2ns$ است. این زمان صعود خود موج مرربع ورودی را نشان نمی‌دهد. برای در نظر گرفتن این موضوع، از رابطه زیر استفاده می‌شود:

$$t_r = \sqrt{t_{ri}^2 + t_{ra}^2}$$

که در آن

$$t_{ri} = \text{زمان صعود موج مرربع ورودی}$$

$$t_{ra} = \text{زمان صعود تقویت کننده}$$

$$t_r = \text{ترکیب زمان صعود تقویت کننده ورودی}$$

این عبارت را می‌توان به گونه‌ای گسترش داد که تأثیر مراحل اضافی تقویت را با افزودن مربع‌های زمان‌های صعود هر یک به عبارت فوق قبل از گرفتن جذر آن، شامل شود.

مثال ۳۰-۲

یک اسیلوسکوپ دارای پهنهای باند 60 مگاهرتز است. موج مرربع ورودی دارای زمان صعود $15ns$ است.

زمان صعود موج مربعی نمایش داده شده چقدر است؟

$$t_{ra} = \frac{60}{35} = 5.833ns \quad (\text{اسیلوسکوپ})$$

$$t_{ri} = 15ns$$

$$t_{ra} = 1/\sqrt{t_{ri}^2 + t_{ra}^2} = 1/\sqrt{(15)^2 + (5/833)^2} = 17.7\text{ns}$$

به خاطر داشته باشید که پهنانی باند یا فرکانس قطع بالایی که از رابطه زمان صعود در صفحه قبل به دست می‌آید، فقط هارمونیک‌های مورد نیاز برای پشتیبانی از زمان صعود را عبور میدهد. هارمونیک‌هایی فراتر از این پهنانی باند وجود دارد که به انتشار ناخواسته و نویز کمک می‌کند.

سؤالات:

۱. با افزایش فرکانس کار چه اتفاقی برای راکتانس خازنی می‌افتد؟
۲. با کاهش فرکانس، راکتانس یک سیم‌پیچ چگونه تغییر می‌کند؟
۳. اثر پوستی چیست و چگونه بر Q یک سیم‌پیچ تأثیر می‌گذارد؟
۴. وقتی یک مهره فریت در اطراف سیم قرار می‌گیرد چه اتفاقی برای سیم می‌افتد؟
۵. اسم حلقه سیم‌پیچ پرکاربرد که به‌شکل دونات است چیست؟
۶. جریان و امپدانس را در مدار RLC تشدید سری شرح دهید.
۷. جریان و امپدانس را در مدار RLC تشدید موازی توصیف کنید.
۸. رابطه بین Q و پهنانی باند یک مدار هماهنگی را به‌زبان خود بیان کنید
۹. چه نوع فیلتری برای انتخاب یک فرکانس سیگنال از بین بسیاری از سیگنال‌ها استفاده می‌شود؟
۱۰. از چه نوع فیلتری برای خلاص شدن از شر صدای مزاحم 120 هرتزی استفاده می‌کنید؟
۱۱. گرینش^{۳۲} به چه معناست؟
۱۲. نظریه فوریه را به زبان خودتان بیان کنید.
۱۳. اصطلاحات حوزه زمان و حوزه فرکانس را بیان کنید.
۱۴. اولین چهار هارمونیک فرد 800 هرتز را بنویسید.
۱۵. چه شکل‌موجی فقط از هارمونیک‌های زوج تشکیل شده است؟ چه شکل‌موجی فقط از هارمونیک‌های فرد تشکیل شده است؟
۱۶. چرا یک سیگنال غیر سینوسی هنگام عبور از یک فیلتر اعوجاج پیدا می‌کند؟

مسائل:

۱. بهره تقویت کننده‌ای با خروجی $1/5$ ولت و ورودی 30 میکروولت چقدر است؟

^{۳۲}Selectivity

۲. تضعیف یک تقسیم کننده ولتاژ مانند شکل (۳.۲)، که در آن R_1 برابر $\frac{2}{3}$ کیلو اهم و R_2 برابر $\frac{1}{5}$ کیلو اهم است، چقدر است؟
۳. بهره یا تضعیف کلی در مدارهای بصورت آبشاری که در مسائل ۱ و ۲ توضیح داده شده، چقدر است؟
۴. سه تقویت کننده با بهره‌های ۱۵، ۲۲ و ۷ بصورت آبشاری قرار دارند. ولتاژ ورودی 120 میکروولت است. بهره کلی و ولتاژهای خروجی هر مرحله چقدر است؟
۵. یک قطعه از تجهیزات ارتباطی دارای دو مرحله تقویت با بهره‌های 40 و 60 و دو مرحله تلفات با ضرایب تضعیف 30% و 75% است. ولتاژ خروجی 2 ولت است. بهره (یا تضعیف) کلی و ولتاژ ورودی چقدر است؟
۶. بهره یا تضعیف ولتاژ را برای هر یک از مدارهای توضیح داده شده در مسائل ۱ تا ۵ بر حسب دسی‌بل بدست آورید.
۷. یک تقویت کننده قدرت دارای خروجی 200 وات و ورودی 8 وات است. افزایش توان بر حسب دسی‌بل چقدر است؟
۸. یک تقویت کننده توان دارای بهره 55 دسی‌بل است. توان ورودی 600 میلی‌وات است. توان خروجی چقدر است؟
۹. یک تقویت کننده دارای خروجی 5 وات است. بهره آن بر حسب dBm چقدر است؟
۱۰. یک سیتم مخابراتی دارای پنج طبقه با بهره و تضعیف‌های $9dB$ و -31 ، $-45,68$ ، -12 است. بهره کلی چقدر است؟
۱۱. راکتانس خازن $7pF$ در 2 گیگاهرتز چقدر است؟
۱۲. برای تولید راکتانس 50Ω در 450 مگاهرتز چه مقدار ظرفیت لازم است؟
۱۳. راکتانس القایی یک سیم‌پیچ $9\mu H$ را در 800 مگاهرتز محاسبه کنید.
۱۴. در چه فرکانسی یک سلف $2\mu H$ دارای راکتانس 300 اهم خواهد بود؟
۱۵. یک سلف 2.5 میکرو هانری دارای مقاومت 23 اهم است. در فرکانس 35 مگاهرتز، Q آن چقدر است؟
۱۶. فرکانس رزونانس یک سیم‌پیچ با ضریب خودالقائی $H/55\mu H$ با یک خان به ظرفیت $22pF$ چقدر است؟
۱۷. مقدار اندوکتانسی (ضریب خودالقائی) که با یک خازن به ظرفیت $80pF$ در فرکانس 18 مگاهرتز تشدید می‌شود چقدر است؟
۱۸. پهنهای باند مدار تشدید موازی که دارای اندوکتانس 33 میکرو هانری با مقاومت 14 اهم و ظرفیت خازنی $48pF$ است چقدر است؟

۱۹. یک مدار رزونانس سری دارای فرکانس‌های قطع بالا و پایین $70/5$ و $72/9$ مگاهرتز است. پهنهای باند آن چقدر است؟

۲۰. یک مدار تشدید دارای حداکثر ولتاژ خروجی $4/5$ میلی ولت است. ولتاژ خروجی در فرکانس‌های قطع بالا و پایین چقدر است؟

۲۱. ضریب کیفیت Q لازم مداری چقدر باشد تا پهنهای باند 36 مگاهرتز در فرکانس 4 گیگاهرتز تولید کند؟

۲۲. امپدانس مدار تشدید موازی را با $C = 22pF$ و $R_W = 7\Omega$ و $L = 6\mu H$ بدست آورید.

۲۳. چهار جمله اول معادله فوریه موج دندانه اره‌ای که دامنه اوج تا اوج آن 5 ولت و فرکانس 100 کیلوهرتز است را بنویسید.

۲۴. یک اسیلوسکوپ دارای زمان صعود $8ns$ است. بالاترین فرکانس موج سینوسی که دامنه را می‌تواند نمایش دهد چیست؟

۲۵. یک فیلتر پایین گذر دارای فرکانس قطع 24 مگاهرتز است. سریعترین زمانی که موج مستطیلی که از فیلتر می‌گذرد چه زمانی است؟

مسائل چالش برانگیز:

۱. توضیح دهید که چگونه خازن و اندوکتانس می‌توانند در یک مدار بدون وجود خازن‌های و عناصر سلف فشرده وجود داشته باشند.

۲. چگونه ولتاژ دو سر سیم پیچ یا خازن در مدار تشدید سری می‌تواند از ولتاژ منبع در تشدید بیشتر باشد؟

۳. از چه نوع فیلتری برای جلوگیری از رسیدن هارمونیک‌های تولید شده توسط فرستنده به آتن استفاده می‌کنید؟

۴. برای جلوگیری از تداخل سیگنال یک رادیو CB (آماتوری) روی 27 مگاهرتز با سیگنال تلویزیون در کanal 2 با فرکانس 54 مگاهرتز، از چه نوع فیلتری روی تلویزیون استفاده می‌کنید؟

۵. توضیح دهید که چرا می‌توان Q موثر یک مدار تشدید موازی را با اتصال یک مقاومت به موازات آن کاهش داد.

۶. مدار تشدید موازی دارای اندوکتانس (ضریب خودالقائی) H_{800nH} ، مقاومت سیم‌پیچ 3 اهم و ظرفیت $15pF$ است. (الف) فرکانس تشدید، (ب) Q ، (ج) پهنهای باند، (د) امپدانس در فرکانس رزونانس را محاسبه کنید.

۷. برای مدار قبلی، اگر یک مقاومت 33 کیلو اهمی را موازی با مدار هماهنگی وصل کنید، پهنهای باند چقدر خواهد بود؟

۸. برای تولید یک فیلتر بالاگذر با فرکانس قطع ۴۸ کیلوهرتز با مقدار مقاومت ۲/۲ کیلو اهم به چه مقدار خازن نیاز دارید؟
۹. حداقل پهنهای باند مورد نیاز برای عبور یک قطار پالس تناوبی که فرکانس آن ۲۸/۸ کیلوهرتز و دوره کاری 20° درصد و 50° در صد است چقدر است؟
۱۰. به شکل (۶۰.۲) مراجعه کنید. شکل موج‌های مختلف و عبارات فوریه را بررسی کنید. به نظر شما چه مداری می‌تواند یک دوباره کننده فرکانس خوب اما ساده بسازد؟

فصل ۳

مبانی مدولاسیون دامنه

در فرآیند مدولاسیون، سیگنال صوتی، ویدیویی یا دیجیتالی باند پایه سیگنال دیگری با فرکانس بالاتر به نام حامل را تغییر می‌دهد که معمولاً یک موج سینوسی است. یک حامل موج سینوسی را می‌توان توسط سیگنال اطلاعات از طریق مدولاسیون دامنه، مدولاسیون فرکانس یا مدولاسیون فاز تغییر داد. تمرکز این فصل مدولاسیون دامنه^۱ (AM) است.

اهداف:

بعد از تکمیل این فصل، شما می‌توانید:

- با توجه به دامنه سیگنال حامل و سیگنال مدوله کننده، ضریب مدولاسیون و درصد مدولاسیون سیگنال AM را محاسبه کنید.
- مدولاسیون را تعریف و نحوه کاهش اثرات آن را توضیح دهید.
- نحوه توزیع توان در سیگنال AM بین سیگنال حامل و باندهای جانبی را توضیح دهید و سپس توان سیگنال حامل و باندهای جانبی را با توجه به درصد مدولاسیون محاسبه کنید.
- فرکانس‌های باندهای جانبی، فرکانس‌های سیگنال حامل و مدوله کننده را محاسبه کنید.
- نمایش حوزه زمان، حوزه فرکانس و فاز یک سیگنال AM را مقایسه کنید.
- منظور از اصطلاحات DSB و SSB را توضیح دهید و مزایای اصلی سیگنال SSB نسبت به سیگنال AM معمولی را بیان کنید.
- اوج توان پوش^۲ (PEP)، ولتاژ سیگنال و امپدانس بار را محاسبه کنید.

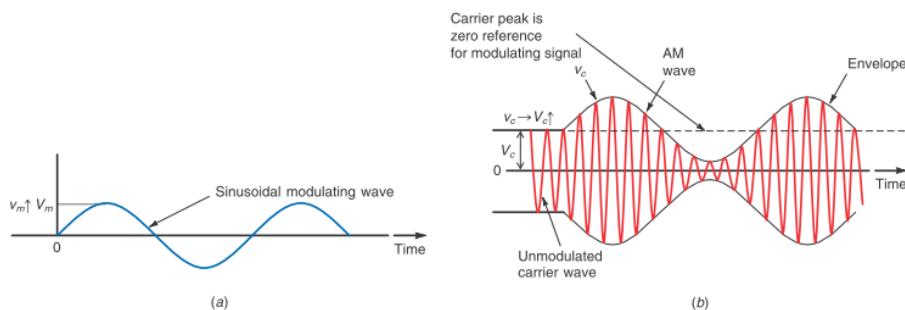
^۱Amplitude Modulation(AM)

^۲peak envelope power (PEP)

۱.۳ مفاهیم AM

همانطور که از نام آن پیداست، در AM، سیگنال اطلاعات دامنه موج سینوسی حامل را تغییر می‌دهد. مقدار لحظه‌ای دامنه حامل مطابق با تغییرات دامنه و فرکانس سیگنال مدوله کننده تغییر می‌کند. شکل (۱.۳) یک سیگنال اطلاعات موج سینوسی تک فرکانس را نشان می‌دهد که یک حامل فرکانس بالاتر را مدوله می‌کند. فرکانس حامل در طول فرآیند مدولاسیون ثابت می‌ماند، اما دامنه آن مطابق با سیگنال مدولاسیون تغییر می‌کند. افزایش دامنه سیگنال مدوله کننده باعث افزایش دامنه حامل می‌شود. هر دو قله مثبت و منفی موج حامل با سیگنال اطلاعات مدوله کننده متفاوت است. افزایش یا کاهش در دامنه سیگنال مدوله کننده باعث افزایش یا کاهش متناظر در هر دو قله مثبت و منفی دامنه حامل می‌شود.

یک خط فرضی که قله‌های مثبت و قله‌های منفی شکل موج حامل را به هم وصل می‌کند (خط چین در شکل ۱.۳) شکل دقیق سیگنال اطلاعات مدوله کننده را نشان می‌دهد. این خط فرضی در شکل موج حامل به عنوان پوش شناخته می‌شود.



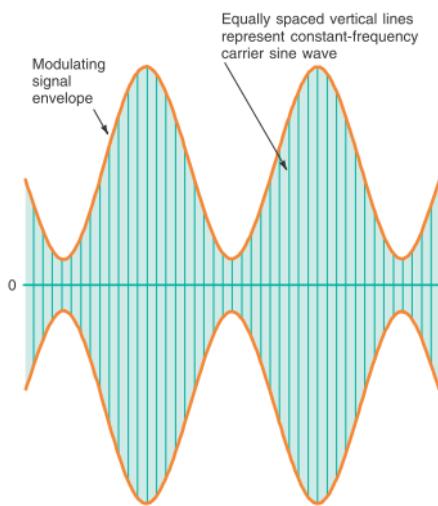
شکل ۱.۳: مدولاسیون دامنه (الف) سیگنال مدوله کننده یا اطلاعات. (ب) سیگنال مدوله شده حامل.

از آنجایی که ترسیم شکل موج‌های پیچیده مانند آنچه در شکل (۱.۳) نشان داده شده، دشوار است، اغلب با نمایش موج حامل فرکانس بالا به عنوان خطوط عمودی با فاصله مساوی که دامنه آنها مطابق با سیگنال مدوله کننده، مانند شکل (۲.۳) تغییر می‌کند، ساده می‌شوند. این روش نمایش در سراسر این کتاب استفاده شده است. سیگنال‌های نشان داده شده در شکل (۱.۳) و (۲.۳) تغییر دامنه حامل را با توجه به زمان نشان می‌دهد و گفته می‌شود که در حوزه زمانی است. سیگنال‌های حوزه زمان - تغییرات ولتاژ یا جریان که در طول زمان رخ می‌دهند - روی صفحه اسیلوسکوپ نمایش داده می‌شوند.

با استفاده از توابع مثلثاتی می‌توانیم حامل موج سینوسی را با عبارت ساده بیان کنیم

$$v_c = V_c \sin 2\pi f_c t$$

در این عبارت، v_c مقدار لحظه‌ای ولتاژ موج سینوسی حامل را نسبت به زمان نشان می‌دهد. V_c نشان دهنده مقدار قله موج سینوسی حامل مدوله نشده ثابت است که بین صفر و حداقل دامنه تغییرات مثبت یا منفی اندازه‌گیری می‌شود (شکل ۱.۳). فرکانس f_c موج سینوسی حامل و t زمان است که بطور تناوبی حامل را تغییر میدهد.



شکل ۲.۳: روش ساده نمایش یک موج سینوسی فرکانس بالای AM

سیگنال مدوله کننده موج سینوسی را می‌توان با رابطه مشابهی بیان کرد

$$v_m = V_m \sin 2\pi f_m t$$

که در آن

$= v_m$ = مقدار لحظه‌ای سیگنال اطلاعات.

$= V_m$ = اوج دامنه سیگنال اطلاعات

$= f_m$ = فرکانس سیگنال مدوله کننده.

خوب است بدانید که:

در این متن، اندازه‌گیری برای همه زوایا بر حسب رادیان استفاده می‌شود مگر اینکه خلاف آن مشخص شده باشد. یک رادیان تقریباً 57.2° درجه است.

در شکل (۱.۳)، سیگنال مدوله کننده از مقدار پیک حامل به جای صفر به عنوان نقطه مرجع خود استفاده می‌کند. پوش سیگنال مدوله کننده در بالا و پایین دامنه حامل پیک متفاوت است. یعنی خط مرجع صفر سیگنال مدوله کننده با مقدار پیک حامل مدوله نشده منطبق است. به همین دلیل، دامنه نسبی حامل و سیگنال مدوله کننده مهم است. به طور کلی، دامنه سیگنال مدوله کننده باید کمتر از دامنه حامل باشد. هنگامی که دامنه سیگنال مدوله کننده بیشتر از دامنه حامل باشد، اعوجاج رخ می‌دهد و باعث می‌شود اطلاعات نادرست منتقل شود. در مدولاسیون دامنه، به ویژه مهم است که مقدار پیک سیگنال مدوله کننده کمتر از مقدار پیک حامل باشد. از نظر ریاضی،

$$V_m < V_c$$

خوب است بدانید که:

اگر دامنه سیگنال مدوله کننده بیشتر از دامنه حامل باشد، اعوجاج رخ می‌دهد.

مقدار سیگنال حامل و سیگنال مدوله را می‌توان در رابطه‌ای برای بیان موج مدوله شده کامل استفاده کرد. ابتدا به خاطر داشته باشید که مقدار پیک حامل نقطه مرجع برای سیگنال مدوله کننده است. مقدار سیگنال مدوله کننده به مقدار پیک حامل اضافه یا از آن کم می‌شود. مقدار لحظه‌ای پوش ولتاژ بالا یا پایین^۱ را می‌توان با استفاده از معادله زیر محاسبه کرد

$$v_1 = V_c + v_m = V_c + V_m \sin 2\pi f_m t$$

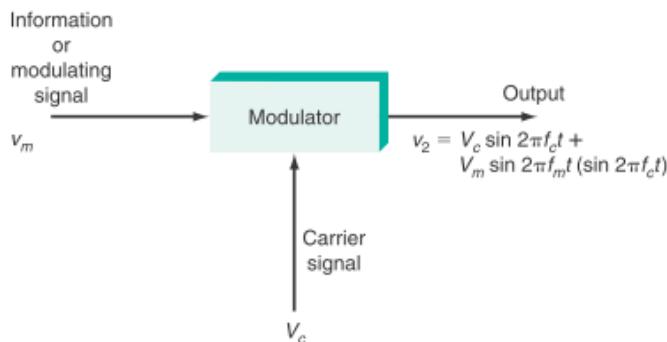
که بیانگر این واقعیت است که مقدار لحظه‌ای سیگنال مدوله کننده از نظر جبری به مقدار پیک حامل اضافه می‌شود. بنابراین، می‌توانیم مقدار لحظه‌ای موج مدوله شده کامل^۲ را با جایگزینی^۳ به جای مقدار پیک ولتاژ حامل^۴ به صورت زیر بنویسیم:

$$v_2 = v_1 \sin 2\pi f_{ct} t$$

اکنون با جایگزین کردن عبارت قبلی به جای^۱ و بسط آن، نتیجه زیر را بدست می‌آوریم:

$$v_2 = (V_c + V_m \sin 2\pi f_m t) \sin 2\pi f_{ct} t = V_c \sin 2\pi f_{ct} t + (V_m \sin 2\pi f_m t) (\sin 2\pi f_{ct} t)$$

که در آن^۲ مقدار لحظه‌ای موج AM (یا^۵ v_{AM}) است، $V_c \sin 2\pi f_{ct} t$ شکل موج حامل است و



شکل ۳.۳: مدولاتور دامنه برای نشان دادن سیگنال‌های ورودی و خروجی.

شکل موج حامل ضرب در شکل موج سیگنال مدوله کننده است. قسمت دوم عبارت، مشخصه AM است. یک مدار باید قادر به تولید ضرب ریاضی حامل و سیگنال‌های مدوله کننده باشد تا AM رخ دهد. موج AM حاصل ضرب سیگنال‌های حامل و مدوله کننده است. مدار مورد استفاده برای تولید AM مدولاتور نامیده می‌شود. دو ورودی آن حامل و سیگنال مدوله کننده و خروجی‌های حاصل در شکل (۳.۲)^۶ نشان داده شده است. مدولاتورهای دامنه حاصل ضرب سیگنال‌های حامل و مدوله کننده را محاسبه می‌کنند. مدارهایی که حاصل ضرب دو سیگنال آنالوگ را محاسبه می‌کنند به عنوان ضرب کننده‌های آنالوگ، میکسرها، مبدل‌ها، آشکارسازهای ضرب کننده‌ها و آشکارسازهای فاز نیز شناخته می‌شوند. مداری که باند پایه یا سیگنال اطلاعات فرکانس پایین تر را به سیگنال فرکانس بالاتر تغییر می‌دهد معمولاً مدولاتور نامیده می‌شود. مداری که برای بازیابی سیگنال اطلاعات اصلی از یک موج AM استفاده می‌شود به نام آشکارساز^۷ یا دمودولاتور^۸ شناخته می‌شود. کاربردهای مخلوط کننده و آشکارساز به تفصیل در فصل‌های بعدی مورد بحث قرار می‌گیرد.

^۱Detector

^۲Demodulator

۲.۳ ضریب مدولاسیون و درصد مدولاسیون

همانطور که قبلاً گفته شد، برای اینکه AM بدون اعوجاج رخ دهد، ولتاژ سیگنال مدوله کننده V_m باید کمتر از ولتاژ حامل V_c باشد. بنابراین، رابطه بین دامنه سیگنال مدوله کننده و دامنه سیگنال حامل مهم است. این رابطه که به نام ضریب مدولاسیون^۵ m شناخته می‌شود (همچنین عامل مدوله کننده یا درجه مدولاسیون نیز نامیده می‌شود) و آن نسبت عبارت زیر است.

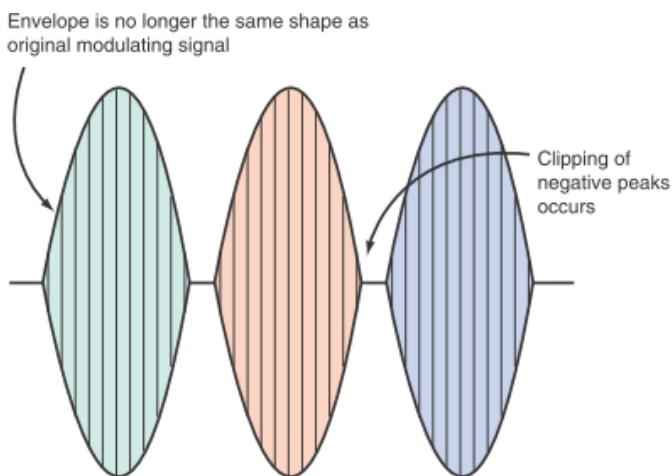
$$m = \frac{V_m}{V_c}$$

این مقادیر پیک سیگنال‌ها هستند و ولتاژ حامل مقدار مدوله نشده است.

با ضرب ضریب مدولاسیون در 100° ، درصد مدولاسیون به دست می‌آید. به عنوان مثال، اگر ولتاژ حامل ۹ ولت و ولتاژ سیگنال مدوله کننده $7/5$ ولت باشد، ضریب مدولاسیون $8333^{\circ}/833^{\circ}$ و درصد مدولاسیون $83/33 = 833^{\circ} \times 100^{\circ}$ است.

مدولاسیون بیش از حد و اعوجاج

ضریب مدولاسیون باید عددی بین 0° و 1° باشد. اگر دامنه ولتاژ مدوله کننده بیشتر از ولتاژ حامل باشد، m بزرگتر از ۱ خواهد شد که باعث ایجاد اعوجاج^۶ در شکل موج مدوله شده می‌شود. اگر اعوجاج به اندازه کافی زیاد باشد، سیگنال اطلاعاتی نامفهوم می‌شود. اعوجاج انتقال صدا باعث ایجاد صدای مخدوش، خشن یا غیرطبیعی در بلندگو می‌شود. اعوجاج سیگنال‌های ویدئویی یک تصویر درهم و نادرست روی صفحه تلویزیون ایجاد می‌کند.



شکل ۲.۳: اعوجاج پوش ناشی از مدولاسیون بیش از حد که در آن دامنه سیگنال مدوله کننده V_m بیشتر از سیگنال حامل V_c است.

اعوجاج ساده در شکل (۴.۲) نشان داده شده است. در اینجا یک سیگنال اطلاعات موج سینوسی یک حامل موج سینوسی را مدوله می‌کند، اما ولتاژ مدوله کننده بسیار بیشتر از ولتاژ حامل است و

^۵Modulation Index

^۶Distortion

در نتیجه شرایطی به نام بیش مدولاسیون^۴ یا مدولاسیون بیش از حد ایجاد می‌شود. همانطور که می‌بینید، شکل موج در خط صفر صاف شده است. سیگنال دریافتی یک شکل موج خروجی به‌شکل پوش تولید می‌کند که در این حالت یک موج سینوسی است که پیک‌های منفی آن قطع شده است. اگر دامنه سیگنال مدوله کننده کمتر از دامنه حامل باشد، هیچ اعوچاجی رخ نخواهد داد. شرایط ایده‌آل برای AM زمانی است که $m = V_m = V_c$ ۱۰۰ است که ۱۰۰ درصد مدولاسیون می‌دهد. این منجر بهبیشترین توان خروجی در فرستنده و بیشترین ولتاژ خروجی در گیرنده بدون اعوچاج می‌شود.

جلوگیری از مدوله بیش از حد مشکل است. به عنوان مثال، در زمان‌های مختلف در طول انتقال صدا، صدای از دامنه کم به دامنه بالا می‌روند. به‌طور معمول، دامنه سیگنال مدوله کننده به‌گونه‌ای تنظیم می‌شود که فقط پیک‌های صوتی ۱۰۰ درصد مدولاسیون ایجاد کنند. این از مدوله بیش از حد و اعوچاج جلوگیری می‌کند. مدارهای خودکار به نام مدارهای فشرده‌سازی^۵ این مشکل را با تقویت سیگنال‌های سطح پایین و حذف یا فشرده سازی سیگنال‌های سطح بالاتر حل می‌کنند. نتیجه یک سطح متوسط توان خروجی بالاتر بدون مدولاسیون بیش از حد است. اعوچاج ناشی از مدولاسیون بیش از حد نیز تداخل کانال مجاور ایجاد می‌کند.

اعوچاج یک سیگنال اطلاعات غیر سینوسی تولید می‌کند. طبق نظریه فوریه، هر سیگنال غیرسینوسی را می‌توان به صورت یک موج سینوسی اساسی در فرکانس سیگنال اطلاعاتی به‌اضافه هارمونیک‌ها در نظر گرفت. بدینهی است که این هارمونیک‌ها حامل را مدوله می‌کنند و می‌توانند با سیگنال‌های دیگر در کانال‌های مجاور حامل تداخل ایجاد کنند.

خوب است بدانید که:

اعوچاج ناشی از مدولاسیون بیش از حد نیز تداخل کانال مجاور ایجاد می‌کند.

درصد مدولاسیون

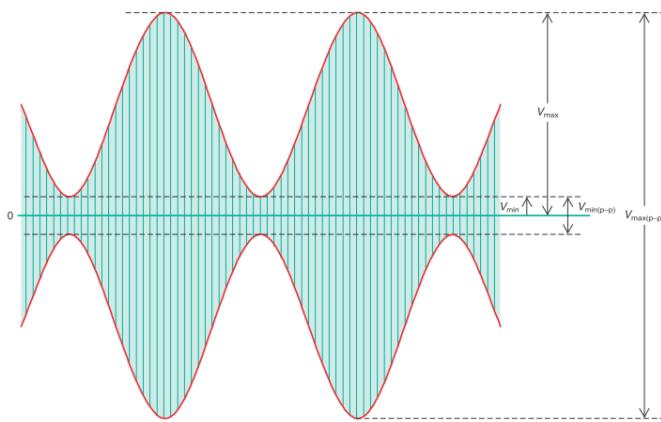
ضریب مدولاسیون را می‌توان با اندازه‌گیری مقادیر واقعی ولتاژ مدولاسیون و ولتاژ حامل و محاسبه نسبت تعیین کرد. با این حال، محاسبه ضریب مدولاسیون از اندازه‌گیری‌های انجام شده بر روی خود موج مدوله شده مرکب رایج‌تر است. هنگامی که سیگنال AM بر روی یک اسیلوسکوپ نمایش داده می‌شود، ضریب مدولاسیون را می‌توان از V_{max} و V_{min} محاسبه کرد، همانطور که در شکل (۵.۳) نشان داده شده است. مقدار پیک سیگنال مدوله کننده V_m نصف اختلاف مقادیر پیک و از طریق رابطه زیر است:

$$V_m = \frac{V_{max} - V_{min}}{2}$$

همانطور که در شکل (۵.۳) نشان داده شده، مقدار پیک سیگنال در طول مدولاسیون، و V_{max} کمترین مقدار، یا پایین‌ترین مقدار موج مدوله شده است. V_{max} نصف مقدار قله به قله سیگنال یا $V_{max(p-p)}/2$ است. کم کردن V_{min} از V_{max} مقدار قله به قله سیگنال مدوله کننده را تولید می‌کند. البته نیمی از آن به سادگی حداکثر مقدار است.

^۴Overmodulation

^۵Compression Circuits



شکل ۵.۳: یک موج AM که ولتاژهای V_{min} و V_{max} را نشان می‌دهد.

مقدار پیک سیگنال حامل V_c میانگین مقادیر V_{min} و V_{max} است:

$$V_c = \frac{V_{max} - V_{min}}{2}$$

و ضریب مدولاسیون برابر است با

$$m = \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{max} + V_{min}}$$

مقدار $(V_{max} - V_{min})$ را می‌توان مستقیماً از صفحه اسیلوسکوپ خواند و مستقیماً در رابطه قرار داد تا ضریب مدولاسیون را محاسبه کند.

مقدار یا عمق AM بیشتر به صورت درصد مدولاسیون یا صورت یک مقدار کسری بیان می‌شود. در مثال ۳-۱، درصد مدولاسیون $m \times 100$ یا $66/2$ درصد است. حداکثر مقدار مدولاسیون بدون اعوجاج سیگنال، البته، 100 درصد است که در آن V_c و V_m برابر هستند. در این زمان، $V_{min} = 0$ و $V_{max} = 2V_m$ ، که در آن $V_c = V_m$ مقدار پیک سیگنال مدوله کننده است.

مثال ۱-۳

فرض کنید در یک سیگنال AM، مقدار $V_{max(p-p)}$ خوانده شده از روی صفحه اسیلوسکوپ $5/9$ قسمت و $V_{min(p-p)}$ برابر $1/2$ قسمت است.

• الف ضریب مدولاسیون چقدر است؟

$$m = \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{max} + V_{min}} = \frac{5/9 - 1/2}{5/9 + 1/2} = 0,662$$

• ب اگر در روی مقیاس عمودی هر قسمت نماینده 2 ولت باشد، مقادیر V_c و V_m را محاسبه کنید. (راهنمایی: سیگنال را رسم کنید.)

$$V_c = \frac{V_{max} + V_{min}}{2} = \frac{5/9 + 1/2}{2} = 3/55 @ \frac{2}{\text{قسمت}}$$

$$V_c = 3/55 \times 2V = 7/1V$$

$$V_m = \frac{V_{max} - V_{min}}{2} = \frac{۵/۹ - ۱/۲}{2} = ۲/۳۵ @ \frac{۲}{\text{قسمت}}$$

$$V_m = ۲/۳۵ \times ۲V = ۴/۷V$$

$$m = \frac{V_m}{V_c} = \frac{۴/۷}{۷/۱} = ۰/۶۶۲$$

۳.۳ باندهای کناری و حوزه فرکانس

هرگاه یک حامل توسط یک سیگنال اطلاعات مدوله شود، سیگنال‌های جدید در فرکانس‌های مختلف به عنوان بخشی از فرآیند تولید می‌شود. این فرکانس‌های جدید که فرکانس‌های کناری یا باندهای کناری نامیده می‌شوند، در طیف فرکانسی مستقیماً در بالا و زیر فرکانس حامل رخ می‌دهند. به طور خاص‌تر، باندهای کناری در فرکانس‌های رخ می‌دهند که مجموع و اختلاف فرکانس‌های حامل و مدوله کننده هستند. هنگامی که سیگنال‌های بیش از یک فرکانس شکل موج را تشکیل می‌دهند، اغلب بهتر است سیگنال AM را در حوزه فرکانس نشان دهیم تا در حوزه زمان.

محاسبه‌های باند کناری

هنگامی که فقط از سیگنال مدوله کننده موج سینوسی تک فرکانس استفاده می‌شود، فرآیند مدولاسیون دو باند کناری ایجاد می‌کند. اگر سیگنال مدوله کننده یک موج پیچیده باشد، مانند صدا یا تصویر، طیف وسیعی از فرکانس‌ها حامل را مدوله می‌کنند و بنابراین طیف وسیعی از باندهای کناری تولید می‌شوند.

باند کناری بالایی f_{USB} ^۹ و باند کناری پایینی f_{LSB} ^{۱۰} به صورت زیر محاسبه می‌شوند

$$f_{USB} = f_c + f_m, \quad \text{و} \quad f_{LSB} = f_c - f_m$$

که در آن f_c فرکانس حامل و f_m فرکانس سیگنال مدوله کننده است.

وجود باندهای کناری را می‌توان به صورت ریاضی نشان داد و با معادله سیگنال AM که قبلاً توضیح داده شد شروع می‌شود:

$$v_{AM} = V_c \sin ۲\pi f_c t + (V_m \sin ۲\pi f_m t) (\sin ۲\pi f_c t)$$

با استفاده از اتحاد مثلثاتی که میگوید حاصل ضرب دو موج سینوسی برابر است با

$$\sin A \sin B = \frac{\cos(A - B)}{2} - \frac{\cos(A + B)}{2}$$

و با جایگزینی این اتحاد در عبارت یک موج مدوله شده، دامنه لحظه‌ای سیگنال تبدیل می‌شود:

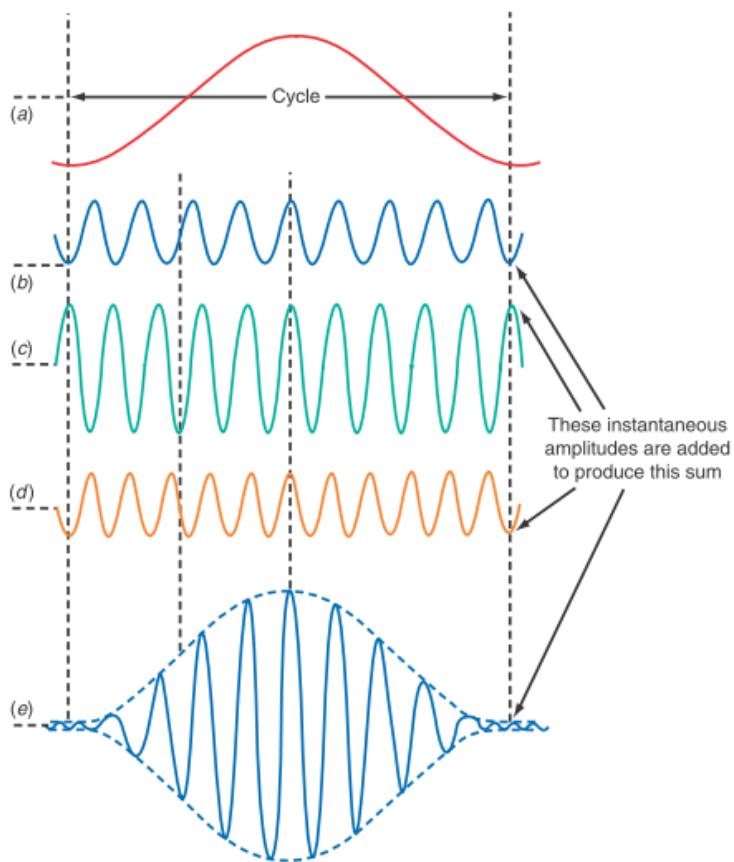
$$v_{AM} = V_c \sin ۲\pi f_c t + \frac{V_m}{2} \cos ۲\pi t(f_c - f_m) - \frac{V_m}{2} \cos ۲\pi t(f_c + f_m)$$

که در آن اولین عبارت سیگنال حامل است. جمله دوم، حاوی اختلاف $f_c - f_m$ ، باند کناری پایینی است و جمله سوم، حاوی مجموع $f_c + f_m$ ، باند کناری بالایی است.

به عنوان مثال، فرض کنید که یک تون (تک فرکانس) ۴۰۰ هرتز، سیگنال حامل ۳۰۰ کیلوهرتز را مدوله می‌کند. باندهای کناری بالا و پایین عبارتند از:

$$f_{USB} = ۳۰۰,۰۰۰ + ۴۰۰ = ۳۰۰,۴۰۰ Hz = ۳۰۰/۴ KHz$$

$$f_{LSB} = ۳۰۰,۰۰۰ - ۴۰۰ = ۲۹۹,۶۰۰ Hz = ۲۹۹/۶ KHz$$



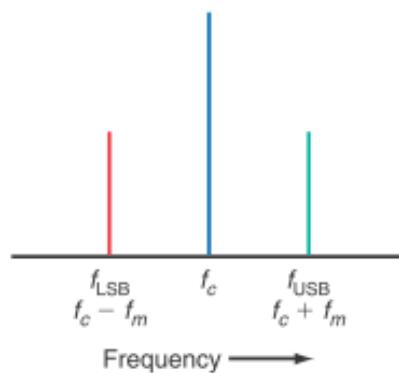
شکل ۶.۳: موج AM مجموع جبری حامل و امواج سینوسی باند کناری بالا و پایین است. (الف) سیگنال اطلاعات یا مدوله کننده. (ب) نوار کناری پایین. (ج) حامل. (د) باند کناری بالایی. (ه) موج مركب AM.

با مشاهده سیگنال AM بر روی اسیلوسکوپ، می‌توانید تغییرات دامنه حامل را نسبت به زمان مشاهده کنید. این نمایشگر دامنه زمانی هیچ نشانه آشکار یا بیرونی از وجود باندهای جانبی ارائه نمی‌دهد، اگرچه فرآیند مدولاسیون در واقع آنها را تولید می‌کند، همانطور که معادله بالا نشان می‌دهد. سیگنال AM در واقع یک سیگنال ترکیبی است که از چندین جزء تشکیل شده است: همانطور که معادله نشان می‌دهد، موج سینوسی حامل به باندهای کناری بالا و پایین اضافه می‌شود. این به صورت گرافیکی در شکل (۶.۳) نشان داده شده است. با جمع کردن این سیگنال‌ها به صورت جبری در هر نقطه زمانی در امتداد محور زمان ورسم نتیجه، موج AM نشان داده شده در شکل به دست می‌آید. این یک موج سینوسی در فرکانس حامل است که دامنه آن همانطور که توسط سیگنال مدوله کننده تعیین می‌شود تغییر می‌کند.

نمایش حوزه فرکانس سیگنال AM

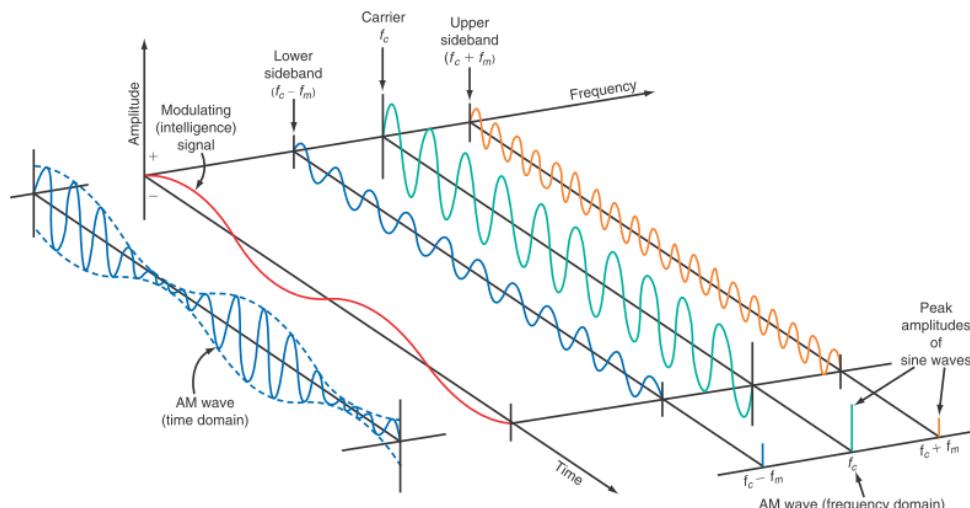
^۱Upper SideBand (USB)

^۲Lower SideBand (LSB)



شکل ۷.۳: نمایش حوزه فرکانس ولتاژ یک سیگنال AM.

روش دیگر برای نشان دادن سیگنال‌های باند کناری، ترسیم دامنه‌های حامل و باند کناری با توجه به فرکانس، مانند شکل (۷.۳) است. در اینجا محور افقی نشان دهنده فرکانس و محور عمودی نشان دهنده دامنه سیگنال‌ها است. سیگنال‌ها ممکن است دامنه‌های ولتاژ، جریان یا توان باشند و ممکن است در مقادیر پیک یا موثر rms داده شوند. نمودار دامنه سیگنال در مقابل فرکانس به عنوان نمایشگر حوزه فرکانس^{۱۱} نامیده می‌شود. برای نمایش دامنه فرکانس سیگنال از یک ابزار آزمایشی به نام تحلیلگر طیف (اسپکترم آنالایزر)^{۱۲} استفاده می‌شود. شکل (۸.۳) رابطه بین نمایشگرهای حوزه زمان



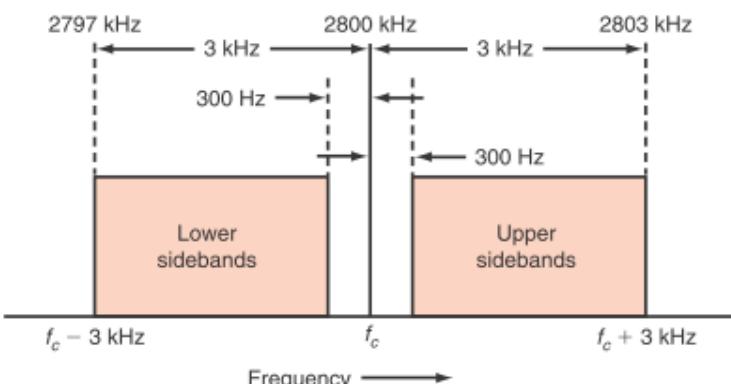
شکل ۸.۳: رابطه بین حوزه زمان و فرکانس.

و فرکانس یک سیگنال AM را نشان می‌دهد. محورهای زمان و فرکانس بر یکدیگر عمود هستند. دامنه‌های نشان داده شده در نمایشگر حوزه فرکانس، مقادیر پیک امواج سینوسی حامل و باند کناری

^{۱۱}Frequency Domain

^{۱۲}Spectrum Analyzer

هستند.



شکل ۹.۳: باندهای کناری بالائی و پایینی سیگнал AM که سیگنال مدوله کننده صدا است.

هرگاه سیگنال مدوله کننده پیچیده‌تر از یک تون (تک فرکانس) موج سینوسی باشد، چندین باند جانبی بالا و پایین توسط فرآیند AM تولید می‌شود. به عنوان مثال، یک سیگنال صوتی شامل بسیاری از مولفه‌های موج سینوسی فرکانس‌های مختلف است که با هم مخلوط شده‌اند. به یاد داشته باشید که فرکانس‌های صوتی در محدوده ۳۰۰۰ هرتز رخ می‌دهد. بنابراین، سیگنال‌های صوتی طیفی از فرکانس‌ها را در بالا و پایین فرکانس حامل، همانطور که در شکل (۹.۳) نشان داده شده، تولید می‌کنند. این باندهای کناری فضای طیف را اشغال می‌کنند. کل پهنای باند یک سیگنال AM با محاسبه حداکثر و حداقل فرکانس باند کناری محاسبه می‌شود. این کار با محاسبه مجموع اختلاف فرکانس حامل و حداقل فرکانس مدوله کننده (۳۰۰۰ هرتز یا ۳ کیلوهرتز در شکل (۹.۳) انجام می‌شود. به عنوان مثال، اگر فرکانس حامل ۲/۸ مگاهرتز (۲۸۰۰ کیلوهرتز) باشد، حداکثر و حداقل فرکانس باند کناری برابر است با:

$$f_{USB} = 2800 + 3 = 2803 \text{ kHz}, \quad f_{LSB} = 2800 - 3 = 2797 \text{ kHz}$$

پهنای باند کل به سادگی تفاوت بین فرکانس‌های باند کناری بالائی و پایینی بدست می‌آید:

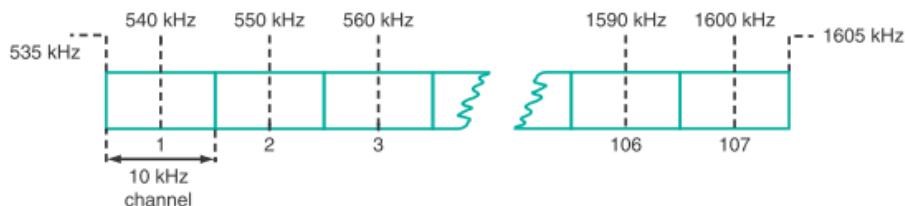
$$BW = f_{USB} - f_{LSB} = 2803 - 2797 = 6 \text{ kHz}$$

همانطور که مشخص است، پهنای باند یک سیگنال AM دو برابر بالاترین فرکانس در سیگنال مدوله کننده است: $BW = 2f_m$ ، که در آن f_m حداقل فرکانس مدوله کننده است. در این مورد سیگنال صدا که حداقل فرکانس 3 kHz است، پهنای باند برابر است با

$$BW = 2f_m = 2(3 \text{ kHz}) = 6 \text{ kHz}$$

مثال ۲-۳

یک ایستگاه پخش استاندارد AM مجاز به انتقال فرکانس‌های مدوله کننده تا ۵ کیلوهرتز است. اگر ایستگاه AM در فرکانس 98.0 کیلوهرتز ارسال کند، حداکثر و حداقل باندهای کناری بالائی و پایینی



شکل ۱۰.۳: طیف فرکانس باند پخش AM

و کل پهنهای باند اشغال شده توسط ایستگاه AM را محاسبه کنید.

$$f_{USB} = 980 + 5 = 985 \text{ kHz}$$

$$f_{LSB} = 980 - 5 = 975 \text{ kHz}$$

$$BW = f_{USB} - f_{LSB} = 985 - 975 = 10 \text{ kHz}$$

$$BW = 2f_m = 2(5 \text{ kHz}) = 10 \text{ kHz}$$

همانطور که مثال (۳-۳) نشان می‌دهد، یک ایستگاه پخش AM دارای پهنهای باند کل ۱۰ کیلوهرتز است. علاوه بر این، ایستگاه‌های پخش AM هر ۱۰ کیلوهرتز در سراسر طیف از ۵۴۰ تا ۱۶۰۰ کیلوهرتز فاصله دارند. این در شکل (۱۰.۲) نشان داده شده است. باندهای کناری از اولین فرکانس پخش AM تا ۵۳۵ کیلوهرتز و تا ۵۴۵ کیلوهرتز گسترش می‌یابند و هر کanal ۱۰ کیلوهرتز را برای سیگنال تشکیل می‌دهند. بالاترین فرکانس کanal ۱۶۰۰ کیلوهرتز است که باندهای کناری آن از ۱۵۹۵ تا ۱۶۰۵ کیلوهرتز گسترش می‌یابد. در مجموع ۱۰۷ کanal با پهنهای ۱۰ کیلوهرتز برای ایستگاه‌های رادیویی AM وجود دارد.

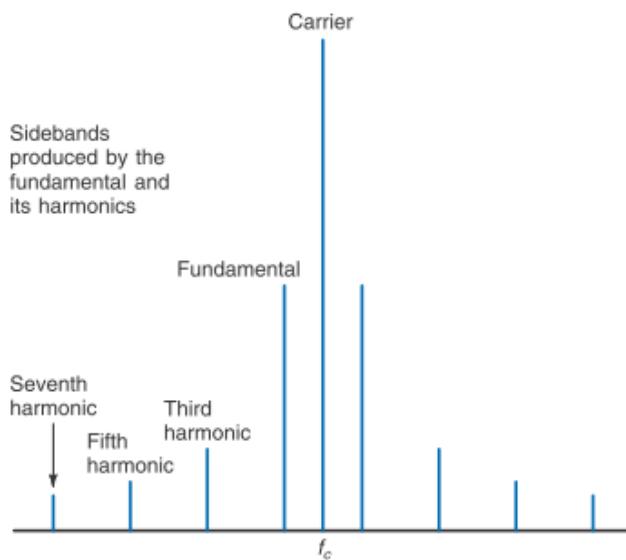
مدولاسیون پالس هنگامی که سیگنال‌های پیچیده مانند پالس‌ها یا امواج مستطیلی یک حامل را مدوله می‌کنند، طیف وسیعی از باندهای کناری (نوارهای جانبی) تولید می‌شود. بر اساس نظریه فوریه، سیگنال‌های پیچیده مانند امواج مربعی، امواج مثلثی، امواج دندانهایی و امواج سینوسی اعوجاج یافته به‌سادگی از یک موج سینوسی اساسی و سیگنال‌های هارمونیک متعدد در دامنه‌های مختلف ساخته شده‌اند. فرض کنید که یک حامل توسط یک موج مربعی که از یک موج سینوسی اساسی و همه هارمونیک‌های فرد تشکیل شده است، مدوله شده است. یک موج مربعی مدوله کننده باندهای کناری را در فرکانس‌های مبتنی بر موج سینوسی اصلی و همچنین در هارمونیک‌های سوم، پنجم، هفتم و غیره تولید می‌کند که منجر به یک نمودار حوزه فرکانس مانند آنچه در شکل (۱۱.۳) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، پالس‌ها سیگنال‌هایی با پهنهای باند بسیار گسترده تولید می‌کنند. برای اینکه یک موج مربعی بدون اعوجاج یا تخریب به‌طور خوب ارسال و دریافت شود، تمام باندهای جانبی مهم باید توسط آنتن‌ها و مدارهای فرستنده و گیرنده عبور داده شوند.

شکل (۱۲.۳) موج AM را نشان می‌دهد که وقتی موج مربعی حامل موج سینوسی را مدوله می‌کند، به‌دست می‌آید. در شکل (۱۲.۳)(الف)، درصد مدولاسیون ۵۰٪ است. در شکل (۱۲.۳)(ب)، ۱۰۰٪ است. در این حالت، وقتی موج مربعی منفی می‌شود، دامنه حامل را به صفر می‌رساند. مدولاسیون دامنه توسط امواج مربعی یا پالس‌های باینری (دودوئی) مستطیلی به عنوان کلیدزنی تغییر دامنه^{۱۳} (ASK)

^{۱۳} amplitude-shift keying (ASK)

نامیده می‌شود. ASK در برخی از انواع ارتباطات داده زمانی که قرار است اطلاعات باینری منتقل شود استفاده می‌شود.

نوع خام دیگری از مدولاسیون دامنه را می‌توان به‌سادگی با خاموش و روشن کردن حامل به‌دست آورد. یک مثال انتقال کد مورس با استفاده از خط- نقطه است. نقطه (دات) یک وقوع کوتاه موج



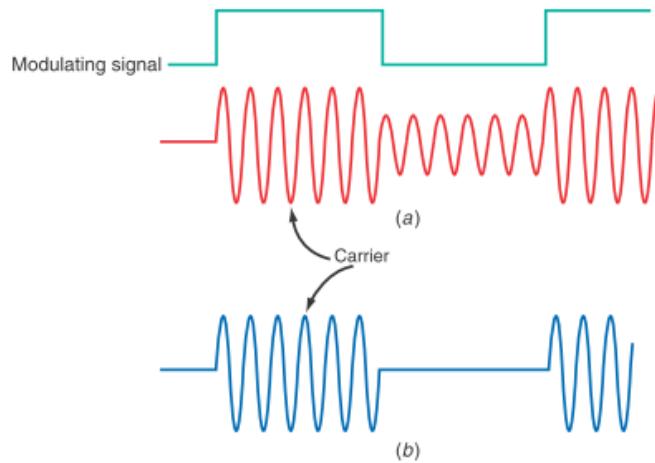
شکل ۱۱.۳: طیف فرکانس یک سیگنال AM مدوله شده توسط موج مربعی.

حامل و خط (خط تیره) یک وقوع طولانی‌تر موج حامل است. شکل (۱۲.۳) انتقال حرف P را نشان می‌دهد که به صورت نقطه- خط- خط- نقطه (تلفظ شود "دیت- دات- دات- دیت") است. مدت زمان یک خط تیره سه برابر طول یک نقطه است و فاصله بین نقطه و خط تیره یک نقطه است. انتقال کد مانند این معمولاً انتقال موج پیوسته^{۱۴} (CW) نامیده می‌شود. به این نوع انتقال به عنوان کلیدزنی (OOK)^{۱۵} نیز گفته می‌شود. علیرغم این واقعیت که فقط حامل در حال انتقال است، باندهای کناری توسط چنین سیگنال‌های ON/OFF تولید می‌شوند. باندهای کناری از فرکانس یا سرعت تکرار خود پالس‌ها به‌اضافه هارمونیک آنها حاصل می‌شوند.

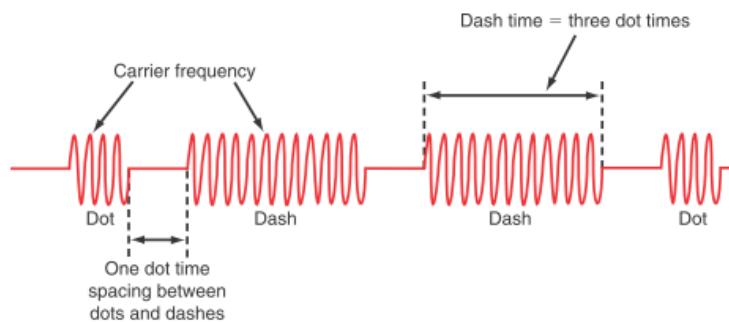
همانطور که قبلاً اشاره شد، اعوجاج سیگنال آنالوگ توسط مدولاسیون بیش از حد، هارمونیک ایجاد می‌کند. به عنوان مثال، طیف تولید شده توسط یک موج سینوسی ۵۰۰ هرتز که یک حامل ۱ مگاهرتز را مدوله می‌کند در شکل (۱۴.۲)(الف) نشان داده شده است. پهنای باند کل سیگنال ۱ کیلوهرتز است. با این حال، اگر سیگنال مدوله کننده اعوجاج یابد، هارمونیک‌های دوم، سوم، چهارم و بالاتر تولید می‌شوند. این هارمونیک‌ها همچنین حامل را مدوله می‌کنند و باندهای کناری بیشتری تولید می‌کنند، همانطور که در شکل (۱۴.۳)(ب) نشان داده شده است. فرض کنید که اعوجاج به‌گونه‌ای است که دامنه هارمونیک فراتر از هارمونیک چهارم ناممکن است (معمولًاً کمتر از ۱ درصد). سپس کل پهنای باند سیگنال حاصل در حدود ۴ کیلوهرتز به جای پهنای باند ۱ کیلوهرتز

^{۱۴}Continuous Wave (CW)

^{۱۵}ON/OFF keying (OOK)



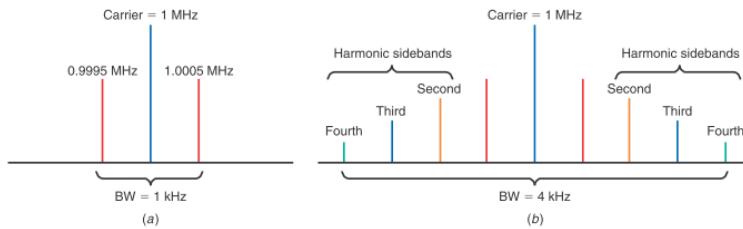
شکل ۱۲.۳: مدولاسیون دامنه یک حامل موج سینوسی توسط یک موج پالس یا مستطیل شکل، کلیدزنی تغییر دامنه نامیده می‌شود. (الف) مدولاسیون پنجاه درصد. (ب) مدولاسیون صد درصد.



شکل ۱۳.۳: ارسال حرف P با کد مورس. نمونه‌ای از کلید زنی قطع و وصل ON/OFF یا (OOK).

است که بدون مدولاسیون و اعوجاج بیش از حد ایجاد می‌شود. هارمونیک‌ها می‌توانند در کانال‌های مجاور همپوشانی داشته باشند، جایی که سیگنال‌های دیگر ممکن است وجود و با آنها تداخل داشته باشند. این تداخل باند جانبی هارمونیک بهدلیل صدایی که در گیرنده دارد گاهی اوقات اسپلتر^{۱۶} نامیده می‌شود. مدولاسیون بیش از حد و اسپلتر بهسادگی با کاهش سطح سیگنال مدوله با استفاده از کنترل بهره یا در برخی موارد با استفاده از مدارهای محدود کننده دامنه یا فشرده سازی حذف می‌شوند.

^{۱۶}Splatter



شکل ۴.۳: اثر مدولاسیون بیش از حد و اعوجاج بر روی پهنای باند سیگنال AM (الف) موج سینوسی 50° هرتز که یک حامل ۱ مگاهرتز را مدوله می‌کند. (ب) موج سینوسی 50° هرتز اعوجاج یافته با هارمونیک‌های دوم، سوم و چهارم قابل توجه.

۴.۳ توان AM

در انتقال رادیویی، سیگنال AM توسط یک تقویت کننده قدرت تقویت و با امپدانس مشخصی به آتن تغذیه می‌شود که در حالت ایده‌آل، اما نه لزوماً، تقریباً مقاومت خالص است. سیگنال AM در واقع ترکیبی از چندین ولتاژ سیگنال، یعنی حامل و دو باند کناری است و هر یک از این سیگنال‌ها در آتن توان تولید می‌کنند. کل توان ارسالی P_T به‌سادگی مجموع توان حامل P_c و توان در دو باند کناری P_{LSB} و P_{USB} است:

$$P_T = P_c + P_{LSB} + P_{USB}$$

با بازگشت به معادله اصلی AM می‌توانید نحوه توزیع و محاسبه توان در سیگنال AM را مشاهده کنید:

$$v_{AM} = V_c \sin 2\pi f_c t + \frac{V_m}{2} \cos 2\pi t(f_c - f_m) - \frac{V_m}{2} \cos 2\pi t(f_c + f_m)$$

که در آن اولین عبارت سیگنال حامل، جمله دوم باند کناری پایینی و جمله سوم باند کناری بالای است.

حال، به‌یاد داشته باشید که V_c و V_m به ترتیب مقدار پیک حامل و موج سینوسی مدوله کننده هستند. برای محاسبات توان، مقدار موثر باید برای ولتاژها استفاده شود. می‌توانیم با تقسیم مقدار پیک بر $\sqrt{2}$ یا ضرب در 70.7° از پیک به موثر تبدیل کنیم. ولتاژ حامل موثر و باند کناری در این صورت خواهد بود:

$$v_{AM} = \frac{V_c}{\sqrt{2}} \sin 2\pi f_c t + \frac{V_m}{2\sqrt{2}} \cos 2\pi t(f_c - f_m) - \frac{V_m}{2\sqrt{2}} \cos 2\pi t(f_c + f_m)$$

توان در سیگنال حامل و باندهای کناری را می‌توان با استفاده از رابطه $T = V^2/R$ محاسبه کرد که در آن P توان خروجی، V ولتاژ خروجی موثر و R قسمت مقاومتی امپدانس بار است که معمولاً یک آتن فقط باید از ضرایب سینوس و کسینوس بالا در رابطه توان استفاده کنیم:

$$P_T = \frac{(V_c/\sqrt{2})^2}{R} + \frac{(V_m/2\sqrt{2})^2}{R} + \frac{(V_m/2\sqrt{2})^2}{R} = \frac{V_c^2}{2R} + \frac{V_m^2}{4R} + \frac{V_m^2}{4R}$$

به‌یاد داشته باشید که می‌توانیم سیگنال مدوله کننده V_m را بر حسب حامل V_c با استفاده از عبارتی که قبلاً برای ضریب مدولاسیون $m = V_m/V_c$ ارائه شد، بیان کنیم. می‌توانیم بنویسیم

$$V_m = mV_c$$

اگر توان‌های باند کناری را بر حسب توان سیگنال حامل بیان کنیم، توان کل می‌شود:

$$P_T = \frac{(V_c)^2}{2R} + \frac{(mV_c)^2}{\lambda R} + \frac{(m^2V_m^2)}{\lambda R} = \frac{V_c^2}{2R} + \frac{m^2V_m^2}{\lambda R} + \frac{m^2V_m^2}{\lambda R}$$

از آنجایی که عبارت $V_c^2/2R$ برابر با توان حامل موثر P_c است، می‌توان آن را فاکتور گرفت،

$$P_T = \frac{V_c^2}{2R} \left(1 + \frac{m^2}{4} + \frac{m^2}{4} \right)$$

در نهایت، زمانی که توان سیگنال حامل و درصد مدولاسیون مشخص باشد، یک رابطه مفید برای محاسبه توان کل در یک سیگنال AM بدست می‌آوریم:

$$P_T = P_c \left(1 + \frac{m^2}{2} \right)$$

برای مثال، اگر سیگنال حامل یک فرستنده مدولاسیون دامنه ۱۰۰۰ وات و ۱۰۰ درصد ($m = 1$) مدوله شده باشد، کل توان AM برابر است با

$$P_T = 1000 \left(1 + \frac{1^2}{2} \right) = 1500W$$

از کل توان، ۱۰۰۰ وات آن در حامل و ۵۰۰ وات را در هر دو باند جانبی باقی می‌گذارد. از آنجایی که باندها کناری از نظر اندازه برابر هستند، هر باند کناری دارای ۲۵۰ وات است.

برای فرستنده ۱۰۰ درصد مدوله شده AM، کل توان باند کناری همیشه نصف توان حامل است. یک سیگنال حامل فرستنده ۵۰ کیلوواتی که ۱۰۰ درصد مدوله شده است دارای توان باند کناری ۲۵ کیلووات با $12/5$ کیلووات در هر باند کناری خواهد بود. توان کل برای سیگنال AM مجموع توان سینال حامل و باند کناری یا ۷۵ کیلو وات است.

وقتی درصد مدولاسیون کمتر از ۱۰۰ بهینه باشد، توان بسیار کمتری در باندهای کناری وجود دارد. به عنوان مثال، برای یک سیگنال حامل ۲۵۰ واتی مدوله شده ۷۰ درصد، توان کل در سیگنال مرکب AM برابر است با:

$$P_T = 250 \left(1 + \frac{7^2}{2} \right) = 250(1 + 0,245) = 311,25W$$

از مجموع، ۲۵۰ وات که در سیگنال حامل است $61,25W - 250 = 61,25W$ در باندهای کناری باقی می‌ماند. در هر باند کناری $61,25/2$ یا $30,625W$ در هر باند کناری وجود دارد.

مثال ۳-۳

یک فرستنده AM دارای توان سیگنال حامل ۳۰ وات است. درصد مدولاسیون ۸۵ درصد است. (الف)
توان کل و (ب) توان یک باند کناری را محاسبه کنید.
(الف)

$$P_T = P_c \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) = 30 \left[1 + \frac{(0,85)^2}{2} \right] = 40,8W$$

(ب)

$$P_{SB}(\text{هر دو}) = P_T - P_c = 40,8 - 30 = 10,8$$

$$P_{SB}(\text{هر یک}) = \frac{P_{SB}}{2} = \frac{10,8}{2} = 5,4W$$

در دنیای واقعی، تعیین توان AM با اندازه‌گیری ولتاژ خروجی و محاسبه توان با عبارت $P = V^2/R$ مشکل است. با این حال، اندازه‌گیری جریان در بار آسان است. به عنوان مثال، می‌توانید از یک آمپرmetr RF که به صورت سری به یک آنتن متصل است برای مشاهده جریان آنتن استفاده کنید. هنگامی که امپدانس آنتن مشخص است، توان خروجی به راحتی با استفاده از رابطه زیر محاسبه می‌شود

$$P_T = I_T^2 R$$

که در آن $I_T = \sqrt{(1 + m^2/2)}$. در اینجا I_c جریان سیگنال حامل مدوله نشده در بار و m ضریب مدولاسیون است. به عنوان مثال، کل توان خروجی یک فرستنده AM مدوله شده ۸۵ درصدی، که جریان سیگنال حامل مدوله نشده آن به امپدانس بار آنتن ۵۰ اهم برابر با ۱۰ آمپر برابر است:

$$I_T = 10 \sqrt{\left(1 + \frac{85}{2}\right)} = 11.67A$$

$$P_T = 11.67^2 (50) = 680.9W$$

یکی از راه‌های تعیین درصد مدولاسیون، اندازه‌گیری جریان آنتن مدوله شده و غیر مدوله شده است. سپس، با تنظیم مجدد جبری رابطه بالا، m را می‌توان به طور مستقیم محاسبه کرد:

$$m = \sqrt{2 \left[\left(\frac{I_T}{I_c} \right)^2 - 1 \right]}$$

فرض کنید جریان آنتن بدون مدوله $2/2A$ است. این جریانی است که فقط سیگنال حامل، یا I_c تولید می‌کند. حال اگر جریان آنتن مدوله شده $2/6A$ باشد، ضریب مدولاسیون برابر است با:

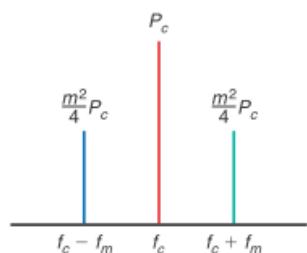
$$m = \sqrt{2 \left[\left(\frac{2/6}{2/2} \right)^2 - 1 \right]} = \sqrt{79.34} = 0.89$$

درصد ضریب مدولاسیون ۸۹ است.

همانطور که می‌بینید، توان در باندهای کناری به مقدار ضریب مدولاسیون بستگی دارد. هر چه درصد مدولاسیون بیشتر باشد، توان باند کناری بیشتر و مجموع توان انتقالی بیشتر می‌شود. البته حداقل قدرت در باندهای کناری زمانی ظاهر می‌شود که سیگنال حامل 100 درصد مدوله شده باشد. توان در هر باند کناری P_{SB} توسط رابطه زیر داده می‌شود.

$$P_{SB} = P_{LSB} = P_{USB} = \frac{P_c n^2}{4}$$

نمونه‌ای از نمایش دامنه زمانی سیگنال AM (قدرت) به شرح زیر است.



با فرض 100 درصد مدولاسیون که در آن ضریب مدولاسیون $m = 1$ ، توان در هر باند جانبی 25 درصد توان حامل است. از آنجایی که دو باند کناری وجود دارد، قدرت آنها با هم 50 درصد از توان حامل را نشان می‌دهد. به عنوان مثال، اگر توان سیگنال حامل 100 وات باشد، در مدولاسیون 100 درصد، 50 وات در باندهای کناری، در هر کدام 25 وات، ظاهر می‌شود. بنابراین، کل توان ارسالی، مجموع توان حامل و باندهای کناری یا 150 وات است. هدف در AM این است که درصد مدولاسیون را تا حد ممکن بدون مدولاسیون بیش از حد بالا نگه دارد تا حداکثر توان باند کناری منتقل شود.

توان سیگنال حامل دو سوم کل توان ارسالی را نشان می‌دهد. با فرض قدرت حامل 100 وات و توان کل 150 وات، درصد توان حامل $\frac{100}{150} = 0.667$ یا 66.7% درصد است. بنابراین درصد توان باند کناری $\frac{50}{150} = 0.333$ یا 33.3% درصد است.

خود سیگنال حامل هیچ اطلاعاتی را منتقل نمی‌کند. سیگنال حامل را می‌توان ارسال و دریافت کرد، اما تا زمانی که مدولاسیون رخ ندهد، هیچ اطلاعاتی مخابره نخواهد شد. هنگامی که مدولاسیون رخ می‌دهد، باندهای کناری تولید می‌شوند. بنابراین، به راحتی می‌توان نتیجه گرفت که تمام اطلاعات ارسال شده در باندهای کناری موجود است. تنها یک سوم از کل توان ارسالی به باندهای کناری تخصیص داده می‌شود و دو سوم باقی مانده به معنای واقعی کلمه بر روی سیگنال حامل تلف می‌شود. در درصدهای کمتر مدولاسیون، قدرت در باندهای کناری حتی کمتر است. برای مثال، با فرض

توان سیگنال حامل 500 وات و مدولاسیون 70 درصد، توان در هر باند کناری برابر است با:

$$P_{SB} = \frac{P_c m^2}{4} = \frac{500(0.7)^2}{4} = 61.25W$$

و مجموع توان باند کناری 122.5 وات است. البته قدرت سیگنال حامل بدون تغییر در 500 وات باقی می‌ماند.

همانطور که قبلًا گفته شد، سیگنال‌های صوتی و تصویری پیچیده در دامنه و دامنه فرکانس وسیعی متفاوت هستند و مدولاسیون 100 درصد فقط در قله‌های سیگنال مدوله کننده رخ می‌دهد. به همین دلیل، میانگین توان باندهای کناری به طور قابل توجهی کمتر از 50 درصد ایده‌آل است که با مدولاسیون 100 درصد تولید می‌شود. با انتقال قدرت باند کناری کمتر، سیگنال دریافتی ضعیفتر و ارتباطات کمتر قابل اعتماد است.

مثال ۴-۳

یک آتن دارای امپدانس 40 اهم است. یک سیگنال AM مدوله نشده جریانی برابر با 4.8 آمپر تولید می‌کند. مدولاسیون 90 درصد است. (الف) توان حامل، (ب) توان کل، و (ج) توان باند کناری را محاسبه کنید.

(الف):

$$P_c = I^2 R = (4.8)^2 (40) = 921.6W$$

(ب):

$$I_T = I_c \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}} = 4.8 \sqrt{1 + \frac{0.9^2}{2}} = 5.7A$$

$$P_T = I_T^2 R = (5.7)^2 (40) = 1295W$$

(ج):

$$P_{SB} = P_T - P_c = ۱۲۹۵ - ۹۲۱/۶ = ۳۷۳/۴W (۱۸۶/۷W)$$

مثال ۵-۳

فرستنده در مثال (۳-۴) تغییر جریان آنتن را از $۴/۸A$ بدون مدوله به $۵/۱A$ تجربه می‌کند. در صد مدولاسیون چقدر است؟

$$\begin{aligned} m &= \sqrt{2 \left[\left(\frac{I_T}{I_c} \right)^2 - 1 \right]} \\ &= \sqrt{2 \left[\left(\frac{۵/۱}{۴/۸} \right)^2 - 1 \right]} = ۰,۵۱ \end{aligned}$$

و در صد مدولاسیون ۵۱ است.

مثال ۶-۳

قدرت یک باند کناری فرستنده در مثال (۳-۴) چقدر است؟

$$P_{SB} = m^2 \frac{P_c}{4} = \frac{(۰/۹)^2 (۹۲۱/۶)}{4} = ۱۸۶,۶W$$

علیرغم ناکارآمدی آن، AM هنوز به طور گسترده مورد استفاده قرار می‌گیرد زیرا ساده و مؤثر است. در پخش رادیویی AM، رادیو آماتوری CB، پخش تلویزیونی و ارتباطات برج هواپیما استفاده می‌شود. برخی از رادیوهای کنترلی ساده بهدلیل سادگی از ^{۱۷}ASK استفاده می‌کنند. به عنوان مثال می‌توان AM به درب بازکن‌های گاراژ و دستگاه‌های ورودی بدون کلید از راه دور در اتومبیل‌ها اشاره کرد. همچنانین به طور گسترده در ترکیب با مدولاسیون فاز برای تولید مدولاسیون دامنه تربیعی (QAM) ^{۱۸} استفاده می‌شود که انتقال داده‌ها را با سرعت بالا در مودم‌ها، تلویزیون کابلی و برخی از برنامه‌های ^{۱۹}بی سیم تسهیل می‌کند.

۵.۳ مدولاسیون تک باند کناری

در مدولاسیون دامنه، دو سوم توان ارسالی در سیگنال حامل است که خود هیچ اطلاعاتی را منتقل نمی‌کند. اطلاعات واقعی در باندهای کناری موجود است. یکی از راه‌های بهبود کارایی مدولاسیون دامنه، حذف سیگنال حامل و حذف یک باند کناری است. نتیجه یک سیگنال تک باند ^{۲۰} است. شکلی از AM است که مزایای منحصر به فردی را در برخی از انواع ارتباطات الکترونیکی ارائه می‌دهد.

سیگنال‌های DSB

اولین قدم در تولید سیگنال SSB، حذف سیگنال حامل، ترک باندهای کناری بالائی یا پایین است. به این نوع سیگنال، سیگنال حامل حذف شده دو طرفه (DSB) یا DSSC ^{۲۰} گفته می‌شود. البته مزیت

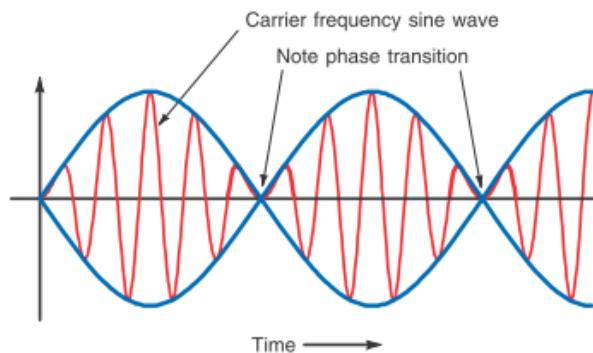
^{۱۷}Amplitude Shift Keying (ASK)

^{۱۸}Quadrature Amplitude Modulation (QAM)

^{۱۹}Single-Sideband (SSB)

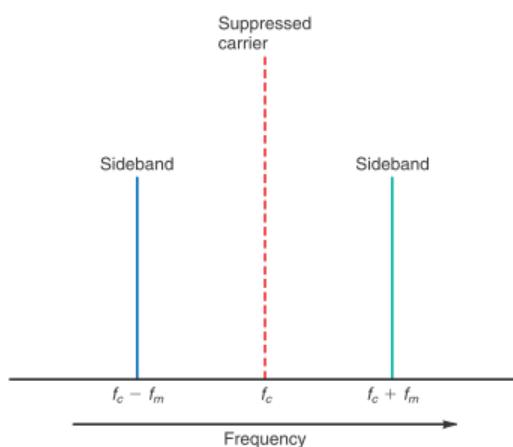
^{۲۰} Double-Sideband Suppressed Carrier (DSSC or DSB)

این است که هیچ توانی در حامل هدر نمی‌رود. مدولاسیون حامل حذف شده دو طرفه به سادگی یک مورد خاص از AM بدون حامل است.



شکل ۱۵.۳: نمایش حوزه زمان سیگنال مدولاسیون دامنه DSB

یک سیگنال DSB معمولی در شکل (۱۵.۳) نشان داده شده است. این سیگنال، مجموع جبری دو باند جانبی سینوسی، سیگنالی است که هنگام مدوله شدن یک حامل توسط سیگنال اطلاعات موج سینوسی تک فرکانسی تولید می‌شود. سیگنال حامل حذف شده است و سیگنال DSB حوزه زمان یک موج سینوسی در فرکانس حامل، همانطور که نشان داده شده، بوده که در دامنه متفاوت است. توجه داشته باشید که پوشش این شکل موج با سیگنال مدوله کننده یکسان نیست، زیرا در یک سیگنال AM خالص با سیگنال حامل است. یک ویژگی منحصر به فرد سیگنال DSB، انتقال فاز است که در بخش‌های با دامنه پایین‌تر موج رخ می‌دهد. در شکل (۱۵.۳)، توجه داشته باشید که دو نیم دوره مثبت مجاور در نقاط صفر در موج وجود دارد. این یکی از راههایی است که از روی صفحه نمایش اسیلوسکوپ می‌توان تشخیص داد که سیگنال نشان داده شده یک سیگنال DSB واقعی است یا خیر. نمایش دامنه فرکانس سیگنال DSB در شکل (۱۶.۲) آورده شده است. همانطور که نشان



شکل ۱۶.۳: نمایش حوزه فرکانس سیگنال DSB

داده شده، فضای طیف اشغال شده توسط سیگنال DSB با سیگنال AM معمولی یکسان است. سیگنال‌های حامل حذف شده دو طرفه توسط مداری به نام مدولاتور متعادل تولید می‌شوند. هدف مدولاتور متعادل تولید مجموع و اختلاف فرکانس‌ها اما حذف یا متعادل کردن حامل است. مدولاتورهای متعادل به تفصیل در فصل چهارم توضیح داده شده‌اند.

علیرغم این واقعیت که حذف حامل در AM DSB باعث صرفه جویی قابل توجهی در مصرف برق می‌شود، DSB به طور گسترده مورد استفاده قرار نمی‌گیرد، زیرا سیگنال در گیرنده دمودولاسیون (بازیابی-آشکارسازی) دشوار است. با این حال، یکی از کاربردهای مهم DSB، انتقال اطلاعات رنگ در یک سیگنال تلویزیونی است.

سیگنال‌های SSB

در انتقال DSB، از آنجایی که باندهای جانبی مجموع و اختلاف سیگنال‌های حامل و مدوله کننده هستند، اطلاعات در هر دو باند کناری موجود است. همانطور که مشخص است، دلیلی برای انتقال هر دو باند کناری برای انتقال اطلاعات وجود ندارد. یک باند کناری را می‌توان حذف کرد. باند کناری باقیمانده سیگنال حامل حذف شده تک باند^{۲۱} (SSC یا SSSC) یا SSB نامیده می‌شود. سیگنال‌های SSB چهار مزیت عمده را ارائه می‌دهند.

۱. مزیت اصلی سیگنال SSB این است که فضای طیفی که اشغال می‌کند تنها نصف سیگنال‌های AM و DSB است. این امر فضای طیف را تا حد زیادی حفظ می‌کند و اجازه می‌دهد تا سیگنال‌های بیشتری در همان محدوده فرکانس ارسال شود.

۲. تمام توانی که قبل‌به حامل و باند کناری دیگر اختصاص داده شده بود را می‌توان به یک باند کناری تکی هدایت کرد و سیگنال قوی‌تری تولید کرد که فاصله دورتر را پوشش می‌دهد تا در فواصل بیشتر با اطمینان بیشتری دریافت شود. از طرف دیگر، فرستنده‌های SSB را می‌توان کوچک‌تر و سبک‌تر از فرستنده‌های معادل AM یا DSB ساخت زیرا از مدار و توان کمتری استفاده می‌شود.

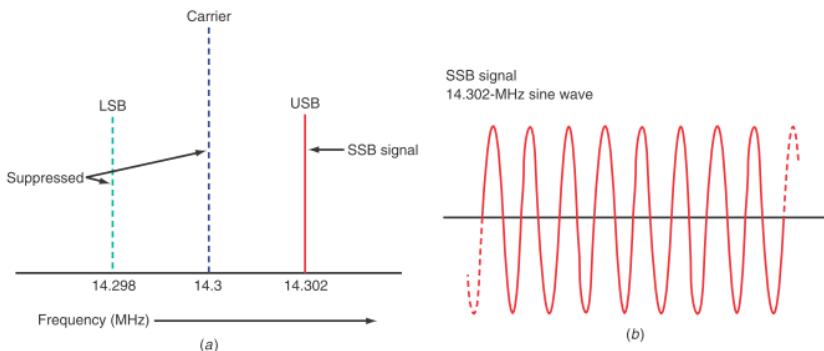
۳. از آنجایی که سیگنال‌های SSB پهنای باند باریک‌تری را اشغال می‌کنند، میزان نویز در سیگنال کاهش می‌یابد.

۴. محو شدن انتخابی سیگنال SSB در فواصل طولانی کمتر است. یک سیگنال AM در واقع چندین سیگنال است، حداقل یک حامل و دو باند کناری. این فرکانس‌ها در فرکانس‌های متفاوتی هستند، بنابراین به روش‌های کمی متفاوت تحت تأثیر یونوسفر و جو فوکانی قرار می‌گیرند، که تأثیر زیادی بر سیگنال‌های رادیویی کمتر از حدود ۵۰ مگاهرتز دارند. حامل و باندهای کناری ممکن است در زمان‌های کمی متفاوت به گیرنده برسند و باعث تغییر فاز شوند که بهنوبه خود می‌تواند باعث شود آنها به گونه‌ای اضافه شوند که یکدیگر را خنثی کنند نه اینکه به سیگنال AM اصلی اضافه شوند. چنین حذف، یا محو شدن انتخابی، مشکلی برای SSB نیست زیرا تنها یک باند کناری در حال انتقال است.

یک سیگنال SSB دارای برخی ویژگی‌های غیر معمول است. اول، زمانی که هیچ اطلاعات یا سیگنال مدوله وجود ندارد، سیگنال RF ارسال نمی‌شود. در یک فرستنده استاندارد AM، حامل همچنان منتقل می‌شود حتی اگر مدوله نشده باشد. این حالتی است که ممکن است در حین مکث صدا در

^{۲۱}Single Sideband Suppressed Carrier (SSSC or SSB)

پخش AM رخ دهد. اما از آنجایی که هیچ حاملی در یک سیستم SSB ارسال نمی‌شود، اگر سیگنال اطلاعات صفر باشد، هیچ سیگنالی وجود ندارد. باندهای کناری فقط در طول فرآیند مدولاسیون تولید می‌شوند، به عنوان مثال، زمانی که شخصی با میکروفون صحبت می‌کند. این توضیح می‌دهد که چرا SSB بسیار کارآمدتر از AM است.



شکل ۱۷.۳: یک سیگنال SSB تولید شده توسط یک موج سینوسی ۲ کیلوهرتز که یک حامل موج سینوسی ۱۴/۳ مگاهرتز را مدوله می‌کند.

شکل (۱۷.۳) نمایشگرهای دامنه فرکانس و زمان یک سیگنال SSB را نشان می‌دهد که وقتی یک تون(تک فرکانس) موج سینوسی ثابت ۲ کیلوهرتز یک حامل ۱۴/۳ مگاهرتز را مدوله می‌کند، تولید می‌شود. مدولاسیون دامنه باندهای کناری ۱۴/۲۹۸ و ۱۴/۳۰۲ مگاهرتز را تولید می‌کند. در SSB فقط از یک باند کناری استفاده می‌شود. شکل (۱۷.۳)(الف) نشان می‌دهد که فقط نوار کناری بالایی تولید می‌شود. سیگنال RF به سادگی یک موج سینوسی ۱۴/۳۰۲ مگاهرتز با توان ثابت است. نمایش دامنه زمانی این سیگنال SSB در شکل (۱۷.۳)(ب) نشان داده شده است.

البته بیشتر سیگنال‌های اطلاعاتی ارسال شده توسط SSB امواج سینوسی خالص نیستند. سیگنال مدولاسیون رایج تر، صدا، با فرکانس و محتوای دامنه متفاوت است. سیگنال صوتی یک سیگنال پیچیده SSB ایجاد می‌کند که در فرکانس و دامنه در طیف باریکی که توسط پهنهای باند سیگنال صوتی تعریف شده، متفاوت است. شکل موج در خروجی مدولاتور SSB همان شکل موج باند پایه است، اما در فرکانس جابجا شده است.

معایب سیگنال‌های DSB و SSB

عیب اصلی سیگنال‌های DSB و SSB این است که آشکارسازی (بازیابی) آنها در گیرنده سخت‌تر است. دیمودولاسیون بستگی به حضور حامل دارد. اگر حامل وجود نداشته باشد، باید در گیرنده بازسازی شود و دوباره به سیگنال وارد شود. برای بازیابی صحیح سیگنال اطلاعاتی، حاملی که مجدد وارد شده است باید همان فاز و فرکانس حامل اصلی را داشته باشد. این یک نیاز دشوار است. هنگامی که از SSB برای انتقال صدا استفاده می‌شود، فرکانس حامل دوباره وارد را می‌توان تغییر داد به طوری که آن را به صورت دستی تنظیم کرد و در حین گوش دادن برای بازیابی یک سیگنال قابل فهم، آن را تنظیم کرد. این با برخی از انواع سیگنال‌های داده امکان پذیر نیست.

برای حل این مشکل، گاهی اوقات یک سیگنال حامل سطح پایین همراه با دو باند کناری در DSB یا یک باند کناری در SSB ارسال می‌شود. از آنجایی که حامل دارای سطح توان پایینی است، مزایای

ضروری SSB حفظ می‌شود، اما حامل ضعیفی دریافت می‌شود تا بتوان آن را تقویت کرد و مجدداً برای بازیابی اطلاعات اصلی وارد کرد. چنین حامل سطح پایینی به عنوان حامل خلبان^{۲۲} نامیده می‌شود. این فناوری در انتقال FM استریو و همچنین در انتقال اطلاعات رنگ در تصویر تلویزیون استفاده می‌شود.

ملاحظات توان سیگنال

در AM معمولی، توان ارسالی بین حامل و دو باند کناری توزیع می‌شود. به عنوان مثال، با توجه به توان حامل 400 وات با مدولاسیون 100 درصد، هر باند کناری دارای 100 وات و کل توان ارسالی 600 وات خواهد بود. توان انتقال موثر، توان ترکیبی در باندهای کناری یا 200 وات است.

یک فرستنده SSB هیچ حاملی ارسال نمی‌کند، بنابراین توان حامل صفر است. یک فرستنده SSB داده شده همان کارایی ارتباطی یک واحد AM معمولی را دارد که قدرت بسیار بیشتری دارد. به عنوان مثال، یک فرستنده SSB 10 وات، قابلیت‌های عملکردی یک فرستنده AM را ارائه می‌کند. که در مجموع 40 وات کار می‌کند، زیرا هر دو قدرت 10 وات را در یک باند کناری نشان می‌دهند. مزیت قدرت SSB نسبت به AM، $1 : 4$ است.

در SSB، خروجی فرستنده بر حسب قدرت قله پوش^{۲۳} (PEP)، حداکثر توان تولید شده در قله‌های دامنه صدا بیان می‌شود. $PEP = V^2/R$ با معادله $P = V^2/R$ محاسبه می‌شود. به عنوان مثال، فرض کنید که یک سیگنال صوتی یک سیگنال 360 ولت اوج به اوج را در یک بار 50 اهمی تولید می‌کند. ولتاژ موثر 707% برابر مقدار پیک است و مقدار قله آن نصف ولتاژ قله به قله است. در این مثال، ولتاژ موثر $V = \sqrt{2} \times 360 = 509$ ولت است.

در این صورت، قدرت قله پوش برابر است با

$$PEP = V_{rms}^2/R = \frac{(509)^2}{50} = 324W$$

توان ورودی PEP به سادگی توان ورودی dc طبقه تقویت کننده آخری فرستنده در لحظه پیک پوش صدا است. این ولتاژ تغذیه dc طبقه تقویت کننده آخری است که در حداکثر جریان تقویت کننده که در اوج رخ می‌دهد ضرب می‌شود.

$$PEP = V_s I_{max}$$

که در آن
 V_s = ولتاژ منبع تقویت کننده
 I_{max} = جریان پیک است.

به عنوان مثال، یک منبع تغذیه 450 ولت با جریان پیک $8A$ یک $PEP = 360W$ تولید می‌کند.

^{۲۲}Pilot Carrier

^{۲۳}Peak Envelope Power (PEP)

خوب است بدانید که:

از آنجایی که آشکارسازی سیگنال‌های DSB و SSB دشوار است، گاهی اوقات یک سیگنال حامل سطح پایین همراه با باند(های) کناری ارسال می‌شود. از آنجایی که حامل دارای سطح توان پایینی است، مزایای DSB و SSB حفظ می‌شود. سپس سیگنال حامل تقویت شده و مجدداً برای بازیابی اطلاعات اعمال می‌شود.

توجه داشته باشید که اوج دامنه صدا تنها زمانی تولید می‌شود که صدای بسیار بلند در طول الگوهای گفتاری خاص یا زمانی که بر روی کلمه یا صدا تأکید شده باشد تولید می‌شود. در طول سطوح گفتار معمولی، سطح توان ورودی و خروجی بسیار کمتر از سطح PEP است. میانگین توان معمولاً تنها یک چهارم تا یک سوم مقدار PEP در گفتار معمولی انسان است:

$$P_{avg} = \frac{PEP}{3} \quad \text{یا} \quad P_{avg} = \frac{PEP}{4}$$

با قدرت قله پوش ۲۴۰ وات، توان متوسط تنها ۶۰ تا ۸۰ وات است. فرستنده‌های معمولی SSB طوری طراحی شده‌اند که فقط سطح توان متوسط نه PEP را به طور مداوم کنترل کنند. البته با اعمال یک سیگنال صوتی پیچیده، باند کناری ارسالی، در فرکانس و دامنه تغییر خواهد کرد. این باند کناری همان پهنای باند یک باند کناری را در یک سیگنال AM کاملاً مدوله شده با حامل اشغال می‌کند.

اتفاقاً فرقی نمی‌کند که از نوار کناری بالایی یا پایینی استفاده شود، زیرا اطلاعات در هر یک از آنها موجود است. یک فیلتر معمولاً برای حذف نوار کناری ناخواسته استفاده می‌شود.

مثال ۷-۳

یک فرستنده SSB ولتاژ پیک تا پیک ۱۷۸ ولت را در یک بار آنتن ۷۵ اهمی تولید می‌کند. PEP چقدر است؟

$$V_p = \frac{V_{p-p}}{2} = \frac{178}{2} = 89V$$

$$V_{rms} = \sqrt{0.7 \cdot V_p^2} = \sqrt{0.7 \cdot (89)^2} = 62.9V$$

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{(62.9)^2}{75} = 52.8W$$

$$PEP = 52.8W$$

مثال ۸-۳

یک فرستنده SSB دارای منبع تغذیه ۲۴ ولت DC است. در پیک‌های صوتی، جریان حداکثر به $\frac{9}{3}$ آمپر می‌رسد.

الف: توان PEP چقدر است؟

$$PEP = V_s I_m = 24 \left(\frac{9}{3}\right) = 223.2W$$

ب: توان متوسط فرستنده چقدر است؟

$$P_{avg} = \frac{PEP}{3} = \frac{223.2}{3} = 74.4W$$

$$P_{avg} = \frac{PEP}{4} = \frac{222/2}{4} = 55.8W$$

$$P_{avg} = 55.8W \quad \text{تا} \quad 74.4W$$

۶.۳ طبقه بندی انتشار رادیویی

شکل (۱۸.۳) کدهایی را نشان می‌دهد که برای تعیین انواع سیگنال‌های قابل انتقال توسط رادیو و سیم استفاده می‌شوند. کد اصلی از یک حرف بزرگ و یک عدد تشکیل شده است و از حروف کوچک برای تعاریف خاص تر استفاده می‌شود. به عنوان مثال، یک سیگنال صوتی پایه AM مانند سیگنالی که در باند پخش AM یا رادیو CB یا هوپیما شنیده می‌شود دارای کد A^3 است. تمام تغییرات AM با استفاده از هوش صوتی یا تصویری دارای نام A^3 هستند، اما از حروف مشترک برای تشخیص آنها استفاده می‌شود. نمونه‌هایی از کدهای تعیین‌کننده سیگنال‌هایی که در این فصل توضیح داده شده‌اند به شرح زیر است:

DSB	= سیگنال حامل کامل ، دو باند کناری
DSB	= سیگنال حامل حذف ، دو باند کناری
SSB	= سیگنال حامل حذف ، تک باند کناری
SSB	= ده درصد حامل خلبان ، تک باند کناری
VSB	= تلویزیون ، باند کناری اضافی
OOK و ASK	= A^1

توجه داشته باشید که عناوین خاصی برای ارسال فکس و پالس وجود دارد و عدد ۹ هر مدولاسیون یا تکنیک خاصی را که در جای دیگری پوشش داده نشده است را پوشش می‌دهد. هنگامی که یک عدد قبل از کد حرف قرار می‌گیرد، عدد به پهنانی باند بر حسب کیلوهرتز اشاره دارد. به عنوان مثال، نام $10A^3$ به یک سیگنال AM صوتی با پهنانی باند 10 کیلوهرتز اشاره دارد. نام $20A^3h$ به یک سیگنال AM با حامل کامل و فرکانس پیام تا 20 کیلوهرتز اشاره دارد.

سیستم دیگری که برای توصیف سیگنال استفاده می‌شود در شکل ۳-۱۹ آورده شده است. این روش مشابه روشی است که توضیح داده شد، اما با برخی تغییرات. این تعریفی است که توسط سازمان استاندارد اتحادیه بین المللی مخابرات (ITU) استفاده می‌شود. برخی از نمونه‌ها هستند

A^3F	مدولاسیون دامنه آنالوک TV
J^3E	SSB صوت
F^2D	داده FSK
G^7E	صدای مدوله شده فاز ، سیگنالهای متعدد

شکل ۱۸.۳: تخصیص کد انتشار رادیویی

تخصیص کد انتشار رادیویی	
مدولاسیون دامنه	A حروف
مدولاسیون فرکانس	F
مدولاسیون فاز	P
سیگنال حامل روشن، بدون پیام (رادیو بیکن)	◦ اعداد
سیگنال حامل روشن / خاموش، بدون پیام (مورس کد، رادر)	۱
سیگنال حامل روشن، کلیدزنی تون (روشن / خاموش)	۲ اعداد
تلگرافی، پیام بصورت صوت و موزیک	۳
فاکس، شکلهای بدون حرکت	۴
باند کناری اضافی (تلویزیون تجاری)	۵
چهار فرکانس دوطرفه تلگرافی	۶
چندین باند کناری هر کدام پیام متفاوت	۷
	۸
(کلی) تمام موارد دیگر	۹
	اندیس‌ها
دو باند کناری و حامل کامل	بدون اندیس
تک باند کناری، سیگنال حامل تقلیل یافته	a
دو باند کناری، سیگنال حامل حذف	b
باند کناری اضافی	c
مددولاسیون دامنه پالس ، فقط حامل (PAM)	d
مددولاسیون عرض پالس، فقط حامل (PWM)	e
مددولاسیون موقعیت پالس، فقط حامل (PPM)	f
پالس‌های کوانتره، تصویر دیجیتالی	g
تک باند کناری، حامل کامل	h
تک باند کناری، بدون حامل	j
انواع مدولاسیون	
حامل مدوله نشده	N
مددولاسیون دامنه	A
تک باند کناری	J
مددولاسیون فرکانس	F
مددولاسیون فاز	G
یک سری پالس، بدون مددولاسیون	P
انواع سیگنال مدوله کننده	
هیچ	◦
دیجیتال، تک کانال، بدون مددولاسیون	۱
دیجیتال، تک کانال، با مددولاسیون	۲
آنالوک، تک کانال	۳

ادامه	
دیجیتال، دو یا چند کانال	۷
آنالوک، دو یا چند کانال	۸
آنالوک بعلاوه دیجیتال	۹
نوع سیگنال اطلاعات	
هیچ	N
تلگرافی، انسان	A
تلگرافی، ماشین	B
فاکس	C
داده، تله‌متري ، سیگنال‌های کنترل	D
تلفنی (صحبت انسان)	E
تصویری، تلویزیون	F
ترکیبی از موارد بالا	W

سؤالات:

۱. مدولاسیون را تعریف کنید.
۲. توضیح دهید که چرا مدولاسیون ضروری یا مطلوب است.
۳. مداری را که باعث می‌شود یک سیگنال دیگر را مدوله کند نام ببرید و نام دو سیگنال اعمال شده بهاین مدار را ذکر کنید.
۴. در AM، حامل مطابق با سیگنال اطلاعات چگونه تغییر می‌کند؟
۵. فرکانس حامل معمولاً کمتر از فرکانس مدوله کننده است. درست است یا غلط؟
۶. طرح کلی قله‌های سیگنال حامل چه نام دارد و چه شکلی دارد؟
۷. ولتاژهایی که در طول زمان تغییر می‌کنند چه نامیده می‌شوند؟
۸. عبارت مثلثاتی را برای سیگنال حامل موج سینوسی بنویسید.
۹. فرکانس حامل در طول AM ثابت می‌ماند. درست است یا غلط؟
۱۰. یک مدولاتور دامنه چه عملیات ریاضی را انجام می‌دهد؟
۱۱. رابطه ایده‌آل بین ولتاژ سیگنال مدوله کننده V_m و ولتاژ حامل V_c چیست؟
۱۲. وقتی ضریب مدولاسیون به صورت درصد بیان می‌شود چه نامیده می‌شود؟
۱۳. اثرات درصد مدولاسیون بیشتر از 10° را توضیح دهید.

۱۴. نام سیگنال‌های جدید تولید شده توسط فرآیند مدولاسیون چیست؟
۱۵. نام نوع سیگنالی که در اسیلوسکوپ نمایش داده می‌شود چیست؟
۱۶. نوع سیگنالی که مولفه دامنه آن با توجه به فرکانس نمایش داده می‌شود چیست و این سیگنال روی چه دستگاهی نمایش داده می‌شود؟
۱۷. توضیح دهید که چرا سیگنال‌های غیرسینوسی پیچیده و اعوجاج یافته سیگنال AM با پهنهای باند بیشتری نسبت به سیگنال موج سینوسی ساده با فرکانس مشابه تولید می‌کنند.
۱۸. برای ایجاد موج AM سه نوع سیگنال را که می‌توان اضافه کرد، چیست؟
۱۹. نام سیگنال AM که حامل آن توسط پالس‌های باینری (دودوئی) مدوله می‌شود چیست؟
۲۰. ارزش نمایش فیزوری سیگنال‌های AM چیست؟
۲۱. سیگنال مدوله کننده در طیف خروجی یک سیگنال AM ظاهر می‌شود. درست است یا غلط؟
۲۲. چند درصد از کل توان در یک سیگنال AM در حامل است؟ در یک باند کناری؟ در هر دو باند کناری؟
۲۳. آیا حامل سیگنال AM حاوی اطلاعاتی است؟ توضیح دهید.
۲۴. نام سیگنالی که هر دو باند کناری دارد اما حامل ندارد چیست؟
۲۵. نام مدار مورد استفاده برای حذف حامل در ارسال DSB/SSB چیست؟
۲۶. حداقل پهنهای باند سیگنال AM چقدر است که می‌تواند منتقل شود و همچنان تمام اطلاعات لازم را منتقل کند؟
۲۷. چهار مزیت اصلی SSB نسبت به AM معمولی را بیان کنید.
۲۸. نوع AM مورد استفاده در انتقال تصویر تلویزیون را نام ببرید. چرا استفاده می‌شود؟
۲۹. با استفاده از جدول تخصیص کد انتشار رادیویی، نامگذاری یک سیگنال رادیویی مدوله شده با دامنه پالس و یک سیگنال فاکس آنالوگ با مدوله دامنه (VSB) را بنویسید.
۳۰. پهنهای باند مورد نیاز سیگنال صوتی ۲ کیلوهرتز و سیگنال داده باینری با نرخ ۲ کیلوهرتز را توضیح دهید.

مسائل:

۱. فرمول ضریب مدولاسیون را بیان کنید و اصطلاحات آن را توضیح دهید.
۲. یک موج AM نمایش داده شده در اسیلوسکوپ دارای مقادیر $V_{min} = ۲/۵$ و $V_{max} = ۴/۸$ است که از روی صفحه اسیلوسکوپ خوانده می‌شود. درصد مدولاسیون چقدر است؟
۳. درصد ایدهآل مدولاسیون برای حداکثر دامنه انتقال اطلاعات چقدر است؟
۴. برای دستیابی به ضریب مدولاسیون ۷۵ درصدی سیگنال حامل $V_c = ۵^{\circ}V$ ، چه دامنه سیگنال مدوله کننده V_m مورد نیاز است؟
۵. حداکثر مقدار پیک تا پیک یک موج AM ۴۵ ولت است. مقدار پیک تا پیک سیگنال مدوله کننده ۲° ولت است. درصد مدولاسیون چقدر است؟
۶. رابطه ریاضی سیگنال حامل و ولتاژ سیگنال مدوله کننده در هنگام مدولاسیون بیش از حد چیست؟
۷. فرستنده رادیویی AM که بر روی $۳/۹$ مگاهرتز کار می‌کند توسط فرکانس‌هایی تا ۴ کیلوهرتز مدوله می‌شود. حداکثر فرکانس سمت بالا و پایین چقدر است؟ پهنهای باند کل سیگنال AM چقدر است؟
۸. پهنهای باند یک سیگنال AM که حامل آن $۲/۱$ مگاهرتز است که توسط یک موج مربعی $۱/۵$ کیلوهرتز با هارمونیک‌های معنی‌دار تا پنجم مدوله شده است چقدر است؟ تمام نوارهای کناری بالا و پایین تولید شده را محاسبه کنید.
۹. چه مقدار توان در یک باند جانبی سیگنال AM یک فرستنده ۵ کیلوواتی که ۸° درصد مدوله شده است ظاهر می‌شود؟
۱۰. مجموع توان تامین شده توسط یک فرستنده AM با توان حامل ۲۵۰۰ وات و مدولاسیون ۷۷ درصد چقدر است؟
۱۱. یک سیگنال AM دارای یک حامل ۱۲ وات و $۱/۵$ وات در هر باند کناری است. درصد مدولاسیون چقدر است؟
۱۲. یک فرستنده AM یک سیگنال حامل $۶A$ را در آنتن تولید می‌کند که مقاومت آن ۵۲ اهم است. فرستنده ۶° درصد مدوله شده است. مجموع توان خروجی چقدر است؟
۱۳. جریان آنتن تولید شده توسط یک سیگنال حامل بدون مدوله $۲/۴A$ به یک آنتن با مقاومت ۷۵ اهم است. هنگامی که با دامنه مدوله شود، جریان آنتن به $۲/۷A$ افزایش می‌یابد. درصد مدولاسیون چقدر است؟
۱۴. یک فرستنده آماتوری دارای توان حامل ۷۵° وات است. وقتی فرستنده ۱۰° درصد مدوله شود چقدر توان به سیگنال اضافه می‌شود؟

۱۵. یک فرستنده SSB دارای ولتاژ منبع تغذیه 25° ولت است. در پیک‌های صوتی، تقویت کننده اصلی جریان $2/3A$ را می‌کشد. PEP ورودی چیست؟

۱۶. ولتاژ خروجی پیک به پیک در یک آنتن 52 اهم در پیک‌های صوتی در فرستنده SSB ظاهر می‌شود. خروجی PEP چیست؟

۱۷. میانگین توان خروجی یک فرستنده SSB با 100 وات PEP چقدر است؟

۱۸. یک فرستنده SSB با یک حامل $2/3$ مگاهرتز توسط یک سیگنال هوشمند در محدوده 15° هرتز تا $4/2$ کیلوهرتز مدوله می‌شود. محدوده فرکانس باند پایینی را محاسبه کنید.

مسائل چالش برانگیز:

۱. آیا اطلاعات بدون حامل قابل ارسال است؟ اگر چنین است، چگونه؟

۲. توان خروجی یک فرستنده SSB چگونه بیان می‌شود؟

۳. یک فرکانس 70 کیلوهرتز با تک فرکانس (تون) $2/1$ و $6/8$ کیلوهرتز مدوله می‌شود. سپس سیگنال AM حاصل برای مدوله کردن دامنه یک حامل $12/5$ مگاهرتز استفاده می‌شود. تمام فرکانس‌های باند کناری در سیگنال ترکیبی را محاسبه کنید و یک نمایشگر دامنه فرکانس سیگنال را رسم کنید. مدولاسیون را 100 درصد فرض کنید. پهنهای باند اشغال شده توسط سیگنال کامل چقدر است؟

۴. توضیح دهید که چگونه می‌توانید دو سیگنال اطلاعاتی باند پایه مستقل را با استفاده از SSB روی یک فرکانس حامل مشترک انتقال دهید.

۵. یک سیگنال AM با مدولاسیون 100 درصد دارای توان باند کناری بالایی 32 وات است. توان حامل چقدر است؟

۶. آیا سیگنال اطلاعات می‌تواند فرکانس بالاتری نسبت به سیگنال حامل داشته باشد؟ اگر دامنه سیگنال یک کیلوهرتز سیگنال حامل یک کیلوهرتز را مدوله کند، چه اتفاقی می‌افتد؟

فصل ۴

مدارهای مدولاتور و دمودولاتور دامنه

دها مدار مدولاتور ایجاد شده‌اند که باعث می‌شوند دامنه حامل مطابق با سیگنال اطلاعات مدوله کننده تغییر کند. مدارهایی برای تولید AM، DSB و SSB در سطوح توان کم یا زیاد وجود دارد. این فصل برخی از متداول‌ترین و پرکاربردترین مدولاتورهای دامنه گستته و مدار مجتمع (IC) را بررسی می‌کند. همچنین مدارهای دمودولاتور برای AM، DSB و SSB پوشش داده شده است.

مدارهای این فصل اجزای جداگانه را نشان می‌دهند، اما به‌خاطر داشته باشید که امروزه بیشتر مدارها به‌شکل مدار مجتمع هستند. علاوه بر این، همانطور که در فصل‌های آینده خواهید دید، توابع مدولاسیون و دمودولاسیون معمولاً بصورت نرم افزار در مدارهای پردازش سیگنال دیجیتال پیاده‌سازی می‌شوند.

اهداف:

بعداز تکمیل این فصل، شما می‌توانید:

- رابطه معادله اصلی یک سیگنال AM را با تولید مدولاسیون دامنه، مخلوط و انتقال فرکانس توسط یک دیود یا سایر مولفه‌های فرکانس غیرخطی یا مدار توضیح دهید.
- عملکرد مدارهای مدولاتور دیودی و مدارهای آشکارساز دیودی را شرح دهید.
- مزایا و معایب مدولاسیون سطح پایین و بالا را مقایسه کنید.
- توضیح دهید که چگونه عملکرد یک آشکارساز دیودی ساده با استفاده از مدارهای یکسو کننده موج کامل افزایش می‌یابد.
- آشکارساز سنکرون را تعریف و نقش برش دهنده را در مدارهای آشکارساز سنکرون توضیح دهید.

■ عملکرد مدولاتورهای متعدد را بیان و اختلاف مدولاتورهای شبکه و مدارهای مدولاتور آی سی را شرح دهید.

■ مولفه‌های اصلی مدارهای از قبیل فیلتر و تغییر فاز دهنده را برای تولید سیگنال‌های SSB ترسیم نمائید.

۱.۴ اصول بنیادین مدولاسیون دامنه

بررسی معادله پایه برای سیگنال AM که در فصل سوم معرفی شد، سرخ‌های متعددی را در مورد چگونگی تولید AM بهما می‌دهد. آن معادله عبارت است از:

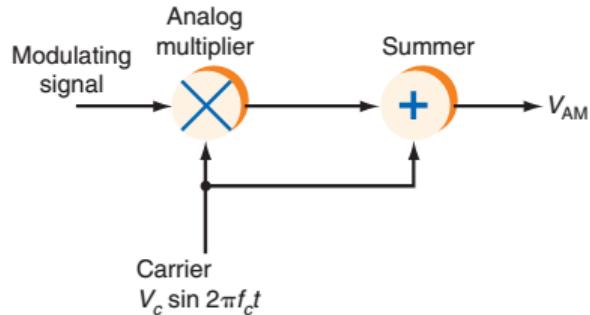
$$v_{AM} = V_c \sin 2\pi f_c t + (V_m \sin 2\pi f_m t) (\sin 2\pi f_c t)$$

که در آن جمله اول سیگنال حامل موج سینوسی و جمله دوم حاصلضرب سیگنال حامل موج سینوسی در سیگنال‌های مدوله کننده است. (به‌یاد داشته باشید که v_{AM} مقدار لحظه‌ای ولتاژ مدولاسیون دامنه است). ضریب مدولاسیون نسبت دامنه سیگنال مدوله کننده به دامنه سیگنال حامل، یا $V_m = mV_c$ و بنابراین $m = V_m/V_c$ است. سپس با جایگزینی این معادله به جای V_m در معادله پایه $v_{AM} = V_c \sin 2f_c t + (mV_c \sin 2f_m t) (\sin 2f_c t)$ بدست می‌آید. با فاکتور گیری $v_{AM} = V_c \sin 2f_c t (1 + m \sin 2f_m t)$ را خواهیم داشت.

AM در حوزه زمان

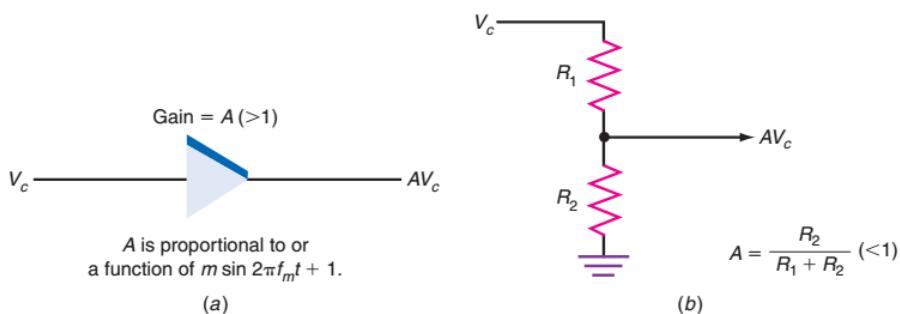
وقتی به عبارت v_{AM} نگاه می‌کنیم، واضح است که به مداری نیاز داریم که بتواند حامل را در سیگنال مدوله کننده ضرب و سپس حامل را اضافه کند. نمودار جعبه‌ای (بلوک دیاگرام) چنین مداری در شکل (۱.۴) نشان داده شده است. یک راه برای انجام این کار، ایجاد مداری است که بهره (یا تضعیف) آن تابعی از $1 + m \sin 2\pi f_m t$ است. اگر آن بهره را A بنامیم، عبارت سیگنال AM تبدیل می‌شود

$$v_{AM} = A(v_c)$$



شکل ۱.۴: بلوک دیاگرام یک مدار تولید AM

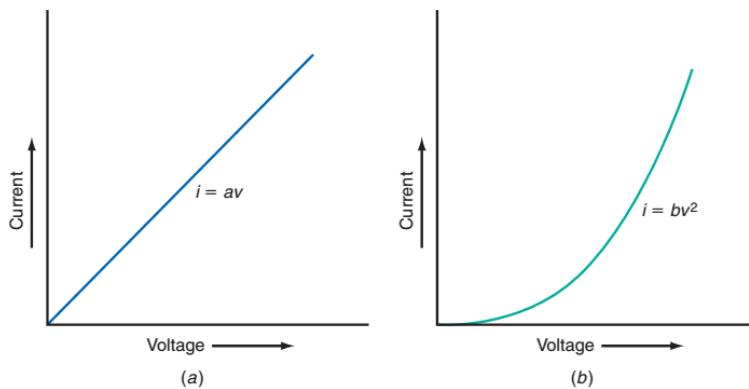
که در آن A ضریب بهره یا تضعیف است. شکل (۲.۴)(الف) مدارهای ساده را بر اساس این عبارت نشان می‌دهد. در شکل (۲.۴)(الف)، A بیشتر از ۱ است که توسط تقویت کننده ارائه می‌شود. در شکل (۲.۴)(ب)، حامل توسط یک تقسیم کننده ولتاژ ضعیف می‌شود. بهره در این مورد کمتر از یک است و بنابراین یک عامل تضعیف است. حامل در یک کسری از A ضرب می‌شود.



شکل ۲.۴: ضرب سیگنال حامل با بهره ثابت A .

حال اگر بتوان بهره تقویت کننده یا تضعیف تقسیم کننده ولتاژ را مطابق با سیگنال مدوله به اضافه ۱ تغییر داد، AM تولید می‌شود. در شکل (۲.۴)(الف) سیگنال مدوله کننده برای افزایش یا کاهش بهره تقویت کننده با تغییر دامنه اطلاعات استفاده می‌شود. در شکل (۲.۴)(ب)، سیگنال مدوله کننده می‌تواند به گونه‌ای ساخته شود که یکی از مقاومت‌ها در تقسیم کننده ولتاژ را تغییر دهد و یک ضریب تضعیف متفاوت ایجاد کند. انواع مدارهای محبوب اجازه می‌دهند که بهره یا تضعیف به صورت دینامیکی با سیگنال دیگری تغییر کند که AM را تولید می‌کند.

در حوزه فرکانس AM



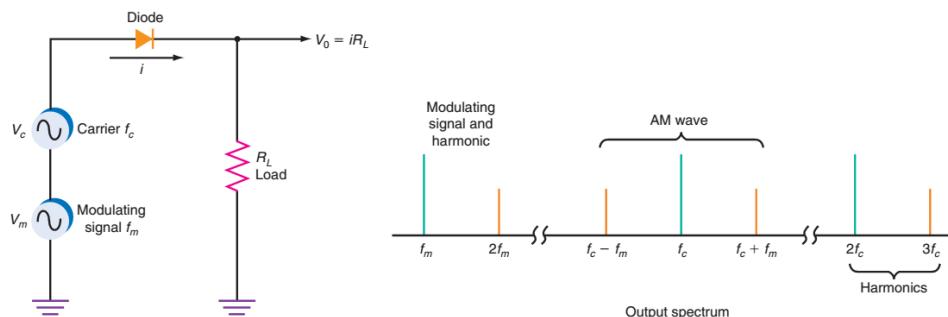
شکل ۳.۴: منحنی‌های پاسخ خطی و مربعی. (الف) یک رابطه خطی ولتاژ-جریان. (ب) پاسخ غیرخطی یا مربعی.

راه دیگر برای تولید محصول سیگنال حامل و مدوله، اعمال هر دو سیگنال به یک جزء یا مدار غیر خطی است، که در حالت ایده‌آل، تابع قانون مرربع را تولید می‌کند. یک جزء یا مدار خطی، مداری است که در آن جریان تابع خطی ولتاژ است [شکل (۳.۴)(الف)]. مقاومت یا ترانزیستور با یاس خطی نمونه‌ای از دستگاه خطی است. جریان در دستگاه به نسبت مستقیم با افزایش ولتاژ افزایش می‌یابد. شبیه یا شبی خط با ضریب a در عبارت $i = av$ تعیین می‌شود. مدار غیر خطی مداری است که در آن جریان با ولتاژ متناسب نیست. یک جزء غیر خطی راچ

دیودی است که دارای پاسخ سهمی غیرخطی نشان داده شده در شکل (۳.۴)(ب) است، که در آن افزایش ولتاژ، جریان را افزایش می‌دهد اما نه در روی خط مستقیم. در عوض، تغییر فعلی تابع قانون مربع است. تابع قانون مربع تابعی است که متناسب با مربع سیگنال‌های ورودی تغییر می‌کند. یک دیود تقریب خوبی از پاسخ قانون مربعی می‌دهد. ترانزیستورهای دوقطبی اثر میدان (FET)^۱ می‌توانند بایاس شوند تا پاسخی با قانون مربع بدند. یک FET پاسخ قانون مربع تقریباً کاملی را ارائه می‌دهد، در حالی که دیودها و ترانزیستورهای دوقطبی که شامل اجزای مرتبه بالاتر هستند، فقط تابع قانون مربع را تقریبی می‌دهند.

$$i = av + bv^2$$

که در آن av جزء خطی جریان برابر با ولتاژ اعمال شده ضرب در ضریب a (معمولًاً یک بایاس dc)



شکل ۴.۴: مدار قانون مربع برای تولید AM.

است و bv^2 درجه دوم یا قانون مربع جریان است. دیودها و ترانزیستورها نیز اصطلاحات مرتبه بالاتری دارند، مانند cv^3 و dv^4 . با این حال، اینها کوچکتر و اغلب ناچیز هستند و بنابراین در یک تحلیل نادیده گرفته می‌شوند.

برای تولید AM، سیگنال‌های حامل و مدوله کننده اضافه شده و به دستگاه غیرخطی اعمال می‌شود. یک راه ساده برای انجام این کار این است که حامل و منابع مدوله را به صورت سری وصل کرده و آنها را مانند شکل (۴.۴) به مدار دیود اعمال کرد. ولتاژ اعمال شده به دیود پس از آن برابر است با:

$$v = v_c + v_m$$

جریان دیود در مقاومت خواهد بود

$$i = a(v_c + v_m) + b(v_c + v_m)^2$$

پس از بسط آن، خواهیم داشت

$$i = a(v_c + v_m) + b(v_c^2 + 2v_c v_m + v_m^2)$$

با جایگزینی عبارات مثلثاتی برای سیگنال حامل و سیگنال‌های مدوله کننده، با نوشتن $v_c = \sin 2\pi f_c t$ ، $v_m = \sin 2\pi f_m t$ ، $\omega_c = 2\pi f_c$ و $\omega_m = 2\pi f_m$ ، که در آن $v_c = \sin \omega_c t$ و $v_m = \sin \omega_m t$ است، در این صورت

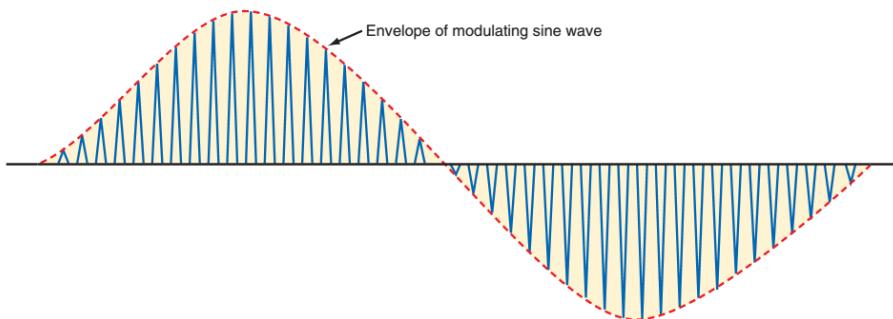
$$i = aV_c \sin \omega_c t + aV_m \sin \omega_m t + bV_c^2 \sin^2 \omega_c t + 2bV_c V_m \sin \omega_c t \sin \omega_m t + bV_m^2 \sin^2 \omega_m t$$

^۱Field Effect Transistors (FET)

در مرحله بعد، جایگزینی اتحاد مثلثاتی $\sin 2A = \frac{1}{2}(1 + \cos 2A)$ در عبارت قبلی، عبارتی برای جریان در مقاومت بار در شکل (۴.۴) می‌دهد:

$$\begin{aligned} i &= av_c \sin \omega_c t + av_m \sin \omega_m t + \frac{1}{2} b v_c^2 (1 - \cos 2\omega_c t) \\ &\quad + \frac{1}{2} b v_c v_m \sin \omega_c t \sin \omega_m t + \frac{1}{2} b v_m^2 (1 - \cos 2\omega_m t) \end{aligned}$$

اولین عبارت موج سینوسی حامل است که بخش کلیدی موج AM است. عبارت دوم موج سینوسی سیگنال مدوله کننده است. به طور معمول، این بخشی از موج AM نیست. فرکانس آن بسیار کمتر از حامل است، بنابراین به راحتی فیلتر می‌شود. جمله چهارم، حاصل ضرب امواج سینوسی سیگنال حامل و مدوله کننده، موج AM را تعریف می‌کند. اگر جاگزینی‌های مثلثاتی را که در فصل سوم توضیح داده شد انجام دهیم، دو عبارت اضافی به دست می‌آوریم - موج‌های سینوسی فرکانس مجموع و اختلاف، که البته باندهای کناری بالایی و پایینی هستند. جمله سوم $\cos 2\omega_c t$ یک موج سینوسی با دو برابر فرکانس حامل است، یعنی هارمونیک دوم حامل. جمله $\cos 2\omega_m t$ دومین هارمونیک موج سینوسی مدوله کننده است. این مولفه‌ها نامطلوب هستند، اما حذف آنها نسبتاً آسان است. دیودها و ترانزیستورهایی که عملکرد آنها یک تابع قانون مربعی خالص نیست، هارمونیک‌های مرتبه سوم، چهارم و بالاتر تولید می‌کنند که گاهی اوقات به عنوان حاصل ضرب درون مدولاسیونی^۲ نامیده می‌شوند و همچنین به راحتی فیلتر می‌شوند.

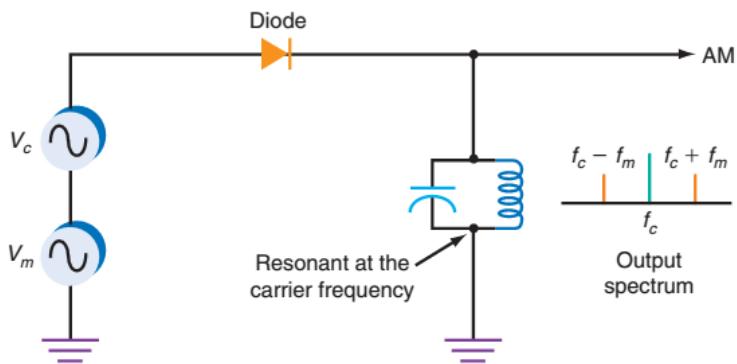


شکل ۵.۴: سیگنال AM نه تنها حاوی حامل و باندهای کناری بلکه سیگنال مدوله کننده را نیز در بر می‌گیرد.

شکل (۴.۴) هم مدار و هم طیف خروجی را برای یک مدولاتور دیود ساده نشان می‌دهد. شکل موج خروجی در شکل (۵.۴) نشان داده شده است. این شکل موج یک موج معمولی AM است که سیگنال مدوله کننده به آن اضافه شده است. اگر یک مدار رزونانس موازی جایگزین مقاومت در شکل (۴.۴) شود، مدار مدولاتور نشان داده شده در شکل (۴.۴) نتیجه می‌دهد. این مدار در فرکانس حامل تشدید می‌کند و دارای پهنای باندی است که به اندازه کافی گستردگی دارد تا باندهای کناری را عبور دهد اما به اندازه کافی باریک است که سیگنال مدوله و همچنین هارمونیک‌های مرتبه دوم و بالاتر حامل را حذف و فیلتر نماید. نتیجه یک موج AM در سراسر مدار هماهنگی شده است.

این تجزیه و تحلیل نه تنها برای AM بلکه برای دستگاه‌های انتقال فرکانس مانند میکسرها، آشکارسازهای ضرب کننده‌ها، آشکارسازهای فاز، مدولاتورهای متعادل و سایر مدارهای هتروداین نیز کاربرد دارد. در واقع برای هر وسیله یا مداری که عملکرد قانون مربعی دارد کاربرد دارد. و توضیح

^۲Intermodulation Products



شکل ۶.۴: مدار تنظیم شده سیگنال مدوله کننده و هارمونیک‌های حامل را فیلتر و فقط حامل و نوارهای کناری را باقی می‌گذارد.

می‌دهد که چگونه فرکانس‌های مجموع و اختلاف تشکیل می‌شوند و همچنین توضیح می‌دهد که چرا بیشتر مخلوط‌کننده‌ها و مدولاتورها در هر مدار غیرخطی با اجزای نامطلوب مانند هارمونیک‌ها و حاصل ضرب درون مدولاسیون همراه است.

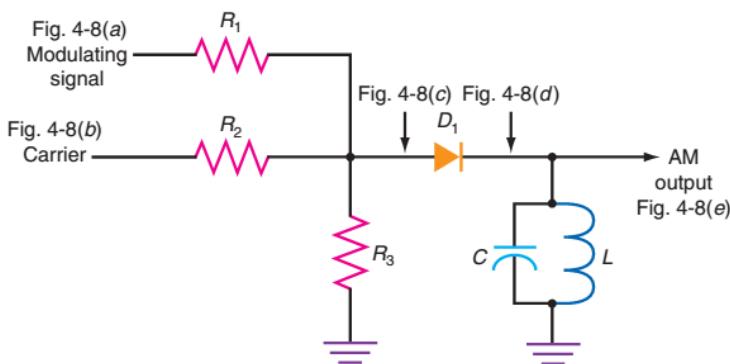
۲.۴ مدولاتورهای دامنه

مدوله کننده‌های دامنه به طور کلی یکی از دو نوع هستند: سطح پایین یا سطح بالا. مدوله کننده‌های سطح پایین AM را با سیگنال‌های کوچک تولید می‌کنند و بنابراین اگر قرار است ارسال شوند باید به طور قابل توجهی تقویت شوند. مدولاتورهای سطح بالا AM را در سطوح توان بالا، معمولاً در مرحله تقویت کننده اصلی یک فرستنده، تولید می‌کنند. اگرچه مدارهای اجزای گستته مورد بحث در بخش‌های بعدی هنوز به میزان محدودی مورد استفاده قرار می‌گیرند، به خاطر داشته باشید که امروزه اکثر مدولاتورها و دمودولاتورهای دامنه به شکل مدار مجتمع هستند.

AM سطح پائین

مدولاتور دیودی یکی از ساده‌ترین مدولاتورهای دامنه، مدولاتور دیودی است که در بخش ۱-۴ پیاده سازی عملی نشان داده شده در شکل (۷.۴) شامل یک شبکه اختلاط مقاومتی، یک یکسو ساز دیودی و یک مدار هماهنگی LC است. حامل (شکل ۸.۴-ب) به یک مقاومت ورودی و سیگنال مدوله کننده (شکل ۸.۴-الف) به مقاومت دیگر اعمال می‌شود. سیگنال‌های مخلوط در دو سر R_3 ظاهر می‌شوند. این شبکه باعث می‌شود که دو سیگنال به صورت خطی مخلوط شوند، یعنی به صورت جبری اضافه شوند. اگر حامل و سیگنال مدوله کننده هر دو موج سینوسی باشند، شکل موجی که در محل اتصال دو مقاومت، مانند شکل (۸.۴-ج) ایجاد می‌شود که در آن موج حامل بر سیگنال مدوله کننده سوار است. این سیگنال AM نیست. مدولاسیون یک فرآیند ضرب است، نه یک فرآیند جمع.

شکل موج ترکیبی بر یک دیود یکسوساز اعمال می‌شود. دیود به گونه‌ای متصل شده است که توسط نیم سیکل (چرخه دوره) مثبت موج ورودی به سمت جلو بایاس می‌شود. در طول قسمت‌های منفی موج، دیود قطع و هیچ سیگنالی عبور نمی‌کند. جریان عبوری از دیود مجموعه‌ای از پالس‌های مثبت است که دامنه آنها متناسب با دامنه سیگنال مدوله کننده تغییر می‌کند [شکل ۸.۴-د].



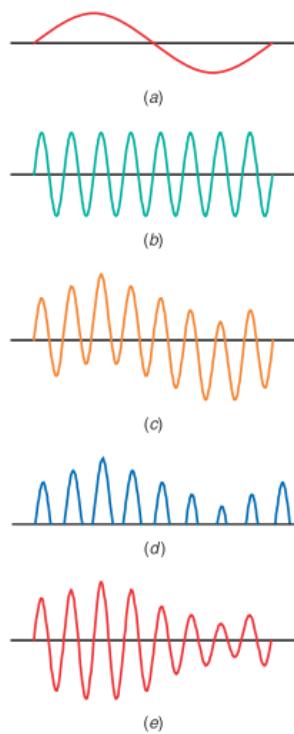
شکل ۷.۴: مدولاسیون دامنه با دیود

این پالس‌های مثبت به مدار هماهنگی موازی ساخته شده از L و C اعمال که در فرکانس حامل تشدید می‌شوند. هر بار که دیود هدایت می‌کند، یک پالس جریان از مدار هماهنگی عبور می‌کند. سیم پیچ و خازن به طور مکرر انرژی را مبادله می‌کنند و باعث ایجاد نوسان یا "زنگ" در فرکانس تشدید می‌شوند. نوسان مدار هماهنگی یک نیم سیکل منفی برای هر پالس ورودی مثبت ایجاد می‌کند. پالس‌های مثبت با دامنه بالا باعث می‌شود که مدار هماهنگی پالس‌های منفی با دامنه بالا تولید کند. پالس‌های مثبت با دامنه کم، پالس‌های منفی با دامنه پایین مربوطه را تولید می‌کند. شکل موج حاصل در سراسر مدار هماهنگی یک سیگنال AM است، همانطور که شکل (۸.۴) نشان می‌دهد. Q مدار هماهنگی باید به اندازه‌ای بالا باشد که هارمونیک‌ها را حذف کند و یک موج سینوسی تمیز ایجاد کند و سیگنال مدوله کننده را خارج کند و به اندازه‌ای کم باشد که پهنه‌ای باند آن باندهای کناری تولید شده را در خود جای دهد.

این سیگنال AM با کیفیت بالا تولید می‌کند، اما دامنه سیگنال‌ها برای عملکرد صحیح بسیار مهم است. از آنجایی که بخش غیر خطی منحنی مشخصه دیود فقط در سطوح ولتاژ پایین رخ می‌دهد، سطوح سیگنال باید پایین، کمتر از یک ولت، برای تولید AM باشد. در ولتاژهای بالاتر، پاسخ جریان دیود تقریباً خطی است. مدار با سیگنال‌های سطح میلی ولت بهترین عملکرد را دارد.

مدولاتور ترانزیستوری یک نسخه بهبود یافته از مدار که به تازگی توضیح داده شد در شکل (۹.۴) نشان داده شده است. از آنجایی که به جای دیود از ترانزیستور استفاده می‌کند، مدار دارای بهره است. اتصال امیتر-پایه یک دیود و یک دستگاه غیر خطی است. مدولاسیون همانطور که قبل توضیح داده شد اتفاق می‌افتد، با این تفاوت که جریان پایه یک جریان کلکتور بزرگتر را کنترل می‌کند و بنابراین تقویت کننده مدار است. کاتیون یکسو به دلیل اتصال امیتر به پایه رخ می‌دهد. این باعث می‌شود که پالس‌های نیم سینوسی بزرگتری در مدار هماهنگی ایجاد شود. مدار هماهنگی نوسان می‌کند تا نیم سیکل از دست رفته را ایجاد کند. خروجی یک موج کلاسیک AM است.

تقویت کننده دیفرانسیلی یک مدولاتور تقویت کننده دیفرانسیلی یک مدولاتور دامنه عالی می‌سازد. یک مدار معمولی در شکل (۱۰.۴)(الف) نشان داده شده است. ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 زوج دیفرانسیل را تشکیل می‌دهند و Q_3 یک منبع جریان ثابت است. ترانزیستور Q_3 یک جریان امیتر ثابت I_E به Q_1 و Q_2 را تأمین می‌کند که نیمی از آن در هر ترانزیستور است. خروجی در دو سر مقاومت‌های کلکتور R_1 و R_2 ایجاد می‌شود.

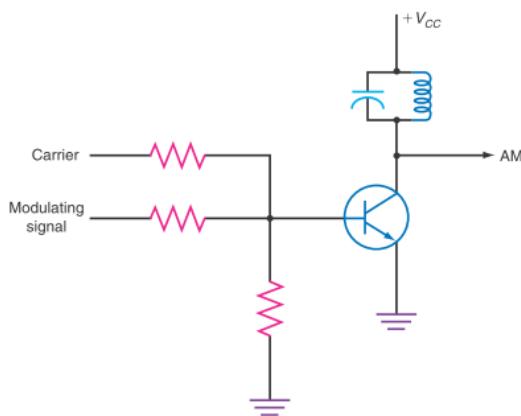


شکل ۸.۴: شکل موج در مدولاتور دیود (الف) سیگنال مدوله کننده. (ب) حامل. (ج) سیگنال و حامل مدوله کننده خطی مخلوط شده است. (د) سیگنال مثبت پس از دیود D_1 . (ه) سیگنال خروجی AM.

خروجی تابعی از تفاوت بین ورودی‌های V_1 و V_2 است. یعنی $V_{out} = A(V_2 - V_1)$ خارج می‌شود، که در آن A بهره مدار است. تقویت کننده را می‌توان با یک ورودی نیز کار کرد. وقتی این کار انجام شد، ورودی دیگر به زمین متصل یا روی صفر تنظیم می‌شود. در شکل (۱۰.۴)(الف)، اگر V_1 صفر باشد، خروجی $V_{out} = A(V_2)$ صفر باشد، خروجی $V_{out} = -AV_1$ است. این بدان معنی است که مدار V_1 را معکوس می‌کند.

ولتاژ خروجی را می‌توان بین دو کلکتور گرفته و یک خروجی متعادل یا دیفرانسیل تولید کرد. خروجی را می‌توان از خروجی هر کلکتور نسبت به زمین گرفته و خروجی تک سر تولید کرد. دو خروجی 180° درجه با یکدیگر اختلاف فاز دارند. اگر خروجی متعادل استفاده شود، ولتاژ خروجی در دوسر بار دو برابر ولتاژ خروجی تک سر است.

هیچ مدار بایاس خاصی مورد نیاز نیست، زیرا مقدار صحیح جریان کلکتور مستقیماً توسط منبع جریان ثابت Q_3 در شکل (۱۰.۴)(الف) تأمین می‌شود. مقاومت‌های R_3 و R_4 و R_5 همراه با V_{EE} منبع جریان ثابت Q_3 را بایاس می‌کنند. بدون هیچ ورودی اعمال شده، جریان در Q_1 برابر با جریان در Q_2 است که $I_E/2$ است. خروجی متعادل در این زمان صفر است. مدار تشکیل شده توسط R_1 و Q_1 و R_2 و Q_2 یک مدار پل است. وقتی هیچ ورودی اعمال نمی‌شود، R_1 برابر است با R_2 و Q_1 و Q_2 به طور مساوی رفتار می‌کنند. بنابراین، پل متعادل است و خروجی بین کلکتورها صفر است. حال، اگر یک سیگنال ورودی V_1 به Q_1 اعمال شود، هدایت Q_1 و Q_2 تحت تأثیر قرار می‌گیرد.



شکل ۹.۴: مدولاتور ساده ترانزیستوری

افزایش ولتاژ در پایه Q_1 جریان کلکتور را در Q_1 افزایش می‌دهد و جریان کلکتور در Q_2 را به مقدار مساوی کاهش می‌دهد، به طوری که مجموع دو جریان برابر I_E است. کاهش ولتاژ ورودی در پایه Q_1 جریان کلکتور را در Q_1 کاهش اما در Q_2 آن را افزایش می‌دهد. مجموع جریان‌های امیتر همیشه برابر با جریان عرضه شده توسط Q_2 است.

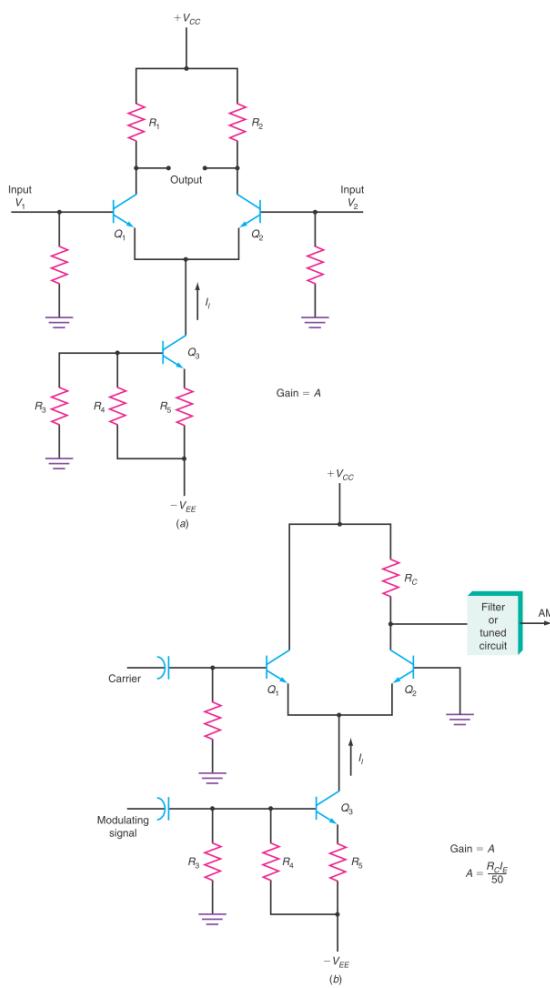
بهره تقویت کننده دیفرانسیل تابعی از جریان امیتر و مقدار مقاومت‌های کلکتور است. بطور تقریبی بهره برابر با $A = R_{CE}/50$ بودست می‌آید. این بهره تک سر است که در آن خروجی از یکی از کلکتورها نسبت به زمین گرفته می‌شود. اگر خروجی بین کلکتورها گرفته شود، بهره دو برابر مقدار فوق است.

مقاومت R_C مقدار مقاومت کلکتور بر حسب اهم و I_E جریان امیتر بر حسب میلی‌آمپر است. اگر $I_E = 1/5mA$ و $R_C = R_1 = R_2 = 4.7k\Omega$ باشد، بهره حدود $A = 4700(1/5)/50 = 141$ خواهد بود.

در اکثر تقویت کننده‌های دیفرانسیلی، هر دو R_C و I_E ثابت بوده و بهره ثابت را ارائه می‌دهند. اما همانطور که فرمول بالا نشان می‌دهد، بهره با جریان امیتر نسبت مستقیم دارد. بنابراین اگر بتوان جریان امیتر را مطابق با سیگنال مدوله کننده تغییر داد، مدار AM تولید می‌کند. این کار به راحتی با تغییر جزئی مدار انجام می‌شود، مانند شکل (۱۰.۴)(ب). حامل بر روی پایه Q_1 اعمال می‌شود و پایه Q_2 به زمین متصل می‌شود. خروجی گرفته شده از کلکتور Q_2 ، تک سر است. از آنجایی که خروجی Q_1 استفاده نمی‌شود، می‌توان مقاومت کلکتور آن را بدون هیچ تاثیری بر مدار حذف کرد. سیگنال مدوله کننده به پایه منبع جریان ثابت Q_3 اعمال می‌شود. همانطور که سیگنال هوشمند متفاوت است، جریان امیتر را تغییر می‌دهد. این افزایش بهره مدار را تغییر و حامل را با مقداری که توسط دامنه سیگنال مدوله کننده تعیین می‌شود تقویت می‌کند. نتیجه AM در خروجی است.

خوب است بدانید که:

تقویت کننده‌های دیفرانسیلی، مدولاتورهای دامنه عالی هستند، زیرا دارای بهره بالا و خطی بودن خوب هستند و می‌توانند ۱۰۰ درصد مدوله شوند.



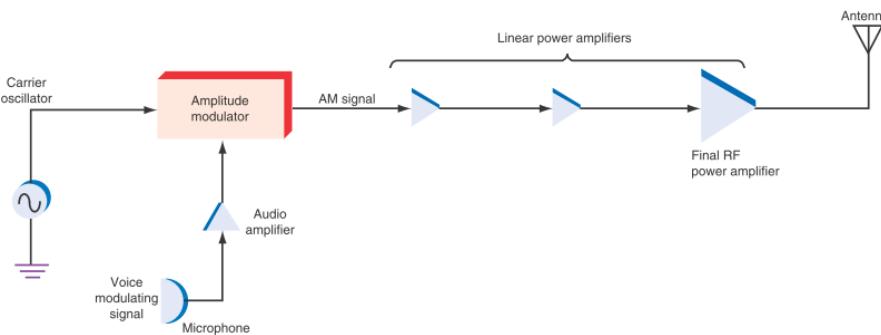
شکل ۱۰.۴: (الف) اصول تقویت کننده دیفرانسیلی. (الف) مدولاتور تقویت کننده دیفرانسیلی

این مدار، مانند مدولاتور دیودی ساده، سیگنال مدوله کننده را علاوه بر حامل و باندهای کناری در خروجی دارد. سیگنال مدوله کننده را می‌توان با استفاده از یک فیلتر بالاگذر ساده در خروجی حذف کرد، زیرا فرکانس‌های حامل و باند جانبی عموماً بسیار بالاتر از سیگنال مدوله کننده هستند. همچنین می‌توان از یک فیلتر میان گذر در مرکز حامل با پهنای باند کافی برای عبور از باندهای جانبی استفاده کرد. یک مدار هماهنگی موازی در کلکتور Q_2 که جایگزین R_C می‌شود می‌تواند استفاده شود.

می‌توان از تقویت کننده دیفرانسیلی یک مدولاتور دامنه عالی ساخت. بهره بالا و خطی بودن خوبی دارد و می‌توان آن را 10^0 درصد مدوله کرد. و اگر از ترانزیستورهای فرکانس بالا یا تقویت کننده دیفرانسیلی آی سی فرکانس بالا استفاده شود، می‌توان از این مدار برای تولید مدولاسیون سطح پایین در فرکانس‌هایی تا صدها مگاهرتز استفاده کرد. ماسفت‌ها ممکن است به جای ترانزیستورهای

دوقطبی برای ایجاد نتیجه مشابه در آی سی‌ها استفاده شوند.

تقویت کننده سطح پایین سیگنالهای AM



شکل ۱۱.۴: سیستم‌های مدولاسیون سطح پایین از تقویت کننده‌های توان خطی برای افزایش سطح سیگنال قبل از انتقال استفاده می‌کنند.

مواردی که در بالا توضیح داده شد، سیگنال‌ها در دامنه‌های ولتاژ و توان بسیار پایین تولید می‌شوند. ولتاژ معمولاً کمتر از یک ولت است و توان آن بر حسب میلی وات است. در سیستم‌هایی که از مدولاسیون سطح پایین استفاده می‌کنند، سیگنال AM بر روی یک یا چند تقویت کننده خطی اعمال می‌شود، همانطور که در شکل (۱۱.۴) نشان داده شده است، تا سطح توان خود را بدون اعوجاج سیگنال افزایش دهد. این مدارهای تقویت کننده - کلاس A، کلاس AB یا کلاس -B قبل از اینکه سیگنال AM به آن تن داده شود، سطح سیگنال را تا سطح توان مورد نظر بالا می‌برند.

AM سطح بالا

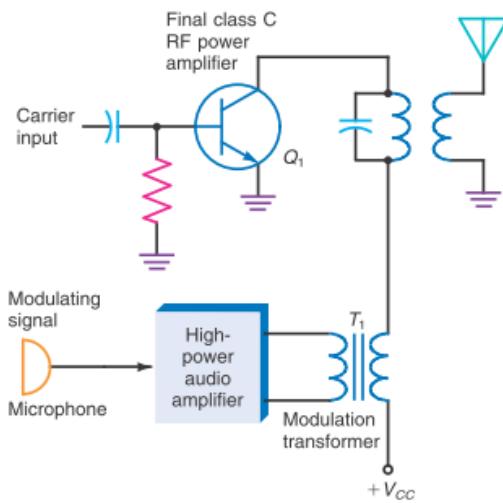
در AM سطح بالا، مدولاتور ولتاژ و توان را در مرحله نهایی تقویت کننده RF فرستنده تغییر می‌دهد. نتیجه کارایی بالا در تقویت کننده RF و عملکرد کلی با کیفیت بالا است.

مدولاتور کلکتوری یک نمونه از مدار مدولاتور سطح بالا، مدولاتور کلکتوری است که در شکل (۱۲.۴) نشان داده شده است. طبقه خروجی فرستنده یک تقویت کننده کلاس C با توان بالا است. تقویت کننده‌های کلاس C فقط برای بخشی از نیم سیکل (دوره-چرخه) مثبت سیگنال ورودی خود هدایت می‌کنند. پالس‌های جریان کلکتور باعث نوسان مدار هماهنگی در فرکانس خروجی مورد نظر می‌شود. بنابراین، مدار هماهنگی، بخش منفی سیگنال حامل را باز تولید می‌کند (برای جزئیات بیشتر به فصل هفتم مراجعه کنید).

مدولاتور یک تقویت کننده توان خطی است که سیگنال مدوله کننده سطح پایین را می‌گیرد و آن را به سطح توان بالا تقویت می‌کند. سیگنال خروجی مدوله کننده از طریق ترانسفورماتور مدولاسیون به تقویت کننده کلاس C کوپل (ترویج) می‌شود. سیم پیچ ثانویه ترانسفورماتور مدولاسیون به صورت سری با ولتاژ تغذیه کلکتور V_{CC} تقویت کننده کلاس C متصل می‌شود.

با سیگنال ورودی مدولاسیون صفر، ولتاژ مدولاسیون صفر در ثانویه T_1 وجود دارد، ولتاژ تغذیه کلکتور مستقیماً به تقویت کننده کلاس C اعمال و حامل خروجی یک موج سینوسی ثابت است.

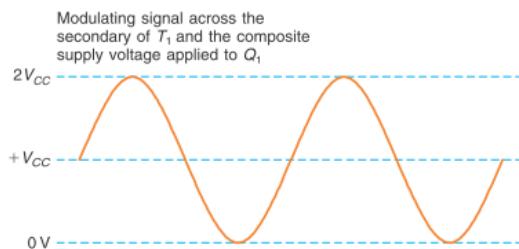
هنگامی که سیگنال مدولاسیون رخ می‌دهد، ولتاژ ac سیگنال مدوله در دو سر ثانویه ترانسفورماتور مدولاسیون به ولتاژ تغذیه کلکتور dc اضافه و از آن کم می‌شود. این ولتاژ تغذیه متغیر سپس به تقویت کننده کلاس C اعمال و باعث می‌شود که دامنه پالس‌های جریان از طریق ترانزیستور Q_1 تغییر



شکل ۱۲.۴: مدولاتور کلکتوری سطح بالا.

کند. در نتیجه، دامنه موج سینوسی حامل مطابق با سیگنال مدوله شده تغییر می‌کند. هنگامی که سیگنال مدولاسیون مثبت می‌شود، به ولتاژ تغذیه کلکتور اضافه شده و در نتیجه مقدار آن را افزایش می‌دهد و باعث ایجاد پالس‌های جریان بالاتر و سیگنال حامل با دامنه بالاتر می‌شود. وقتی سیگنال مدوله کننده منفی می‌شود، از ولتاژ تغذیه کلکتور کم می‌کند و آن را کاهش می‌دهد. به همین دلیل، پالس‌های جریان تقویت‌کننده کلاس C کوچک‌تر هستند و در نتیجه خروجی حامل با دامنه کمتری ایجاد می‌شود.

برای مدولاسیون 100° درصد، پیک سیگنال مدوله کننده در ثانویه T_1 باید برابر با ولتاژ تغذیه باشد. هنگامی که پیک مثبت رخ می‌دهد، ولتاژ اعمال شده به کلکتور دو برابر ولتاژ تغذیه کلکتور است. وقتی سیگنال مدوله کننده منفی می‌شود، از ولتاژ تغذیه کلکتور کم می‌شود. هنگامی که پیک منفی برابر با ولتاژ تغذیه باشد، ولتاژ موثر اعمال شده به کلکتور Q_1 صفر است و خروجی حامل صفر را تولید می‌کند. این در شکل (۱۳.۴) نشان داده شده است.



شکل ۱۳.۴:

در عمل، مدولاسیون 100° درصدی را نمی‌توان با مدار مدولاتور کلکتوری سطح بالا که در شکل (۱۲.۴) نشان داده شده است، به دلیل پاسخ غیرخطی ترانزیستور به سیگنال‌های کوچک به دست آورد.

برای غلبه بر این مسئله، تقویت کننده‌ای که تقویت کننده کلاس C را هدایت می‌کند، به‌طور همزمان توسط کلکتور مدوله می‌شود.

مدولاسیون سطح بالا بهترین نوع AM را تولید می‌کند، اما به‌یک مدار مدولاتور بسیار پرقدرت نیاز دارد. در واقع، برای مدولاسیون 100° درصد، توان تامین شده توسط مدولاتور باید برابر با نصف کل توان ورودی تقویت کننده کلاس C باشد. اگر تقویت کننده کلاس C دارای توان ورودی 100° وات باشد، مدولاتور باید بتواند نیمی از این مقدار یا 50° وات را تحويل دهد.

مثال ۱-۴

یک فرستنده AM از مدولاسیون سطح بالا تقویت کننده قدرت RF نهایی استفاده می‌کند که دارای ولتاژ منبع تغذیه dc مدار یعنی $V_{CC} = 48$ ولت با جریان کل $I = 3/5A$ است. راندمان 70° درصد است.

(الف): توان ورودی RF در طبقه آخری چقدر است؟

$$P_{in} = V_{CC}I, \quad P = 48 \times \frac{3}{5} = 168W$$

(ب): چقدر توان AF برای مدولاسیون 100° در صدی لازم است؟

(راهنمائی: برای مدولاسیون 100° در صدی، توان سیگنال مدوله کننده AF، یعنی P_m نصف توان ورودی است).

$$P_m = \frac{P_i}{2} = \frac{168}{2} = 84W$$

(ج): توان خروجی سیگنال حامل چقدر است؟

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{84} \times 100\%$$

$$P_{out} = \frac{70(168)}{100} = \frac{1176}{100} = 117.6W$$

(د): قدرت تک باند کناری برای مدولاسیون 67° درصد چقدر است؟

توان باند کناری P_s

$$P_s = \frac{P_c(m)}{4}$$

$$m = 0.67, \quad P_c = 168$$

$$P_s = \frac{168(0.67)^2}{4} = 18.85W$$

(ه): حداکثر و حداقل (کمینه و بیشینه) نوسان ولتاژ تغذیه dc با مدولاسیون 100° درصد چقدر است؟

(شکل ۱۳.۴)

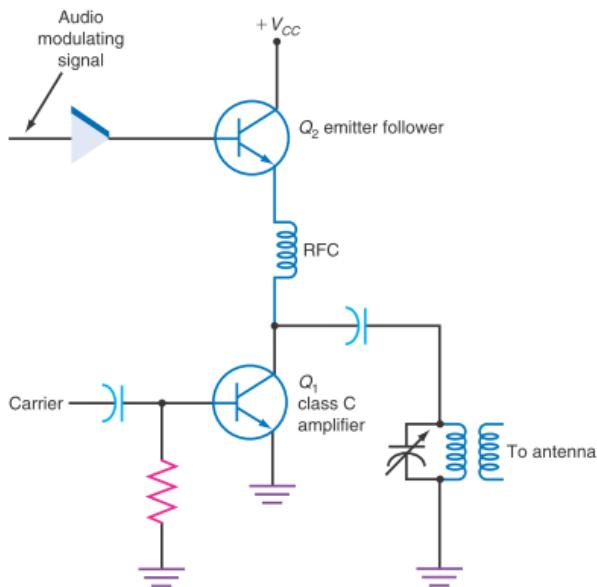
کمینه تغییرات °

$$V_{CC} = 48V$$

$$B_{min} = 2 \times V_{CC} = 2 \times 48 = 96V$$

مدولاتور سری یکی از معایب اصلی مدولاتورهای کلکتور نیاز به‌یک ترانسفورماتور مدولاسیون است که تقویت کننده صدا را به تقویت کننده کلاس C در فرستنده متصل کند. هرچه قدرت بیشتر

باشد، ترانسفورماتور بزرگتر و گرانتر است. برای کاربردهای توان بسیار بالا، ترانسفورماتور حذف و مدولاسیون در سطح پایین تری با یکی از مدارهای مدولاتور که در بخش‌های قبلی توضیح داده شد، انجام می‌شود. سیگنال AM حاصل توسط یک تقویت کننده خطی با توان بالا تقویت می‌شود. این آرایش ترجیح داده نمی‌شود زیرا تقویت کننده‌های RF خطی نسبت به تقویت کننده‌های کلاس C کارایی کمتری دارند.



شکل ۱۴.۴: مدولاسیون سری. ترانزیستورها نیز ممکن است ماسفت با بایاس مناسب باشند.

یک روش استفاده از نوع مدولاتور کلکتور ترانزیستوری، این است که در آن از ترانزیستور برای جایگزینی ترانسفورماتور، شکل (۱۴.۴)، استفاده می‌شود. این مدولاتور سری، ترانسفورماتور را با دنبال کننده امیتر^۳ جایگزین می‌کند. سیگنال مدوله کننده به دنبال کننده امیتر Q_2 اعمال می‌شود که یک تقویت کننده قدرت صوتی است. توجه داشته باشید که دنبال کننده امیتر به صورت سری با ولتاژ تغذیه کلکتور $1V_{CC}$ ظاهر می‌شود. این باعث می‌شود که سیگنال مدوله کننده صوتی تقویت شده، ولتاژ تغذیه کلکتور را به تقویت کننده کلاس C، Q_1 تغییر دهد، همانطور که در شکل (۱۴.۴) نشان داده شده است. و Q_2 به سادگی ولتاژ تغذیه را به Q_1 تغییر می‌دهد. اگر سیگنال مدوله کننده مثبت شود، ولتاژ تغذیه به Q_1 افزایش می‌یابد. بنابراین، دامنه سیگنال حامل متناسب با سیگنال مدوله کننده افزایش می‌یابد. اگر سیگنال مدوله کننده منفی شود، ولتاژ تغذیه به Q_1 کاهش یافته و در نتیجه دامنه حامل متناسب با سیگنال مدوله کننده کاهش می‌یابد. برای مدولاسیون 100% درصد، دنبال کننده امیتر می‌تواند ولتاژ تغذیه را در حداقل پیک‌های منفی به صفر برساند.

استفاده از این طرح مدولاسیون سطح بالا نیاز به ترانسفورماتور بزرگ، سنگین و گران قیمت را از بین می‌برد و پاسخ فرکانسی را به میزان قابل توجهی بهبود می‌بخشد. با این حال، بسیار ناکارآمد است. مدولاتور دنبال کننده امیتر باید به اندازه تقویت کننده RF کلاس C انرژی را تلف کند. به عنوان مثال،

^۳Emitter Follower

ولتاژ منبع تغذیه کلکتور را 24 ولت و جریان کلکتور را $5/0\%$ آمپر فرض کنید. بدون اعمال سیگنال مدولاسیون، در صد مدولاسیون 0 است. دنبال کننده امیتر به گونه‌ای بایاس می‌شود که پایه و امیتر در ولتاژ dc تقریباً یک دوم ولتاژ تغذیه یا در این مثال 12 ولت هستند. ولتاژ تغذیه کلکتور در تقویت کننده کلاس C 12 ولت و بنابراین توان ورودی برابر است با:

$$P_{in} = V_{CC}I_c = 12(0/5)6W$$

برای تولید مدولاسیون 100 درصد، ولتاژ کلکتور در Q_1 باید دو برابر، همچنین جریان کلکتور نیز باید دو برابر شود. همانطور که در بالا توضیح داده شد، این اتفاق در قله‌های مشتب ورودی صوتی رخ می‌دهد. در این زمان بیشتر سیگنال صوتی در فرستنده Q_1 ظاهر می‌شود. مقدار بسیار کمی از سیگنال بین امیتر و کلکتور Q_2 ظاهر، و بنابراین در مدولاسیون 100 درصد، Q_2 توان بسیار کمی را تلف می‌کند.

هنگامی که ورودی صدا در اوج منفی خود است، ولتاژ در امیتر Q_2 به 12 ولت کاهش می‌یابد. این بدان معنی است که بقیه ولتاژ تغذیه یا 12 ولت دیگر، بین امیتر و کلکتور Q_2 ظاهر می‌شود. از آنجایی که Q_2 همچنین باید بتواند 6 وات را از بین ببرد، باید یک ترانزیستور قدرت بسیار بزرگ باشد. راندمان به کمتر از 50 درصد کاهش می‌یابد. با یک ترانسفورماتور مدولاسیون، راندمان بسیار بیشتر است، در برخی موارد به 80 درصد می‌رسد. این آرایش برای AM با توان بسیار بالا عملی نیست، اما یک مدولاتور سطح بالاتر موثر برای سطوح توان کمتر از حدود 100 وات ایجاد می‌کند.

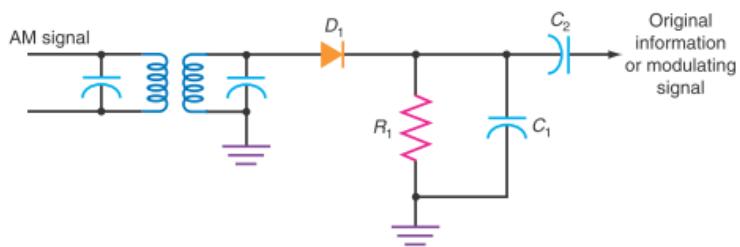
۳.۴ دمودولاتور دامنه

دمودلاتورها یا آشکارسازها مدارهای هستند که سیگنال‌های مدوله شده را دریافت کرده و اطلاعات مدوله کننده اولیه را بازیابی می‌کنند. مدار دمودلاتور مدار کلیدی در هر گیرنده رادیویی است. در واقع از مدارهای دمودلاتور می‌توان به تنها یک گیرنده‌های رادیویی ساده استفاده کرد.

آشکارسازهای دیودی

ساده‌ترین و پرکاربردترین دمودلاتور دامنه، آشکارساز دیودی است (شکل ۱۵.۴). همانطور که نشان داده شده است، سیگنال AM معمولاً با ترانسفورماتور تزویجی به یک مدار یکسو کننده نیم‌موج ساده متشكل از D_1 و R_1 اعمال می‌شود. دیود زمانی هدایت می‌کند که نیم سیکل‌های مشتب سیگنال‌های AM رخ دهد. در طول نیم‌سیکل‌های منفی، دیود در بایاس معکوس است و جریانی از آن عبور نمی‌کند. در نتیجه، ولتاژ روی R_1 مجموعه‌ای از پالس‌های مشتب است که دامنه آنها با سیگنال مدوله کننده تغییر می‌کند. یک خازن C_1 به مقاومت R_1 متصل می‌شود و به طور موثر سیگنال حامل را فیلتر کرده و بنابراین سیگنال مدوله کننده اولیه را بازیابی می‌کند.

یک راه برای بررسی عملکرد یک آشکارساز دیودی، تجزیه و تحلیل عملکرد آن در حوزه زمان است. شکل موج در شکل (۱۶.۴) این را نشان می‌دهد. در هر تناوب مشتب سیگنال AM، خازن به سرعت با مقدار پیک پالس‌های عبوری از دیود شارژ می‌شود. هنگامی که ولتاژ پالس به صفر می‌رسد، خازن در مقاومت R_1 تخلیه می‌شود. ثابت زمانی C_1 و R_1 در مقایسه با دوره سیگنال حامل طولانی انتخاب می‌شود. در نتیجه، در مدت زمانی که دیود رهایت نمی‌کند، خازن فقط اندکی تخلیه می‌شود. هنگامی که پالس بعدی فرا می‌رسد، خازن دوباره به مقدار اوج خود پُر می‌شود. هنگامی که دیود قطع



شکل ۱۵.۴: آشکارساز دیودی دمودولاتور AM

می‌شود، خازن دوباره مقدار کمی را در مقاومت تخلیه می‌کند. شکل موج حاصل در دوسر خازن تقریباً نزدیک به سیگنال مدوله کننده اولیه است.

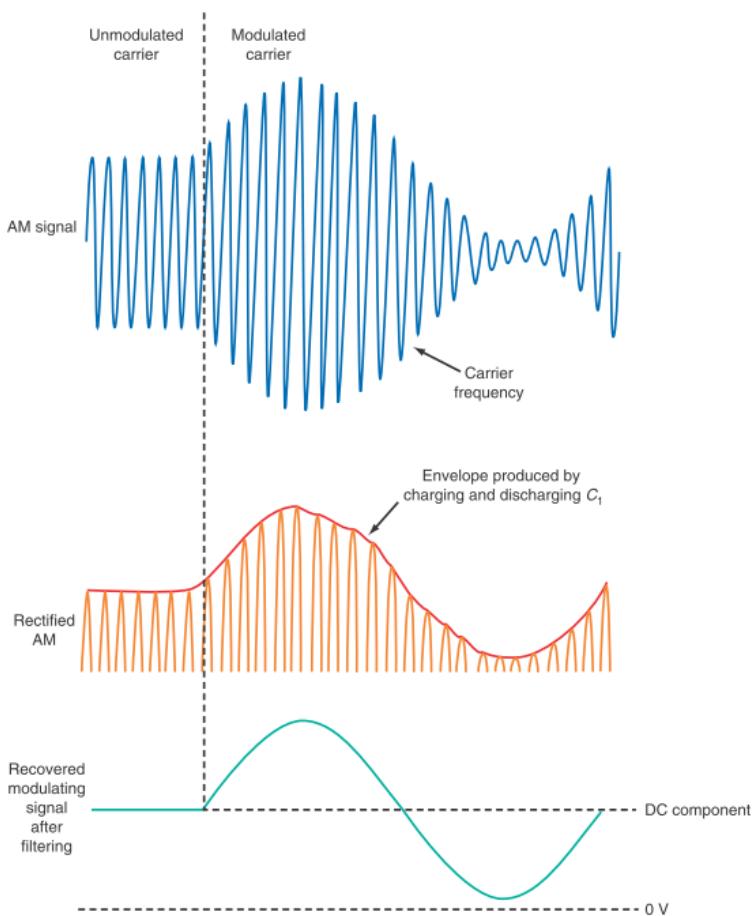
از آنجایی که خازن پُر و خالی می‌شود، سیگنال بازیابی شده دارای مقدار کمی موج روی آن است که باعث اعوجاج سیگنال مدوله کننده می‌شود. با این حال، از آنجایی که فرکانس حامل معمولاً چندین برابر فرکانس مدوله کننده است، این تغییرات موج دار به سختی قابل توجه است.

چون آشکارساز دیودی پوش سیگنال AM را بازیابی می‌کند، که همان سیگنال مدوله کننده اصلی است، مدار گاهی اوقات به نام آشکارساز پوش نامیده می‌شود. اگر ثابت زمانی مقاومت بار R_1 و خازن فیلتر شنت C_1 بیش از حد طولانی یا خیلی کوتاه باشد، اعوجاج سیگنال اصلی ممکن است رخ دهد. اگر ثابت زمانی بیش از حد طولانی باشد، تخلیه خازن برای پیروی از تغییرات سریعتر در سیگنال مدوله کننده بسیار آهسته خواهد بود. به این اعوجاج قطری^۴ گفته می‌شود. اگر ثابت زمانی خیلی کوتاه باشد، خازن خیلی سریع تخلیه می‌شود و سیگنال حامل به اندازه کافی فیلتر نمی‌شود. مولفه dc در خروجی با یک خازن کوپلینگ (ترویجی) مسدود کننده سری C_2 در شکل (۱۵.۴) که به یک تقویت کننده متصل است، حذف می‌شود. راه دیگر برای مشاهده عملکرد آشکارساز دیودی در حوزه فرکانس است. در این مورد، دیود به عنوان یک دستگاه غیر خطی در نظر گرفته می‌شود که سیگنال‌های متعددی به آن اعمال و در نتیجه در آن مدولاسیون انجام می‌شود. سیگنال‌های چندگانه حامل و باندهای کناری هستند که سیگنال AM ورودی را تشکیل می‌دهند و باید دمودوله شود. مولفه‌های سیگنال AM شامل سیگنال حامل f_c ، باند کناری بالایی $f_c + f_m$ و باند کناری پایینی $f_c - f_m$ هستند. مدار آشکارساز دیودی این سیگنال‌ها را ترکیب کرده و سیگنال‌های مجموع و تفاضل را ایجاد می‌کند:

$$\begin{aligned} f_c + (f_c + f_m) &= 2f_c + f_m \\ f_c - (f_c + f_m) &= -f_m \\ f_c + (f_c - f_m) &= 2f_c - f_m \\ f_c - (f_c - f_m) &= f_m \end{aligned}$$

همه این مولفه‌ها در خروجی ظاهر می‌شوند. از آنجایی که فرکانس حامل بسیار بیشتر از فرکانس سیگنال مدوله کننده است، سیگنال حامل را می‌توان به راحتی با یک فیلتر پایین گذر ساده خارج کرد. در آشکارساز دیودی، این فیلتر پایین گذر فقط خازن C_1 در دو سر مقاومت بار R_1 است. با حذف سیگنال حامل تنها سیگنال مدوله کننده اصلی باقی می‌ماند. طیف فرکانس آشکارساز دیودی

^۴Diagonal Distortion

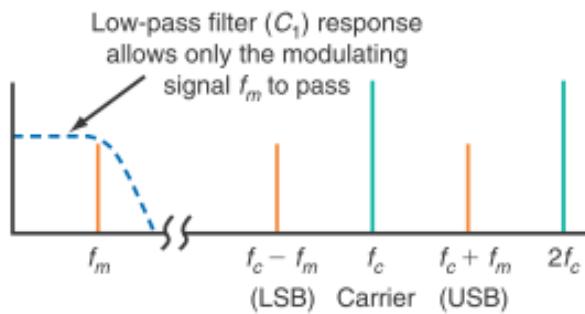


شکل ۱۶.۴: شکل موج‌های آشکارساز دیودی

در شکل (۱۷.۴) نشان داده است. فیلتر پایین گذرا، C_1 در شکل (۱۵.۴)، همه سیگنال‌های بجز سیگنال مدوله کننده اصلی را حذف می‌کند.

گیرنده‌های رادیو کریستالی

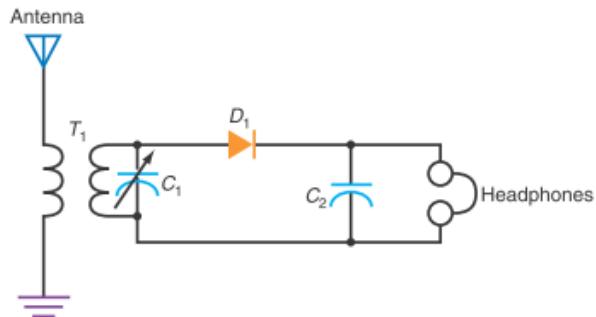
قطعه کریستال گیرنده‌های رادیو کریستالی که در گذشته به طور گسترده استفاده می‌شد، یک دیود ساده است. در شکل (۱۸.۴) مدار آشکارساز دیودی شکل (۱۵.۴) دوباره ترسیم شده است که اتصال آنتن و هدفون را نشان می‌دهد. یک آنتن سیم بلند سیگنال رادیویی را دریافت کرده و به صورت القایی به سیم پیچ ثانویه T_1 کوپل و یک مدار رزونانس سری با C_1 را تشکیل می‌دهد. توجه داشته باشید که ثانویه یک مدار موازی نیست، زیرا ولتاژ القا شده به سیم پیچ ثانویه یک منبع ولتاژ است که به صورت سری با سیم پیچ و خازن ظاهر می‌شود. خازن متغیر C_1 برای انتخاب یک ایستگاه استفاده می‌شود. در رزونانس، ولتاژ دو سر خازن با ضریبی برابر با Q مدار هماهنگی افزایش می‌یابد. این افزایش ولتاژ تشدید نوعی تقویت است. این سیگنال ولتاژ بالاتر به دیود اعمال می‌شود. آشکارساز دیودی D_1 و فیلتر آن C_2 اطلاعات مدوله کننده اصلی را بازیابی کرده و باعث کاهش جریان در هدفون می‌شود. هدفون به عنوان مقاومت بار عمل و خازن C_2 سگنال حامل را حذف می‌کند. نتیجه یک



شکل ۱۷.۴: طیف خروجی آشکار ساز دیودی

گیرنده رادیویی ساده است. دریافت بسیار ضعیف است زیرا هیچ تقویت کننده فعالی ارائه نمی‌شود. معمولاً از دیود ژرمانیومی استفاده می‌شود زیرا ولتاژ آستانه آن کمتر از دیود سیلیکونی است و امکان دریافت سیگنال‌های ضعیف‌تر را فراهم می‌کند. گیرنده‌های رادیویی کریستالی به راحتی می‌توانند برای دریافت پخش استاندارد AM ساخته شوند.

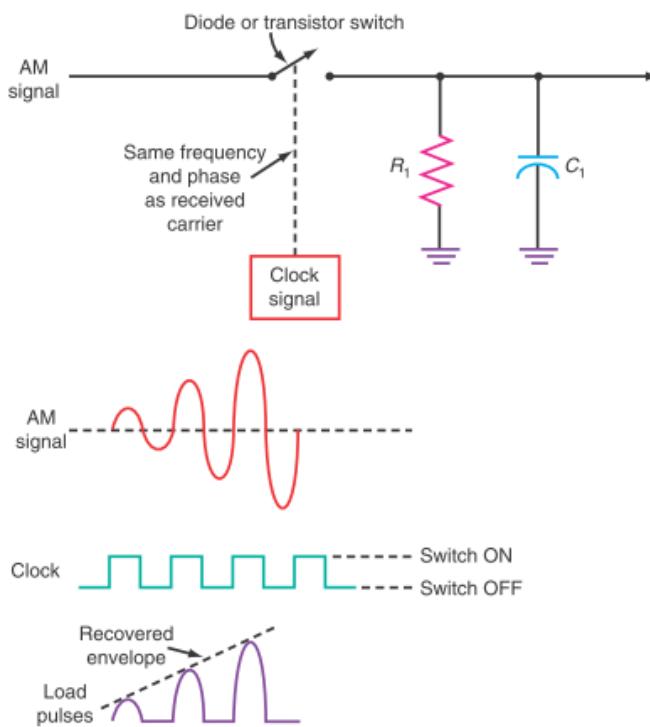
آشکار ساز همزمان



شکل ۱۸.۴: گیرنده رادیو کریستالی

آشکار ساز همزمان^۵ یا آشکار سازهای سنترون از یک سیگنال ساعت داخلی در فرکانس سیگنال حامل در گیرنده استفاده می‌کنند تا سیگنال AM را خاموش و روشن کنند، و یکسوسازی مشابه آنچه در یک آشکار ساز دیودی استاندارد ایجاد می‌شود (شکل ۱۹.۴). سیگنال AM به یک سوئیچ سری اعمال بطوری که همزمان با سیگنال حامل باز و بسته می‌شود. سوئیچ معمولاً یک دیود یا ترانزیستور است که توسط یک سیگنال ساعت تولید شده و از نظر فرکانس برابر و هم‌فاز با فرکانس سیگنال حامل روشن یا خاموش می‌شود. سوئیچ در شکل (۱۹.۴) توسط سیگنال ساعت در طول نیم سیکل‌های مثبت سیگنال AM روشن و در نتیجه در دو سر مقاومت بار ظاهر می‌شود. در طول نیم سیکل‌های منفی سیگنال AM، ساعت کلید را خاموش می‌کند، بنابراین هیچ سیگنالی به بار یا خازن فیلتر نمی‌رسد. خازن سیگنال حامل را فیلتر و حذف می‌کند.

^۵Synchronous Detection



شکل ۱۹.۴: مفهوم آشکارساز سنکرون

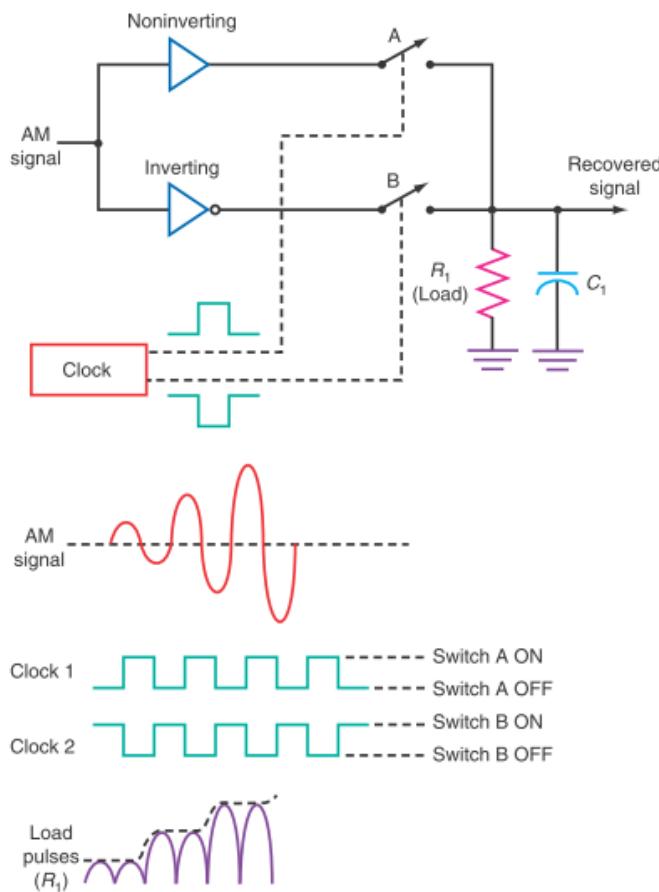
خوب است بدانید که:

آشکارسازهای سنکرون یا آشکارسازهای همدوس (منسجم) دارای اعوجاج کمتر و نسبت سیگنال به نویز بهتری نسبت به آشکارسازهای دیودی استاندارد دارند.

یک آشکارساز سنکرون موج کامل در شکل (۲۰.۴) نشان داده شده است. سیگنال AM برای تقویت کننده‌های معکوس (اینورتر) و غیر معکوس اعمال می‌شود. سیگنال حامل تولید شده داخلی، دو سوئیچ A و B را راه می‌اندازد. سیگنال ساعت کلید A را روشن و B را خاموش یا B را روشن و A را خاموش می‌کند. این آرایش یک سوئیچ الکترونیکی تک قطبی، دو پرتابی (SPDT)^۶ را شبیه‌سازی می‌کند. در طول نیم‌سیکلهای مثبت سیگنال AM، سوئیچ A خروجی AM غیرمعکوس نیم‌سیکلهای مثبت را به بار تغذیه می‌کند. در طول نیم‌سیکلهای منفی ورودی، سوئیچ B خروجی اینورتر را به بار متصل می‌کند. نیم‌سیکلهای منفی معکوس، مثبت و سیگنال در دوسر بار ظاهر می‌شود. نتیجه یکسو کردن موج کامل سیگنال است.

نکته کلیدی کار آشکارساز سنکرون این است که اطمینان حاصل شود که سیگنال تولید کننده عمل سوئیچینگ کاملاً هم فاز با سیگنال حامل AM دریافتی است. یک سیگنال حامل تولید شده داخلی از مثلث یک نوسان‌ساز کار نخواهد کرد. حتی اگر فرکانس و فاز سیگنال سوئیچینگ ممکن است

^۶Single-Pole, Double-Throw (SPDT)



شکل ۲۰.۴: آشکارساز سنکرون تمام موج

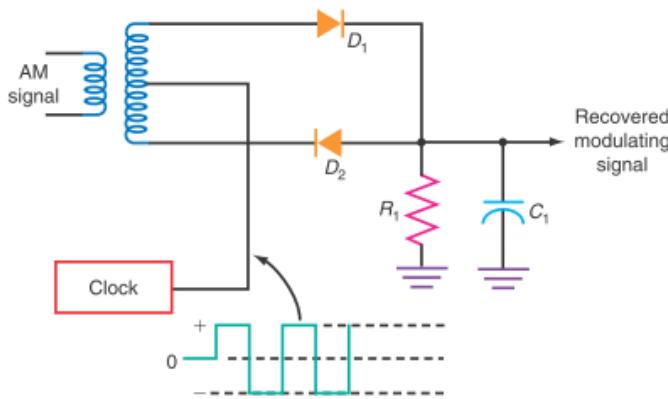
نزدیک به فرکانس حامل باشد، آنها کاملاً برابر نیستند. با این حال، تعدادی تکنیک وجود دارد که در مجموع به عنوان مدارهای بازیابی حامل نامیده می‌شوند، که می‌توانند برای تولید سیگنال سوئیچینگ که دارای فرکانس و رابطه فاز صحیح با حامل است، استفاده شوند.

یک آشکارساز سنکرون عملی در شکل (۲۱.۴) نشان داده شده است. یک ترانسفورماتور با سر وسط دو سیگنال مساوی اما معکوس را ارائه می‌دهد. سیگنال حامل به سر وسط ترانس اعمال می‌شود. توجه داشته باشید که یک دیود بر خلاف روشنی که در صورت استفاده از یکسوسازی موج کامل استفاده می‌شود، متصل است. این دیودها به عنوان سوئیچ استفاده شده که توسط ساعت خاموش و روشن می‌شوند و به عنوان ولتاژ بایاس استفاده می‌شود. سیگنال حامل معمولاً یک موج مربعی است که با بریدن^۴ و تقویت سیگنال AM به دست می‌آید. وقتی ساعت مثبت است، دیود D_1 بایاس رو به جلو است. آن بصورت یک اتصال کوتاه عمل کرده و سیگنال AM را به مقاومت بار متصل می‌کند.

نیم سیکل‌های مثبت در دوسر بار ظاهر می‌شوند.

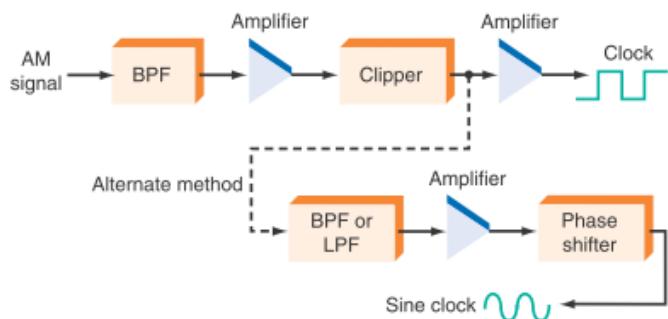
هنگامی که سیگنال ساعت منفی می‌شود، D_2 به سمت جلو بایاس می‌شود. در طول این مدت،

^۴Clipping



شکل ۲۱.۴: آشکارساز سنکرون عملی

سیکل‌های منفی سیگنال AM رخ می‌دهد، که باعث می‌شود خروجی کمتر سیم پیچ ثانویه مثبت شود. با هدایت D_2 ، نیم سیکل‌های مثبت به بار منتقل شده و مدار یکسو کننده موج کامل را انجام می‌دهد. مانند قبل، خازن در دوسر بار، سیگنال حامل را فیلتر کرده و سیگنال مدوله کننده اصلی را در دوسر بار باقی می‌گذارد.



شکل ۲۲.۴: مدار بازیابی سیگنال کریر

مدار نشان داده شده در شکل (۲۲.۴) یکی از راههای تامین سیگنال حامل برای آشکارساز سنکرون است. سیگنال AM که باید دمودوله شود به یک فیلتر میان گذر بسیار گزینشی اعمال می‌شود که حامل را انتخاب کرده و باندهای کناری را حذف، بنابراین بیشتر تغییرات دامنه را حذف می‌کند. این سیگنال تقویت شده و بر یک برش دهنده یا محدود کننده اعمال می‌شود بطوری که تغییرات دامنه باقیمانده را از سیگنال حذف کرده و فقط سیگنال حامل را باقی می‌گذارد. مدار کلیپر (برش دهنده) معمولاً سیگنال حامل موج سینوسی را به یک موج مربعی تبدیل و تقویت کرده و در نتیجه تبدیل به سیگنال ساعت می‌شود. در برخی از آشکارسازهای سنکرون، حامل بریده شده از طریق یک فیلتر میان گذر دیگر وارد شده تا از شر هارمونیک‌های موج مربعی خلاص شود و یک سیگنال حامل موج سینوسی خالص تولید شود. سپس این سیگنال تقویت و به عنوان ساعت استفاده می‌شود. ممکن

است یک تغییر فاز کوچک برای تصحیح هر گونه تفاوت فازی که در طول فرآیند بازیابی حامل رخ می‌دهد، معروفی شود. سیگنال حامل حاصل دقیقاً همان فرکانس و فاز حامل اصلی است، زیرا در واقع از آن مشتق شده است. خروجی این مدار به آشکارساز سنکرون اعمال می‌شود. برخی از آشکارسازهای سنکرون از یک حلقه قفل فاز^۸ (PLL) برای تولید ساعت استفاده می‌کنند که به سیگنال حامل ورودی قفل می‌شود.

آشکارسازهای سنکرون همچنین به عنوان آشکارسازهای همدوس^۹ (منسجم) شناخته می‌شوند و در گذشته به نام آشکارسازهای هموداین شناخته می‌شدند. مزیت اصلی آنها نسبت به آشکارسازهای دیودی استاندارد این است که اعوجاج کمتر و نسبت سیگنال به نویز بهتری دارند. آنها همچنین کمتر مستعد محو شدن گزینشی^{۱۰} هستند، پدیده‌ای که در آن اعوجاج ناشی از تضعیف نوار کناری روی حامل در طول انتقال است.

۴.۴ مدولاتورهای متعادل

یک مدولاتور متعادل مداری است که یک سیگنال DSB تولید می‌کند، حامل را حذف می‌کند و تنها فرکانس‌های مجموع و اختلاف را در خروجی باقی می‌گذارد. خروجی یک مدولاتور متعادل می‌تواند توسط فیلترها یا مدارهای تغییر فاز پردازش شود تا یکی از باندهای جانبی حذف شود و در نتیجه سیگنال SSB ایجاد شود.

مدولاتورهای شبکه‌ای

یکی از محبوب‌ترین و پرکاربردترین مدولاتورهای متعادل کننده حلقه دیودی یا مدولاتور شبکه در شکل (۲۳.۴) است که از یک ترانسفورماتور ورودی T_1 ، یک ترانسفورماتور خروجی T_2 و چهار دیود متصل در یک مدار پل تشکیل شده است. سیگنال حامل به سر وسطی ترانسفورماتورهای ورودی و خروجی اعمال و سیگنال مدوله کننده به ترانسفورماتور ورودی T_1 اعمال می‌شود. خروجی در دوسر ثانویه ترانسفورماتور خروجی T_2 ظاهر می‌شود. اتصالات در شکل (۲۳.۴)(الف) همانند شکل (۲۳.۴)(ب) است، اما عملکرد مدار ممکن است به راحتی بطوری که در قسمت (ب) نشان داده شده، قابل مشاهده باشد.

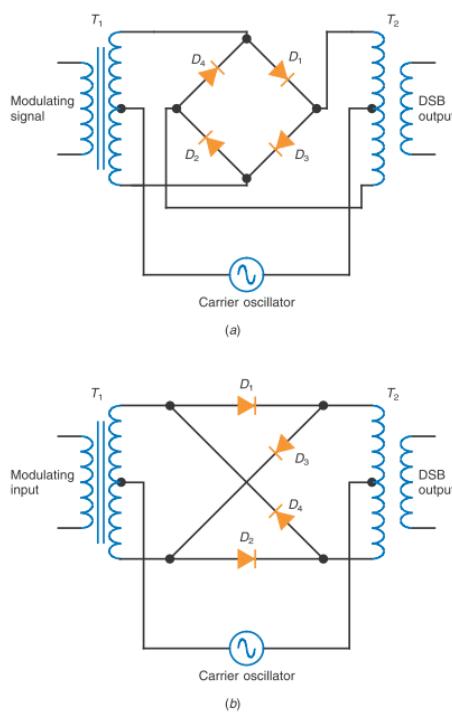
عملکرد مدولاتور شبکه‌ای نسبتاً ساده است. موج سینوسی حامل، که معمولاً از نظر فرکانس و دامنه به طور قابل توجهی بالاتر از سیگنال مدوله کننده است، به عنوان منبع بایاس رو به جلو و معکوس برای دیودها استفاده می‌شود. سیگنال حامل دیودها را با سرعت بالایی خاموش و روشن و دیودها به صورت کلیدهایی عمل می‌کنند بطوری که سیگنال مدوله کننده را در ثانویه T_1 با اوایله T_2 متصل می‌کنند.

شکل (۲۴.۴) و (۲۵.۴) نحوه عملکرد مدوله کننده‌های شبکه‌ای را نشان می‌دهد. فرض کنید ورودی مدوله کننده صفر باشد. هنگامی که قطب سیگنال حامل مثبت است، همانطور که در شکل (۲۵.۴)(الف) نشان داده شده است، دیودهای D_1 و D_2 بایاس رو به جلو هستند. در این زمان، D_3 و D_4 بایاس معکوس هستند و مانند مدارهای باز عمل می‌کنند. همانطور که می‌بینید، جریان به طور مساوی در قسمت‌های بالایی و پایینی سیم پیچ اولیه T_2 تقسیم می‌شود. جریان در قسمت بالایی

^۸Phase Locked Loop (PLL)

^۹Coherent Detectors

^{۱۰}Selective Fading

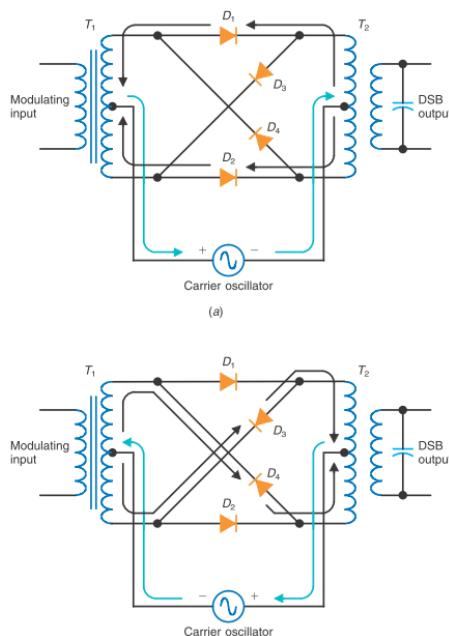


شکل ۲۳.۴: مدولاتور متعادل نوع شبکه‌ای

سیم‌پیج، یک میدان مغناطیسی ایجاد می‌کند که برابر و مخالف جریان مغناطیسی تولید شده توسط جریان در نیمه پایینی سیم پیج است. بنابراین میدان مغناطیسی یکدیگر را خنثی می‌کنند. هیچ خروجی در ثانویه القا نمی‌شود و سیگنال حامل به‌طور موثر حذف می‌شود.

هنگامی که قطب سیگنال حامل معکوس می‌شود، همانطور که در شکل (۲۵.۴) (ب) نشان داده شده است، دیودهای D_1 و D_2 بایاس معکوس هستند و دیودهای D_3 و D_4 هدایت می‌کنند. مجدداً جریان در سیم پیج ثانویه T_1 و سیم پیج اولیه T_2 است. میدان مغناطیسی برابر و مخالف تولید شده در T_2 یکدیگر را خنثی می‌کنند. سیگنال حامل به‌طور موثر متعادل و خروجی آن صفر است. درجه حذف سیگنال حامل به درجه دقیقی که ترانسفورماتورها با آن ساخته شده‌اند و محل سر وسط ترانس بستگی دارد: هدف دقیقاً برابری جریان‌های بالا و پایین و حذف کامل میدان مغناطیسی است. درجه تضعیف سیگنال حامل نیز به دیودها بستگی دارد. بزرگترین حذف سیگنال حامل زمانی اتفاق می‌افتد که مشخصه‌های دیود کاملاً مطابقت داشته باشند. کاهش سیگنال حامل 40° دسی بل با قطعات متعادل قابل دستیابی است.

حال فرض کنید که یک موج سینوسی با فرکانس پایین به عنوان سیگنال مدوله کننده به‌اولیه T_1 اعمال می‌شود. سیگنال مدوله کننده در دوسر ثانویه T_1 ظاهر می‌شود. کلیدهای دیودی ثانویه T_1 به اولیه در زمان‌های مختلف بسته به قطب سیگنال حامل متصل می‌کنند. وقتی قطب سیگنال حامل همانطور که در شکل (۲۵.۴)(الف) نشان داده شده است، دیودهای D_2 و D_4 هدایت می‌کنند به عنوان کلیدهای بسته عمل می‌کنند. در این زمان، D_3 و D_1 بایاس معکوس هستند و عملً در مدار نیستند. در نتیجه، سیگنال مدوله کننده در ثانویه T_1 به‌اولیه T_2 تا D_1 و D_2 اعمال می‌شود.

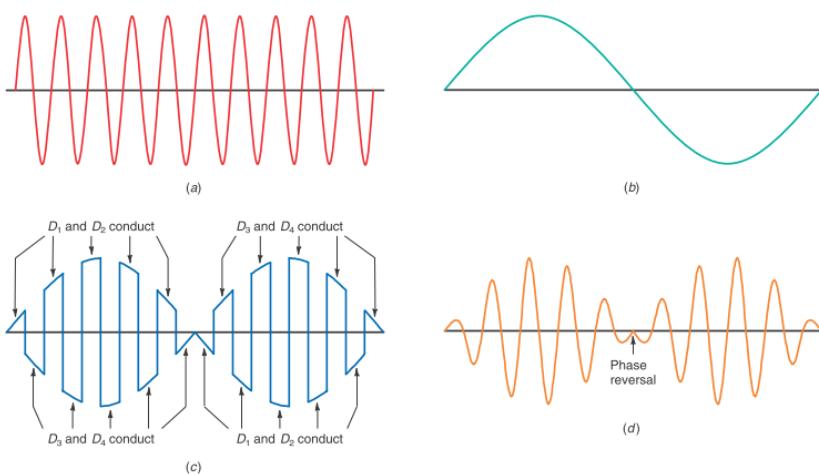


شکل ۲۴.۴: عملکرد مدولاتور شبکه

هنگامی که قطب سیگنال حامل معکوس می‌شود، D_1 و D_2 قطع و D_3 و D_4 هدایت می‌کنند. مجدداً، بخشی از سیگنال مدوله کننده در ثانویه T_1 به‌اویله T_2 اعمال می‌شود، اما این بار به دلیل اتصالات D_2 و D_4 ، سرها به‌طور موثر معکوس شده‌اند. نتیجه معکوس فاز 180° درجه است. با این اتصال، اگر سیگنال مدوله کننده مثبت باشد، خروجی منفی خواهد بود و بالعکس.

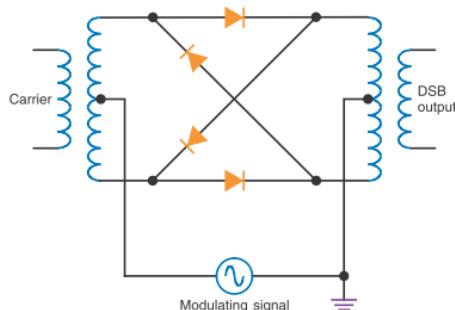
در شکل (۲۵.۴)، سیگنال حامل با فرکانس بسیار بالاتری نسبت به سیگنال مدوله کننده کار می‌کند. بنابراین، دیودها با سرعت بالایی خاموش و روشن می‌شوند و باعث می‌شوند بخش‌هایی از سیگنال مدوله کننده در زمان‌های مختلف از دیودها عبور داده شود. سیگنال DSB که در دوسر اویله T_1 ظاهر می‌شود در شکل (۲۵.۴)(ج) نشان داده شده است. افزایش و کاهش شدید شکل موج در اثر تعویض سریع دیودها ایجاد می‌شود. به‌دلیل عمل سوئیچینگ، شکل موج حاوی هارمونیک‌های حامل است. به طور معمول، ثانویه T_2 یک مدار تشدید است که نشان داده شده است، و بنابراین محتوای هارمونیک فرکانس بالا خارج می‌شود و یک سیگنال DSB مانند آنچه در شکل (۲۵.۴)(د) نشان داده شده است، باقی می‌ماند.

چندین نکته مهم در مورد این سیگنال وجود دارد. ابتدا شکل موج خروجی در فرکانس حامل رخ می‌دهد. این درست است حتی اگر حامل حذف شده باشد. اگر دو موج سینوسی که در فرکانس‌های باند کناری رخ می‌دهند به صورت جبری اضافه شوند، نتیجه یک سیگنال موج سینوسی در فرکانس حامل با تغییرات دامنه نشان داده شده در شکل (۲۵.۴)(ج) یا (د) است. توجه داشته باشید که پوش سیگنال خروجی به‌شکل سیگنال مدوله کننده نیست. همچنین به معکوس شدن فاز سیگنال در مرکز شکل موج نیز توجه کنید، که یکی از نشانه‌های این است که سیگنال مشاهده شده یک سیگنال DSB واقعی است.



شکل ۲۵.۴: شکل موج در مدولاتور متعادل از نوع شبکه. (الف) حامل. (ب) سیگنال مدوله کننده. (ج) سیگنال DSB - T2 اولیه. (د) خروجی

اگرچه مدولاتورهای شبکه‌ای می‌توانند از اجزای مجرا ساخته شوند، اما معمولاً در یک مازول واحد حاوی ترانسفورماتورها و دیودها در یک بسته مهر و موم شده موجود هستند. این قطعه واحد را می‌توان به صورت یک جزء جداگانه استفاده کرد. ترانسفورماتورها به دقت متعادل شده‌اند و از دیودهای حامل گرم همسان برای ارائه محدوده فرکانس کاری گستردۀ و حذف برتر سیگنال حامل استفاده می‌شود.



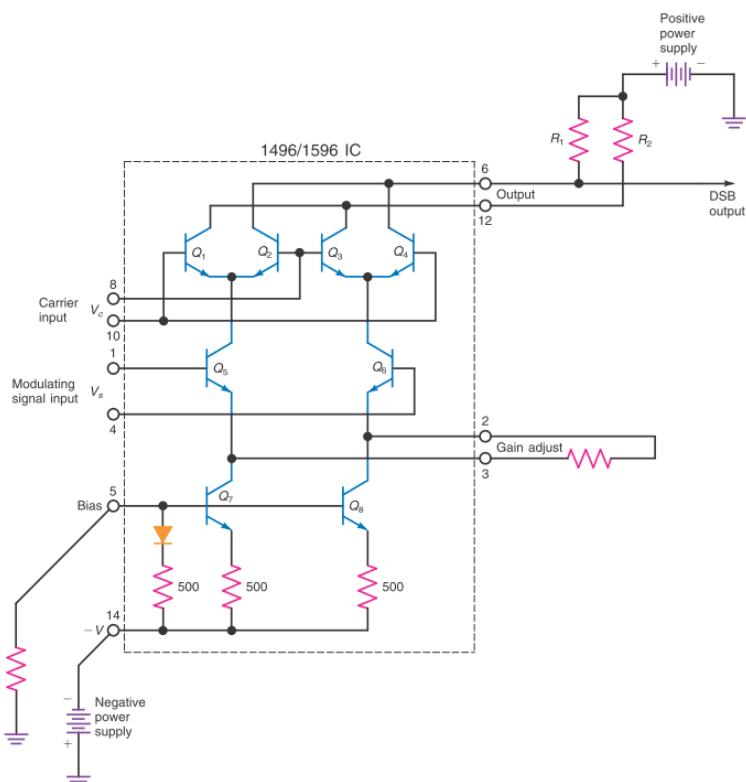
شکل ۲۶.۴: یک نوع اصلاح شده از مدولاتور شبکه‌ای که به ترانسفورماتور هسته آهنی برای سیگنال مدوله کننده فرکانس پایین نیاز ندارد.

مدولاتور شبکه دیودی نشان داده شده در شکل (۲۴.۴) از یک ترانسفورماتور هسته آهنی فرکانس پایین برای سیگنال مدوله کننده و یک ترانسفورماتور هسته هوا برای خروجی RF استفاده می‌کند. این یک ترتیب ناخوشایند است زیرا ترانسفورماتور فرکانس پایین بزرگ و گران است. معمولاً از دو ترانسفورماتور RF استفاده می‌شود، همانطور که در شکل (۲۶.۴) نشان داده شده است، که در آن سیگنال مدوله به سر وسط ترانسفورماتورهای RF اعمال می‌شود. عملکرد این مدار مشابه سایر

مدولاتورهای شبکه‌ای است.

مدولاتورهای متعادل مدار مجتمع

یکی دیگر از مدارهای مدولاتور متعادل که به طور گسترده مورد استفاده قرار می‌گیرد استفاده از تقویت کننده‌های دیفرانسیلی است. یک مثال معمولی، مدولاتور متعادل IC 1496/1596 در شکل (۲۷.۴) دیده می‌شود. این مدار می‌تواند در فرکانس‌های حامل تا حدود ۱۰۰ مگاهرتز کار کند و می‌تواند به حذف سیگنال حامل ۵۰ تا ۶۵ دسی‌بل دست یابد. شماره پین‌های نشان‌داده شده در ورودی و خروجی آی‌سی، شماره‌های یک آی‌سی استاندارد ۱۴ پین پکیج دوگانه (DIP) (۱۱) است. این دستگاه در قوطی فلزی سرب (۱۲) و چندین نوع بسته بندی روی سطح (۱۳) نیز موجود است.



شکل ۲۷.۴: مدولاتور متعادل مدار مجتمع

در شکل (۲۷.۴)، ترانزیستورهای Q_7 و Q_8 منابع جریان ثابتی هستند که با یک مقاومت خارجی و منبع منفی بایاس می‌شوند. آنها مقدادر جریان مساوی را بهدو تقویت کننده دیفرانسیلی عرضه می‌کنند. یک تقویت کننده دیفرانسیلی از Q_1 ، Q_2 و Q_5 و دیگری از Q_4 ، Q_6 و Q_8 تشکیل شده است. سیگنال مدوله کننده به پایه‌های Q_5 و Q_6 اعمال می‌شود. این ترانزیستورها در مسیرهای جریان به ترانزیستورهای دیفرانسیلی متصل شده و دامنه جریان را مطابق با سیگنال مدوله کننده

^{۱۱}Dual In-line Package (DIP) IC

^{۱۲}10-lead metal

^{۱۳}Surface-Mount Package

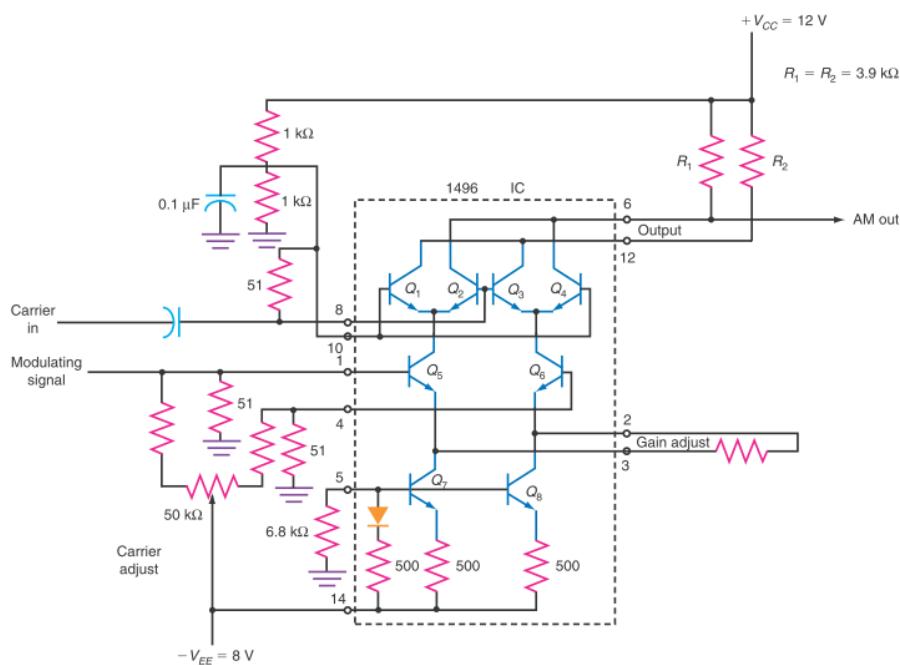
تغییر می‌دهند. جریان در Q_5 ، 180° درجه اختلاف فاز با جریان در Q_6 دارد. با افزایش جریان در Q_5 ، جریان عبوری از Q_6 کاهش می‌یابد و بالعکس.

ترانزیستورهای دیفرانسیلی Q_1 تا Q_4 که توسط سیگنال حامل کنترل می‌شوند، به صورت سوئیچ (کلید) عمل می‌کنند. وقتی ورودی سیگنال حامل به گونه‌ای باشد که ترمینال ورودی پایین نسبت به ترمینال ورودی بالایی مثبت باشد، ترانزیستورهای Q_1 و Q_4 هدایت می‌کنند و به صورت کلیدهای بسته عمل کرده و Q_2 و Q_3 قطع می‌شوند. هنگامی که قطب سیگنال حامل معکوس می‌شود، Q_1 و Q_4 قطع و Q_2 و Q_3 هدایت و به صورت کلیدهای بسته عمل می‌کنند. بنابراین، این ترانزیستورهای دیفرانسیلی همان هدف سوئیچینگ دیودهای موجود در مدار مدولاتور شبکه را که قبلاً توضیح داده شد، انجام می‌دهند. آنها سیگنال مدوله کننده را با سرعت سیگنال حامل خاموش و روشن می‌کنند. فرض کنید که یک موج حامل فرکانس بالا به ترانزیستورهای سوئیچینگ Q_1 و Q_4 اعمال و یک موج سینوسی فرکانس پایین به ورودی سیگنال مدوله کننده در Q_5 و Q_6 اعمال می‌شود. فرض کنید سیگنال مدوله کننده مثبت است به طوری که جریان عبوری از Q_5 افزایش در حالی که جریان عبوری از Q_6 کاهش می‌یابد. هنگامی که قطب سیگنال حامل مثبت است، Q_1 و Q_4 هدایت می‌کنند. با افزایش جریان از طریق Q_5 ، جریان عبوری از Q_1 و R_2 به نسبت افزایش می‌یابد. بنابراین، ولتاژ خروجی در کلکتور Q_1 در جهت منفی می‌رود. با کاهش جریان Q_6 ، جریان عبوری از Q_4 و R_1 کاهش می‌یابد. بنابراین، ولتاژ خروجی در کلکتور Q_4 افزایش می‌یابد. هنگامی که قطب سیگنال حامل معکوس می‌شود، Q_2 و Q_3 هدایت می‌کنند. جریان زیاد شونده Q_5 از Q_2 و R_1 عبور کرده و بنابراین ولتاژ خروجی شروع به کاهش می‌یابد. جریان کاهشی از طریق Q_3 اکنون از Q_2 و R_2 عبور کرده و باعث افزایش ولتاژ خروجی می‌شود. نتیجه خاموش و روشن شدن سیگنال حامل و تغییر سیگنال مدوله کننده همانطور که نشان داده شد، سیگنال خروجی کلاسیک DSB را که قبلاً توضیح داده شد تولید می‌کند [شکل (۲۸.۴)(ج)]. سیگنال در R_1 مانند سیگنال R_4 است، اما این دو درجه اختلاف فاز دارند.

شکل (۲۸.۴) آی سی ۱۴۹۶ را نشان می‌دهد که به صورت یک مدولاتور DSB یا AM متصل است. اجزای اضافی در مدار در شکل (۲۷.۴) گنجانده شده‌اند تا ورودی‌های یک‌طرفه به جای سیگنال حامل متعادل، ورودی‌های سیگنال را مدوله کنند و راهی برای تنظیم تعادل حامل را فراهم کنند. پتانسیومتر روی پایه‌های ۱ و ۴ امکان تنظیم حداقل خروجی سیگنال حامل را فراهم می‌کند، بطوری که عدم تعادل جزئی در مدارهای مدولاتور متعادل داخلی را جبران کرده و تلوانی‌های قطعات را در مقاومت‌ها تصحیح، بنابراین حداکثر حذف حامل را به همراه دارد. حذف سیگنال حامل را می‌توان در اکثر شرایط حداقل تا 50° دسی‌بل و در فرکانس‌های پایین تا 65° دسی‌بل تنظیم کرد.

کاربردهای آی سی ۱۴۹۶/۱۵۹۶: آی سی ۱۴۹۶ یکی از پرکاربردترین مدارهای موجود برای کاربردهای ارتباطی است. علاوه بر استفاده از آن به عنوان مدولاتور متعادل، می‌توان آن را به عنوان یک مدوله کننده دامنه یا به عنوان یک آشکارساز سنکرون بکار برد.

در شکل (۲۸.۴)، مقاومت‌های ۱ کیلو اهمی تقویت کننده‌های دیفرانسیلی را به ناحیه خطی هدایت می‌کنند تا سیگنال حامل ورودی را تقویت کنند. سیگنال مدوله کننده به ترانزیستورهای امیتر سری Q_5 و Q_6 اعمال می‌شود. یک شبکه قابل تنظیم با استفاده از پتانسیومتر 50° کیلو اهمی امکان کنترل میزان سیگنال مدوله کننده اعمال شده به هر دو تقویت کننده دیفرانسیلی داخلی را فراهم می‌کند. اگر پتانسیومتر در نزدیکی مرکز تنظیم شود، سیگنال حامل متعادل شده و مدار به عنوان یک مدولاتور متعادل عمل می‌کند. هنگامی که پتانسیومتر در موقعیت مرکزی تنظیم شود، سیگنال حامل حذف



شکل ۲۸.۴: مدولاتور AM ساخته شده با آی سی ۱۴۹۶.

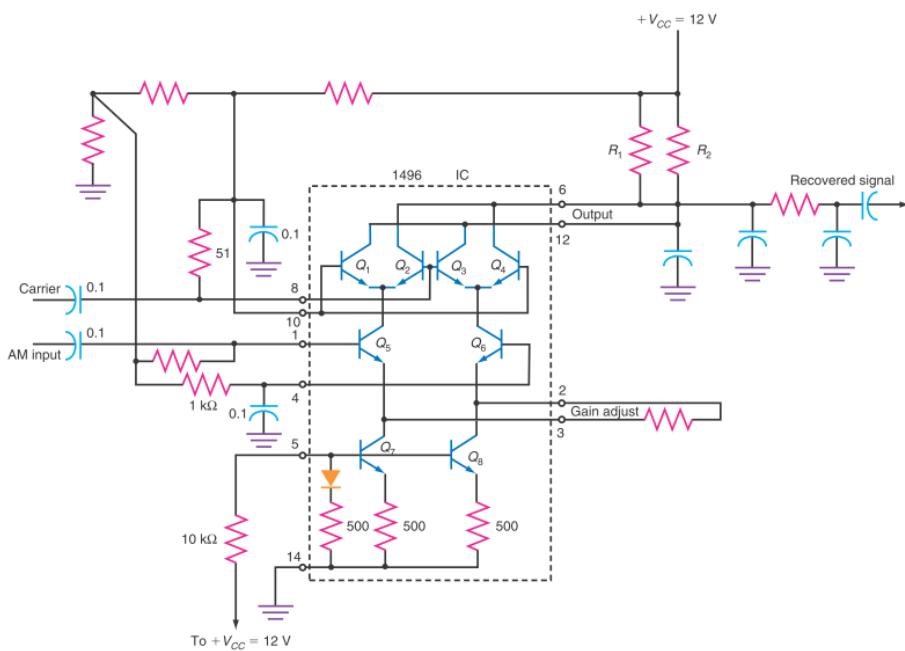
شده و خروجی DSB AM است.

خوب است بدانید که:

آی سی ۱۴۹۶ یکی از پرکاربردترین مدارهای موجود برای کاربردهای ارتباطی است. علاوه بر این که یک مدولاتور متعادل است، می‌توان آن را به عنوان یک مدولاتور دامنه، یک آشکارساز ضرب کننده یا یک آشکارساز سنکرون پیکربندی کرد.

اگر پتانسیومتر بهر صورتی جبران ساز شود، یک زوج تقویت کننده دیفرانسیلی سیگنال حامل ضعیف یا اصلًا هیچی دریافت نکرده و زوج دیگر تمام یا بیشتر سیگنال حامل را دریافت می‌کند. مدار تبدیل به نوعی از مدولاتور تقویت کننده دیفرانسیل می‌شود که در شکل ۱۰.۴(ب) نشان داده شده است. این مدار به خوبی کار می‌کند، اما دارای امپدانس ورودی بسیار کمی است. امپدانس‌های ورودی برای سیگنال حامل و مدوله کننده برابر با مقاومت ورودی ۵۱ اهم است. این بدان معنی است که سیگنال حامل و منابع سیگنال مدوله کننده باید از مدارهایی با امپدانس خروجی پایین، مانند دنبال کننده‌های امیتر یا تقویت کننده‌های عملیاتی باشند.

شکل ۲۹.۴ آی سی ۱۴۹۶ متصل به مدار به عنوان آشکارساز سنکرون برای AM را نشان می‌دهد. سیگنال AM به ترانزیستورهای امیتر سری Q_5 و Q_6 اعمال می‌شود، بنابراین جریان امیتر در تقویت کننده‌های دیفرانسیلی تغییر کرده، و در این مورد به صورت سوئیچ برای خاموش و روشن کردن سیگنال AM در زمان مناسب استفاده می‌شود. سیگنال حامل باید با سیگنال AM هم فاز باشد. در این مدار، سیگنال حامل را می‌توان از خود سیگنال AM بدست آورد. در حقیقت، اتصال



شکل ۲۹.۴: آشکار ساز سنکرون AM با استفاده از آی سی ۱۴۹۶.

سیگنال AM به هر دو ورودی در صورتی کار می‌کند که سیگنال AM به اندازه کافی دامنه داشته باشد. هنگامی که دامنه به اندازه کافی بالا باشد، سیگنال AM ترانزیستورهای تقویت کننده دیفرانسیلی Q₁ از طریق Q₄ را به حالت قطع و اشباع هدایت کرده و در نتیجه هرگونه تغییرات دامنه را حذف می‌کند. از آنجایی که سیگنال حامل از سیگنال AM مشتق شده است، برای ارائه دمودولاسیون با کیفیت بالا مناسب است. تغییرات سیگنال حامل با یک فیلتر پایین گذر RC از خروجی حذف و سیگنال اطلاعات بازیابی شده را باقی می‌گذارد.

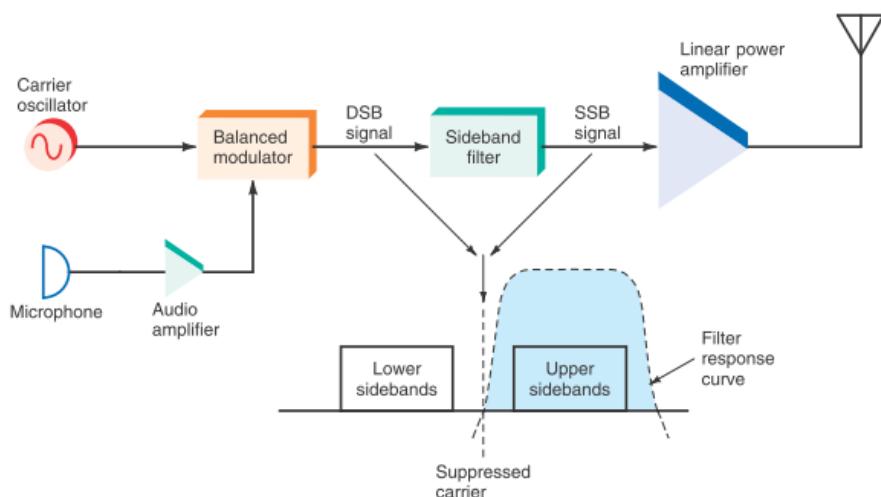
ضرب کننده آنالوگ: نوع دیگری از آی سی که می‌تواند به عنوان یک مدولاتور متعادل استفاده شود، ضرب کننده آنالوگ است. ضرب کننده‌های آنالوگ اغلب برای تولید سیگنال‌های DSB استفاده می‌شوند. تفاوت اصلی بین یک مدولاتور متعادل کننده آی سی و یک ضرب کننده آنالوگ این است که مدولاتور متعادل یک مدار سوئیچینگ است. سیگنال حامل، که ممکن است یک موج مستطیلی باشد، باعث می‌شود تا ترانزیستورهای تقویت کننده دیفرانسیلی خاموش و روشن شوند تا سیگنال مدوله کننده تغییر کند. ضرب کننده آنالوگ از تقویت کننده‌های دیفرانسیلی استفاده می‌کند، اما آنها در حالت خطی عمل می‌کنند. سیگنال حامل باید یک موج سینوسی باشد و ضرب کننده آنالوگ حاصل ضرب واقعی دو ورودی آنالوگ را تولید می‌کند.

قطعات آی سی : در مدارهای مجتمع در مقیاس بزرگ که گیرنده‌های کامل روی یک تراشه سیلیکونی قرار می‌گیرند، مدارهایی که در اینجا توضیح داده شده قابل اجرا هستند. با این حال، مدار به احتمال زیاد به جای ترانزیستورهای دوقطبی، با ماسفت‌ها ساخته می‌شوند.

۵.۴ مدارهای SSB

تولید سیگنال‌های SSB: روش فیلتری

ساده‌ترین و پرکاربردترین روش تولید سیگنال SSB، روش فیلتری است. شکل (۳۰.۴) بلوك دیاگرام کلی از یک فرستنده SSB را با استفاده از روش فیلتر نشان می‌دهد. سیگنال مدوله کننده، معمولاً صدای میکروفون، به تقویت کننده صوتی اعمال و خروجی آن به ورودی مدولاتور متعادل تغذیه می‌شود. نوسان‌ساز کریستالی سیگنال حامل را ارائه داده و سپس به مدولاتور متعادل نیز اعمال می‌شود. خروجی مدولاتور متعادل یک سیگنال دو باند کناری (DSB) است. یک سیگنال SSB با عبور سیگنال DSB از یک فیلتر میان گذر بسیار گزینشی تولید می‌شود که باند کناری بالای یا پایینی را انتخاب کند.



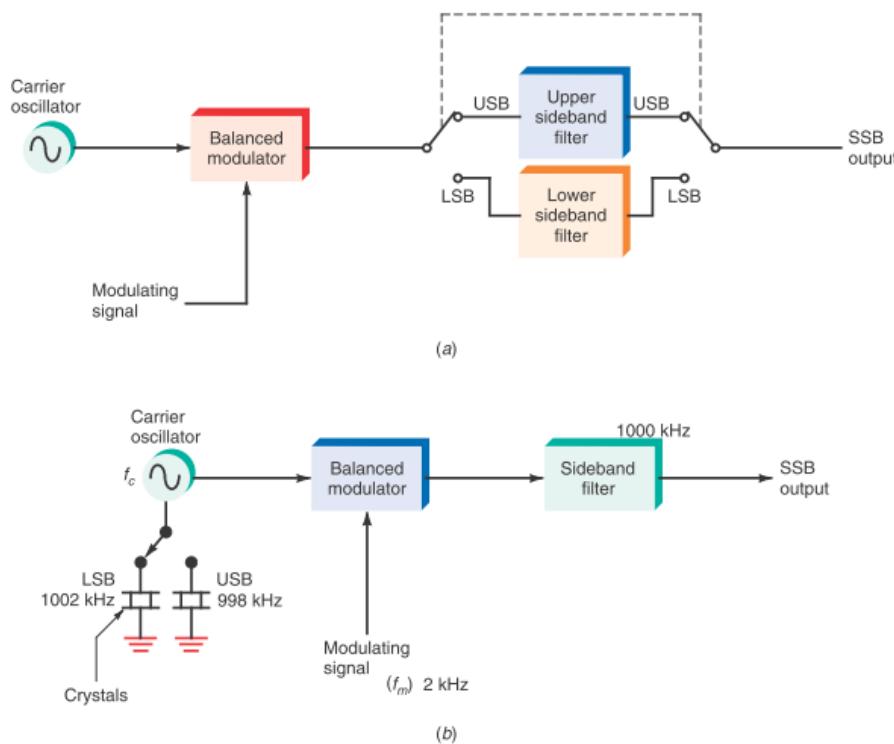
شکل ۳۰.۴: فرستنده SSB بر اساس روش فیلتری

البته نیاز اولیه فیلتر این است که فقط باند کناری مورد نظر عبور کند. فیلترها معمولاً با پهنای باند تقریبی $2/5$ تا 3 کیلوهرتز طراحی می‌شوند و به اندازه کافی گسترده هستند که فقط فرکانس‌های صوتی استاندارد را عبور دهند. کناره‌های منحنی پاسخ فیلتر دارای شبکه تند هستند و گزینش پذیری عالی را فراهم می‌کنند. فیلترها دستگاه‌های هماهنگی ثابتی هستند. یعنی فرکانس‌هایی که می‌توانند عبور دهند قابل تغییر نیستند. بنابراین، فرکانس اسیلاتور حامل باید به گونه‌ای انتخاب شود که باندهای کناری در باند گذر فیلتر قرار گیرند. بسیاری از فیلتری تجاری موجود روی محدوده‌های فرکانس 455 کیلوهرتز، $3/25$ مگاهرتز یا 9 مگاهرتز تنظیم می‌شوند، اگرچه فرکانس‌های دیگری نیز استفاده می‌شوند. فیلترهای پردازش سیگنال دیجیتالی^{۱۴} (DSP) نیز در تجهیزات مدرن استفاده می‌شود.

با روش فیلتری، لازم است که باند کناری بالایی یا پایینی را انتخاب کرد. از آنجایی که اطلاعات یکسان در هر دو باند جانبی موجود است، معمولاً فرقی نمی‌کند که کدام یک انتخاب شود، مشروط بر اینکه از همان باند جانبی در فرستنده و گیرنده استفاده شود. با این حال، انتخاب باند کناری بالا یا

^{۱۴}Digital Signal Processing (DSP)

پایین به عنوان استاندارد از سرویسی به سرویسی دیگر متفاوت است و لازم است بدانیم کدام یک برای دریافت صحیح سیگنال SSB استفاده شده است.



شکل ۳۱.۴: روش‌های انتخاب باند کناری بالائی یا پایینی (الف) دو فیلتر (ب) دو فرکانس حامل.

دو روش برای انتخاب نوار کناری وجود دارد. بسیاری از فرستندها به سادگی شامل دو فیلتر هستند، یکی که از باند کناری بالائی و دیگری که از باند کناری پایینی عبور می‌کند، و یک سوئیچ برای انتخاب باند جانبی مورد نظر استفاده می‌شود [شکل ۳۱.۴(الف)]. یک روش جایگزین، ارائه دو فرکانس نوسانگر حامل است. دو کریستال فرکانس اسیلاتور حامل را تغییر می‌دهند تا نوار کناری بالائی یا باند کناری پایینی را مجبور کنند در باند گذر فیلتر ظاهر شوند [شکل ۳۱.۴(ب)].

سیگنال f_m ۲ کیلوهرتز است. مدولاتور متعادل فرکانس‌های مجموع و تفاضل را تولید می‌کند. بنابراین، فرکانس حامل f_c باید طوری انتخاب شود که باند کناری بالائی^{۱۵} (USB) یا باند کناری پایینی^{۱۶} (LSB) روی ۱۰۰۰ کیلوهرتز باشد. خروجی‌های مدولاتور متعادل $USB = f_c + f_m$ و $LSB = f_c - f_m$ هستند. برای تنظیم USB روی ۱۰۰۰ کیلوهرتز، فرکانس حامل باید $f_c + f_m = 1000$ ، $f_c = 1000 - 2 = 998\text{kHz}$ و $f_c + 2 = 1000$ باشد. برای تنظیم LSB روی ۱۰۰۰ کیلوهرتز، فرکانس حامل باید $f_c - f_m = 1000$ ، $f_c = 1000 + 2 = 1002\text{kHz}$ باشد. فیلترهای کریستالی که قیمت پایین و طراحی نسبتاً ساده‌ای دارند، به مرتبه رایج‌ترین فیلترهای

^{۱۵}Upper Side Band

^{۱۶}Lower Side Band

مورد استفاده در فرستنده‌های SSB هستند. Q بسیار بالای آنها گزینش بسیار خوبی را ارائه می‌دهد. در برخی از طرح‌ها از فیلترهای سرامیکی استفاده می‌شود. فرکانس‌های مرکزی معمولی ۴۵۵ کیلوهرتز و ۱۰/۷ مگاهرتز هستند. از فیلترهای DSB در طراحی‌های معاصر نیز استفاده می‌شود.

خوب است بدانید که:

کاربردهای اصلی SSB در رادیو آماتور، رادیو باند شهروندی (CB) و رادیو دریابی برد بلند است.

مثال ۲-۴

یک فرستنده SSB با استفاده از روش فیلتر شکل (۳۰.۴) در فرکانس ۴/۲ مگاهرتز کار می‌کند. محدوده فرکانس صدا ۳۰۰ تا ۳۴۰ هرتز است. (الف): محدوده باند بالائی و پائینی را محاسبه کنید.

باند کناری بالائی

$$\text{حد پائینی} = f_{LL} = f_c + 300 = 4,200,000 + 300 = 4,200,300 \text{ Hz}$$

$$\text{حد بالائی} = f_{UL} = f_c + 3400 = 4,200,000 + 3400 = 4,203,400 \text{ Hz}$$

$$\text{محدوده USB} = 4,200,300 \text{ Hz} \quad \text{تا} \quad 4,203,400 \text{ Hz}$$

باند کناری پائینی

$$\text{حد پائینی} = f_{LL} = f_c - 300 = 4,200,000 - 300 = 4,199,700 \text{ Hz}$$

$$\text{حد بالائی} = f_{UL} = f_c - 3400 = 4,200,000 - 3400 = 4,196,600 \text{ Hz}$$

$$\text{محدوده LSB} = 4,196,600 \text{ Hz} \quad \text{تا} \quad 4,199,700 \text{ Hz}$$

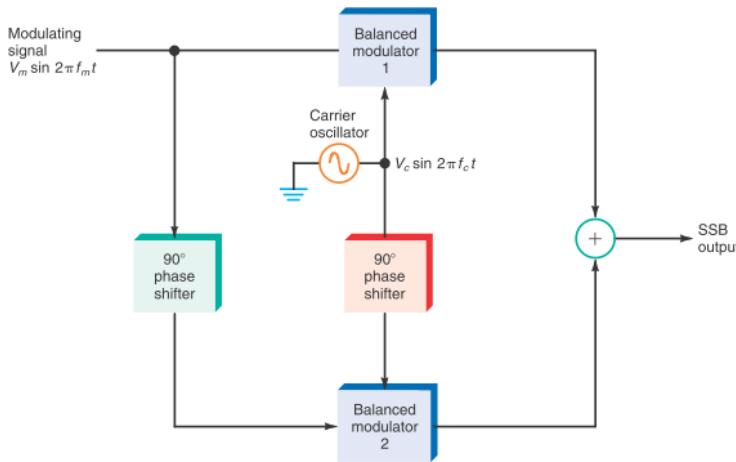
(ب): فرکانس تقریبی مرکزی فیلتر باند برای انتخاب باند پائینی چقدر باید باشد؟ معادله فرکانس مرکزی باند کناری پایین f_{LSB} است

$$f_{LSB} = \sqrt{f_{LL} f_{UL}} = \sqrt{4,196,600 \times 4,199,700} = 4,198,149.7 \text{ Hz}$$

$$f_{LSB} = \frac{f_{LL} + f_{UL}}{2} = \frac{4,196,600 + 4,199,700}{2} = 4,198,150 \text{ Hz}$$

تولید سیگنال‌های SSB: روش فازبندی

روش فازبندی تولید SSB از تکنیک تغییر فاز استفاده می‌کند که باعث می‌شود یکی از باندهای کناری حذف شود. بلوک دیاگرام یک ژنراتور SSB از نوع فازبندی در شکل (۳۲.۴) نشان داده شده است. از دو مدوله کننده متعادل استفاده کرده و به طور موثر سیگنال حامل را از بین می‌برد. نوسان ساز سیگنال حامل مستقیماً به مدولاتور متعادل بالا همراه با سیگنال مدوله کننده صوتی اعمال می‌شود. سپس سیگنال حامل و مدوله هر دو ۹۰ درجه تغییر فاز داده و به مدولاتور متعادل دوم، پایین‌تر اعمال



شکل ۳۲.۴: تولید SSB با استفاده از روش فازبندی.

می‌شوند. عمل تغییر فاز باعث می‌شود زمانی که دو خروجی مدولاتور متعادل برای تولید خروجی اضافه می‌شوند، یک باند کناری حذف شود.

سیگنال حامل $V_c \sin 2\pi f_c t$ و سیگنال مدوله کننده $V_m \sin 2\pi f_m t$ است. مدولاتور متعادل شماره ۱ حاصل ضرب این دو سیگنال را تولید می‌کند: $(V_m \sin 2\pi f_m t)(V_c \sin 2\pi f_c t)$. با بکارگیری اتحاد مثلثاتی معمولی

$$\sin A \sin B = \frac{1}{2} [\cos(A - B) - \cos(A + B)]$$

خواهیم داشت

$$(V_m \sin 2\pi f_m t)(V_c \sin 2\pi f_c t) = \frac{1}{2} V_m V_c [\cos(2\pi f_c - 2\pi f_m)t - \cos(2\pi f_c + 2\pi f_m)t]$$

توجه کنید که اینها جمع و تفریق فرکانس‌های باندهای کناری پائینی و بالائی هستند. مهم است که به‌یاد داشته باشید که یک موج کسینوسی به‌سادگی یک موج سینوسی است که ۹۰ درجه انتقال یافته است. یعنی دقیقاً شکلی مشابه موج سینوسی دارد، اما در زمان ۹۰ درجه زودتر رخ می‌دهد. موج کسینوس ۹۰ درجه نسبت به موج سینوسی جلو و موج سینوسی ۹۰ درجه از موج کسینوسی عقب می‌افتد.

انتقال دهندهای فاز ۹۰ درجه در شکل (۳۲.۴) امواج کسینوسی سیگنال حامل و سیگنال‌های مدوله کننده را تغییر فاز میدهند بطوری که وقتی در مدولاتور متعادل شماره ۲ ضرب می‌شوند سیگنال $(V_m \cos 2\pi f_m t) \times (V_c \cos 2\pi f_c t)$ تولید شود. با استفاده از اتحاد مثلثاتی دیگر

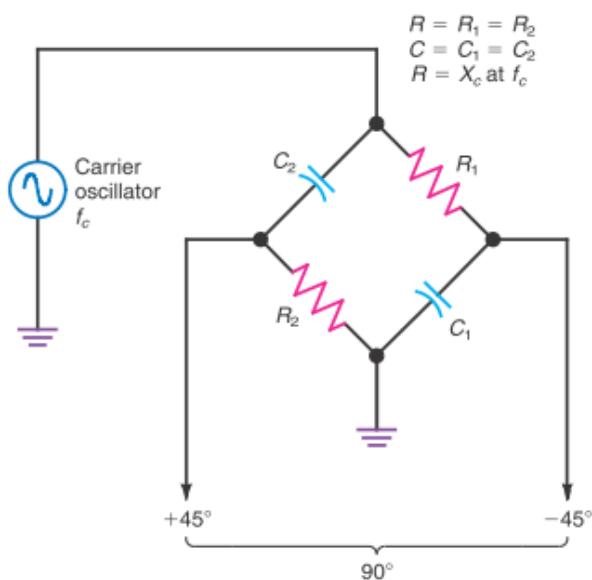
$$\cos A \cos B = \frac{1}{2} [\cos(A - B) + \cos(A + B)]$$

خواهیم داشت

$$(V_m \cos 2\pi f_m t)(V_c \cos 2\pi f_c t) = \frac{1}{2} V_m V_c [\cos(2\pi f_c - 2\pi f_m)t + \cos(2\pi f_c + 2\pi f_m)t]$$

وقتی عبارت سینوسی داده شده قبلی را به عبارت کسینوسی در بالا را اضافه کنید، فرکانس‌های مجموع حذف شده و فرکانس‌های تفاضل اضافه می‌شوند و تنها باند پائینی $\cos[(2\pi f_c - 2\pi f_m)t]$ تولید می‌شود.

تغییر فاز دهنده سیگنال حامل. یک تغییر فاز دهنده معمولاً یک شبکه RC است که باعث می‌شود خروجی 90° درجه ورودی را جلو یا با عقب بیاندازد. انواع مختلفی از مدارها برای تولید این تغییر فاز ابداع شده است. یک تغییر فاز دهنده RF ساده متشکل از دو بخش RC که هر یک برای ایجاد تغییر فاز 45° درجه تنظیم شده است (شکل ۳۳.۴). بخش متشکل از R_1 و C_1 خروجی‌ای تولید می‌کند که 45° درجه از ورودی عقب می‌افتد. بخش ساخته شده از C_2 و R_2 تغییر فازی ایجاد می‌کند که ورودی را تا 45° درجه جلو می‌اندازد. در کل تغییر فاز بین دو خروجی 90° درجه است. یک خروجی به مدولاتور متعادل ۱ می‌رود و دیگری به مدولاتور متعادل ۲ اعمال می‌شود.



شکل ۳۳.۴: تغییر فاز دهنده 90° درجه برای تک فرکانس

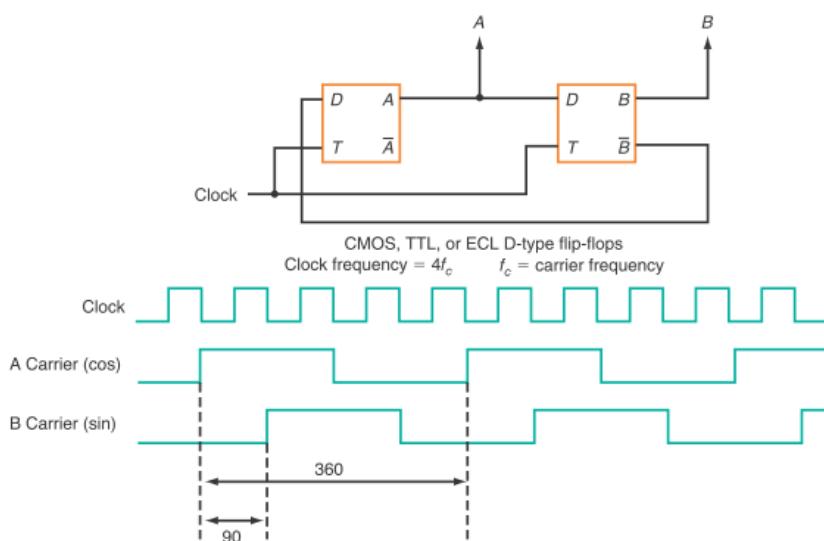
خوب است بدانید که:

هنگامی که از روش فیلتر برای تولید سیگنال‌های SSB استفاده می‌شود، نوار کناری بالایی یا پایینی انتخاب می‌شود. انتخاب باند جانبی بالا یا پایین از سرویسی به سرویسی دیگر متفاوت است و باید برای دریافت صحیح سیگنال SSB شناخته شود.

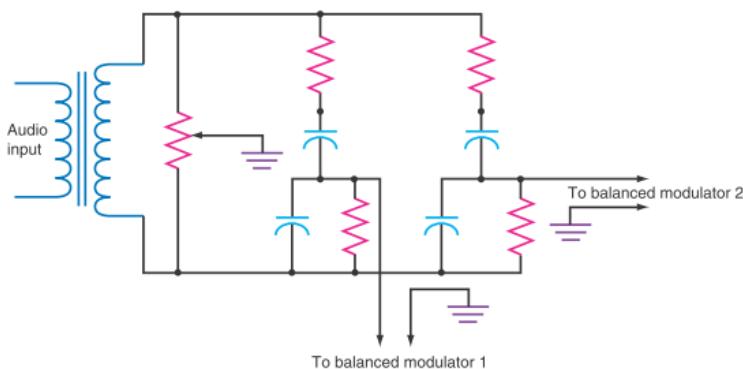
از آنجایی که یک ژنراتور SSB نوع فازی را می‌توان با مدولاتورهای متعادل کننده آی‌سی مانند ۱۴۹۶ ساخت و از آنجایی که می‌توان آنها را توسط یک سیگنال فرکانس حامل موج مربعی هدایت کرد، می‌توان از یک انتقال فاز دیجیتال برای ارائه دو سیگنال حامل که 90° درجه بیرون هستند استفاده کرد. فاز شکل (۳۴.۴) دو فلیپ فلابپ نوع D را نشان می‌دهد که به عنوان یک شیفت رجیستر ساده بازخورد از خروجی مکمل فلیپ فلابپ B به ورودی D فلیپ فلابپ A متصل شده‌اند. همچنین می‌توان از فلیپ فلابپ‌های JK استفاده کرد. فرض بر این است که فلیپ فلابپ‌ها در لبه منفی سیگنال ساعت باعث ایجاد یا تغییر حالت می‌شوند. سیگنال ساعت روی فرکانس دقیقاً چهار برابر بیشتر از

فرکانس حامل تنظیم می‌شود. با این ترتیب، هر فلیپ فلاب یک موج مربعی با دوره کاری 5° درصد در فرکانس حامل تولید می‌کند و این دو سیگنال دقیقاً 90° درجه با یکدیگر اختلاف فاز دارند. این سیگنال‌ها کلیدهای تقویت کننده دیفرانسیلی را در مدولاتورهای متعادل ۱۴۹۶ هدایت می‌کنند و این رابطه فاز بدون توجه به ساعت یا فرکانس حامل حفظ می‌شود. فلیپ فلاب‌های TTL می‌توان در فرکانس‌هایی تا حدود 5 مگاهرتز استفاده کرد. برای فرکانس‌های بالاتر، بیش از 100 مگاهرتز ، می‌توان از فلیپ فلاب‌های منطقی تزویج امیتر^{۱۷} (ECL) استفاده کرد. در مدارهای مجتمع CMOS، این تکنیک برای فرکانس‌های تا 10 گیگاهرتز مفید است.

تغییر فاز دهنده صوتی. دشوارترین بخش ایجاد یک ژنراتور SSB از نوع فازی، طراحی



شکل ۳۴.۴: تغییر فاز دهنده دیجیتالی

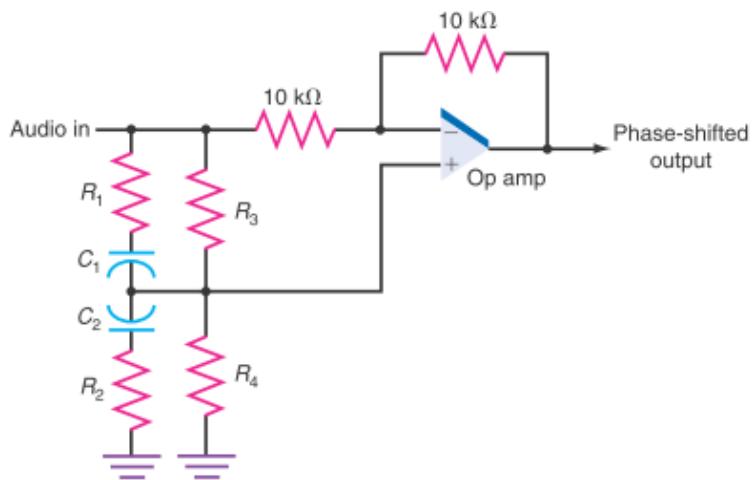


شکل ۳۵.۴: تغییر فاز دهنده که 90° درجه در محدوده فرکانس‌های $3000\text{ Hz} - 30000\text{ Hz}$ اختلاف فاز ایجاد می‌کند.

^{۱۷}Emitter Coupled Logic (ECL)

مداری است که تغییر فاز 90° درجه‌ای را در طیف وسیعی از فرکانس‌های مدوله کننده صدا حفظ کند. (به خاطر داشته باشید که تغییر فاز صرفاً یک جابجایی زمانی بین امواج سینوسی با فرکانس یکسان است). یک شبکه RC مقدار خاصی از تغییر فاز را تنها در یک فرکانس تولید می‌کند زیرا راکتانس خازنی با فرکانس متفاوت است. در انتقال فاز دهنده سیگنال حامل، این مشکلی نیست، زیرا حامل در فرکانس ثابت نگهداری می‌شود. با این حال، سیگنال مدوله کننده معمولاً یک باند فرکانس، معمولاً در محدوده صوتی از 300 تا 3000 هرتز، است.

یکی از مدارهایی که معمولاً برای ایجاد تغییر فاز 90° درجه در پهنهای باند وسیع استفاده می‌شود در شکل (۳۵.۴) نشان داده شده است. تفاوت تغییر فاز بین خروجی به مدولاتور شماره ۱ و خروجی به مدولاتور شماره ۲، برابر $90^\circ + 1/5$ درجه در محدوده 300 تا 3000 هرتز است. مقادیر مقاومت و خازن باید با دقت انتخاب شوند تا از دقت تغییر فاز اطمینان حاصل شود، زیرا عدم دقت باعث حذف ناقص باند کناری نامطلوب می‌شود.



شکل ۳۶.۴: تغییر فاز دهنده فعال

یک انتقال فاز صوتی باند پهن که از یک آپ‌امپ (شکل ۳۶.۴) در آرایش فیلتر فعال استفاده می‌کند. انتخاب دقیق قطعات تضمین می‌کند که تغییر فاز خروجی نزدیک به 90° درجه در محدوده فرکانس صوتی 300 تا 3000 هرتز باشد. دقت بیشتر تغییر فاز را می‌توان با استفاده از چند مرحله به دست آورد که هر مرحله دارای مقادیر اجزای مختلف و بنا بر این مقادیر تغییر فاز متفاوت است. جابجایی فاز در چند مرحله یک جابجایی کلی 90° درجه ایجاد می‌کند.

از روش فازبندی می‌توان برای انتخاب نوار کناری بالائی یا پایینی استفاده کرد. این کار با تغییر تغییر فاز سیگنال‌های صوتی یا سیگنال حامل به ورودی‌های مدولاتور متعادل انجام می‌شود. به عنوان مثال، اعمال سیگنال صوتی مستقیم به مدولاتور متعادل ۲ در شکل (۳۴.۴) و سیگنال تغییر فاز 90° درجه به مدولاتور متعادل ۱ باعث می‌شود که به جای باند کناری پایینی، نوار کناری بالائی انتخاب شود. رابطه فاز سیگنال حامل را نیز می‌توان برای ایجاد این انتقال تغییر داد.

خروجی ژنراتور فازبندی یک سیگنال SSB سطح پایین است. درجه حذف سیگنال حامل به پیکربندی و دقت مدوله کننده‌های متعادل بستگی دارد و دقت تغییر فاز میزان حذف نوار کناری

ناخواسته را تعیین می‌کند. طراحی ژنراتورهای SSB از نوع فازی برای حذف سیگنال کامل باند کناری نامطلوب حیاتی است. سپس خروجی SSB به تقویت کننده‌های RF خطی اعمال می‌شود، که در آنجا سطح توان آن، قبل از اعمال به آنتن فرستنده افزایش یابد.

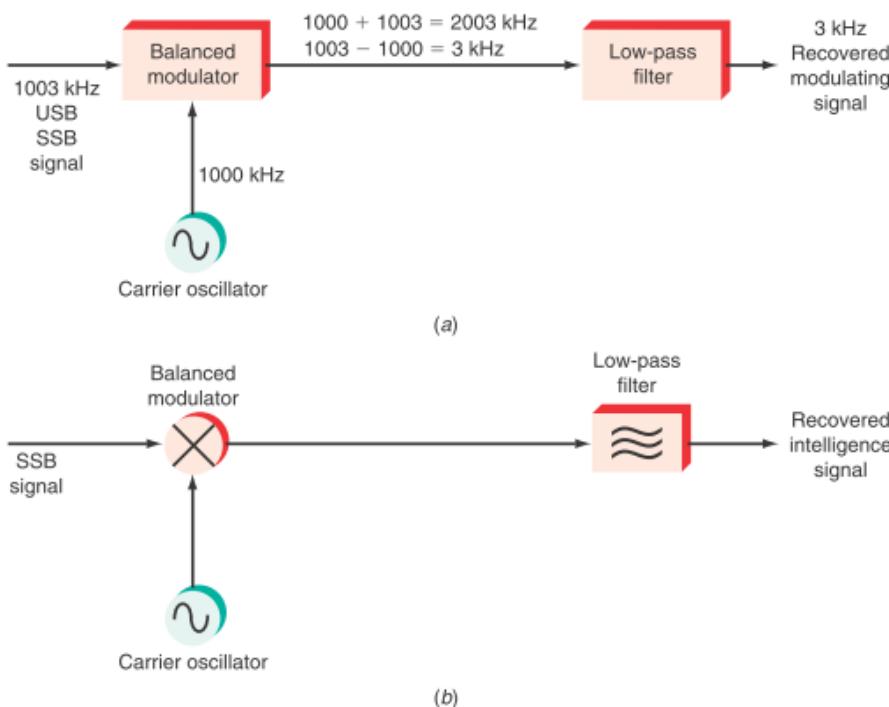
آشکارسازی SSB و DSB

برای بازیابی اطلاعات از سیگنال DSB یا SSB، سیگنال حاملی که در گیرنده حذف شده است باید دوباره وارد شود. به عنوان مثال، فرض کنید که یک تک موج سینوسی 3 kHz کیلوهرتز با مدوله کردن سیگنال حامل 1000 kHz کیلوهرتز فرستاده می‌شود. با انتقال SSB باند کنتری بالایی، سیگنال ارسالی $1000 + 3 = 1003\text{ kHz}$ کیلوهرتز است. اکنون در گیرنده، سیگنال SSB (1003 kHz) برای مدوله کردن سیگنال حامل 1000 kHz کیلوهرتز، شکل (الف) استفاده می‌شود. اگر از یک مدولاتور متعادل استفاده شود، سیگنال حامل 1000 kHz کیلوهرتز حذف شده، اما سیگنال‌های مجموع و تفاضل تولید می‌شوند. مدولاتور متعادل، آشکارساز ضربی نامیده می‌شود زیرا برای بازیابی سیگنال مدوله کننده به جای تولید سیگنال حاملی که آن را ارسال می‌کند، استفاده می‌شود. مجموع و تفاضل فرکانس‌های تولید شده عبارتند از:

$$\text{مجموع} : 1003 + 1000 = 2003\text{ Hz}$$

$$\text{تفاضل} : 1003 - 1000 = 3\text{ Hz}$$

البته تفاوت در اطلاعات اصلی یا سیگنال مدوله کننده است. مجموع، سیگنال 2003 kHz کیلوهرتز، هیچ



شکل ۳۷.۴: تغییر فاز دهنده فعال

اهمیت یا معنایی ندارد. از آنجایی که دو فرکانس خروجی مدولاتور متعادل بسیار از هم فاصله دارند،

فرکانس نامطلوب بالاتر به راحتی توسط یک فیلتر پایین گذر حذف می‌شود بطوری که سیگنال ۳ کیلوهرتز را نگه می‌دارد اما همه فرکانس‌های بالای آن را حذف می‌کند. هر مدولاتور متعادلی را می‌توان به عنوان یک آشکارساز ضرب‌کننده برای از آشکارسازی سیگنال‌های SSB استفاده کرد. بسیاری از مدارهای آشکارساز ضرب‌کننده خاص در طول سال‌ها توسعه یافته‌اند. مدولاتورهای شبکه‌ای یا آی‌سی‌هایی مانند ۱۴۹۶ هر دو آشکارسازهای ضرب‌کننده خوبی هستند. تنها کاری که باید انجام شود این است که یک فیلتر پایین گذر را روی خروجی وصل کنید تا در حین عبور سیگنال مورد نظر، از شر سیگنال فرکانس بالا ناخواسته خلاص شوید. شکل (۳۷.۴) (ب) یک قرارداد پذیرفته شده برای نمایش مدارهای مدولاتور متعادل را نشان می‌دهد. بهنمادهای ویژه مورد استفاده برای مدولاتور متعادل و فیلتر پایین گذر توجه کنید.

سئوالات:

۱. یک مدولاتور دامنه چه عملیات ریاضی را انجام می‌دهد؟
۲. دستگاهی که مدولاسیون دامنه را تولید می‌کند باید دارای چه نوع منحنی پاسخ باشد؟
۳. دو روش اساسی تولید مدار مدولاتور دامنه AM را شرح دهید.
۴. چه نوع دستگاه نیمه‌هادی تقریباً پاسخ قانون مربع کامل می‌دهد؟
۵. کدام چهار سیگنال و فرکانس در خروجی یک مدولاتور دیویدی سطح پایین ظاهر می‌شود؟
۶. کدام نوع دیوید بهترین (حساس‌ترین) دمودولاتور AM را می‌سازد؟
۷. چرا ضرب کننده آنالوگ یک مدولاتور AM خوب می‌سازد؟
۸. چه نوع تقویت کننده‌ای باید برای تقویت قدرت سیگنال AM سطح پایین استفاده شود؟
۹. مدولاتور تقویت کننده دیفرانسیلی چگونه کار می‌کند؟
۱۰. مدولاتور در فرستنده AM سطح بالا به چه طبقه‌ای از فرستنده متصل می‌شود؟
۱۱. ساده‌ترین و رایج‌ترین تکیک برای آشکارسازی سیگنال AM چیست؟
۱۲. بحرانی‌ترین قطعه موثر در مدار آشکارساز دیویدی چیست؟ توضیح دهید.
۱۳. قطعه اساسی در آشکارساز سنتکرون چیست؟ چه چیزی این قطعه را کارگر می‌کند؟
۱۴. یک مدولاتور متعادل چه سیگنال‌هایی تولید می‌کند؟ چه سیگنالی را حذف می‌کند؟
۱۵. چه نوع مدولاتور متعادلی از ترانسفورماتور و دیوید استفاده می‌کند؟
۱۶. رایج‌ترین فیلتر مورد استفاده در مولد SSB نوع فیلتری است؟
۱۷. مشکل‌ترین بخش تولید SSB برای سیگنال‌های صوتی با استفاده از روش‌های فازبندی چیست؟
۱۸. کدام نوع از مدولاتورهای متعادل بیشترین حذف سیگنال حامل را می‌دهد؟

۱۹. نام مدار مورد استفاده برای آشکارساز سیگنال SSB چیست؟

۲۰. علاوه بر سیگنالی که باید آشکار شود چه سیگنالی باید در یک دمودولاتور SSB وجود داشته باشد؟

مسائل:

۱. یک فرستنده مدولاسیون کلکتور دارای ولتاژ تغذیه ۴۸ ولت و جریان متوسط کلکتور ۶۰۰ میلی آمپر است. توان ورودی فرستنده چقدر است؟ برای تولید مدولاسیون ۱۰۰ درصدی، چه قدر توان سیگنال مدوله کننده لازم است؟

۲. یک ژنراتور SSB دارای سیگنال حامل ۹ مگاهرتز است و برای ارسال فرکانس‌های صوتی در محدوده ۳۰۰ تا ۳۳۰ هرتز استفاده می‌شود. نوار کناری پایینی انتخاب شده است. فرکانس مرکزی فیلتر مورد نیاز برای عبور از نوار کناری تقریباً چقدر است؟

۳. یک مدولاتور متعادل IC1496 دارای ورودی ۲۰۰ میلی ولت در سطح سیگنال حامل است. میزان حذف به دست آمده ۶۰ دسی‌بل است. چه مقدار ولتاژ سیگنال حامل در خروجی ظاهر می‌شود؟

مسائل چالش برانگیز:

۱. مزایا و معایب نسبی آشکارسازهای سنکرون در مقابل انواع دیگر دمودولاتورهای دامنه را بیان کنید.

۲. آیا می‌توان از مدولاتور متعادل به عنوان آشکارساز سنکرون استفاده کرد؟ چرا بلی و چرا نه؟

۳. یک سیگنال SSB با مدوله کردن یک یسگنال حامل ۵ مگاهرتز با تک فرکانس (تون) سینوسی ۴۰۰ هرتز تولید می‌شود. در گیرنده، سیگنال حامل در طی مدولاسیون مجدد وارد می‌شود، اما فرکانس آن $15/5000$ مگاهرتز نه دقیقاً ۵ مگاهرتز است. این چگونه بر سیگنال بازیابی شده تأثیر می‌گذارد؟ چگونه یک سیگنال صوتی توسط حاملی که دقیقاً مشابه سیگنال اصلی نیست تحت تأثیر قرار می‌گیرد؟

فصل ۵

مبانی مدولاسیون فرکانس

سیگنال حامل یک موج سینوسی را می‌توان با تغییر دامنه، فرکانس یا تغییر فاز آن مدوله کرد. معادله اصلی برای یک موج حامل برابر است با:

$$v = V_c \sin(2\pi ft \pm \theta)$$

که در آن، دامنه اوج $= V_c$ ، فرکانس $= f$ و زاویه فاز $= \theta$

با تأثیر قرار دادن یک سیگنال اطلاعاتی بر روی یک سیگنال حامل توسط تغییر فرکانس آن، مدولاسیون فرکانس^۱ (FM) تولید می‌شود. تغییر فازی یک سیگنال حامل، نسبت به سیگنال اطلاعات بهنام مدولاسیون فاز^۲ (PM) شناخته می‌شود. تغییر فاز یک سیگنال حامل نیز FM تولید می‌کند. FM و PM در مجموع به عنوان مدولاسیون زاویه شناخته می‌شوند. از آنجایی که FM به طور کلی از نظر عملکرد نسبت به AM برتری دارد، به طور گسترده در بسیاری از زمینه‌های الکترونیک ارتباطی استفاده می‌شود.

اهداف:

بعداز تکمیل این فصل، شما می‌توانید:

■ مدولاسیون فرکانس و مدولاسیون فاز را مقایسه و کنتراست کنید.

■ ضریب مدولاسیون را با توجه به حداقل انحراف و حداقل فرکانس مدوله کننده محاسبه کنید و از ضریب مدولاسیون و ضرایب بسل برای تعیین تعداد باندهای کناری قابل توجه در یک سیگنال FM استفاده کنید.

■ پهنهای باند یک سیگنال FM را با استفاده از دو روش محاسبه کنید و تفاوت بین این دو را توضیح دهید.

^۱Frequency Modulation (FM)

^۲Phase Modulation (PM)

- توضیح دهید که چگونه از پیش تاکید برای حل مسئله تداخل مولفه‌های فرکانس بالا توسط نویز استفاده می‌شود.
- مزايا و معایب FM را در مقایسه با AM فهرست کنید.
- دلایل اینمی برترا FM در برابر نویز را بیان کنید.

۱.۵ اصول بنیادین مدولاسیون فرکانس

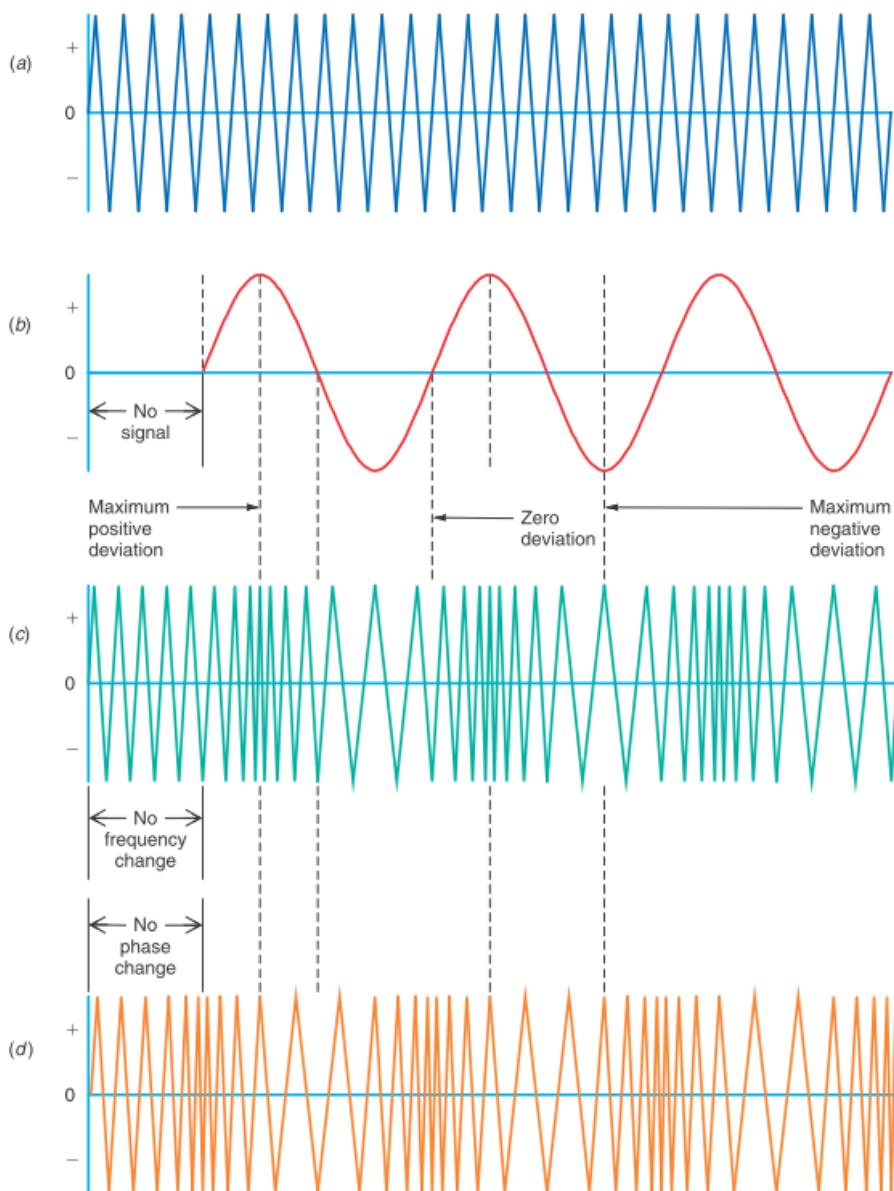
در FM، دامنه سیگنال حامل ثابت می‌ماند و فرکانس حامل توسط سیگنال مدوله کننده تغییر می‌کند. با تغییر دامنه سیگنال اطلاعات، فرکانس سیگنال حامل به طور متناسب تغییر می‌کند. با افزایش دامنه سیگنال مدوله کننده، فرکانس سیگنال حامل افزایش می‌یابد. اگر دامنه سیگنال مدوله کننده کاهش یابد، فرکانس سیگنال حامل کاهش می‌یابد. رابطه معموس نیز قابل پیاده سازی است. یک سیگنال مدوله کننده کاهشی فرکانس حامل را بالاتر از مقدار مرکزی خود افزایش می‌دهد، در حالی که سیگنال مدوله کننده افزایش فرکانس حامل را زیر مقدار مرکزی خود کاهش می‌دهد. از آنجایی که دامنه سیگنال مدوله کننده تغییر می‌کند، فرکانس سیگنال حامل در بالا و پایین فرکانس مرکزی عادی یا فرکانس در حال استراحت بدون مدولاسیون تغییر می‌کند. مقدار تغییر در فرکانس سیگنال حامل تولید شده توسط سیگنال مدوله کننده به نام انحراف فرکانس f_d شناخته می‌شود. حداکثر انحراف فرکانس در حداکثر دامنه سیگنال مدوله کننده رخ می‌دهد.

فرکانس سیگنال مدوله کننده نرخ انحراف فرکانس یا چند بار در ثانیه فرکانس حامل را در بالا و پایین فرکانس مرکزی خود منحرف می‌کند. اگر سیگنال مدوله کننده یک موج سینوسی 50° هر تر باشد، فرکانس حامل 50° بار در ثانیه به بالا و پایین فرکانس مرکزی را تغییر می‌دهد. یک سیگنال FM در شکل (۱.۵)(ج) نشان داده شده است. معمولاً سیگنال حامل [شکل (۱.۵)] (الف) یک موج سینوسی است، اما در اینجا به صورت یک موج مثلثی برای ساده کردن تصویر نشان داده شده است. بدون اعمال سیگنال مدوله کننده، فرکانس سیگنال حامل یک موج سینوسی با دامنه ثابت در فرکانس استراحت عادی خود است.

فرکانس سیگنال حامل را 150° مگاهرتز فرض کنید. اگر دامنه یک سیگنال مدوله کننده باعث تغییر فرکانس حداکثر 30° کیلوهرتز شود، فرکانس سیگنال حامل تا $150/0^3 = 149/97$ و $150/0^3 = 149/97$ مگاهرتز منحرف می‌شود. انحراف فرکانس کل $60kHz = 0/06MHz$ است. اما در عمل، انحراف فرکانس به صورت مقدار تغییر فرکانس حامل در بالا یا پایین فرکانس مرکزی بیان می‌شود. بنابراین، انحراف فرکانس برای فرکانس حامل 150° مگاهرتز به صورت $\pm 30^\circ$ کیلوهرتز نشان داده می‌شود. این بدان معناست که سیگنال مدوله کننده حامل را در بالا و پایین فرکانس مرکزی آن 30° کیلوهرتز تغییر می‌دهد. توجه داشته باشید که فرکانس سیگنال مدوله کننده هیچ تاثیری بر میزان انحراف ندارد و کاملاً تابعی از دامنه سیگنال مدوله کننده است.

اغلب، سیگنال مدوله کننده یک قطار پالس یا مجموعه‌ای از امواج مستطیلی است، به عنوان مثال، داده‌های باینتری سریالی. هنگامی که سیگنال مدوله کننده فقط دو دامنه داشته باشد، فرکانس حامل، به جای داشتن تعداد اولیه مقادیر، همانطور که با سیگنال (آنالوگ) دائمًا متغیر است، فقط دو مقدار دارد. این پدیده در شکل (۲.۵) نشان داده شده است. به عنوان مثال، زمانی که سیگنال مدوله کننده

^۱Frequency Deviation



شکل ۱.۵: سیگنال‌های FM و PM. سیگنال حامل برای سادگی به صورت یک موج مثلثی رسم شده، اما در عمل یک موج سینوسی است. (الف) سیگنال حامل. (ب) سیگنال مدوله کننده. (ج) سیگنال FM. (د) سیگنال PM.

باينري ۰ باشد، فرکانس حامل مقدار فرکانس مرکزی است. هنگامی که سیگنال مدوله کننده باينري ۱ باشد، فرکانس حامل بهطور ناگهانی بهسطح فرکانس بالاتر تغییر می‌کند. مقدار جابجایی بهدامنه سیگنال باينري بستگی دارد. این نوع مدولاسیون، بهنام کلیدزنی تغییر فرکانس^۴ (FSK)، بهطور گسترده در انتقال داده‌های باينري در هدست‌های بلوتوث، بلندگوهای بی‌سیم و بسیاری از اشکال بی‌سیم صنعتی استفاده می‌شود.

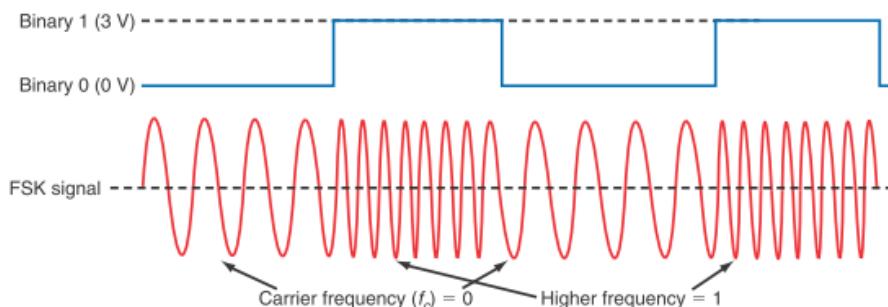
۱-۵ مثال

یک فرستنده در فرکانس 915 ± 12.5 مگاهرتز کار می‌کند. حداکثر انحراف فرکانس 12.5 کیلوهرتز است. حداکثر و حداقل فرکانس‌هایی که در طول مدولاسیون رخ می‌دهند کدامند؟

$$915\text{MHz} = 915,000\text{kHz}$$

$$\text{حداکثر انحراف} = 915,000 + 12.5 = 915,125\text{kHz}$$

$$\text{حداقل انحراف} = 915,000 - 12.5 = 914,987.5\text{kHz}$$



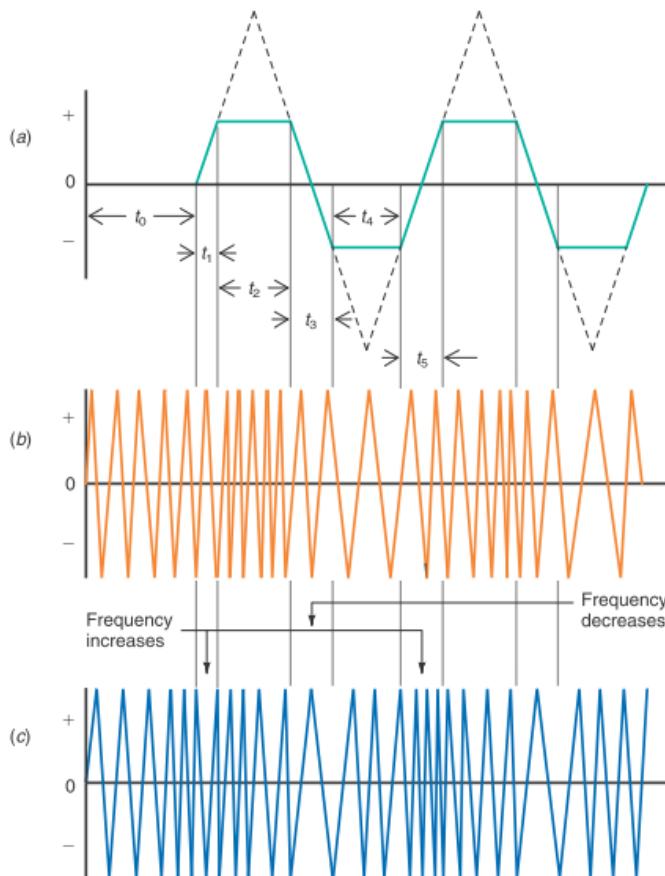
شکل ۲.۵: مدولاسیون فرکانس یک سیگنال حامل با داده‌های باينري یک سیگنال FSK تولید می‌کند.

۲.۵ اصول مدولاسیون فاز

هنگامی که مقدار فاز سیگنال حامل فرکانس ثابت مطابق با سیگنال مدوله کننده تغییر می‌کند، خروجی حاصل سیگنال مدولاسیون فاز (PM) است [شکل ۱.۵(د)]. مدار مدولاتوری را تصور کنید که عملکرد اصلی آن ایجاد یک تغییر فاز، یعنی انتقال زمانی بین دو موج سینوسی با فرکانس یکسان است. فرض کنید می‌توان یک انتقال فاز دهنده ساخت که باعث شود مقدار تغییر فاز متناسب با دامنه سیگنال مدوله کننده تغییر دهد. هر چه دامنه سیگنال مدوله کننده بیشتر باشد، تغییر فاز بیشتر می‌شود. همچنین فرض کنید که تناوب‌های مثبت سیگنال مدوله کننده یک تغییر فاز پسرو تولید کرده و سیگنال‌های منفی یک تغییر فاز پیشرو ایجاد می‌کنند.

^۴Frequency Shift Keying (FSK)

اگر یک موج سینوسی سیگنال حامل با دامنه ثابت و فرکانس ثابت به انتقال فاز دهنده‌ای که تغییر فاز آن توسط سیگنال اطلاعات تغییر می‌کند اعمال شود، خروجی انتقال دهنده فاز یک موج PM است. با مثبت شدن سیگنال مدوله کننده، میزان تاخیر فاز و در نتیجه تاخیر خروجی سیگنال حامل، با دامنه سیگنال مدوله کننده افزایش می‌یابد. نتیجه در خروجی همان است که گوئی سیگنال حامل فرکانس ثابت کشیده شده یا فرکانس آن کاهش یافته است. وقتی سیگنال مدوله کننده منفی می‌شود، تغییر فاز پیش رو می‌شود. این باعث می‌شود که موج سینوسی سیگنال حامل به طور موثری سرعت یابد یا فشرده شود. نتیجه همان است که گوئی فرکانس حامل افزایش یافته است.



شکل ۳.۵: تغییر فرکانس در PM تنها زمانی رخ می‌دهد که دامنه سیگنال مدوله کننده تغییر کند. (الف) سیگنال مدوله کننده. (ب) سیگنال FM. (ج) سیگنال PM.

توجه داشته باشید که این ماهیت دینامیکی سیگنال مدوله کننده است که باعث تغییر فرکانس در خروجی انتقال فاز دهنده می‌شود: FM فقط تا زمانی تولید می‌شود که تغییر فاز متغیر باشد. برای درک بهتر این موضوع، به سیگنال مدوله کننده شکل (الف) نگاه کنید، که یک موج مثلثی است و قله‌های مثبت و منفی آن با دامنه ثابت قطع شده‌اند. در طول زمان t ، سیگنال صفر است، بنابراین حامل در فرکانس مرکزی خود قرار دارد.

اعمال این سیگنال مدوله کننده به یک مدولاتور فرکانس، سیگنال FM نشان داده شده در شکل (۳.۵) (ب) را تولید می‌کند. در طول زمانی که شکل موج در حال افزایش است (t_1)، فرکانس افزایش می‌یابد. در طول زمانی که دامنه مثبت ثابت است (t_2)، فرکانس خروجی FM ثابت است. در طول مدت زمانی که دامنه کاهش می‌یابد و منفی می‌شود (t_3)، فرکانس کاهش می‌یابد. در طول تناوب منفی با دامنه ثابت (t_4)، فرکانس در فرکانس کمتر ثابت می‌ماند. در طول t_5 فرکانس افزایش می‌یابد.

خوب است بدانید که:

حداکثر انحراف فرکانس تولید شده توسط یک مدولاتور فاز زمانی اتفاق می‌افتد که سیگنال مدوله کننده سریع‌ترین تغییر را داشته باشد. برای سیگنال مدوله کننده موج سینوسی، آن زمان زمانی است که موج مدوله کننده از مثبت به منفی یا از منفی به مثبت تغییر می‌کند.

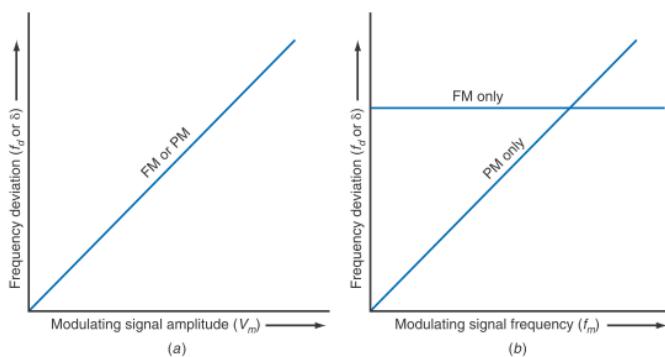
حال، به سیگنال PM در شکل (۳.۵) (ج) مراجعه کنید. در طول افزایش یا کاهش دامنه (t_1 و t_5)، فرکانس متغیر تولید می‌شود. با این حال، در طول پیک‌های مثبت و منفی با دامنه ثابت، هیچ تغییر فرکانسی رخ نمی‌دهد. خروجی مدولاتور فاز به‌سادگی فرکانس حاملی است که در فاز جابجا شده است. این به‌وضوح نشان می‌دهد که هنگامی که یک سیگنال مدولاتور به یک مدولاتور فاز اعمال می‌شود، تغییر فرکانس خروجی تنها در طول زمانی که دامنه سیگنال مدوله تغییر می‌کند، رخ میدهد.

حداکثر انحراف فرکانس تولید شده توسط یک مدولاتور فاز در زمانی اتفاق می‌افتد که سیگنال مدوله کننده با سریع‌ترین سرعت خود تغییر می‌کند. برای سیگنال مدوله کننده موج سینوسی، سرعت تغییر سیگنال مدوله کننده زمانی که موج مدوله کننده از مثبت به منفی یا از منفی به مثبت تغییر می‌کند، بیشترین مقدار است. همانطور که شکل (۳.۵) (ج) نشان می‌دهد، حداکثر نرخ تغییر ولتاژ مدوله دقیقاً در نقاط عبور صفر رخ می‌دهد. در مقابل، توجه داشته باشید که در یک موج FM حداکثر انحراف در اوج دامنه مثبت و منفی ولتاژ مدوله کننده اتفاق می‌افتد. بنابراین، اگرچه یک مدولاتور فاز در واقع FM را تولید می‌کند، حداکثر انحراف در نقاط مختلف سیگنال مدوله کننده رخ می‌دهد. در PM، مقدار انحراف فرکانس سیگنال حامل متناسب با نرخ تغییر سیگنال مدوله کننده، یعنی محاسبه مشتق است. با سیگنال مدوله کننده موج سینوسی، به‌نظر می‌رسد که سیگنال حامل PM توسط کسینوس سیگنال مدوله کننده فرکانس مدوله می‌شود. به‌یاد داشته باشید که کسینوس ۹۰ درجه زودتر (پیشرو) از سینوس رخ می‌دهد.

از آنجایی که انحراف فرکانس در PM متناسب با نرخ تغییر سیگنال مدوله کننده است، انحراف فرکانس متناسب با فرکانس سیگنال مدوله کننده و همچنین دامنه آن است. این اثر قبل از مدولاسیون جبران می‌شود.

رابطه بین سیگنال مدوله کننده و انحراف فرکانس سیگنال حامل:

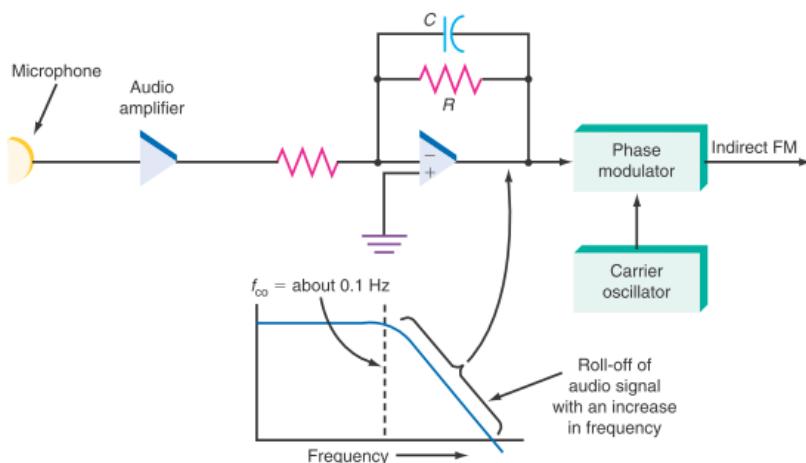
در FM، انحراف فرکانس به طور مستقیم با دامنه سیگنال مدوله کننده متناسب است. حداکثر انحراف در اوج دامنه‌های مثبت و منفی سیگنال مدوله کننده رخ می‌دهد. در PM، انحراف فرکانس نیز به طور مستقیم با دامنه سیگنال مدوله کننده متناسب است. حداکثر مقدار تغییر فاز پیشرو یا عقب‌افتداده در دامنه‌های پیک سیگنال مدوله کننده رخ می‌دهد. این اثر، برای FM و PM، در شکل (۴.۵) (الف) نشان داده شده است.



شکل ۴.۵: انحراف فرکانس به صورت تابعی از (الف) دامنه سیگنال مدوله کننده و (ب) فرکانس سیگنال مدوله کننده.

اکنون به شکل (۴.۵)(ب) نگاه کنید، که نشان می‌دهد انحراف فرکانس یک سیگنال FM برای هر مقدار فرکانس مدوله کننده ثابت است. فقط دامنه سیگنال مدوله کننده میزان انحراف را تعیین می‌کند. اما نگاه کنید که چگونه انحراف در یک سیگنال PM با فرکانس‌های سیگنال مدوله کننده متفاوت، اختلاف دارد. هرچه فرکانس سیگنال مدوله کننده بیشتر باشد دوره آن کوتاه‌تر و ولتاژ سریعتر تغییر می‌کند. ولتاژهای مدولاسیون بالاتر منجر به تغییر فاز بیشتر می‌شود و این بهنوبه خود انحراف فرکانس بیشتری را ایجاد می‌کند. با این حال، فرکانس‌های مدوله کننده بالاتر، نرخ سریعتر تغییر ولتاژ مدوله کننده بوجود می‌آورد و در نتیجه انحراف فرکانس بیشتری را ایجاد می‌کنند. بنابراین، در PM، انحراف فرکانس حامل هم با فرکانس مدوله کننده (شیب ولتاژ مدوله کننده) و هم با دامنه متناسب است. در FM، انحراف فرکانس تنها با دامنه سیگنال مدوله کننده، صرف نظر از فرکانس آن، متناسب است.

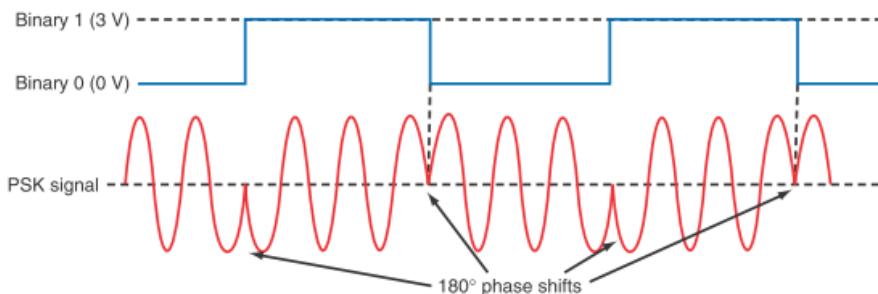
تبدیل FM به PM



شکل ۵.۵: استفاده از یک فیلتر پایین گذر برای تغییر دادن دامنه سیگنال مدوله کننده صوتی با فرکانس.

برای سازگاری PM با FM، انحراف ناشی از تغییرات فرکانس در سیگنال مدوله کننده باید جبران شود. همانطور که در شکل (۶.۵) نشان داده شده است، می‌توان این کار را با عبور سیگنال اطلاعات از طریق یک مدار RC پائین‌گذر انجام داد. این فیلتر پایین‌گذر که شبکه تصحیح کننده فرکانس، پیش اعوجاج یا فیلتر $f/1$ نامیده می‌شود، باعث می‌شود فرکانس‌های مدوله کننده بالاتر ضعیف شوند. اگرچه فرکانس‌های مدوله کننده بالاتر، نرخ تغییر بیشتر و در نتیجه انحراف فرکانس بیشتری ایجاد می‌کنند، این با دامنه پایین‌تر سیگنال مدوله کننده خنثی می‌شود، که تغییر فاز کمتر و در نتیجه انحراف فرکانس کمتری ایجاد می‌کند. پیش اعوجاج انحراف فرکانس اضافی ناشی از فرکانس‌های MDFL که مدوله کننده بالاتر را جبران می‌کند. نتیجه یک خروجی است که همان سیگنال FM است. تولید شده توسط یک مدولاتور فاز، FM غیر مستقیم نامیده می‌شود.

کلیدزنی تغییر فاز (PSK)



شکل ۶.۵: مدولاسیون فاز سیگنال حامل توسط داده‌های باینری PSK را تولید می‌کند.

همانطور که شکل (۶.۵) نشان می‌دهد PM با سیگنال‌های باینری نیز استفاده می‌شود. هنگامی که سیگنال مدوله کننده باینری ۰ ولت یا باینری ۱ باشد، سیگنال PM به‌سادگی فرکانس سیگنال حامل است. هنگامی که یک سطح ولتاژ باینری ۱ رخ می‌دهد، مدولاتور، که یک تغییر فاز دهنده است، به‌سادگی فاز سیگنال حامل را، نه فرکانس آن را تغییر می‌دهد. در شکل (۶.۵) تغییر فاز 180° درجه است. هر بار که سیگنال از ۰ به ۱ یا ۱ به ۰ تغییر می‌کند، یک تغییر فاز 180° درجه وجود دارد. سیگنال PM هنوز فرکانس سیگنال حامل است، اما فاز نسبت به سیگنال حامل اصلی با ورودی باینری تغییر کرده است.

فرآیند مدوله کردن فاز یک سیگنال حامل با داده‌های باینری، کلیدزنی تغییر فاز^۴ (PSK) یا کلیدزنی تغییر فاز باینری^۵ (BPSK) نامیده می‌شود. سیگنال PSK نشان داده شده در شکل (۶.۵) از یک تغییر فاز 180° درجه از یک مرجع استفاده می‌کند، اما سایر مقادیر تغییر فاز را می‌توان به عنوان مثال 45° درجه، 90° درجه، 135° درجه یا 225° درجه استفاده کرد. نکته مهمی که باید به خاطر داشته باشید این است که هیچ تغییر فرکانس رخ نمی‌دهد. سیگنال PSK فرکانس ثابتی دارد، اما فاز سیگنال با سیگنال مدوله کننده باینری نسبت به مرجع تغییر می‌کند.

^۴Phase-Shift Keying (PSK)

^۵Binary Phase Shift Keying (BPSK)

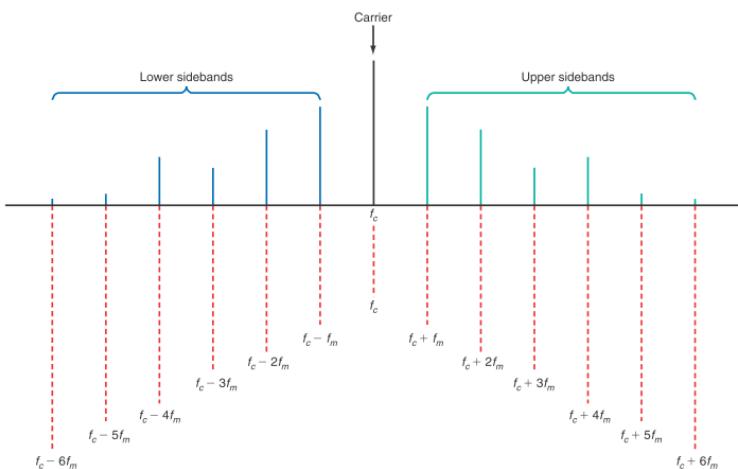
۳.۵ ضریب مدولاسیون و باندهای کناری

هر فرآیند مدولاسیون باندهای کناری تولید می‌کند. هنگامی که یک موج سینوسی با فرکانس ثابت یک حامل را مدوله می‌کند، دو فرکانس کناری تولید می‌شود. فرکانس‌های کناری مجموع و تفاضل فرکانس حامل و فرکانس مدوله کننده هستند. در FM و PM، مانند AM، فرکانس‌های باند کناری مجموع و تفاضل تولید می‌شوند. علاوه بر این، تعداد زیادی زوج نوار کناری بالائی و پایینی تولید می‌شود. در نتیجه، طیف یک سیگنال FM یا PM معمولاً گسترده‌تر از یک سیگنال AM معادل است. همچنین می‌توان یک سیگنال باند باریک ویژه FM تولید کرد که پهنای باند آن فقط کمی بیشتر از سیگنال AM باشد.

خوب است بدانید که:

در FM، تنها آن دسته از باندهای کناری با بیشترین دامنه در حمل اطلاعات مهم هستند. باندهای کناری حاوی کمتر از ۲ درصد از کل توان، تأثیر کلی کمی بر قابل فهم بودن سیگنال دارند.

شکل (۷.۴) طیف فرکانس یک سیگنال FM معمولی را نشان می‌دهد که با مدوله کردن سیگنال حامل با موج سینوسی تک فرکانس تولید می‌شود. توجه داشته باشید که باندهای کناری از فرکانس حامل f_c و از یکدیگر با فرکانس برابر با فرکانس مدوله کننده f_m فاصله دارند. اگر فرکانس مدوله کننده یک کیلوهرتز باشد، اولین زوج باندهای کناری در بالا و پایین فرکانس حامل f_c ۱۰۰۰ هرتز است. زوج دوم باندهای کناری در بالا و پایین حامل با $2000 Hz = 2 \times 1000 Hz$ یا ۲ کیلوهرتز وغیره قرار دارند. همچنین توجه داشته باشید که دامنه باندهای کناری متفاوت هستند. اگر هر باند کناری یک موج سینوسی با فرکانس و دامنه همانطور که در شکل (۷.۴) نشان داده شده است فرض شود و تمام امواج سینوسی اضافه شوند، سیگنال FM تولید کننده آنها ایجاد خواهد شد.



شکل ۷.۵: طیف فرکانس سیگنال FM. توجه داشته باشید که دامنه‌های سیگنال حامل و باندهای کناری نشان داده شده تنها نمونه‌هایی هستند. دامنه‌ها به ضریب مدولاسیون m_f بستگی دارند.

با تغییر دامنه سیگنال مدوله کننده، انحراف فرکانس تغییر می‌کند. تعداد باندهای کناری تولید شده و دامنه و فاصله آنها به انحراف فرکانس و فرکانس مدوله بستگی دارد. به خاطر داشته باشید که سیگنال FM دامنه ثابتی دارد. از آنجایی که یک سیگنال FM مجموع فرکانس‌های باند کناری است، اگر مجموع آنها سیگنال FM با دامنه ثابت اما فرکانس متغیر تولید کند، دامنه‌های باند کناری باید با انحراف فرکانس و فرکانس مدوله کننده تغییر کنند.

از نظر تئوری، فرآیند FM تعداد اولیه‌ای از باندهای کناری بالائی و پایینی و بنابراین، از نظر تئوری پهنانی باند بسیار بزرگی را تولید می‌کند. با این حال، در عمل، تنها آن دسته از باندهای کناری با بیشترین دامنه در حمل اطلاعات مهم هستند. به طور معمول هر باند کناری که دامنه آن کمتر از یک درصد دامنه سیگنال حامل مدوله نشده باشد، غیر ضروری در نظر گرفته می‌شود. بنابراین به آسانی توسط مدارها یا رسانه‌های ارتیاطی با پهنانی باند محدود ارسال می‌شود. با وجود این، پهنانی باند یک سیگنال FM معمولاً بسیار گسترده‌تر از یک سیگنال AM با همان سیگنال مدوله کننده است.

ضریب مدولاسیون

نسبت انحراف فرکانس به فرکانس مدوله کننده به نام ضریب مدولاسیون^۷ m_f شناخته می‌شود:

$$m_f = \frac{f_d}{f_m}$$

که در آن f_d انحراف فرکانس و f_m فرکانس مدوله کننده است. گاهی اوقات از حرف کوچک یونانی دلتا (δ) به جای f_d برای نشان دادن انحراف استفاده می‌شود. بنابراین $m_f = \delta/f_m$. به عنوان مثال، اگر حداکثر انحراف فرکانس حامل 12 ± 2 کیلوهرتز و حداکثر فرکانس مدوله کننده $2/5$ کیلوهرتز باشد، ضریب مدوله $m_f = 12/2/5 = 12/2/5 = 4/8 = 12/2/5$ است.

در اکثر سیستم‌های ارتیاطی با استفاده از FM، حداکثر محدودیت‌ها برای انحراف فرکانس و فرکانس مدوله کننده اعمال می‌شود. به عنوان مثال، در پخش استاندارد FM، حداکثر انحراف فرکانس مجاز 75 کیلوهرتز و حداکثر فرکانس مجاز مدوله کننده 15 کیلوهرتز است. این ضریب مدولاسیون $m_f = 75/15 = 5$ را ایجاد می‌کند.

هنگامی که حداکثر انحراف فرکانس مجاز و حداکثر فرکانس مدوله در محاسبه ضریب مدولاسیون استفاده می‌شود، m_f به نام نسبت انحراف^۸ نامیده می‌شود.

مثال ۲-۵

اگر حداکثر انحراف 25 کیلوهرتز و حداکثر فرکانس مدوله کننده 15 کیلوهرتز باشد، نسبت انحراف صدای تلویزیون چقدر است؟

$$m_f = \frac{f_d}{f_m} = \frac{25}{15} = 1.667$$

توابع بسل

با توجه به ضریب مدولاسیون، تعداد و دامنه باندهای کناری معنی‌دار را می‌توان با حل معادله اولیه یک سیگنال FM تعیین کرد. معادله FM، که بدست آوردن آن خارج از محدوده این کتاب است،

^۷ Modulation Index

^۸ Deviation Ratio

است، که در آن $v_{FM} = V_c \sin[2\pi f_c t + m_f \sin(2\pi f_m t)]$ ضریب مدولاسیون است. جمله‌ای که ضریب آن m_f است زاویه فاز سیگنال حامل است. توجه داشته باشید که این معادله زاویه فاز را بر حسب سیگنال مدوله کننده موج سینوسی بیان می‌کند. این معادله با یک فرآیند پیچیده ریاضی معروف به توابع بسل حل می‌شود. نشان دادن این راه حل ضروری نیست، اما نتیجه به شرح زیر است:

$$\begin{aligned} v_{FM} = & V_c \{ J_0 (\sin \omega_c t) + J_1 [\sin(\omega_c + \omega_m)t - \sin(\omega_c - \omega_m)t] \\ & + J_2 [\sin(\omega_c + 2\omega_m)t + \sin(\omega_c - 2\omega_m)t] \\ & + J_3 [\sin(\omega_c + 3\omega_m)t - \sin(\omega_c - 3\omega_m)t] \\ & + J_4 [\sin(\omega_c + 4\omega_m)t + \sin(\omega_c - 4\omega_m)t] \\ & + J_5 [\sin(\dots) + \dots] \} \end{aligned}$$

که در آن

$$\begin{aligned} \omega_c &= 2\pi f_c & \text{فرکانس زاویه سیگنال حامل} \\ \omega_m &= 2\pi f_m & \text{فرکانس زاویه سیگنال مدوله کننده} \\ V_c &= \text{اوج دامنه سیگنال حامل} \end{aligned}$$

موج FM به صورت ترکیبی از امواج سینوسی با فرکانس‌ها و دامنه‌های مختلف بیان و وقتی جمع می‌شود، یک سیگنال حوزه زمان FM می‌دهد. اولین جمله حامل با دامنه‌ای است که توسط ضریب J_n ، در این مورد J_0 ، داده می‌شود. عبارت بعدی نشان دهنده یک زوج فرکانس کناری بالائی و پایینی برابر با مجموع و اختلاف فرکانس سیگنال حامل و مدوله کننده است. دامنه این فرکانس‌های کناری J_1 است. عبارت بعدی یک زوج فرکانس کناری دیگر است که برابر با حامل ± 2 برابر فرکانس سیگنال مدوله کننده است. جملات دیگر فرکانس‌های کناری اضافی را نشان می‌دهند که با مقداری برابر با فرکانس سیگنال مدوله کننده از یکدیگر فاصله دارند.

دامنه باندهای کناری توسط ضرایب J_n که به نوبه خود با مقدار ضریب مدولاسیون تعیین می‌شود.

این ضرایب دامنه با استفاده از عبارت زیر محاسبه می‌شوند:

$$J_n(m_f) = \left(\frac{m_f}{2^n n!} \right)^n \left[1 - \frac{(m_f)^1}{2(2n+2)} + \frac{(m_f)^4}{2 \cdot 4(2n+2)(2n+4)} \right. \\ \left. - \frac{(m_f)^6}{2 \cdot 4 \cdot 6(2n+2)(2n+4)(2n+6)} + \dots \right]$$

که در آن

$=!$ فاکتوریل

$n =$ تعداد باندهای کناری ($1, 2, 3, \dots$)

$n =$ فرکانس حامل است.

$m_f = \frac{f_d}{f_m}$ ضریب مدولاسیون.

خوب است بدانید که:

علامت $!$ به معنی فاکتوریل است. این به شما می‌گوید که تمام اعداد صحیح را از ۱ تا عددی که نماد به آن متصل است ضرب کنید. مثلاً $5!$ یعنی $1 \times 2 \times 3 \times 4 \times 5 = 120$.

در عمل، شما مجبور نیستید این ضرایب را بدانید یا محاسبه کنید، زیرا جداول ارائه کننده آنها به طور گسترده در دسترس هستند. ضرایب بسل برای طیف وسیعی از ضریب‌های مدولاسیون در شکل (۸.۵)

آورده شده است. ستون سمت چپ ضریب مدولاسیون m_f را می‌دهد. ستون‌های باقیمانده دامنه‌های نسبی حامل و زوج‌های مختلف باندهای کناری را نشان می‌دهند. هر باند کناری با دامنه حامل نسبی کمتر از ۱ درصد (۰٪) حذف شده است. توجه داشته باشید که برخی از دامنه‌های حامل و باند کناری دارای علائم منفی هستند. این بدان معنی است که سیگنال نشان داده شده توسط آن دامنه بهسادگی در فاز 180° درجه (وارونگی فاز) جابجا می‌شود.

شکل (۹.۵) منحنی‌هایی را نشان می‌دهد که با ترسیم داده‌های شکل (۸.۵) ایجاد می‌شوند. دامنه‌ها و قطب‌های سیگنال حامل و باند کناری بر روی محور عمودی رسم می‌شوند. ضریب مدولاسیون بر روی محور افقی رسم می‌شود. همانطور که شکل نشان می‌دهد، دامنه حامل J . با ضریب مدولاسیون تغییر می‌کند. در FM، با تغییر فرکانس سیگنال مدوله کننده و انحراف فرکانس، دامنه سیگنال حامل و دامنه باندهای کناری تغییر می‌کند. در AM، دامنه حامل ثابت می‌ماند.

Modulation Index	Carrier	Sidebands (Pairs)															
		1st	2d	3d	4th	5th	6th	7th	8th	9th	10th	11th	12th	13th	14th	15th	16th
0.00	1.00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.25	0.98	0.12	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.5	0.94	0.24	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—
6.0	0.15	-0.28	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—	—
7.0	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—
8.0	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	—	—	—	—	—
9.0	-0.09	0.24	0.14	-0.18	-0.27	-0.06	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	—	—	—
10.0	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.23	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	—	—
12.0	-0.05	-0.22	-0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.24	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01
15.0	-0.01	0.21	0.04	0.19	-0.12	0.13	0.21	0.03	-0.17	-0.22	-0.09	0.10	0.24	0.28	0.25	0.18	0.12

شکل ۸.۵: دامنه‌های سیگنال حامل و باند کناری برای ضریب مدولاسیون‌های مختلف سیگنال‌های FM بر اساس توابع بسل.

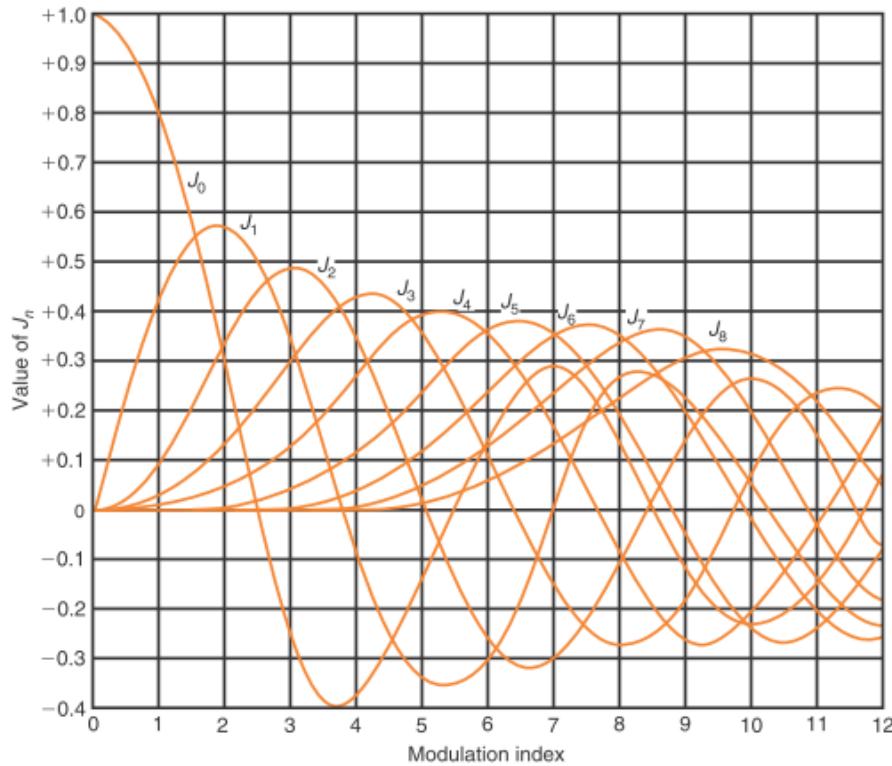
توجه داشته باشید که در چندین نقطه در شکل (۸.۵) و (۹.۵)، در ضریب‌های مدولاسیون حدود $4/5$ ، $5/5$ ، $6/7$ ، $7/8$ ، $8/9$ ، $9/10$ دامنه حامل J در واقع به صفر می‌رسد. در آن نقاط، تمام قدرت سیگنال به طور کامل در سراسر باندهای کناری توزیع می‌شود. و همانطور که در شکل (۹.۵) مشاهده می‌شود، باندهای کناری نیز در مقادیر معینی از ضریب مدولاسیون به صفر می‌روند.

مثال ۳-۵

حداکثر فرکانس مدوله کننده‌ای که می‌توان برای دستیابی به ضریب مدولاسیون $2/2$ با انحراف $7/48$ کیلوهرتز استفاده کرد چقدر است؟

$$f_m = \frac{f_d}{m_f} = \frac{748^\circ}{2/2} = 340^\circ = 3/4 kHz$$

شکل (۱۰.۵) چندین نمونه از یک طیف سیگنال FM را با ضریب مدولاسیون‌های مختلف نشان می‌دهد. نمونه‌ها را با داخل شکل (۸.۵) مقایسه کنید. سیگنال حامل بدون مدوله در شکل



شکل ۹.۵: نمودار تابع بسل با توجه به داده شکل (۸.۴).

(الف) دارای دامنه نسبی $1/0$ است. بدون مدولاسیون، تمام توان در سیگنال حامل است. با مدولاسیون، دامنه سیگنال حامل کاهش در حالی که دامنه باندهای کناری مختلف افزایش می‌یابد. در شکل (۱۰.۵)، ضریب مدولاسیون $25/0$ است. این یک مورد خاص از FM است که در آن فرآیند مدولاسیون تنها یک زوج از باندهای کناری مهم مانند آنهاست که توسط AM تولید می‌شود. با ضریب مدولاسیون $25/0$ ، سیگنال FM بیش از یک سیگنال AM فضای طیفی را تولید می‌کند. با ضریب مدولاسیون $25/0$ ، سیگنال FM بیش از یک سیگنال NBFM نامیده می‌شود. تعریف رسمی NBFM اشغال نمی‌کند. این نوع FM، باند باریک^۹ یا NBFM نامیده می‌شود. هر سیستم FM است که در آن ضریب مدولاسیون کمتر از $1/57 = \pi/2$ یا $m_f < \pi/2$ باشد. با این حال، برای NBFM واقعی با تنها یک زوج باند کناری، m_f باید بسیار کمتر از $\pi/2$ باشد. مقادیر m_f در محدوده $2/0$ تا $25/0$ NBFM واقعی را نشان می‌دهد. رادیوهای متداول FM تلفن همراه از حداقل انحراف ۵ کیلوهرتز با حداقل فرکانس صوتی ۳ کیلوهرتز استفاده می‌کنند و ضریب مدولاسیون $m_f = 5kHz/3kHz = 1/667$ را ارائه می‌دهد. اگرچه این سیستم‌ها در تعریف رسمی NBFM قرار نمی‌گیرند، با این وجود به عنوان انتقال باند باریک در نظر گرفته می‌شوند. هدف اصلی NBFM حفظ فضای طیف است و NBFM به طور گسترده در ارتباطات رادیویی استفاده می‌شود. با این حال، توجه داشته باشید که NBFM فضای طیف را به قیمت نسبت سیگنال

^۹NarrowBand FM (NBFM)

بهنویز حفظ می‌کند.

مثال ۴-۵

دامنهای سیگنال حامل و چهار باند اول یک سیگنال FM با ضریب مدولاسیون ۴ را بیان کنید. (از شکل‌های (۸.۵) و (۹.۵) استفاده کنید).

$$\begin{aligned} J_0 &= -0/4 \\ J_1 &= -0/07 \\ J_2 &= 0/36 \\ J_3 &= 0/43 \\ J_4 &= 0/28 \end{aligned}$$

پهنای باند سیگنال FM

همانطور که قبلاً گفته شد، هرچه ضریب مدولاسیون در FM بیشتر باشد، تعداد باندهای کناری قابل توجه بیشتر و پهنای باند سیگنال بیشتر می‌شود. هنگامی که حفاظت طیف ضروری است، پهنای باند یک سیگنال FM را می‌توان با قرار دادن یک حد بالایی در ضریب مدولاسیون، عمداً محدود کرد. پهنای باند کل یک سیگنال FM را می‌توان با دانستن ضریب مدولاسیون و با استفاده از شکل (۸.۵) تعیین کرد. برای مثال، فرض کنید که بالاترین فرکانس مدوله سیگنال ۳ کیلوهرتز و حداکثر انحراف فرکانس ۶ کیلوهرتز است. این یک ضریب مدولاسیون $2 = 6kHz/3kHz$ را به دست می‌دهد. با مراجعه به شکل (۸.۵)، می‌توانید بینید که این چهار زوج باند کناری قابل توجهی تولید می‌کند. سپس پهنای باند را می‌توان با فرمول ساده زیر تعیین کرد

$$BW = 2f_m N$$

که در آن N تعداد باندهای کناری قابل توجه در سیگنال است. طبق این فرمول، پهنای باند سیگنال FM برابر است با:

$$BW = 2(3kHz)(4) = 24kHz$$

به طور کلی، یک سیگنال FM با ضریب مدولاسیون ۲ و بالاترین فرکانس مدوله کننده ۳ کیلوهرتز، پهنای باند ۲۴ کیلوهرتز را اشغال می‌کند. راه دیگر برای تعیین پهنای باند سیگنال FM استفاده از قانون کارسون^{۱۰} است. این قانون فقط توان را در مهمترین باندهای کناری با دامنه‌های بیشتر از ۲ درصد حامل (۰٪ یا بالاتر در شکل (۸.۵) تشخیص می‌دهد. این قانون بصورت زیر است:

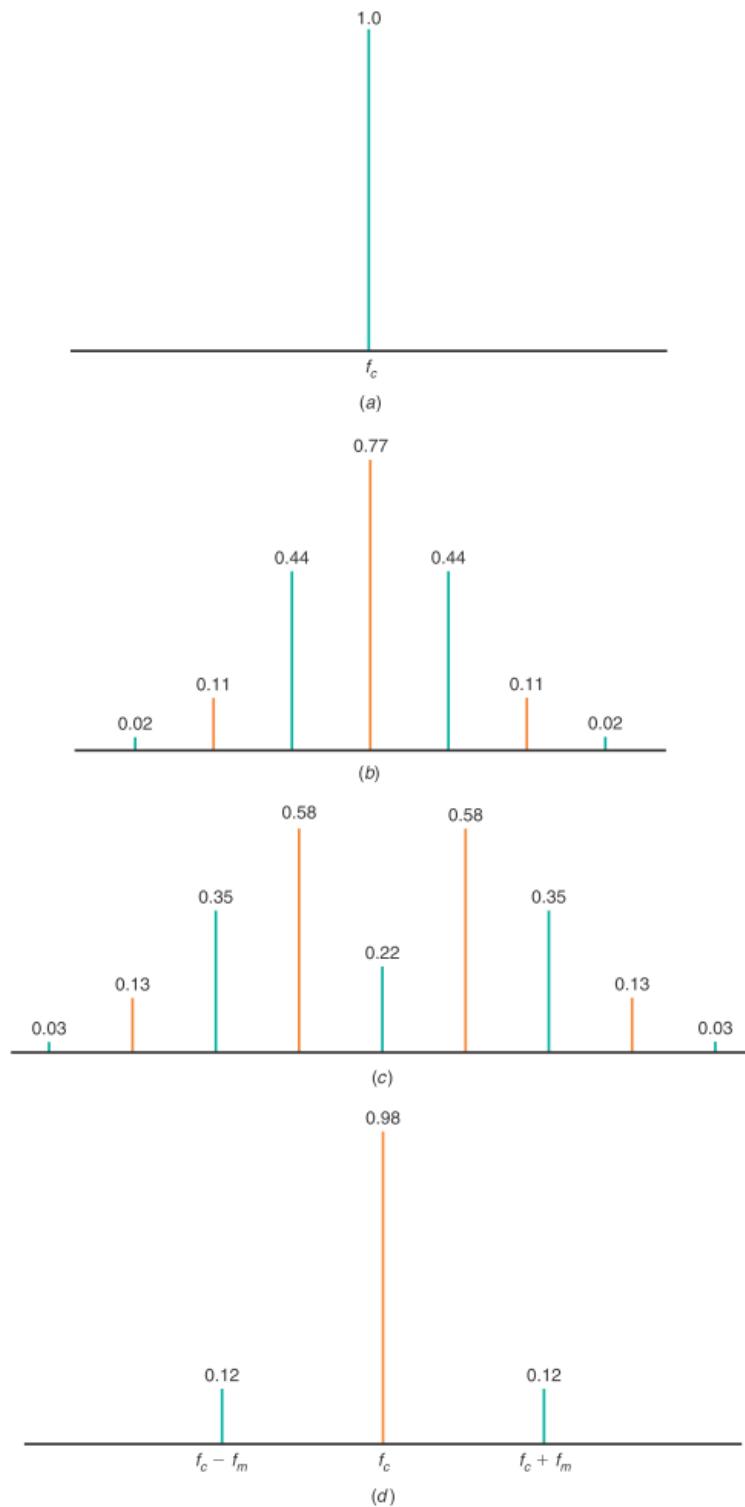
$$BW = 2 [f_{d(max)} = f_{m(max)}]$$

طبق قانون کارسون، پهنای باند سیگنال FM در مثال قبلی خواهد بود

$$BW = 2(6kHz + 3kHz) = 18kHz$$

قانون کارسون همیشه پهنای باندی کمتر از پهنای باند محاسبه شده با فرمول $BW = 2f_m N$ ارائه می‌دهد. با این حال، ثابت شده است که اگر یک مدار یا سیستم دارای پهنای باند محاسبه شده توسط قانون کارسون باشد، باندهای کناری در واقع به اندازه کافی خوب عبور می‌کنند تا از درک کامل سیگنال اطمینان حاصل شود.

^{۱۰} Carson's rule



شکل ۱۰.۵: نمونه‌هایی از طیف سیگنال FM. (الف) ضریب مدولاسیون ۰٪ (بدون مدولاسیون یا نوارهای کناری).
 (ب) ضریب مدولاسیون ۱٪ (ج) ضریب مدولاسیون ۲٪ (د) ضریب مدولاسیون ۲۵٪ (NBFM).

تا کنون، تمام نمونه‌های FM سیگنال مدوله کننده موج سینوسی تک فرکانس را در نظر گرفته‌ایم. با این حال، همانطور که می‌دانید، بیشتر سیگنال‌های مدوله کننده امواج سینوسی خالص نیستند، بلکه امواج پیچیده‌ای هستند که از فرکانس‌های مختلف تشکیل شده‌اند. هنگامی که سیگنال مدوله کننده یک قطار موجی پالس یا باینری است، سیگنال حامل توسط سیگنال معادل مدوله می‌شود که ترکیبی از یک موج سینوسی اصلی و همه هارمونیک‌های مربوطه است، که توسط نظریه فوریه تعیین می‌شود. به عنوان مثال، اگر سیگنال مدوله کننده یک موج مربعی باشد، موج سینوسی اصلی و همه هارمونیک‌های فرد سیگنال حامل را مدوله می‌کنند. هر هارمونیک بسته به ضریب مدولاسیون، چندین زوج باند کناری تولید می‌کند. همانطور که می‌توانید تصور کنید، FM توسط یک موج مربع یا مستطیلی، نوارهای کناری زیاد و سیگنالی با پهنهای باند بسیار زیاد تولید می‌کند. مدارها یا سیستم‌هایی که چنین سیگنالی را حمل، پردازش یا ارسال می‌کنند باید دارای پهنهای باند مناسب باشند تا سیگنال را مخدوش نکنند. در اکثر تجهیزاتی که داده‌های دیجیتالی یا باینری را توسط FSK ارسال می‌کنند، سیگنال باینری فیلتر می‌شود تا هارمونیک‌های سطح بالاتر قبل از مدولاسیون حذف شوند. این باعث کاهش پهنهای باند مورد نیاز برای انتقال می‌شود.

مثال ۵

حداکثر پهنهای باند یک سیگنال FM با انحراف 3° کیلوهرتز و حداکثر سیگنال مدوله کننده ۵ کیلوهرتز که توسط (الف) شکل (۸.۵) و (ب) قانون کارسون تعیین می‌شود چقدر است؟
(الف):

$$m_f = \frac{f_d}{f_m} = \frac{3^\circ kHz}{5kHz} = 6$$

شکل (۸.۵) نه باند کناری ارزشمند که بفاصله ۵ کیلوهرتز از هم قرار دارند را برای $m_f = 6$ ارائه می‌دهد.

$$BW = 2f_mN = 2(5kHz)6 = 90kHz$$

(ب):

$$BW = 2 [f_{d(max)} - f_{m(max)}]$$

$$BW = 2(3^\circ kHz + 5kHz) = 70kHz$$

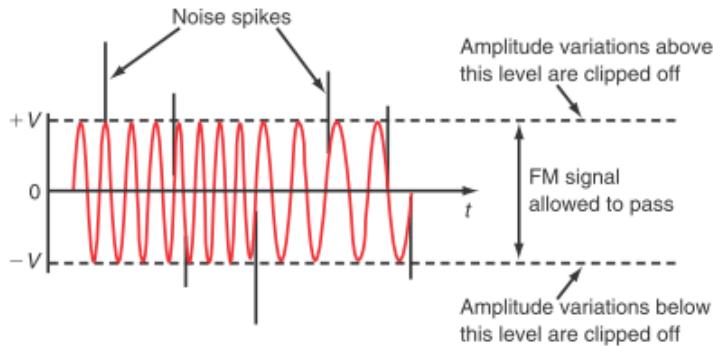
۴.۵ اثرات حذف نویز در FM

نویز تداخلی است که توسط رعد و برق، موتورها، سیستم‌های احتراق خودرو، و هرگونه کلید برقی که سیگنال‌های گذرا تولید می‌کند، ایجاد می‌شود. چنین نویزهایی معمولاً نوک‌های باریک ولتاژ با فرکانس‌های بسیار بالا هستند. آنها به یک سیگنال اضافه شده و با آن تداخل می‌کنند. اثر بالقوه چنین نویزهایی بر روی سیگنال FM در شکل (۱۱.۵) نشان داده شده است. اگر سیگنال‌های نویز به اندازه کافی قوی باشند، می‌توانند سیگنال اطلاعات را کاملاً از بین ببرند.

سیگنال‌های FM، با این حال، دامنه سیگنال حامل مدوله شده ثابتی دارند و گیرنده‌های FM حاوی مدارهای محدود کننده‌ای هستند که عمداً دامنه سیگنال دریافتی را محدود می‌کنند. همانطور که در شکل (۱۱.۵) نشان داده شده است، هرگونه تغییرات دامنه‌ای که در سیگنال FM رخ می‌دهد،

به طور موثر قطع می‌شود. این بر محتوای اطلاعات سیگنال FM تأثیر نمی‌گذارد، زیرا فقط در تغییرات فرکانس حامل وجود دارد. به دلیل عملکرد برش مدارهای محدود کننده، نویز تقریباً به طور کامل حذف می‌شود. حتی اگر پیک‌های خود سیگنال FM بريده یا مسطح شود و سیگنال حاصل اعوجاج یابد، هیچ اطلاعاتی از بين نمی‌رود. در واقع، یکی از مزایای اصلی FM نسبت به AM، این‌یی بالای آن در برابر نویز است. فرآيند دمودولاسيون يا آشكارسازی سیگنال FM در واقع نویز را حذف کرده و نسبت سیگنال به نویز را بهبود می‌بخشد.

نویز و تغییر فاز



شکل ۱۱.۵: سیگنال FM همراه نویز

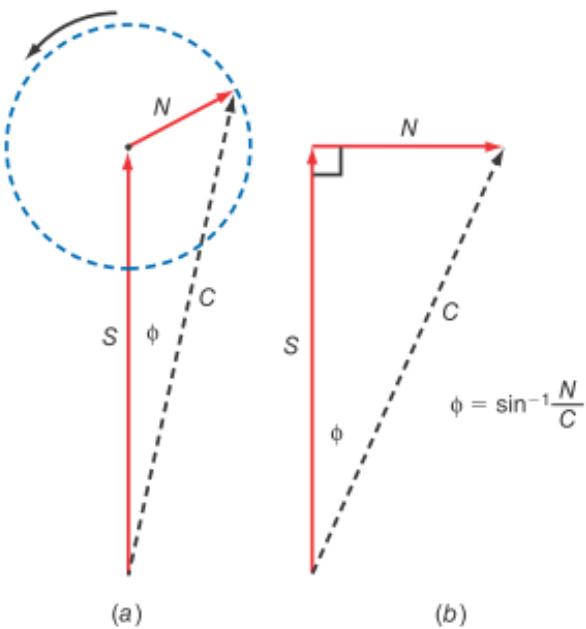
دامنه نویز اضافه شده به سیگنال FM یک تغییر فرکانس کوچک یا تغییر فاز ایجاد می‌کند که سیگنال را تغییر می‌دهد یا مخدوش می‌کند. شکل (۱۲.۵) نشان می‌دهد که چگونه این کار می‌کند. سیگنال حامل با فاز S با طول ثابت (دامنه) نشان داده می‌شود. طبق نظریه فوریه، نویز معمولاً یک پالس با مدت زمان کوتاه است که دارای فرکانس‌های زیادی در دامنه‌ها و فازهای بسیاری است. با این حال، برای ساده‌تر کردن تحلیل، یک سیگنال نویز فرکانس بالا را در فاز متفاوت فرض می‌کنیم. در شکل (۱۲.۵)(الف)، این سیگنال نویز به صورت یک فاز دور N نشان داده شده است. سیگنال ترکیب سیگنال حامل و نویز، با برجسب C ، فیزوری است که دامنه آن مجموع فاز سیگنال و نویز و یک فاز است. زاویه فاز به مقدار ϕ از سیگنال حامل جابجا شده است. اگر فیزور نویز را در حال چرخش تصور کنیم، می‌توان سیگنال ترکیبی را نیز تصور کرد که دامنه و زاویه فاز نسبت به حامل متفاوت است. حداقل تغییر فاز زمانی اتفاق می‌افتد که فازهای نویز و سیگنال در یک زاویه قائم با یکدیگر قرار دارند، همانطور که در شکل (۱۲.۵)(ب) نشان داده شده است. این زاویه را می‌توان طبق رابطه با arcsin یا سینوس معکوس محاسبه کرد

$$\phi = \sin^{-1} \frac{N}{C}$$

با استفاده از رابطه زیر می‌توان تعیین کرد که تغییر فاز چقدر تغییر فرکانس ایجاد می‌کند

$$\delta = \phi(f_m)$$

که در آن
 δ = انحراف فرکانس ناشی از نویز
 ϕ = تغییر فاز بر حسب رادیان



شکل ۱۲.۵: چگونگی ایجاد اختلاف فاز توسط نویز

فرض کنید نسبت سیگنال به نویز (S/N) برابر $1 : 3$ و فرکانس سیگنال مدوله کننده 800 هرتز است. در این صورت تغییر فاز

$$\phi = \sin^{-1}(N/S) = \sin^{-1}(1/3) = \sin^{-1}0.3333 = 19.47^\circ$$

است. از آنجایی که در هر رادیان 57.3 درجه وجود دارد، این زاویه $19.47/57.3 = 0.34$ رادیان است. انحراف فرکانس تولید شده توسط این تغییر فاز مختصراً را می‌توان به صورت زیر محاسبه کرد

$$\delta = 0.3(800) = 271.8 Hz$$

اینکه یک تغییر فاز خاص تا چه اندازه سیگنال را معوج و اعوجاج ایجاد می‌کند به عوامل مختلفی بستگی دارد. با نگاهی به ابسط انحراف فرکانس، می‌توانید استنباط کنید که در بدترین حالت تغییر فاز و انحراف فرکانس در بالاترین فرکانس سیگنال مدوله کننده رخ می‌دهد. اثر کلی انتقال به حداقل تغییر فرکانس مجاز برای کاربرد بستگی دارد. اگر انحرافات بسیار زیاد مجاز باشد، به عنوان مثال، اگر ضریب مدولاسیون بالایی وجود داشته باشد، انتقال می‌تواند کوچک و بی‌اهمیت باشد. اگر کل انحراف مجاز کم باشد، انحراف ناشی از نویز می‌تواند شدید باشد. به یاد داشته باشید که تداخل نویز مدت زمان بسیار کوتاهی دارد. بنابراین، تغییر فاز لحظه‌ای است، و درک به ندرت به شدت مختل می‌شود. با سر و صدای شدید، گفتار انسان ممکن است به طور موقت مخدوش شود، اما آنقدر که قابل درک نباشد.

فرض کنید که حداقل انحراف مجاز در مثال بالا 5 کیلوهرتز است. نسبت انتقال تولید شده توسط نویز به حداقل انحراف مجاز برابر است با:

$$\frac{S}{N} = \frac{\text{انحراف فرکانس ناشی از نویز}}{\text{حداکثر انحراف مجاز}} = \frac{271/8}{5000} = 0,0544$$

این فقط کمی بیشتر از یک تغییر ۵ درصدی است. انحراف ۵ کیلوهرتز نشان دهنده حداکثر دامنه سیگنال مدوله کننده است. تغییر ۲۷۱/۸ هرتز دامنه نویز است. بنابراین، این نسبت نویز به سیگنال است. معکوس این مقدار نسبت سیگنال به نویز FM را به شما می‌دهد:

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{N/S} = \frac{1}{0,0544} = 18,4$$

برای FM، S/N ورودی ۳ در خروجی S/N برابر با ۱۸/۴ : ۱ منقول می‌شود.

مثال ۶-۵

ورودی گیرنده FM دارای S/N برابر ۲/۸ است. فرکانس مدوله ۱/۵ کیلوهرتز است. حداکثر انحراف مجاز ۴ کیلوهرتز است. (الف) انحراف فرکانس ناشی از نویز و (ب) خروجی بهبود یافته S/N چیست؟ (الف):

$$\phi = \sin^{-1} \frac{N}{S} = \sin^{-1} \frac{1}{2,8} = 20,92^\circ \quad \text{یا} \quad 0,3652 rad$$

(ب):

$$\frac{N}{S} = \frac{\text{انحراف فرکانس ناشی از نویز}}{\text{حداکثر انحراف مجاز}} = \frac{547/8}{4000}$$

$$\frac{N}{S} = 0,13695$$

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{N/S} = 7,3$$

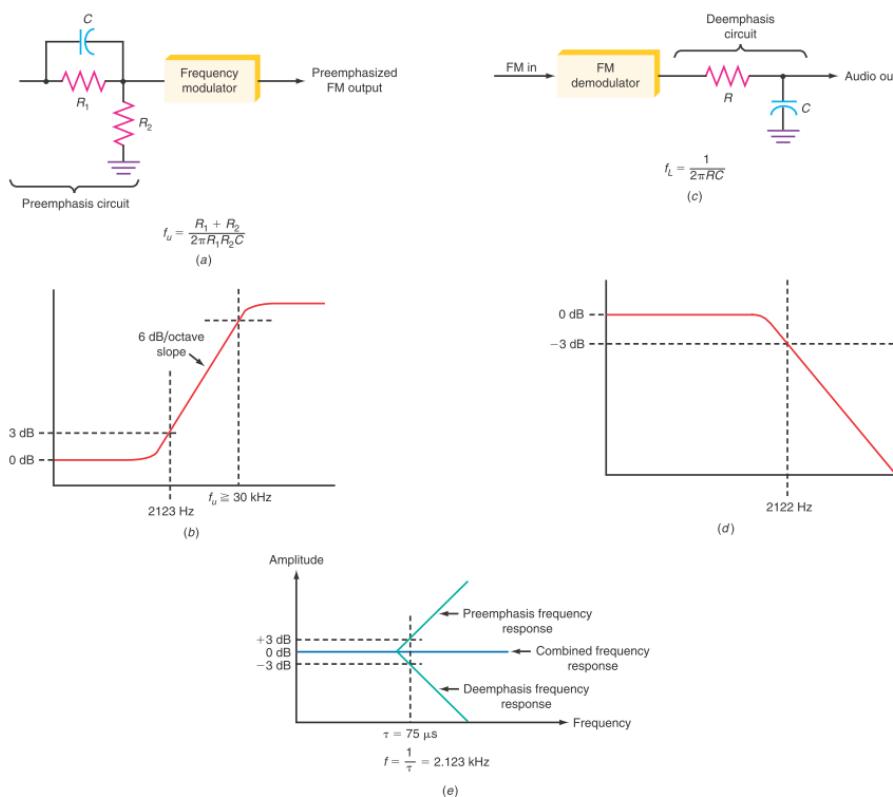
پیش تاکید

نویز می‌تواند با سیگنال FM و بهویژه با مولفه‌های فرکانس بالا سیگنال مدوله کننده تداخل ایجاد کند. از آنجایی که نویز در درجه اول نوک تیز انرژی است، حاوی هارمونیک‌های زیادی و سایر مولفه‌های فرکانس بالا است. این فرکانس‌ها می‌توانند از نظر دامنه بزرگ‌تر از محتوای فرکانس بالای سیگنال مدوله کننده باشند و باعث اعوجاج فرکانس شوند که می‌تواند سیگنال را نامفهوم کند.

بیشتر محتوای یک سیگنال مدوله کننده، بهویژه صدا، در فرکانس‌های پایین است. در سیستم‌های ارتباط صوتی، پهنه‌ای باند سیگنال به حدود ۳ کیلوهرتز محدود می‌شود که امکان درک قابل قبولی را فراهم می‌کند. در مقابل، آلات موسیقی معمولاً سیگنال‌هایی را در فرکانس‌های پایین تولید می‌کنند، اما حاوی هارمونیک‌های فرکانس بالا هستند که صدای منحصر به فرد خود را به آن‌ها می‌دهد و اگر قرار است آن صدا حفظ شود، باید آنها را عبور داد. بنابراین پهنه‌ای باند گسترده‌ای در سیستم‌های با کیفیت بالا مورد نیاز است. از آنجایی که مولفه‌های فرکانس بالا معمولاً در سطح بسیار پایینی قرار دارند، نویز می‌تواند آنها را از بین ببرد.

برای غلبه بر این مسئله، اکثر سیستم‌های FM از تکنیکی بهنام پیش تاکید^{۱۱} استفاده می‌کنند تا به جبران تداخل نویز فرکانس بالا کمک کند. در فرستنده، سیگنال مدوله کننده از طریق یک

^{۱۱}Preemphasis



شکل ۱۳.۵: پیش تاکید و پس تاکید. (الف) مدار پیش تاکید. (ب) منحنی پیش تاکید. (ج) مدار پس تاکید. (د) منحنی پس تاکید. (ه) پاسخ فرکانسی ترکیبی.

مدار ساده عبور کرده که مولفه‌های فرکانس بالا را بیشتر از مولفه‌های فرکانس پایین تقویت می‌کند. ساده‌ترین شکل چنین مداری، یک فیلتر بالاگذر ساده از نوع نشان داده شده در شکل ۱۳.۵(الف) است. مشخصات ثابت زمانی $t = 75 \mu\text{s}$ میکروثانیه را نشان میدهد و در آن $t = RC$ است. هر ترکیبی از مقاومت و خازن (یا مقاومت و سلف) که این ثابت زمانی را بددهد کار خواهد کرد.

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi t} = \frac{1}{2\pi(75\mu\text{s})} = 2123 \text{ Hz}$$

چنین مداری دارای فرکانس قطع ۲۱۲۲ هرتز است. فرکانس‌های بالاتر از ۲۱۲۲ هرتز به صورت خطی افزایش می‌یابد. دامنه خروجی با فرکانس با نرخ ۶ دسی‌بل در هر اکتاو افزایش می‌یابد. مدار پیش تاکید محتوای انرژی سیگنال‌های فرکانس بالاتر را افزایش داده به طوری که آنها قوی‌تر از مولفه‌های نویز فرکانس بالا می‌شوند. این نسبت سیگنال به نویز را بهبود می‌بخشد و وضوح و وفاداری را افزایش می‌دهد.

مدار پیش تاکیدی همچنین دارای فرکانس شکست بالایی f_u است که در آن افزایش سیگنال مسطح گشته [شکل ۱۳.۵(ب)]، که با رابطه زیر محاسبه می‌شود.

$$f_u = \frac{R_1 + R_2}{2\pi R_1 R_2 C}$$

مقدار f_u معمولاً فراتر از محدوده صوتی تنظیم می‌شود و معمولاً بیشتر از ۳۰ کیلوهرتز است.

برای برگرداندن پاسخ فرکانس به سطح نرمال و "مسطح" خود، از یک مدار پستاکید، یک فیلتر پایین گذر ساده با ثابت زمانی ۷۵ میکروثانیه، در گیرنده استفاده می‌شود [شکل (۱۳.۵)(ج)]. سیگنال‌های بالاتر از فرکانس قطع آن ۲۱۲۳ هرتز با نرخ ۶ دسی‌بل در هر اکتاو ضعیف می‌شوند. منحنی پاسخ در شکل (۱۳.۵)(د) نشان داده شده است. در نتیجه، پیش تاکید در فرستنده دقیقاً توسط مدار پس تاکید در گیرنده جبران شده و یک پاسخ فرکانس مسطح را رائه می‌دهد. اثر ترکیبی پیش تاکید و پس تاکید افزایش نسبت سیگنال به نویز برای مولفه‌های فرکانس بالا در حین انتقال است به طوری که آنها قوی‌تر شده و توسط نویز پوشانده نمی‌شوند. شکل (۱۳.۵)(ه) اثر کلی پیش تاکید و پس تاکید را نشان می‌دهد.

۵.۵ مدولاسیون فرکانس در مقابل مدولاسیون دامنه

نتایج FM

به طور کلی FM برتراز AM در نظر گرفته می‌شود. اگرچه هر دو سیگنال AM و FM می‌توانند برای انتقال اطلاعات از یک مکان به مکان دیگر استفاده شوند، FM معمولاً مزایای قابل توجهی نسبت به AM رائه می‌دهد.

ایمنی در مقابل نویز: مهمترین مزایای FM بیش از AM، ایمنی برتراز آن در برابر نویز است که توسط مدارهای محدود کننده^{۱۲} در گیرنده امکان پذیر است، که به طور موثری تمام تغییرات نویز را از بین می‌برد و یک سیگنال FM دامنه ثابت را به جا می‌گذارد. اگرچه قطع شدن منجر به بیهودی کامل در همه موارد نمی‌شود، اما FM با این وجود می‌تواند سطح نویز بسیار بیشتری را نسبت به AM برای دامنه حامل معین تحمل کند. این همچنین در مورد اعوجاج ناشی از تغییر فاز صادق است.

اثر تسخیر: یکی دیگر از مزایای مهم FM این است که سیگنال‌های تداخل کننده در همان فرکانس به طور مؤثر حذف می‌شوند. به دلیل محدود کننده دامنه و روش‌ای آشکارسازی مورد استفاده توسط گیرنده‌های FM، پدیده‌ای که به عنوان اثر تسخیر^{۱۳} شناخته می‌شود، هنگامی اتفاق می‌افتد که دو یا چند سیگنال FM به طور همزمان در همان فرکانس رخ می‌دهد. اگر یک سیگنال بیش از دو برابر دامنه دیگری باشد، سیگنال قوی‌تر کانال را تسخیر می‌کند و سیگنال ضعیفتر را از بین می‌برد. با استفاده از مدار گیرنده مدرن، تفاوت در دامنه سیگنال تنها ۱dB معمولاً برای تولید اثر تسخیر کافی است. در مقابل، هنگامی که دو سیگنال AM یک فرکانس یکسان را اشغال می‌کنند، هر دو سیگنال بدون در نظر گرفتن نقاط قوت سیگنال نسبی آنها شنیده می‌شوند. هنگامی که یک سیگنال AM به طور قابل توجهی قوی‌تر از دیگری است، طبیعتاً سیگنال قوی‌تر قبل درک است. با این حال، سیگنال ضعیفتر از بین نمی‌رود و هنوز هم می‌توان در پس زمینه شنیده شود. هنگامی که نقاط قوت سیگنال AM داده شده تقریباً یکسان است، آنها با یکدیگر تداخل می‌کنند و هر دو تقریباً غیرقابل درک هستند.

اگرچه اثر تسخیر مانع از شنیدن ضعیفتر دو سیگنال FM می‌شود، هنگامی که دو ایستگاه سیگنال‌هایی را با همان دامنه یکسان پخش می‌کنند، ابتدا ممکن است یکی اسیر شود و سپس دیگری. این می‌تواند اتفاق بیفت، به عنوان مثال، هنگامی که یک راننده در حال حرکت در امتداد

^{۱۲}Clipper

^{۱۳}Capture Effect

بزرگراه است، در حال گوش دادن به یک پخش واضح از فرکانس خاص است. در بعضی از مواقع، راننده ممکن است ناگهان پخش دیگر را بشنود، اولین را از دست داده و سپس، دقیقاً به طور ناگهانی، دوباره پخش اصلی را بشنود. کدام یک بر آن حاکم است بستگی بهاین دارد که ماشین در کجا و بر نقاط قوت سیگنال نسبی دو سیگنال، قرار دارد.

کارایی فرستنده: سومین مزیت FM بیش از AM شامل کارآیی است. بهاید بیاورید که AM را می‌توان با هر دو روش مدولاسیون سطح پایین و سطح بالا تولید کرد. کارآمدترین مدولاسیون سطح بالا است که در آن از تقویت کننده کلاس C به عنوان مرحله نهایی قدرت RF استفاده و توسط یک تقویت کننده مدولاسیون با قدرت بالا مدوله می‌شود. فرستنده AM باید RF بسیار بالا و قدرت سیگنال مدوله کننده تولید کند. علاوه بر این، در سطح قدرت بسیار بالا، تقویت کننده‌های مدولاسیون بزرگ غیر عملی هستند. در چنین شرایطی، اگر اطلاعات AM بدون اعوجاج حفظ شود، باید از مدولاسیون سطح پایین استفاده شود. سیگنال AM در یک سطح پایین‌تر تولید و سپس با تقویت کننده‌های خطی تقویت می‌شود تا سیگنال RF نهایی تولید شود. تقویت کننده‌های خطی یا کلاس A یا کلاس B هستند و بسیار کارآمدتر از تقویت کننده‌های کلاس C هستند.

سیگنال‌های FM دامنه ثابت دارند و از این رو برای افزایش سطح قدرت آنها لازم نیست از تقویت کننده‌های خطی استفاده شود. در حقیقت، سیگنال‌های FM همیشه در سطح پایین‌تر تولید می‌شوند و سپس توسط یک سری از تقویت کننده‌های کلاس C تقویت می‌شوند تا قدرت آنها را افزایش دهند. نتیجه استفاده بیشتر از قدرت موجود بهدلیل سطح بالای کارآیی تقویت کننده‌های کلاس C است. از تقویت کننده‌های کلاس D، E یا F حتی بیشتر در تجهیزات PM یا FM استفاده می‌شود.

معایب FM

استفاده بیش از حد از طیف فرکانس: شاید بزرگترین ضرر FM این باشد که به سادگی از فضای طیف بیش از حد استفاده می‌کند. پهنهای باند یک سیگنال FM، به طور کلی، به طور قابل توجهی گستره‌تر از سیگنال AM است که اطلاعات مشابهی را منتقل می‌کند. اگرچه می‌توان ضریب مدولاسیون را برای به حداقل رساندن پهنهای باند پایین نگه داشت، اما کاهش ضریب مدولاسیون همچنین اینمی نویز یک سیگنال FM را کاهش می‌دهد. در سیستم‌های رادیویی FM دو طرفه تجاری، حداقل انحراف مجاز ۵ کیلوهرتز، با حداقل فرکانس مدوله کننده ۳ کیلوهرتز است. این یک نسبت انحراف $1/67 = 5/3$ را تولید می‌کند. نسبت انحراف به حداقل $25/25 = 1$ است، اگرچه منجر به سیگنال‌های می‌شوند که بسیار کمتر از سیگنال‌های FM پهنهای باند هستند. هر دو این نسبت انحراف به عنوان FM باند باریک طبقه بندی می‌شوند.

از آنجا که FM پهنهای باند زیادی را اشغال می‌کند، به طور معمول فقط در آن بخش‌هایی از طیف مورد استفاده قرار می‌گیرد که پهنهای باند کافی در دسترس است، یعنی در فرکانس‌های بسیار بالا. در حقیقت، به ندرت در زیر فرکانس‌های 30° مگاهرتز استفاده می‌شود. بیشتر کارهای ارتباطی FM در فرکانس‌های VHF، UHF و مایکروویو انجام می‌شود.

پیچیدگی مدار: یکی از مضرات عمده FM در گذشته شامل پیچیدگی مدارهای مورد استفاده برای مدولاسیون فرکانس و تخریب در مقایسه با مدارهای ساده مورد استفاده برای مدولاسیون دامنه و دموودیکال است. امروزه، این ضرر بهدلیل استفاده از مدارهای یکپارچه تقریباً ناپدید شده است. اگرچه IC‌های مورد استفاده در انتقال FM هنوز پیچیده هستند، اما برای استفاده بسیار کمی به استفاده نیاز دارند و قیمت آنها به همان اندازه کم است که دارای مدارهای AM قابل مقایسه است.

از آنجا که روند ارتباطات الکترونیکی به سمت فرکانس‌های بالاتر و بالاتر است و از آنجا که IC‌ها

بسیار ارزان و آسان برای استفاده هستند، FM و PM امروزه بیشترین استفاده از روش مدولاسیون در ارتباطات الکترونیکی را به دست آورده‌اند.

کاربردهای AM و FM

در اینجا برخی از برنامه‌های اصلی AM و FM آورده شده است.

نوع مدولاسیون	کاربرد
AM	رادیو همگانی
FM	رادیو همگانی
DSB (AM) و FM	پخش استریو صدا
FM	پخش صدای تلویزیون
AM VSB	پخش تصویر تلویزیون
DSB (AM) تربیعی	سیگنال رنگ تلویزیون
PSK, FSK, FM	تلفن سلولی
PSK, FM	تلفن بی‌سیم
(AM + PSK) QAM FM	دستگاه فاکس
AM	رادیو هوایی‌مای
FM + SSB (AM)	رادیو دریائی
FM	تلفن همراه و رادیو دستی
AM + SSB (AM)	رادیو CB
FM + SSB (AM)	رادیو آماتوری
FSK, PSK, QAM (AM + PSK)	مودم کامپیوتر
OOK	درب بازکن گاراژ
OOK	کنترل از راه دور تلویزیون
FM	VCR
FM	سرویس رادیو فامیلی
FSK	رادیو بلوتوث

سؤالات:

۱. نام عمومی هر دو FM و PM چیست؟
۲. تأثیر روی دامنه سیگنال حامل را در هنگام FM یا PM بیان کنید.
۳. نام و عبارت ریاضی مقداری که فرکانس سیگنال حامل از فرکانس مرکزی مدوله نشده آن در طول مدولاسیون تغییر می‌کند چیست؟
۴. چگونگی تغییر فرکانس سیگنال حامل در یک سیستم FM زمانی که دامنه سیگنال مدوله کننده و فرکانس تغییر می‌کنند را بیان کنید.

۵. چگونگی تغییر فرکانس سیگنال حامل در یک سیستم PM زمانی که دامنه سیگنال مدوله کننده و فرکانس تغییر می‌کنند را بیان کنید.
۶. حداکثر انحراف فرکانس چه زمانی در سیگنال FM رخ می‌دهد؟ برای سیگنال PM؟
۷. شرایطی را که باید برای یک مدولاتور فاز برای تولید FM وجود داشته باشد، بیان کنید.
۸. تولید سیگنال FM توسط روش PM را چه می‌نامید؟
۹. ماهیت خروجی یک مدولاتور فاز را در زمانی که ولتاژ سیگنال مدوله کننده ثابت است، بیان کنید.
۱۰. نام فرآیند مدولاسیون فرکانس سیگنال حامل توسط داده‌های باینری چیست؟
۱۱. نام فرآیند مدولاسیون فاز سیگنال حامل توسط داده‌های باینری چیست؟
۱۲. چگونه باید ماهیت سیگنال مدوله کننده را برای تولید FM با روش‌های PM تغییر داد؟
۱۳. تفاوت بین ضرب مدولاسیون و نسبت انحراف چیست؟
۱۴. FM باند باریک را تعریف کنید. برای نشان دادن NBFM از چه معیاری استفاده می‌شود؟
۱۵. معادله ریاضی که برای حل تعداد و دامنه باندهای فرعی در سیگنال FM استفاده می‌شود چیست؟
۱۶. منظور از علامت منفی روی مقدار باند کناری در شکل (۸.۵) چیست؟
۱۷. دو روشی که نویز بر سیگنال FM تأثیر می‌گذارد را نام ببرید.
۱۸. چگونه نویز سیگنال FM در گیرنده به حداقل می‌رسد؟
۱۹. مزیت اصلی FM نسبت به AM چیست؟
۲۰. دو مزیت اضافی FM نسبت به AM را فهرست کنید.
۲۱. ماهیت نویزهایی که معمولاً با سیگنال رادیویی همراه است چیست؟
۲۲. یک فرستنده FM از چه لحاظ کارایی بیشتری نسبت به فرستنده سطح پایین AM دارد؟ توضیح دهید.
۲۳. عیب اصلی FM نسبت به AM چیست؟ دو راه را بیان کنید که از طریق آنها می‌توان بر این نقص غلبه کرد.
۲۴. برای تقویت سیگنال‌های FM از چه نوع تقویت کننده‌ای استفاده می‌شود؟ برای سیگنال‌های AM سطح پایین؟
۲۵. نام مدار گیرنده‌ای که نویز را از بین می‌برد چیست؟
۲۶. اثر تسخیر چیست و چه چیزی باعث آن می‌شود؟
۲۷. ماهیت سیگنال‌های مدوله کننده‌ای که بیشتر تحت تأثیر نویز سیگنال FM قرار می‌گیرند چیست؟

۲۸. فرآیند پیش تاکید را شرح دهید. چگونه عملکرد ارتباطات را در حضور نویز بهبود میبخشد؟ کجا انجام میشود، در فرستنده یا گیرنده؟
۲۹. مدار اصلی مورد استفاده برای تولید پیش تاکید چیست؟
۳۰. فرآیند پس تاکید را شرح دهید. کجا انجام میشود، در فرستنده یا گیرنده؟
۳۱. از چه نوع مداری برای انجام دادن پیش تاکید استفاده میشود؟
۳۲. فرکانس قطع مدارهای پیش تاکید و پس تاکید چقدر است؟
۳۳. چهار کاربرد اصلی برای FM را نام ببرید.

مسائل:

۱. یک سیگنال حامل ۱۶۲ مگاهرتز توسط سیگنال مدوله‌کننده ۲ کیلوهرتز ۱۲ کیلوهرتز منحرف میشود. ضریب مدولاسیون چقدر است؟
۲. حداکثر انحراف یک سیگنال حامل FM با سیگنال $2/5$ کیلوهرتز ۴ کیلوهرتز است. نسبت انحراف چقدر است؟
۳. برای مسائل یک و دو، پهنای باند اشغال شده توسط سیگنال را با استفاده از روش مرسوم و قانون کارسون محاسبه کنید. طیف هر سیگنال را ترسیم کنید، تمام باندهای کناری مهم و دامنه دقیق آنها را نشان دهید.
۴. برای سیگنال مدوله‌کننده موج سینوسی تک فرکانس ۳ کیلوهرتز با فرکانس حامل ۳۶ مگاهرتز، فاصله بین باندهای کناری چقدر است؟
۵. دامنه نسبی زوج چهارم باندهای کناری برای سیگنال FM با نسبت انحراف ۸ چقدر است؟
۶. دامنه اولین زوج باندهای کناری تقریباً در چه ضریب مدولاسیونی به صفر می‌رسد؟ از شکل (۸.۵) یا (۹.۵) استفاده کنید تا پایین‌ترین ضریب مدولاسیونی را که این نتیجه را به دست می‌دهد، پیدا کنید.
۷. یک کانال موجود برای انتقال FM 30 کیلوهرتز عرض دارد. حداکثر فرکانس مجاز سیگنال مدوله کننده $2/5$ کیلوهرتز است. از چه نسبت انحرافی باید استفاده کرد؟
۸. نسبت سیگنال به نویز در سیستم FM $1 : 4$ است. حداکثر انحراف مجاز 4 کیلوهرتز است. وقتی فرکانس مدوله‌کننده 650 هرتز است، چه مقدار انحراف فرکانس توسط تغییر فاز ناشی از نویز ایجاد می‌شود؟ نسبت واقعی سیگنال به نویز چقدر است؟
۹. یک مدار پس تاکید دارای مقدار خازن $2\mu F$ است. چه مقدار مقاومت مورد نیاز است؟ نزدیکترین مقدار استاندارد EIA را ارائه دهید.

۱۰. از قانون کارسون برای تعیین پهنهای باند یک کanal FM زمانی که حداکثر انحراف مجاز ۵ کیلوهرتز در فرکانس‌های تا $\frac{3}{33}$ کیلوهرتز است استفاده کنید. طیف را ترسیم کنید، مقادیر فرکانس حامل و باند کناری را نشان دهید.

مسائل چالش برانگیز:

۱. باند پخش AM شامل ۱۰۷ کanal برای ایستگاه‌های ۱۰ کیلوهرتز است. حداکثر فرکانس مدوله مجاز ۵ کیلوهرتز است. آیا می‌توان از FM در این باند استفاده کرد؟ اگر چنین است، توضیح دهید که چه چیزی برای تحقق آن ضروری است.

۲. یک فرکانس حامل ۴۹ مگاهرتز توسط یک موج مربعی $1/5$ کیلوهرتز مدوله می‌شود. ضریب مدولاسیون 25% است. طیف سیگنال حاصل را ترسیم کنید. (فرض کنید که فقط هارمونیک‌های کمتر از ششم توسط سیستم ارسال می‌شود).

۳. باند پخش رادیویی FM طیف فرکانسی را از ۱۰۸ تا ۱۰۸ کیلوهرتز اختصاص داده است. ۱۰۰ کanal با فاصله ۲۰۰ کیلوهرتز وجود دارد. فرکانس مرکزی کanal اول $88/1$ مگاهرتز است. آخرین، یا صدمین، فرکانس مرکز کanal $107/9$ مگاهرتز است. هر کanal ۲۰۰ کیلوهرتز دارای پهنهای باند مدولاسیون ۱۵۰ کیلوهرتز با "باندهای محافظ" ۲۵ کیلوهرتز در دو طرف آن است تا اثرات مدولاسیون بیش از حد (انحراف بیش از حد) به حداقل برسد. باند پخش FM حداکثر انحراف ± 75 کیلوهرتز و حداکثر فرکانس مدوله کننده ۱۵ کیلوهرتز را می‌دهد.

- **الف** طیف فرکانس کanal را با مرکز $99/9$ مگاهرتز ترسیم کنید و تمام فرکانس‌های مربوطه را نشان دهید.

- **ب** طیف فرکانس باند FM را رسم کنید و جزئیات سه کanal با فرکانس پایین و سه کanal با فرکانس بالاتر را نشان دهید.

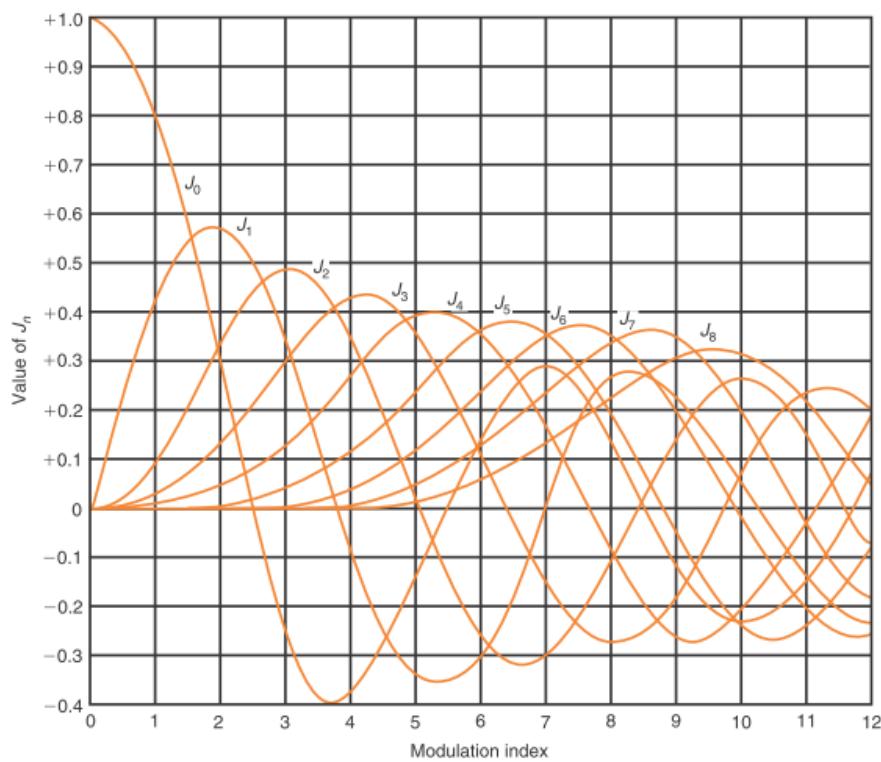
- **ج** پهنهای باند سیگنال FM را با استفاده از نسبت انحراف و جدول بسل تعیین کنید.

- **د** پهنهای باند سیگنال FM را با استفاده از قانون کارسون تعیین کنید.

- **ه** کدام یک از محاسبات پهنهای باند بالا با پهنهای باند کanal موجود مناسب‌تر است؟

۴. فرستنده رادیویی 450 مگاهرتز از FM با حداکثر انحراف مجاز 6 کیلوهرتز و حداکثر فرکانس مدوله کننده $\frac{3}{5}$ کیلوهرتز استفاده می‌کند. حداقل پهنهای باند مورد نیاز چقدر است؟ از شکل (۱۴.۵) برای تعیین دامنه تقریبی سیگنال حاصل و سه باند کناری قابل توجه اول استفاده کنید.

۵. فرض کنید که می‌توانید داده‌های دیجیتالی را از طریق ایستگاه رادیویی باند پخش FM ارسال کنید. حداکثر پهنهای باند مجاز 200 کیلوهرتز است. حداکثر انحراف 75 کیلوهرتز و نسبت انحراف 5 است. با فرض اینکه می‌خواهید تا هارمونیک سوم را حفظ کنید، بالاترین فرکانس موج مربعی که می‌توانید ارسال کنید چیست؟



شكل ١٤.٥: توابع بسل

فصل ۶

مدارهای FM

مدارهای مختلف زیادی برای تولید سیگنال‌های FM و PM ابداع شده‌اند. دو نوع مختلف از مدارهای مدولاتور فرکانس وجود دارد، مدارهای مستقیم و مدارهایی که به‌طور غیرمستقیم FM را با روش‌های مدولاسیون فاز تولید می‌کنند. مدارهای FM مستقیم از روش‌هایی برای تغییر فرکانس نوسانگر حامل مطابق با سیگنال مدوله استفاده می‌کنند. مدولاتورهای غیرمستقیم FM را از طریق یک تغییر فاز دهنده پس از مرحله نوسان‌ساز حامل تولید می‌کنند. مدارهای دمودولاتور یا آشکارساز فرکانس، سیگنال FM را به‌سیگنال مدوله کننده اصلی تبدیل می‌کند.

اکثر مدارهای FM امروزه در داخل مدارهای مجتمع قرار دارند و برخی در نرم افزار با روش‌های پردازش سیگنال دیجیتالی پیاده سازی می‌شوند.

اهداف:

بعداز تکمیل این فصل، شما می‌توانید:

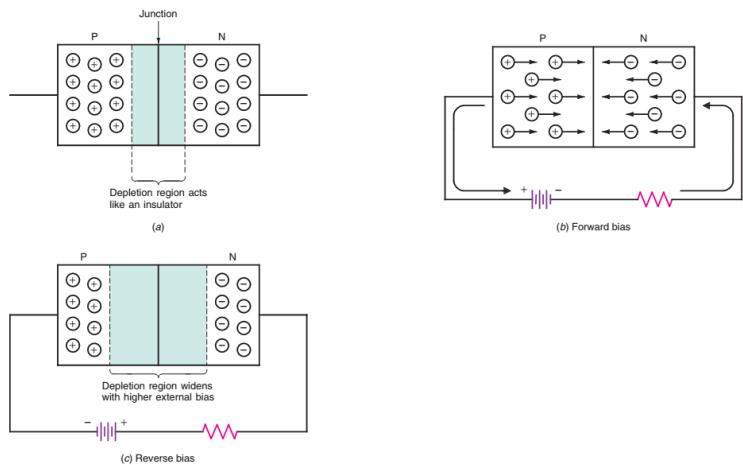
- سستم FM را با استفاده از مدارهای نوسانگر کریستالی یا استفاده از وراکتورها متمایز و مقایسه کنید.
- انحراف فرکانس کل فرستنده FM را با توجه به فرکانس نوسانگر (اسیلاتور) اصلی و ضریب ضرب فرکانس محاسبه کنید.
- پهنهای باند یک سیگنال FM را با استفاده از دو روش محاسبه کنید و تفاوت بین این دو را توضیح دهید.
- عملکرد آشکارسازهای شبیب، تشخیص دهنده میانگین پالس و آشکارسازهای تربیعی را شرح دهید.
- نمودار جعبه‌ای (بلوک دیاگرام) یک حلقه قفل فاز (PLL) را رسم کنید، بیان کنید که هر قطعه چه کاری انجام می‌دهد، عملکرد مدار را توضیح دهید، و محدوده ضبط و محدوده قفل یک PLL را تعریف کنید.
- عملکرد PLL را به عنوان دمودولاتور فرکانس توضیح دهید.

۱.۶ مدولاتورهای فرکانس

مدولاتور فرکانس مداری است که فرکانس حامل را مطابق با سیگنال مدوله کننده تغییر می‌دهد. سیگنال حامل توسط یک مدار LC یا یک مدار نوسانگر کریستالی تولید می‌شود و بنابراین باید راهی برای تغییر فرکانس نوسان پیدا کرد. در یک نوسان ساز LC، فرکانس حامل توسط مقادیر اندوکتانس (خودالقاء-سلف) و خازن در یک مدار هماهنگی ثابت می‌شود و بنابراین فرکانس حامل را می‌توان با تغییر اندوکتانس یا خازن تغییر داد. ایده این است که یک مدار یا قطعه پیدا کنیم که ولتاژ مدوله کننده را به تغییر متناظر در ظرفیت یا اندوکتانس تبدیل کند.

هنگامی که حامل توسط یک نوسان ساز کریستالی تولید می‌شود، فرکانس توسط کریستال ثابت می‌شود. با این حال، به خاطر داشته باشید که مدار معادل یک کریستال یک مدار LCR با نقاط تشدید سری و موازی است. اتصال یک خازن خارجی به کریستال اجازه می‌دهد تا تغییرات قطعه در فرکانس کاری به دست آید. مجدداً، هدف یافتن مدار یا قطعه‌ای است که ظرفیت آن در پاسخ به سیگنال مدوله تغییر می‌کند. قطعاتی که بیشتر برای این منظور استفاده می‌شود، ورکتور (دیود خازنی) است. این دستگاه که به صورت خازن متغیر ولتاژ، دیود ظرفیت متغیر یا واریکاپ نیز شناخته می‌شود، اساساً یک دیود اتصال نیمه هادی است که در حالت بایاس معکوس کار می‌کند.

عملکرد ورکتور

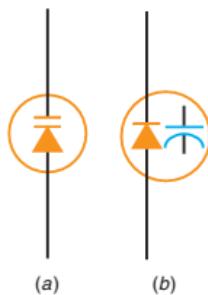


شکل ۱.۶: ناحیه تخلیه در پیوندگاه دیود

پیوندگاه دیود زمانی ایجاد می‌شود که نیمه هادی‌های نوع P و N در طول فرآیند ساخت تشکیل شوند. برخی از الکترون‌های موجود در مواد نوع N بدرون ماده نوع P می‌روند و حفره‌های آنجا را خنثی می‌کنند [شکل ۱.۶(الف)]. تشکیل یک ناحیه نازک به نام منطقه تخلیه، که در آن هیچ حامل، حفره یا الکترون آزاد وجود ندارد. این ناحیه به عنوان یک عایق نازک عمل کرده که از عبور جریان از دستگاه جلوگیری می‌کند.

اگر یک بایاس مستقیم به دیود اعمال شود، هدایت می‌کند. پتانسیل خارجی حفره‌ها و الکترون‌ها را به سمت اتصال می‌آورد، جایی که آنها با هم ترکیب می‌شوند و باعث ایجاد جریان پیوسته در داخل دیود و همچنین خارج می‌شوند. لایه تخلیه به سادگی ناپدید می‌شود [شکل ۱.۶(ب)]. اگر یک

بایاس معکوس خارجی به دیود اعمال شود، مانند شکل (۱.۶) (ج)، هیچ جریانی جریان نخواهد کرد. بایاس پهنهای لایه تخلیه را افزایش می‌دهد و میزان افزایش آن به میزان بایاس معکوس بستگی دارد. هرچه بایاس معکوس بیشتر باشد، لایه تخلیه گسترده‌تر و شانس کمتری برای جریان فراهم است. یک دیود اتصالی با بایاس معکوس به عنوان یک خازن کوچک عمل می‌کند. مواد نوع P و N به صورت دو صفحه خازن عمل کرده و منطقه تخلیه به عنوان دی الکتریک عمل می‌کند. با خنثی شدن تمام حامل‌های جریان فعال (الکترون‌ها و حفره‌ها) در ناحیه تخلیه، فقط به صورت یک ماده عایق عمل می‌کند. عرض لایه تخلیه، پهنهای دی الکتریک و در نتیجه مقدار خازن را تعیین می‌کند. اگر بایاس معکوس زیاد باشد، منطقه تخلیه گسترده خواهد بود و دی الکتریک باعث می‌شود صفحات خازن به طور وسیعی فاصله داشته باشند و ظرفیت کمی تولید کند. کاهش میزان بایاس معکوس، ناحیه تخلیه را باریک می‌کند. صفحات خازن به ور موتری بهم نزدیکتر هستند و ظرفیت بالاتری تولید می‌کنند.



شکل ۲.۶: نماد دیود و رکتور

همه دیودهای اتصالی با تغییر بایاس معکوس، ظرفیت خازنی متغیری را نشان می‌دهند. با این حال، رکتورها برای بهینه سازی این مشخصه خاص طراحی شده‌اند، به طوری که تغییرات ظرفیت تا حد امکان گسترده و خطی باشد. نمادهای مورد استفاده برای نشان دادن دیودهای رکتور در شکل (۲.۶) نشان داده شده است.

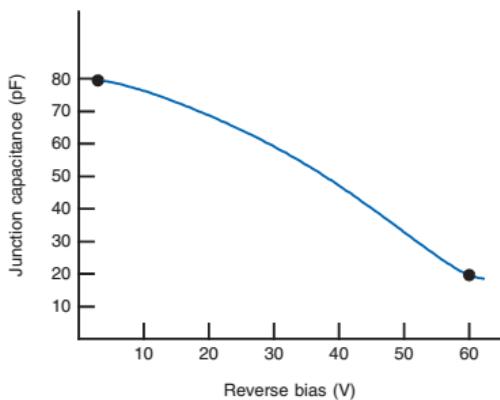
رکتورها با طیف وسیعی از مقادیر خازنی ساخته می‌شوند، اکثر قطعه‌ها دارای ظرفیت اسمی در محدوده یک تا 200 pF هستند. محدوده تغییرات خازنی می‌تواند تا ۱ : ۱۲ باشد. شکل (۳.۶) منحنی یک دیود معمولی را نشان می‌دهد. حداقل ظرفیت خازنی 80 pF بازاء یک ولت به دست می‌آید. با اعمال ۶۰ ولت، ظرفیت خازن به 20 pF در محدوده ۱ : ۴ کاهش می‌یابد. محدوده عملیاتی معمولاً به بخش مرکزی خطی منحنی محدود می‌شود.

خوب است بدانید که:

رکتورها با طیف وسیعی از مقادیر خازنی ساخته می‌شوند، اکثر قطعه‌ها دارای ظرفیت اسمی در محدوده ۱ تا 200 pF هستند. محدوده تغییرات خازنی می‌تواند تا ۱ : ۱۲ باشد.

مدولاتورهای رکتوری

شکل (۴.۶)، یک نوسان‌ساز سیگنال حامل برای یک فرستنده، مفهوم اصلی یک مدولاتور فرکانس



شکل ۳.۶: ظرفیت خازنی در مقابل ولتاژ اتصال معکوس برای یک ورکتور معمولی.

ورکتور را نشان می‌دهد. ظرفیت دیود ورکتور D_1 و L_1 مدار هماهنگی موازی نوسانگر را تشکیل می‌دهد. مقدار C_1 در فرکانس کاری بسیار بزرگ ساخته می‌شود به طوری که راکتانس آن بسیار کم است. در نتیجه، C_1 مدار هماهنگی را به مدار اسیلاتور متصل می‌کند. همچنین C_1 بایاس dc در پایه Q_1 را از اتصال به زمین از طریق L_1 اتصال کوتاه می‌کند. مقادیر C_1 و D_1 فرکانس حامل مرکزی را ثابت نگه میدارد.

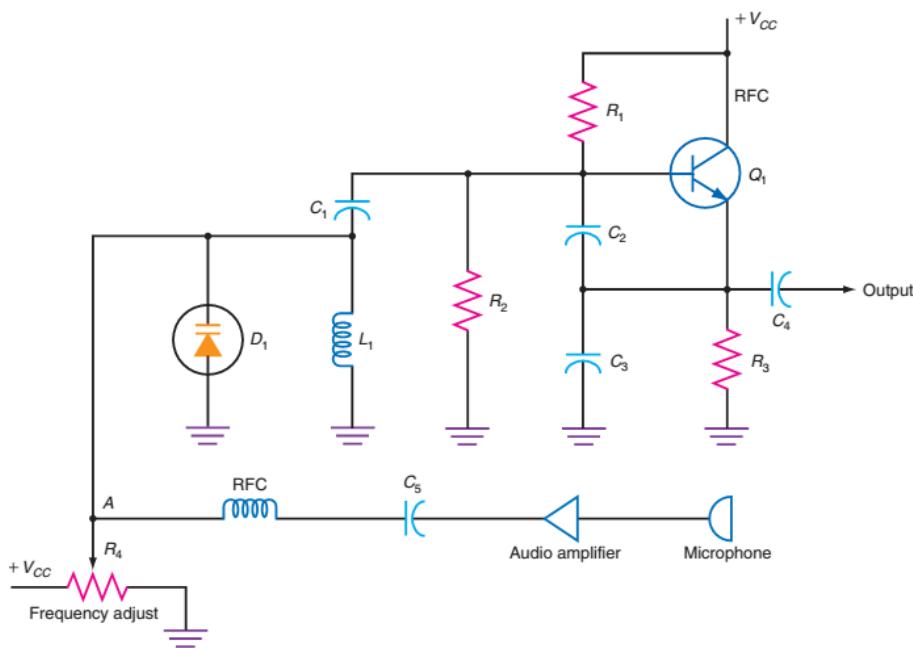
ظرفیت D_1 به دو روش کنترل می‌شود: از طریق بایاس ثابت dc و توسط سیگنال مدوله. در شکل (۴.۶)، بایاس روی D_1 توسط پتانسیومتر تقسیم کننده ولتاژ R_4 تنظیم شده است. تغییر R_4 اجازه می‌دهد تا فرکانس حامل مرکزی در یک محدوده باریک تنظیم شود. سیگنال مدوله کننده از طریق C_5 و چُک فرکانس رادیویی^۱ (RFC) اعمال می‌شود. خازن اتصال کوتاه است که بایاس وارکتور dc را از مدارهای سیگنال مدوله نگه می‌دارد. راکتانس RFC در فرکانس حامل زیاد است تا از بازگشت سیگنال حامل به مدارهای سیگنال مدوله کننده صوتی جلوگیری کند.

سیگنال مدوله کننده به دست آمده از میکروفون تقویت شده و به مدولاتور اعمال می‌شود. همانطور که سیگنال مدوله کننده تغییر می‌کند، به ولتاژ بایاس ثابت اضافه و از آن کم می‌کند. بنابراین، ولتاژ موثر اعمال شده به D_1 باعث تغییر ظرفیت آن می‌شود. این بهنوبه خود انحراف مورد نظر فرکانس حامل را ایجاد می‌کند. یک سیگنال مثبت در نقطه A به بایاس معکوس می‌افزاید، ظرفیت خازن را کاهش و فرکانس حامل را افزایش می‌دهد. یک سیگنال منفی در A از بایاس کم می‌کند، ظرفیت خازن را افزایش و فرکانس حامل را کاهش می‌دهد.

مثال ۱-۶

مقدار ظرفیت یک ورکتور در مرکز محدوده خطی آن 40 pF است. این ورکتور موازی با یک خازن ثابت 20 pF خواهد بود. چه مقدار اندوکتانس باید برای تشدید این ترکیب به فرکانس $5/5$ مگاهرتز در یک نوسانگر استفاده شود؟

^۱ Radio Frequency Choke (RFC)



شکل ۴.۶: نوسان‌ساز سیگنال حامل که متسق‌مأ با استفاده از دیود و رکتور مدوله می‌شود.

ظرفیت کل $C_T = 40 + 20 = 60 \mu F$ است.

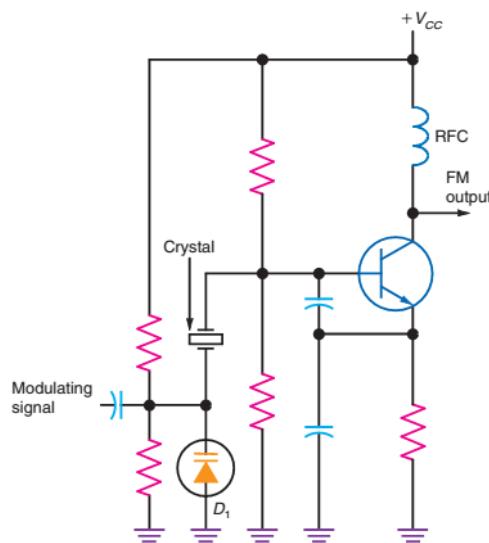
$$f_0 = 5/5 MHz = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_T} = \frac{1}{(6.28 \times 5/5 \times 10^6)^2 \times 60 \times 10^{-12}} \approx 14 \mu H$$

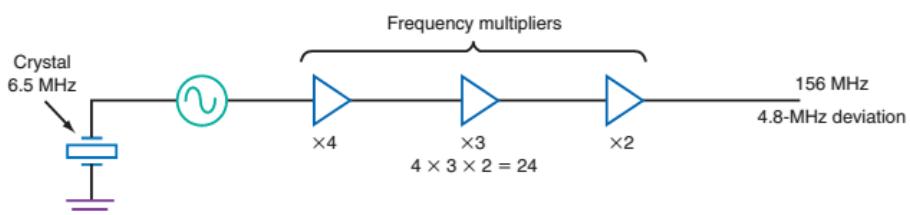
مشکل اصلی مدار در شکل (۴.۶) این است که اکثر نوسانگرهای LC به‌سادگی به‌اندازه کافی برای ارائه سیگنال حامل پایدار نیستند. حتی با قطعات با کیفیت بالا و طراحی بهینه، فرکانس نوسانگرهای LC به‌دلیل تغییرات دما، تغییرات ولتاژ مدار و عوامل دیگر متفاوت است. چنین بی‌ثباتی‌هایی را نمی‌توان در بیشتر سیستم‌های ارتباطی الکترونیکی مدرن تحمل کرد، جایی که فرستنده باید تا حد امکان دقیق روی فرکانس بماند. اسیلاتورهای LC به‌سادگی به‌اندازه کافی پایدار نیستند تا الزامات سختگیرانه تحمیل شده توسط FCC را برآورده کنند. در نتیجه، معمولاً از نوسانگرهای کریستالی برای تنظیم فرکانس حامل استفاده می‌شود. نه تنها نوسانگرهای کریستالی فرکانس حامل بسیار دقیقی را ارائه می‌دهند، بلکه پایداری فرکانس آنها نیز در محدوده دمایی وسیعی برتر است.

مدوله کردن فرکانس یک نوسانگر کریستالی

می‌توان فرکانس یک نوسان‌ساز کریستالی را با تغییر مقدار ظرفیت خازن به‌صورت سری یا موازی با کریستال تغییر داد. شکل (۴.۶) یک نوسان‌ساز کریستالی معمولی را نشان می‌دهد. هنگامی که مقدار کمی از ظرفیت به‌صورت سری به کریستال متصل شود، فرکانس کریستال را می‌توان کمی از فرکانس روزونанс طبیعی خود "کش" داد. با تبدیل خازن سری به یک دیود و رکتور می‌توان به‌مدولاسیون فرکانس نوسانگر کریستالی دست یافت. سیگنال مدوله کننده به‌دیود و رکتور D_1 اعمال شده و فرکانس نوسانگر را تغییر می‌دهد.



شکل ۵.۶: مدولاسیون فرکانس یک نوسان ساز کریستالی با VVC.



شکل ۶.۶: چگونه چندبرابر کننده فرکانس، فرکانس حامل و انحراف را افزایش می‌دهند.

توجه به این نکته مهم است که تنها یک انحراف فرکانس بسیار کوچک با نوسان‌سازهای کریستالی مدولاسیون فرکانس امکان پذیر است. بهندرت می‌توان فرکانس یک نوسان ساز کریستالی را بیش از چند صد هرتز از مقدار اسمی کریستال تغییر داد. انحراف حاصل ممکن است کمتر از کل انحراف مورد نظر باشد. به عنوان مثال، برای دستیابی به تغییر فرکانس کل ۷۵ کیلوهرتز، که در پخش FM تجاری ضروری است، باید از روش‌های دیگری استفاده کرد. در سیستم‌های ارتباطی NBFM، انحرافات محدودتر قابل قبول است.

اگرچه امکان دستیابی به انحراف تنها چند صد سیکل از فرکانس نوسانگر کریستالی وجود دارد، اما انحراف کل را می‌توان با استفاده از مدارهای ضرب کننده فرکانس بعد از نوسانگر حامل افزایش داد. مدار ضرب کننده فرکانس مداری است که فرکانس خروجی آن ضرب صحیحی از فرکانس ورودی باشد. ضربی فرکانسی که یک فرکانس را در ۲ ضرب می‌کند، دوباره کننده، مدار ضرب کننده فرکانس که فرکانس ورودی را در ۳ ضرب می‌کند، سه‌باره کننده نامیده می‌شود و غیره. ضرب کننده‌های فرکانسی نیز می‌توانند به صورت آبشاری باشند.

هنگامی که سیگنال FM به یک ضرب کننده فرکانس اعمال می‌شود، هم فرکانس حامل کار و هم

مقدار انحراف افزایش می‌یابد. ضرب کننده‌های فرکانس معمولی می‌توانند فرکانس نوسان‌ساز حامل را ۲۴ تا ۳۲ برابر افزایش دهند. شکل (۶.۶) نشان می‌دهد که چگونه ضرب کننده‌های فرکانسی، فرکانس سیگنال حامل و انحراف را افزایش می‌دهند. فرکانس خروجی مورد نظر از فرستنده FM در تصویر ۱۵۶ مگاهرتز و حداقل انحراف فرکانس مطلوب ۵ کیلوهرتز است. سیگنال حامل توسط یک نوسان‌ساز کریستالی $6/5$ مگاهرتز تولید می‌شود که به دنبال آن مدارهای ضرب کننده فرکانس که فرکانس را با ضربی ۲۴ افزایش می‌دهد ($156MHz \times 24 = 4800$) است. مدولاسیون فرکانس نوسانگر کریستالی توسط وراکتور حداقل انحراف تنها 200 هرتز را ایجاد می‌کند. وقتی در مدارهای ضرب کننده فرکانس در ضربی ۲۴ ضرب شود، این انحراف به $4800 \times 24 = 115200$ هرتز یا 4.8 کیلوهرتز افزایش می‌یابد که نزدیک به انحراف مورد نظر است. مدارهای ضرب کننده فرکانس با جزئیات بیشتری در فصل هشتم مورد بحث قرار گرفته‌اند.

نوسانگرهای ولتاژ کنترل شده

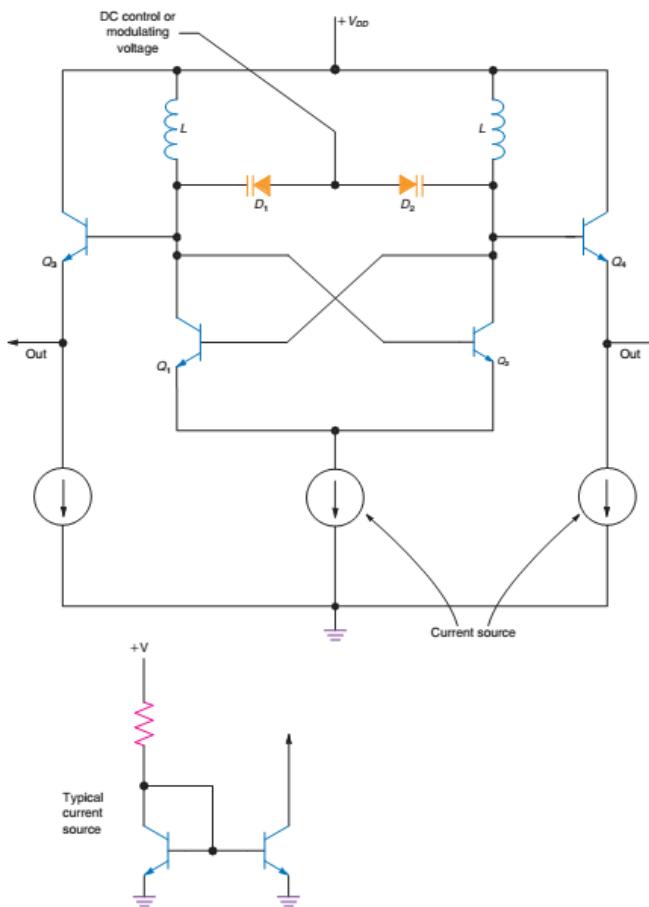
اسیلاتورهایی که فرکانس آنها توسط یک ولتاژ ورودی خارجی کنترل می‌شود، به طور کلی به نام نوسانگرهای کنترل شده با ولتاژ^۱ (VCO) شناخته می‌شوند. اسیلاتورهای کریستالی کنترل شده با ولتاژ به طور کلی به نام VXO معروفند. اگرچه برخی از VCO‌ها عمدها در FM استفاده می‌شوند، اما در کاربردهای دیگری که نیاز به تبدیل ولتاژ به فرکانس است نیز استفاده می‌شوند. همانطور که خواهید دید، رایج‌ترین کاربرد آنها در حلقه‌های قفل فاز است که در ادامه این فصل مورد بحث قرار می‌گیرد.

اگرچه VCO‌ها در فرکانس‌های VHF، UHF و مایکروویوها هنوز با اجزای مجزا اجرا می‌شوند، اما بیشتر آنها روی یک تراشه سیلیکونی به همراه مدارهای فرستنده یا گیرنده دیگر ادغام می‌شوند. نمونه‌ای از چنین VCO در شکل (۷.۶) نشان داده شده است. این مدار از ترانزیستور دوقطبی سیلیکون ژرمانیوم (SiGe) برای دستیابی به فرکانس کاری در مرکزیت نزدیک به 10 گیگاهرتز استفاده می‌کند. نوسان‌ساز از ترانزیستورهای تزویجی متقابل Q_1 و Q_2 در طراحی مولتی ویبراتور یا فلیپ-فلاب استفاده می‌کند. سیگنال یک موج سینوسی است که فرکانس آن توسط اندوکتانس‌های کلکتور و خازن‌های ورکتور تنظیم می‌شود. ولتاژ مدوله کننده، معمولاً یک سیگنال باینری برای تولید FSK به محل اتصال D_1 و D_2 اعمال می‌شود. دو خروجی مکمل از پیروان امیتر Q_3 و Q_4 موجود است. در این مدار، سلف‌ها در واقع مارپیچ‌های کوچکی از آلومینیوم (یا مس) در داخل تراشه هستند که اندوکتانس آن در محدوده 50 تا 90pH است. ورکتورها دیودهایی با بایاس معکوس هستند که به صورت خازن‌های متغیر عمل می‌کنند. محدوده تنظیم از $9/953$ تا $10/66$ گیگاهرتز است.

یک نوع CMOS از VCO در شکل (۸.۶) نشان داده شده است. این مدار همچنین از طراحی مدار رزونانس LC متقاطع استفاده می‌کند و در محدوده $2/4$ تا $2/5$ گیگاهرتز کار می‌کند. انواع آن در فرستنده‌های بلوتوث و کاربردهای LAN^۲ سیم استفاده می‌شود. (به فصل بیستم مراجعه کنید). همچنین انواع مختلفی از VCO‌های فرکانس پایین برای کابردۀای متداول وجود دارد، از جمله IC VCO‌های با استفاده از نوسانگرهای نوع مولتی ویبراتور RC که فرکانس آنها را می‌توان در محدوده وسیعی توسط ولتاژ ورودی ac یا dc کنترل کرد. این VCO‌ها معمولاً دارای محدوده عملیاتی کمتر از یک هرتز تا تقریباً یک مگاهرتز هستند. خروجی یا موج تربیعی، مثلثی تا موج سینوسی است.

شکل (۹.۶)(الف) بلوك دیاگرام یک IC VCO پرکاربرد، معروف NE566 است. مقاومت خارجی R_1 در پایه 6 مقدار جریان تولید شده توسط منابع جریان داخلی را تنظیم می‌کند. منابع جریان

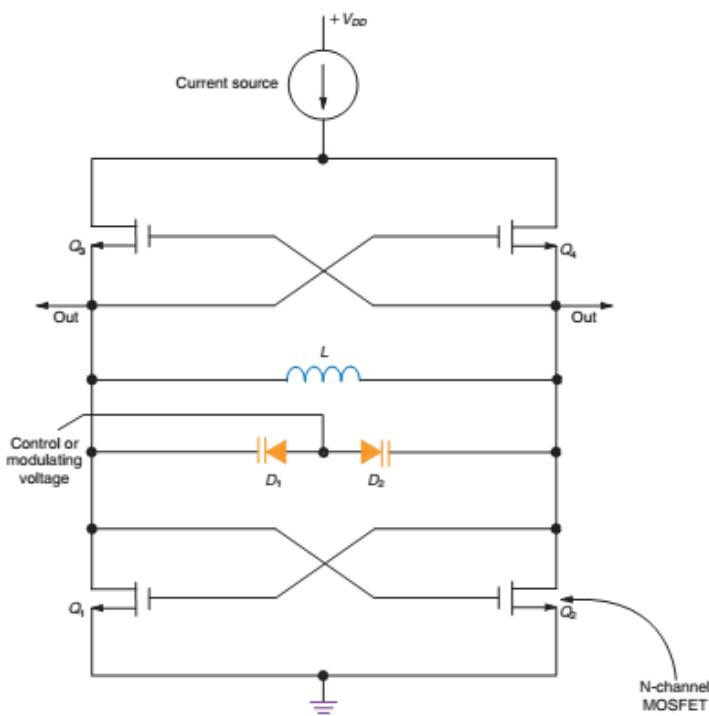
^۱Voltage Controlled Oscillators (VCO)



شکل ۷.۶: یک VCO یکپارچه ۱۰ گیگاهرتز

به صورت خطی خازن خارجی C_1 را در پایه ۷ پُر و خالی می‌کنند. ولتاژ خارجی V_C اعمال شده در پایه ۵ برای تغییر مقدار جریان تولید شده توسط منابع جریان استفاده می‌شود. مدار اشمیت تریگر یک آشکارساز سطح است که منبع جریان را با جابجایی بین شارژ و دشارژ هنگام شارژ یا تخلیه خازن به سطح ولتاژ خاصی کنترل می‌کند. یک موج دندانه ارهاخ طی از ولتاژ در دوسر خازن توسط منبع جریان ایجاد می‌شود. این توسط یک تقویت کننده بافر شده و در پایه ۴ در دسترس قرار می‌گیرد. خروجی اشمیت تریگر یک موج تربیعی با همان فرکانس موجود در پایه ۳ است. اگر خروجی موج سینوسی مورد نظر باشد، موج مثلثی معمولاً با یک مدار هماهنگی روزانه‌یی به فرکانسی به فرکانس حامل مورد نظر فیلتر می‌شود.

یک مدار مدولاتور فرکانس کامل با استفاده از NE566 در شکل (۹.۶) (ب) نشان داده شده است. منابع جریان با یک تقسیم کننده ولتاژ متتشکل از R_2 و R_3 بایاس می‌شوند. سیگنال مدوله کننده از طریق C_2 به تقسیم کننده ولتاژ در پایه ۵ اعمال می‌شود. خازن $1\mu F$ بین پایه‌های ۵ و ۶ برای جلوگیری از نوسانات ناخواسته استفاده می‌شود. فرکانس حامل مرکزی مدار با مقادیر R_1 و



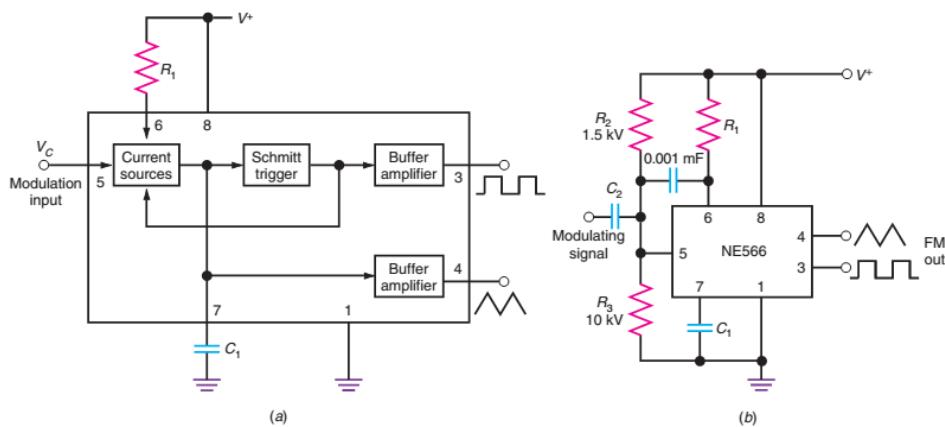
شکل ۸.۶: یک نوع VCO از CMOS برای سیستم FSK در فرکانس $2.4GHz$.

C_1 تنظیم می‌شود. فرکانس‌های حامل تا یک مگاهرتز را می‌توان با این آی‌سی استفاده کرد. اگر فرکانس‌ها و انحراف‌های بالاتر لازم باشد، خروجی‌ها می‌توانند برای راهاندازی مدارهای دیگر، مانند یک ضرب‌کننده فرکانس، استفاده شوند. سیگنال مدوله کننده می‌تواند فرکانس حامل را در حدود 10° تغییر دهد و انحرافات بسیار زیادی را ممکن می‌سازد. انحراف با توجه به‌دامنه ورودی در کل محدوده خطی است.

۲.۶ مدولاتورهای فاز

اکثر فرستندهای FM مدرن از نوعی مدولاسیون فاز برای تولید FM غیر مستقیم استفاده می‌کنند. دلیل استفاده از PM به جای FM مستقیم این است که نوسان‌ساز حامل را می‌توان برای دقت و پایداری فرکانس بهینه کرد. برای تنظیم دقیق فرکانس حامل و حفظ ثبات خوب می‌توان از نوسانگرهای کریستالی یا سینتی‌سایزرها (ترکیب کننده‌ها)^۳ فرکانس کنترل شده با کریستال استفاده کرد. خروجی نوسان‌ساز حامل به یک مدولاتور فاز تغذیه می‌شود که در آن تغییر فاز مطابق با سیگنال مدوله تغییر می‌کند. از آنجایی که تغییرات فاز باعث ایجاد تغییرات فرکانس می‌شود، نتیجه FM غیر مستقیم است.

^۳Synthesizer



شکل ۹.۶: مدولاسیون فرکانس با IC VCO. (الف) بلوك دیاگرام با IC VCO. (ب) مدولاتور فرکانس پایه با استفاده از NE566 VCO

خوب است بدانید که:

تغییر دهندهای فاز ساده پاسخ خطی را در محدوده وسیعی از تغییر فاز ایجاد نمی‌کنند. برای جبران این، کل تغییر فاز مجاز را محدود کرده تا خطی بودن را به حداقل برسانند. برای دستیابی به انحراف مورد نظر باید از ضرب کننده هم استفاده کرد.

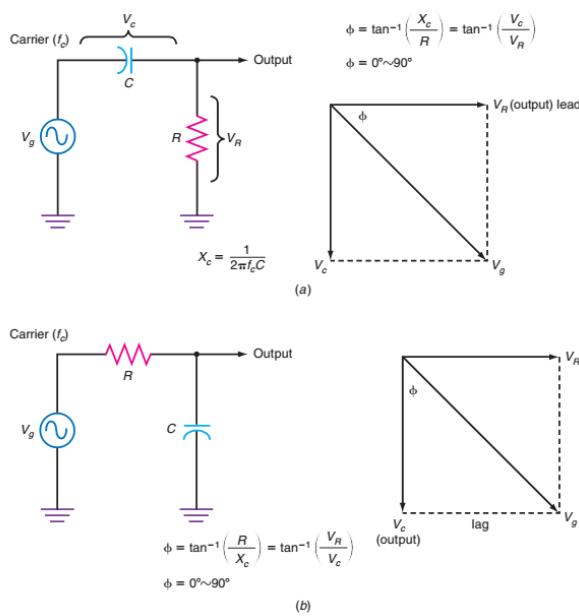
برخی از مدولاتورهای فاز بر اساس تغییر فاز تولید شده توسط مدار هماهنگی LC یا RC هستند. لازم به ذکر است که تغییر فاز دهندهای ساده از این نوع پاسخ خطی را در محدوده وسیعی از تغییر فاز ایجاد نمی‌کنند. کل تغییر فاز مجاز باید برای به حداقل رساندن خطی بودن محدود شود و برای دستیابی به انحراف مورد نظر باید از ضرب کننده‌ها استفاده کرد. ساده‌ترین تغییر دهندهای فاز، شبکه‌های RC مانند آنهایی هستند که در شکل (الف) و (ب) نشان داده شده است. بسته به مقادیر R و C ، خروجی تغییر دهنده فاز را می‌توان روی هر زاویه فازی بین 0° تا 90° درجه تنظیم کرد. در (الف)، خروجی ورودی را با زاویه ای بین 0° تا 90° درجه جلو می‌اندازد. به عنوان مثال، وقتی X_C برابر با R باشد، تغییر فاز با استفاده از رابطه زیر محاسبه می‌شود

$$\phi = \tan^{-1} \frac{X_C}{R}$$

همانطور که در شکل (ب) نشان داده شده است، می‌توان از یک فیلتر RC پایین گذر نیز استفاده کرد. در اینجا خروجی از دوسر خازن گرفته می‌شود، بنابراین ولتاژ ورودی را با زاویه‌ای بین 0° تا 90° درجه عقب می‌اندازد. زاویه فاز با استفاده از رابطه زیر محاسبه می‌شود

$$\phi = \tan^{-1} \frac{R}{X_C}$$

اگر بتوان مقاومت یا خازن را با سیگنال مدوله کننده تغییر داد، می‌توان از یک مدار تغییر فاز ساده به عنوان مدولاتور فاز استفاده کرد. یکی از راههای انجام این کار این است که خازن نشان داده شده در مدار شکل (ب) را با یک ورکتور جایگزین کرد. مدار تغییر فاز حاصل در شکل (ب) نشان داده شده است.



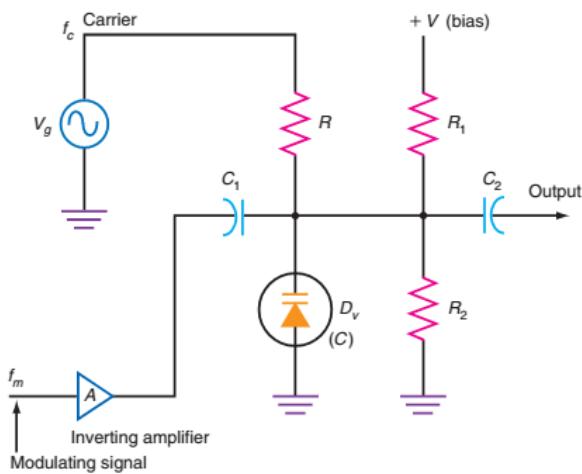
شکل ۶.۰.۶: اصول تغییر فاز دهنده RC.

در این مدار، سیگنال مدوله کننده باعث می‌شود که ظرفیت و رکتور تغییر کند. اگر دامنه سیگنال مدوله کننده در خروجی تقویت کننده A مثبتتر شود، به بایان معکوس و رکتور از R_1 و R_2 اضافه می‌کند و باعث کاهش ظرفیت خازنی می‌شود. این باعث افزایش راکتانس است. بنابراین، مدار تغییر فاز کمتر و انحراف کمتری تولید می‌کند. سیگنال مدوله کننده منفی تر از A از بایان معکوس روی دیود و رکتور را کم کرده و ظرفیت خازنی را افزایش یا راکتانس خازنی را کاهش می‌دهد. این مقدار تغییر فاز و انحراف فرکانس را افزایش می‌دهد.

با این ترتیب، یک رابطه معکوس بین قطب سیگنال مدوله کننده و جهت انحراف فرکانس وجود دارد. این بر عکس تغییرات مورد نظر است. برای اصلاح این شرایط، یک تقویت کننده معکوس کننده A می‌تواند بین منبع سیگنال مدوله کننده و ورودی مدولاتور قرار گیرد. سپس هنگامی که سیگنال مدولاتور مثبت می‌شود، خروجی اینورتر و ورودی مدولاتور منفی شده و انحراف افزایش می‌یابد. در شکل (۱۱.۶)، C_1 و C_2 خازن‌های مسدود کننده dc هستند و راکتانس بسیار کمی در فرکانس حامل دارند. تغییر فاز تولید شده دارای تأخیر است و مانند هر مدولاتور فازی، دامنه و فاز خروجی با تغییر در دامنه سیگنال مدوله کننده تغییر می‌کند.

مثال ۲-۶

فرستندهای باید در فرکانس $168/96$ مگاهرتز با انحراف فرکانس 65 کیلوهرتز کار کند. از سه ضرب کننده فرکانس استفاده می‌کند - یک دو برابر کننده، یک سه برابر کننده و یک چهار برابر کننده. مدولاسیون فاز استفاده می‌شود. (الف) فرکانس نوسان ساز کریستالی حامل و (ب) تغییر فاز $\Delta\phi$ مورد نیاز برای ایجاد انحراف لازم در فرکانس مدولاسیون $2/8$ کیلوهرتز را محاسبه کنید.



شکل ۱۱.۶: مدولاتور فاز ورکتوری

(الف):

ضرب کننده فرکانس یک ضرب کننده کل $24 \times 3 \times 4 = 24$ را تولید می‌کند. فرکانس نوسانگر کریستالی در ۲۴ ضرب می‌شود تا فرکانس خروجی نهایی $168/96$ مگاهرتز به دست آید. بنابراین، فرکانس نوسانگر کریستالی برابر است با:

$$f_0 = \frac{168/96}{24} = 7.04 MHz$$

(ب):

ضرب کننده‌های فرکانس، انحراف فرکانس را در همان ضریب ضرب می‌کنند. برای دستیابی به انحراف فرکانس ± 5 کیلوهرتز، مدولاتور فاز باید انحراف فرکانس $f_d = 5 kHz / 24 = \pm 208/33$ هرتز را ایجاد کند. انحراف فرکانس از رابطه $f_d = \Delta\phi f_m$ محاسبه می‌شود. $f_m = 28$ کیلوهرتز است.

$$\Delta\phi = \frac{f_d}{f_m} = \frac{208/33}{28.0} = \pm 0.744 rad$$

تبدیل به درجه می‌دهد:

$$\pm 0.744(57/30) = \pm 4.263^\circ$$

کل تغییر فاز برابر است با:

$$\pm 4.263^\circ = 2 \times 4.263^\circ = 8.526^\circ$$

یک رابطه ساده برای تعیین مقدار انحراف فرکانس f_d که توسط یک زاویه فاز مشخص بصورت زیر نشان داده شده است:

$$f_d = \Delta\phi f_m$$

که در آن

 $\Delta\phi$ = تغییر فاز زاویه بر حسب رادیان. f_m = فرکانس سیگنال مدوله کننده.فرض کنید که کمترین فرکانس مدوله کننده برای مدار با تغییر $75/0^\circ$ رادیان برابر 30° هرتز است.

انحراف فرکانس $f_d = 225 \text{ هرتز} \pm 112.5 \text{ هرتز}$ است. از آنجایی که این PM است، انحراف واقعی نیز متناسب با فرکانس سیگنال مدوله کننده است. با همان حداکثر انحراف 75° رادیان، اگر فرکانس مدوله کننده 3 کیلوهرتز باشد، انحراف فرکانس $f_d = 225^\circ = 225(300) \text{ هرتز}$ است.

برای از بین بردن این اثر و تولید FM واقعی، فرکانس ورودی صدا باید به یک فیلتر پایین گذر اعمال شود تا دامنه سیگنال در فرکانس‌های بالاتر در یک فیلتر پایین گذر حذف شود.

مثال ۳-۶

برای فرستنده در مثال (۲-۶)، یک تغییر دهنده فاز مانند شکل (۱۰.۶) استفاده شده است، که در آن $C = 1k\Omega$ است. فرض کنید که کل محدوده تغییر فاز روی 45° درجه متمرکز شده است. دو مقدار خازن مورد نیاز برای دستیابی به انحراف فرکانس کل را محاسبه کنید.

محدوده فاز بر روی 45° یا $40/737^\circ = 45^\circ \pm 4/263^\circ$ و $49/263^\circ = 40^\circ$ متمرکز شده است. محدوده فاز کل $-49/263$ درجه است. اگر $\tan \phi = R/X_C = \tan^{-1}(R/X_C)$ است در این صورت:

$$X_C = \frac{R}{\tan \phi} = \frac{1000}{\tan 40/737} = 1161\Omega$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{6.28 \times 7.04 \times 10^6 \times 1161} = 19.48 pF$$

$$X_C = \frac{R}{\tan \phi} = \frac{1000}{\tan 49/263} = 861\Omega$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{6.28 \times 7.04 \times 10^6 \times 861} = 26.26 pF$$

برای دستیابی به انحراف مورد نظر، سیگنال صوتی باید ورکتور را در محدوده 19.48 تا $26.26 pF$ تغییر دهد.

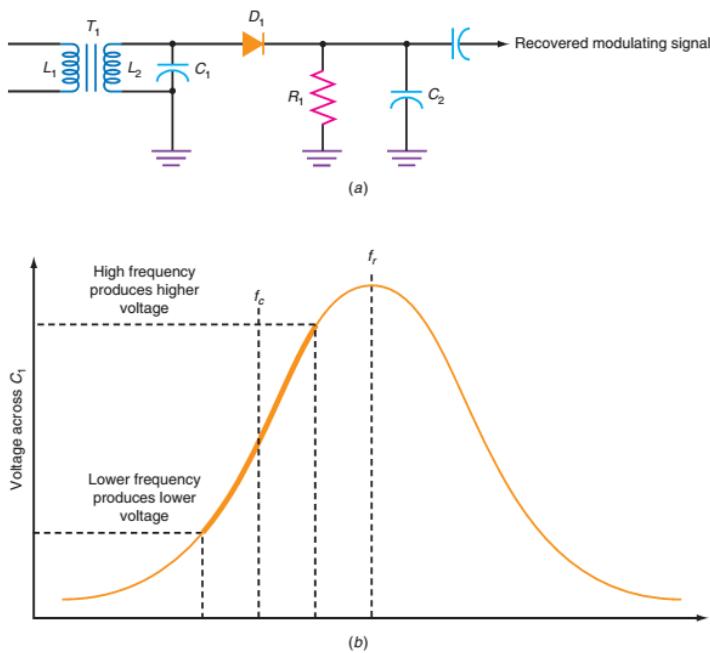
۳.۶ دمودلاتورهای فرکانس

هر مداری که یک تغییر فرکانس در حامل را به یک تغییر ولتاژ متناسب تبدیل می‌کند، می‌تواند برای کاهش یا تشخیص سیگنال‌های FM استفاده شود. مدارهایی که برای بازیابی سیگنال مدوله کننده اصلی از یک انتقال FM استفاده می‌شوند، دمودلاتور، آشکارساز یا تشخیص دهنده (دیسکریمیناتور)^۴ نامیده می‌شوند.

آشکارساز شبیب

ساده‌ترین دمودلاتور فرکانس، آشکارساز شبیب، از یک مدار هماهنگی و یک آشکارساز دیود برای تبدیل تغییرات فرکانس به تغییرات ولتاژ استفاده می‌کند. مدار اصلی در شکل (۱۰.۲۶)(الف) نشان داده شده است. این شبیه‌سازی همان آشکارساز دیود AM است که در فصل چهارم توضیح داده شد. اگرچه به طور متفاوت تنظیم شده است.

^۴Discriminators



شکل ۱۲.۶: عملکرد آشکارساز شیب.

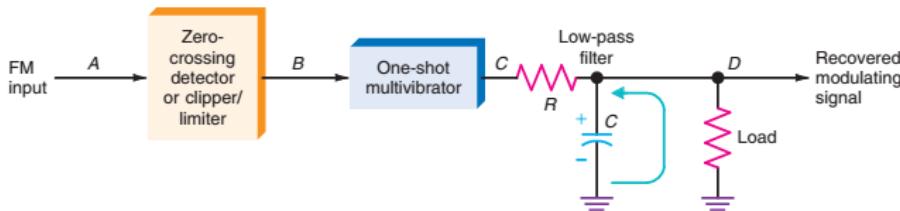
سیگнал FM به ترانسفورماتور T_1 ساخته شده از L_1 و L_2 اعمال می‌شود. C_1 با هم یک مدار رزونانس سری را تشکیل می‌دهند. به‌یاد داشته باشید که ولتاژ سیگنال القا شده به L_2 به صورت سری با L_2 و C_1 ظاهر و ولتاژ خروجی از عرض C_1 گرفته می‌شود. منحنی پاسخ این مدار تنظیم شده در شکل (۱۲.۶)(ب) نشان داده شده است. توجه داشته باشید که در فرکانس تشدید f_r ولتاژ C_1 به‌اوج می‌رسد. در فرکانس‌های پایین‌تر یا بالاتر، ولتاژ کاهش می‌یابد.

برای استفاده از مدار برای شناسایی یا بازیابی FM، مدار به گونه‌ای تنظیم می‌شود که مرکز یا فرکانس حامل سیگنال‌های FM تقریباً بر روی لبه جلویی منحنی پاسخ متتمرکز شود، همانطور که در شکل (۱۲.۶)(ب) نشان داده شده است. از آنجایی که فرکانس حامل در بالا و پایین فرکانس مرکزی خود تغییر می‌کند، مدار هماهنگی همانطور که در تصویر نشان داده شده است پاسخ می‌دهد. اگر فرکانس کمتر از فرکانس حامل باشد، ولتاژ خروجی در C_1 کاهش می‌یابد. اگر فرکانس بیشتر شود، خروجی در سراسر C_1 بالاتر می‌رود. بنابراین، ولتاژ ac در دوسر C_1 مناسب با فرکانس سیگنال FM است. ولتاژ در دوسر C_1 به‌پالس‌های dc یکسو شده و در دوسر بار R_1 ظاهر می‌شوند. اینها به‌یک سیگنال dc متغیر تبدیل شده که بازتولید دقیق سیگنال مدوله کننده اصلی است.

مشکل اصلی آشکارسازهای شیب در تنظیم آنها به‌گونه‌ای است که سیگنال FM به درستی در لبه جلوی مدار هماهنگی متتمرکز شود. علاوه بر این، مدار هماهنگی پاسخ کاملاً خطی ندارد. همانطور که شکل (۱۲.۶)(ب) نشان می‌دهد، تقریباً در یک محدوده باریک خطی است، اما برای انحرافات گسترده، اعوجاج دامنه به‌دلیل غیرخطی بودن رخ می‌دهد.

آشکارساز شیب هرگز در عمل استفاده نمی‌شود، اما اصول دمودولاسیون FM را نشان می‌دهد، یعنی تبدیل تغییر فرکانس به تغییر ولتاژ. طرح‌های عملی متعددی بر اساس این اصول توسعه داده

شده است. اینها شامل تشخیص دهنده فاستر-سیلی^۵ و آشکارساز نسبت است که هیچ کدام در تجهیزات مدرن استفاده نمی‌شود. **آشکارسازهای میانگین‌گیری پالس**



شکل ۱۳.۶: آشکارسازهای میانگین‌گیری پالس.

بلوک دیاگرام ساده یک تشخیص دهنده میانگین پالس در شکل (۱۳.۶) نشان داده شده است. سیگنال FM به آشکارساز عبور از صفر^۶ یا برش محدود کننده^۷ اعمال می‌شود که هر بار که سیگنال FM از منفی به مثبت یا از مثبت به منفی تغییر می‌کند، یک تغییر سطح ولتاژ دودویی (باینری) ایجاد می‌کند. نتیجه یک موج مستطیلی است که تمام تغییرات فرکانس سیگنال اصلی را در بر می‌گیرد اما تغییرات دامنه ندارد. موج تربيعی FM سپس به یک مولتی ویبراتور تک شات (تکپایدار-منواستاپل) اعمال می‌شود که یک پالس dc با دامنه ثابت و با عرض ثابت در لبه جلویی هر سیکل FM ایجاد می‌کند. مدت زمان یک شات طوری تنظیم می‌شود که کمتر از نصف دوره بالاترین فرکانس مورد انتظار در طول حداکثر انحراف است. پالس‌های خروجی یک شات سپس به یک فیلتر پایین گذر ساده RC تغذیه می‌شود که پالس‌های dc را به طور میانگین برای بازیابی سیگنال مدوله کننده اصلی محاسبه می‌کند.

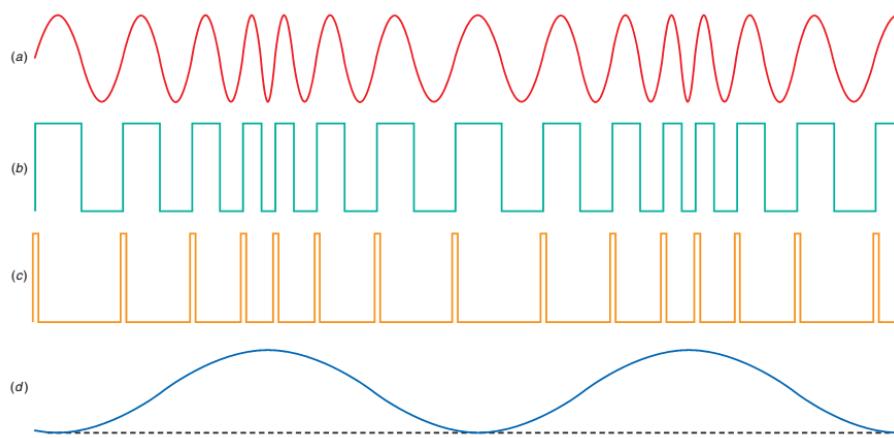
شکل موج برای تشخیص دهنده میانگین پالس در شکل (۱۴.۶) نشان داده شده است. در فرکانس‌های پایین، پالس‌های یک شات به طور گسترده‌ای فاصله دارند. در فرکانس‌های بالاتر، آنها بسیار نزدیک به هم رخ می‌دهند. هنگامی که این پالس‌ها بر روی فیلتر متوسط گیری اعمال می‌شوند، یک ولتاژ خروجی dc ایجاد می‌کند که دامنه آن به طور مستقیم با انحراف فرکانس متناسب است. هنگامی که پالس یک شات رخ می‌دهد، خازن در فیلتر به‌اندازه دامنه پالس شارژ می‌شود. هنگامی که پالس خاموش می‌شود، خازن در بار تخلیه می‌شود. اگر ثابت زمانی RC زیاد باشد، شارژ خازن زیاد کاهش نمی‌یابد. با این حال، زمانی که فاصله زمانی بین پالس‌ها طولانی است، خازن مقداری از بار خود را در بار از دست می‌دهد، بنابراین میانگین خروجی dc کم است. هنگامی که پالس‌ها به سرعت رخ می‌دهند، خازن زمان کمی بین پالس‌ها برای تخلیه دارد. بنابراین میانگین ولتاژ در آن بیشتر باقی می‌ماند. همانطور که در شکل نشان داده شده، ولتاژ خروجی فیلتر در دامنه با انحراف فرکانس تغییر می‌کند. سیگنال مدوله کننده اصلی در دوسر خروجی فیلتر ایجاد می‌شود. اجزای فیلتر با دقت انتخاب می‌شوند تا امواج ناشی از شارژ و دشارژ خازن را به حداقل برسانند و در عین حال پاسخ فرکانس بالا لازم را برای سیگنال مدوله کننده اصلی ارائه دهند.

برخی از آشکارسازهای میانگین‌گیری پالس به جای هر یک از چرخه‌های ورودی، در هر نیم چرخه

^۵Foster-Seeley

^۶Zero Crossing Detector

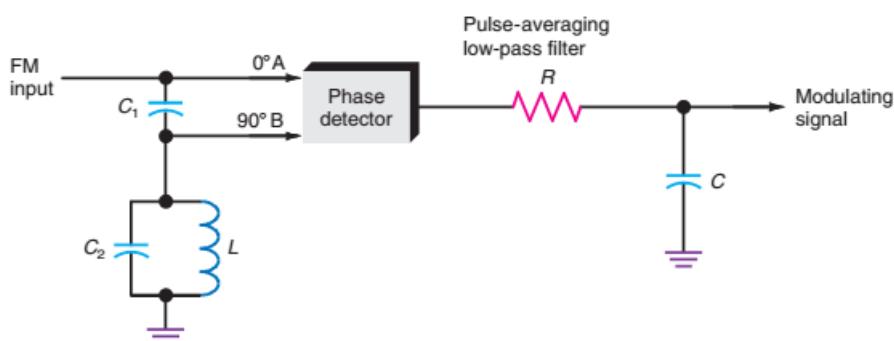
^۷Clipper Limiter



شکل ۱۴.۶: (الف) ورودی FM. (ب) خروجی آشکارساز عبور از صفر. (ج) خروجی یک شات. (د) خروجی آشکارساز (سیگنال مدوله کننده اصلی).

یا در هر تقاطع صفر، یک پالس تولید می‌کنند. با تعداد پالس‌های بیشتر به میانگین، سیگنال خروجی راحت‌تر فیلتر می‌شود و دارای ریپل کمتری است. در گذشته، استفاده از آشکارسازهای میانگین پالس یک دمودولاتور فرکانس بسیار با کیفیت است. در دسترس بودن آن برای کاربردهای گران قیمت تله متري و کنترل صنعتی محدود می‌شد. امروزه با در دسترس بودن آی سی‌های ارزان قیمت، آشکارسازهای میانگین پالس به راحتی ساخته و در بسیاری از محصولات الکترونیکی استفاده می‌شود.

آشکارساز تربیعی



شکل ۱۵.۶: آشکار ساز FM تربیعی.

آشکارساز تربیعی از یک مدار تغییر فاز برای ایجاد یک تغییر فاز 90° درجه در فرکانس حامل بدون مدوله استفاده می‌کند. متد اول ترین آرایش تغییر فاز در شکل (۱۵.۶) نشان داده شده است. سیگنال مدوله شده با فرکانس از طریق یک خازن بسیار کوچک (C_1) به مدار هماهنگی موازی اعمال می‌شود که برای تشدید در فرکانس حامل مرکزی هماهنگی است. در تشدید، مدار هماهنگی به عنوان مدار

بالایی از مقاومت خالص ظاهر می‌شود. خازن کوچک دارای راکتانس بسیار بالایی در مقایسه با امپدانس مدار هماهنگی است. بنابراین، خروجی در مدار هماهنگی در فرکانس حامل بسیار نزدیک به 90° درجه است و ورودی را جلو می‌اندازد. هنگامی که مدولاسیون فرکانس رخ می‌دهد، فرکانس حامل به بالا و پایین فرکانس تشدید مدار هماهنگی منحرف شده و در نتیجه مقدار تغییر فاز بین ورودی و خروجی افزایش یا کاهش می‌یابد.

سپس دو سیگنال تربیعی به مدار آشکارساز فاز داده می‌شود. متدالو ترین آشکارساز فاز، یک مدولاتور متعادل با استفاده از تقویت‌کننده‌های دیفرانسیل مانند آنچه در فصل چهارم بحث شد، است. خروجی آشکارساز فاز یک سری پالس است که عرض آنها با میزان تغییر فاز بین دو سیگنال تغییر می‌کند. این سیگنال‌ها در یک فیلتر پایین گذر RC برای بازآفرینی سیگنال مدوله کننده اصلی میانگین‌گیری می‌شوند.

به طور معمول سیگنال‌های ورودی FM سینوسی به آشکارساز فاز در سطح بسیار بالای قرار دارد و تقویت کننده‌های دیفرانسیل در آشکارساز فاز را به سمت قطع و اشباع سوق می‌دهند. ترانزیستورهای دیفرانسیل به عنوان سوئیچ عمل می‌کنند، بنابراین خروجی یک سری پالس است. اگر سیگنال ورودی به اندازه کافی بزرگ باشد نیازی به محدود کننده نیست. مدت زمان پالس خروجی با مقدار تغییر فاز تعیین می‌شود. آشکارساز فاز را می‌توان به عنوان یک گیت AND در نظر گرفت که خروجی آن تنها زمانی روشن است که دو پالس ورودی روشن هستند و اگر یکی یا هر دو ورودی خاموش باشند، خاموش است.

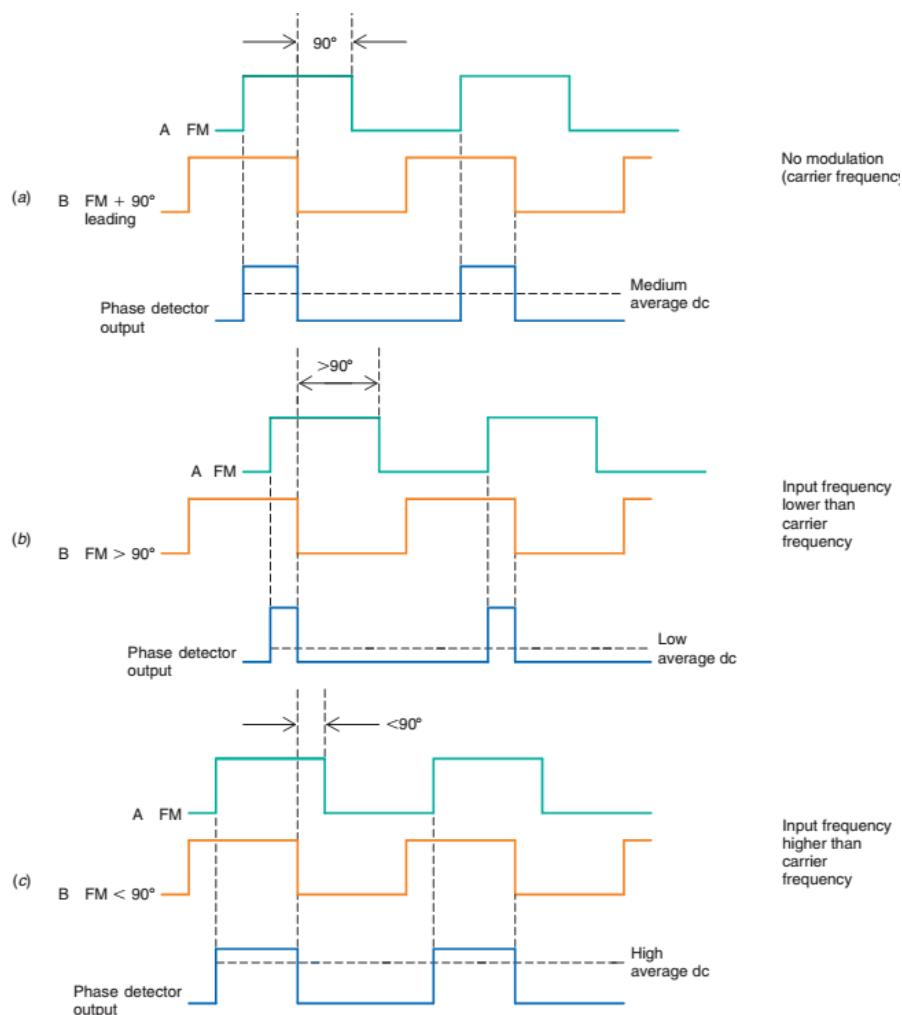
شکل (۱۶.۶) شکل موج‌های معمولی در گیر در آشکارساز تربیعی را نشان می‌دهد. هنگامی که مدولاسیون وجود ندارد، دو سیگنال ورودی دقیقاً 90° درجه خارج از فاز هستند و بنابراین یک پالس خروجی با عرض نشان داده شده ارائه می‌دهند. هنگامی که فرکانس سیگنال FM افزایش می‌یابد، مقدار تغییر فاز کاهش یافته و در نتیجه پالس خروجی گستردگر می‌شود. پالس‌های گستردگر تر که توسط فیلتر RC میانگین می‌شوند، ولتاژ خروجی متوسط بالاتری تولید می‌کنند که مربوط به دامنه بالاتر مورد نیاز برای تولید فرکانس حامل بالاتر است. هنگامی که فرکانس سیگنال کاهش می‌یابد، تغییر فاز بیشتر و پالس‌های خروجی باریک‌تر رخ می‌دهد. پالس‌های باریک‌تر، زمانی که میانگین می‌شوند، ولتاژ خروجی متوسط کمتری تولید می‌کنند که مطابق با سیگنال اصلی مدوله کننده با دامنه پایین‌تر است.

حلقه قفل فاز

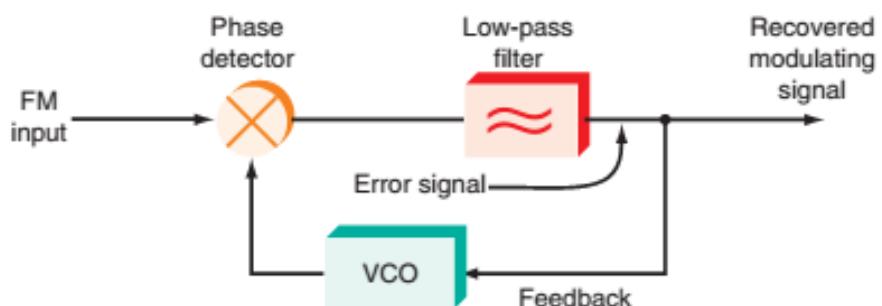
یک حلقة قفل فاز^۱ (PLL) یک مدار کنترل بازخورد حساس به فرکانس یا فاز است که در دمودلاسیون فرکانس، سینت‌سایزرهای فرکانس، و فیلترهای مختلف و کاربردهای آشکارسازی سیگنال استفاده می‌شود. تمام حلقه‌های فاز قفل شده دارای سه عنصر اساسی هستند که در شکل (۱۷.۶) نشان داده شده است.

۱. یک آشکارساز فاز برای مقایسه ورودی FM که گاهی به عنوان سیگنال مرجع از آن یاد می‌شود با خروجی یک VCO استفاده می‌شود.
۲. فرکانس VCO توسط ولتاژ خروجی dc از یک فیلتر پایین گذر تغییر می‌کند.
۳. فیلتر پایین گذر خروجی آشکارساز فاز را به یک ولتاژ کنترلی صاف می‌کند که فرکانس VCO را تغییر می‌دهد.

^۱Phase-Locked Loop (PLL)



شکل ۱۶.۶: شکل موج‌های آشکار ساز تربیعی.



شکل ۱۷.۶: نمودار جعبه‌ای PLL

وظیفه اصلی آشکارساز فاز مقایسه دو سیگنال ورودی و تولید یک سیگنال خروجی است که وقتی روشن شد، VCO را کنترل می‌کند. اگر بین سیگنال‌های ورودی FM و VCO اختلاف فاز یا فرکانس وجود داشته باشد، خروجی آشکارساز فاز متناسب با اختلاف تغییر می‌کند. خروجی فیلتر شده فرکانس VCO را در تلاش برای تصحیح فرکانس اصلی یا اختلاف فاز تنظیم می‌کند. این ولتاژ کنترل که سیگنال خطای نامیده می‌شود، بازخورد این مدار نیز می‌باشد.

خوب است بدانید که:

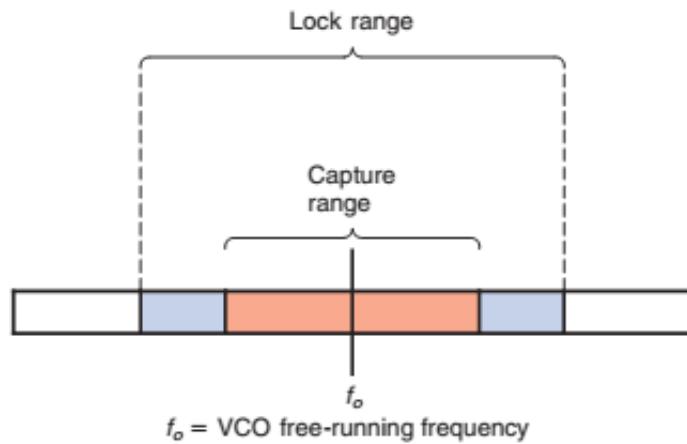
اصطلاح تربیع به یک تغییر فاز 90° درجه بین دو سیگنال اشاره دارد.

هنگامی که هیچ سیگنال ورودی اعمال نمی‌شود، آشکارساز فاز و خروجی‌های فیلتر پایین گذر صفر هستند. سپس VCO در چیزی که فرکانس آزاد نامیده می‌شود، کار می‌کند، فرکانس کاری معمولی آن که توسط اجزای تعیین کننده فرکانس داخلی تعیین می‌شود. هنگامی که یک سیگنال ورودی نزدیک به فرکانس VCO اعمال می‌شود، آشکارساز فاز فرکانس جریان آزاد VCO را با فرکانس ورودی مقایسه می‌کند و ولتاژ خروجی متناسب با اختلاف فرکانس تولید می‌کند. اکثر آشکارسازهای فاز PLL دقیقاً مانند آنچه در بخش آشکارسازهای تربیعی مورد بحث قرار گرفت عمل می‌کنند. خروجی آشکارساز فاز مجموعه‌ای از پالس‌ها است که بر اساس مقدار تغییر فاز یا اختلاف فرکانسی که بین دو ورودی وجود دارد، عرض آن‌ها متفاوت است. سپس پالس‌های خروجی به یک ولتاژ dc که به VCO اعمال می‌شود، تبدیل می‌گردد. این ولتاژ dc به گونه‌ای است که فرکانس VCO را مجبور می‌کند در جهتی حرکت کند که ولتاژ خطای dc را کاهش دهد. ولتاژ خطای فرکانس VCO را مجبور می‌کند در جهتی تغییر کند که میزان اختلاف فاز یا فرکانس بین VCO و ورودی را کاهش دهد. در برخی موارد، ولتاژ خطای باعث می‌شود که فرکانس VCO با فرکانس ورودی برابر شود. هنگامی که این اتفاق می‌افتد، گفته می‌شود PLL در وضعیت قفل است. اگرچه فرکانس‌های ورودی و VCO برابر هستند، اما یک اختلاف فاز بین آنها وجود دارد، معمولاً دقیقاً 90° درجه، که ولتاژ خروجی dc را تولید می‌کند و باعث می‌شود VCO فرکانسی تولید کند که مدار را در حالت قفل نگه دارد.

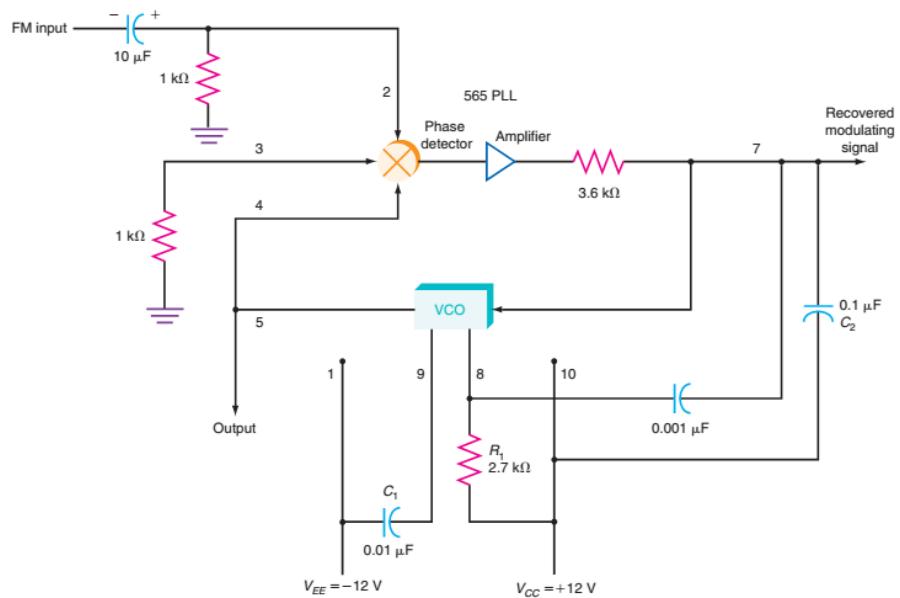
خوب است بدانید که:

توانایی یک حلقه قفل فاز برای ارائه گزینش فرکانس و فیلتر کردن، نسبت سیگنال به نیز را نسبت به نوع آشکارساز FM دیگری برتری می‌دهد.

توانایی یک PLL برای پاسخگویی به تغییرات فرکانس ورودی، آن را در کاربردهای FM مفید می‌کند. عمل ردیابی PLL به این معنی است که VCO می‌تواند به عنوان یک مدولاتور فرکانس عمل کند که دقیقاً همان سیگنال FM ورودی را تولید می‌کند. اما برای اینکه این اتفاق بیفتد، ورودی VCO باید با سیگنال مدوله کننده اصلی یکسان باشد. خروجی VCO از سیگنال ورودی FM پیروی می‌کند زیرا ولتاژ خطای تولید شده توسط آشکارساز فاز و فیلتر پایین گذر VCO را مجبور می‌کند آن را ردیابی کند. بنابراین، اگر PLL بخواهد قفل بماند، خروجی VCO باید با سیگنال ورودی یکسان باشد. سیگنال خطای باید با سیگنال مدوله کننده اصلی ورودی FM یکسان باشد. فرکانس قطع فیلتر پایین گذر به گونه‌ای طراحی شده است که قادر به عبور سیگنال مدوله کننده اصلی باشد.



شکل ۱۸.۶: محدوده تسخیر و قفل یک PLL



شکل ۱۹.۶: آشکارساز FM نوع PLL با استفاده از آی سی ۵۶۵.

توانایی یک PLL برای ارائه گزینش فرکانس و فیلتر کردن، نسبت سیگنال به نویز را نسبت به هر نوع آشکارساز FM دیگری برتری می‌دهد. خطی بودن VCO اعوجاج کم و بازتولید بسیار دقیق سیگنال مدوله کننده اصلی را تضمین می‌کند. اگرچه PLLها پیچیده هستند، اما به راحتی قابل استفاده بوده زیرا به‌آسانی به‌شكل IC ارزان قیمت در دسترس هستند.

خوب است بدانید که:

محدوده فرکانس تسخیر f_0 حلقه قفل فاز کوچکتر از محدوده فرکانس قفل است. هنگامی که فرکانس ورودی گرفته شد، فرکانس خروجی با آن مطابقت دارد تا زمانی که فرکانس ورودی از محدوده قفل خارج شود. سپس حلقه قفل فاز به فرکانس در حال اجرا آزاد VCO باز می‌گردد.

شکل (۱۹.۶) بلوک دیاگرام یک ۵۶۵ IC PLL است. آی سی ۵۶۵ به عنوان یک دمودولاتور FM متصل است. مدار آی سی ۵۶۵ در داخل خطوط خطچین نشان داده شده است. تمام اجزای خارج از خطوط خطچین، قطعه‌های گسته هستند. اعداد روی اتصالات شماره پین‌های آی سی ۵۶۵ است که در یک بسته استاندارد ۱۴ پین دوگانه در خط (DIP) قرار دارد. مدار توسط منع تغذیه ± 12 ولت تغذیه می‌شود.

فیلتر پایین گذر از یک مقاومت $3/6$ کیلو اهمی در داخل ۵۶۵ تشکیل شده است که به پایه ۷ ختم می‌شود. یک خازن خارجی C_2 و برابر $1\mu F$ ، فیلتر را تکمیل می‌کند. توجه داشته باشید که سیگنال $VCO(f_0)$ مدوله کننده اصلی بازیابی شده از خروجی فیلتر گرفته شده است. فرکانس اجرای آزاد ($f_0 = 1/2/4R_1C_1 = 1/2/4(2700)(0.01 \times 10^{-6})$) طبق رابطه

$$f_0 = 11/11 Hz$$

محدوده فرکانس قفل f_L را می‌توان با عبارت ارائه شده توسط سازنده برای این مدار $f_L = 16f_0/V_S$

(۱۹.۶)، V_S مجموع دو منبع ۱۲ ولتی یا ۲۴ ولت است، بنابراین محدوده کل فرکانس قفل با محوریت فرکانس جریان آزاد $f_L = 7406/7 = 10^3 / 24 = 310.3$ هرتز یا 310.3 ± 370.3 هرتز است.

در این مدار، فرض می‌شود که فرکانس حامل بدون مدوله همان فرکانس جریان آزاد، $11/11$ کیلوهرتز است. البته می‌توان این نوع مدار را به سادگی با تغییر مقادیر R_1 و C_1 روی هر فرکانس مرکزی دلخواه دیگری تنظیم کرد. محدودیت فرکانس بالایی برای آی سی ۵۶۵ برابر 50° کیلوهرتز است.

سؤالات:

۱. چه قسمت‌هایی از ورکتور به عنوان صفحه‌های خازن عمل می‌کنند؟
۲. چگونه ظرفیت خازن با ولتاژ اعمال شده تغییر می‌کند؟
۳. آیا ورکتورها با بایاس مستقیم یا معکوس عمل می‌کنند؟
۴. دلیل اصلی عدم استفاده از نوسانگرهای LC امروزه در فرستنده‌ها چیست؟
۵. آیا می‌توان پرکاربردترین نوع نوسان‌ساز حامل را توسط یک ورکتور مدوله کرد؟
۶. مزیت اصلی استفاده از مدولاتور فاز به جای مدولاتور فرکانس مستقیم چیست؟
۷. اصطلاح مدولاسیون فرکانس تولید شده توسط PM چیست؟
۸. چه مداری انحراف فرکانس بیشتر را در فرکانس‌های سیگنال مدوله کننده بالاتر جبران می‌کند؟

۹. کدام دو دمودولاتور آی سی از مفهوم میانگین پالس در یک فیلتر پایین گذر برای بازیابی سیگнал مدوله کننده اصلی استفاده می کنند؟
۱۰. احتمالاً بهترین دمودولاتور FM در بین تمام مواردی که در این فصل مورد بحث قرار گرفت، کدام است؟
۱۱. محدوده فرکانس تسخیر چیست؟ محدوده فرکانس قفل چیست؟
۱۲. یک VCO چه فرکانسی را زمانی که ورودی خارج از محدوده گرفتن است در نظر می گیرد؟
۱۳. یک PLL در محدوده فرکانس قفل خود شبیه چه نوع مداری است؟

مسائل:

۱. مدار هماهنگی موازی در یک نوسان‌ساز از یک سلف 40 pF میکروهانتری به موازات یک خازن 330 pF تشکیل شده است. یک ورکتور با ظرفیت 50 pF به صورت موازی با مدار متصل می شود. فرکانس رزونانس مدار هماهنگی و فرکانس کاری نوسانگر چقدر است؟
۲. اگر ظرفیت ورکتور مدار در مسئله اول به 25 pF کاهش یابد، (الف) فرکانس چگونه تغییر می کند و (ب) فرکانس رزونانس جدید چیست؟
۳. یک دمودولاتور فاز حداکثر تغییر فاز 45° درجه را ایجاد می کند. محدوده فرکانس مدوله کننده 300 Hz تا 4000 Hz است. حداکثر انحراف فرکانس ممکن چقدر است؟
۴. ورودی FM به دمودولاتور PLL دارای فرکانس مرکزی مدوله نشده 10.7 MHz مگاهرتز است. (الف) VCO باید روی چه فرکانسی تنظیم شود؟ (ب) سیگنال مدوله کننده بازیابی شده از کدام مدار گرفته می شود؟

۵. یک 565 IC PLL دارای یک مقاومت خارجی R_1 برابر $1/2 \text{ k}\Omega$ و یک خازن برابر C_1 از 560 pF تشکیل است. منبع تغذیه 10 V ولت است. (الف) فرکانس جریان آزاد چقدر است؟ (ب) محدوده کل فرکانس قفل چقدر است؟

۶. یک دمودولاتور فاز وارکتور مانند شکل (۱۱.۶) دارای مقدار مقاومت $2/3 \text{ k}\Omega$ اهم است. ظرفیت ورکتور در مرکز فرکانس مدوله نشده 40 pF و فرکانس حامل یک مگاهرتز است. (الف) تغییر فاز چیست؟ (ب) اگر سیگنال مدوله کننده ظرفیت ورکتور را به 55 pF تغییر دهد، تغییر فاز جدید چیست؟ (ج) اگر فرکانس سیگنال مدوله کننده 400 Hz هرertz باشد، انحراف فرکانس تقریبی که با این تغییر فاز نشان داده می شود چقدر است؟

مسائل چالش برانگیز:

۱. چه دستگاههای ارتباطات الکترونیکی هنوز از FM استفاده می کنند؟
۲. سه جزء کلیدی یک حلقه قفل فاز را نام ببرید و توضیح مختصری در مورد نحوه عملکرد هر جزء بنویسید.

۳. چه اتفاقی برای سیگنال FM می‌افتد که از یک مدار هماهنگی بسیار باریک عبور داده شده است و در نتیجه باندهای جانبی بالا و پایین حذف می‌شوند؟ خروجی یک دمدولاتور که این سیگنال را پردازش می‌کند در مقایسه با سیگنال مدوله کننده اصلی چگونه خواهد بود؟

۴. یک نوسان‌ساز کریستالی مدوله شده با فرکانس مستقیم (DF) دارای فرکانس $9/3$ مگاهرتز است. ورکتور حداکثر انحراف 25° هرتز را تولید می‌کند. نوسانگر با دو سه مرحله‌ای، یکی دو مرحله‌ای و یک چهارمرحله‌ای دنبال می‌شود. فرکانس خروجی نهایی و انحراف چیست؟

۵. به‌شکل (۴.۶) مراجعه کنید. برای کاهش فرکانس نوسانگر، آیا پتانسیومتر R_4 را نزدیک به $+V_{CC}$ یا نزدیکتر به زمین تنظیم می‌کنید؟

فصل ۷

روش‌های ارتباطات دیجیتالی

از اواسط دهه ۱۹۷۰، روش‌های دیجیتالی انتقال داده‌ها به‌آرامی اما مطمئن جایگزین روش‌های قدیمی‌تر و مرسوم آنالوگ شده‌اند. امروزه به‌لطف در دسترس بودن مبدل‌های سریع و کم هزینه آنالوگ به‌دیجیتال (A/D) و دیجیتال به‌آنالوگ (D/A) و پردازنده‌های سیگنال دیجیتال پرساخت، بیشتر ارتباطات الکترونیکی دیجیتالی هستند. این فصل با مفاهیم و عملکرد مبدل‌های D/A و A/D آغاز می‌شود. سپس، روش‌های مدولاسیون پالس توضیح داده و فصل با مقدمه‌ای بر روش‌های پردازش سیگنال دیجیتالی (DSP) پایان می‌یابد.

اهداف:

بعداز تکمیل این فصل، شما می‌توانید:

- توضیح دهید که چگونه خطای کوانتیزاسیون رخ می‌دهد، روش‌های مورد استفاده برای به‌حداقل رساندن آن را شرح دهید، و حداقل نرخ نمونه برداری را با توجه به حد فرکانس بالای سیگنال آنالوگ برای تبدیل محاسبه کنید.
- مزایا و معایب سه نوع رایج مبدل آنالوگ به‌دیجیتال را فهرست کنید.
- نمونه برداری بیش از حد و نمونه برداری کم را تعریف کنید و مزایا و معایب آنها را بیان کنید.
- توضیح دهید که چرا مدولاسیون کد پالس^۳ (PCM) جایگزین مدولاسیون دامنه پالس^۴ (PAM)، مدولاسیون عرض پالس^۴ (PWM) و مدولاسیون موقعیت پالس^۵ (PPM) شده است.
- بلوک دیاگرام مدار پردازش سیگنال دیجیتال (DSP) را رسم کرده و به‌طور کامل برچسب گذاری کنید.

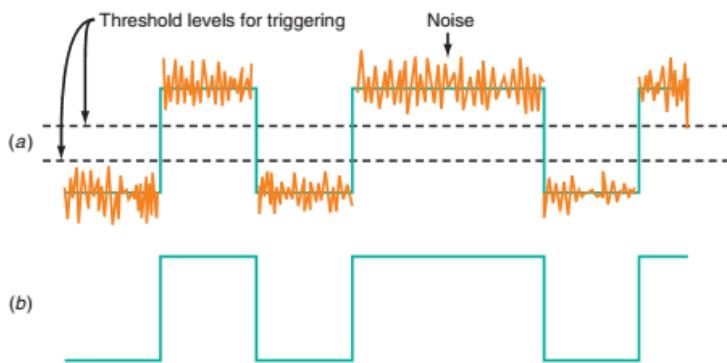
^۱Analog to Digital

^۲Pulse Code Modulation (PCM)

^۳Pulse Amplitude Modulation (PAM)

^۴Pulse Width Modulation (PWM)

^۵Pulse Position Modulation (PPM)



شکل ۱.۷: (الف) نویز در یک سیگنال باینری. (ب) پاکسازی سیگنال باینری را پس از بازسازی.

■ چهار فرآیند آنالوگ را که می‌توان توسط DSP انجام داد را فهرست کنید.

۱.۷ انتقال دیجیتالی داده‌ها

واژه داده به اطلاعاتی اطلاق می‌شود که قرار است در ارتباط باشند. اگر داده‌ها از رایانه گرفته شوند به‌شكل دیجیتال هستند. اگر اطلاعات به صورت صوتی، تصویری یا سایر سیگنال‌های آنالوگ باشد، می‌توان آن را قبل از ارسال به‌شكل دیجیتال تبدیل کرد.

ارتباطات دیجیتالی در ابتدا محدود به انتقال داده‌ها بین رایانه‌ها بود. شبکه‌های بزرگ و کوچک متعددی برای پشتیبانی از ارتباط بین رایانه‌ها، به عنوان مثال، شبکه‌های محلی^۴ (LAN)، که به رایانه‌های شخصی اجازه برقراری ارتباط را می‌دهند، شکل گرفته‌اند (به‌فصل دوازدهم مراجعه کنید). در حال حاضر، از آنجایی که سیگنال‌های آنالوگ را می‌توان به‌آسانی و با هزینه کم به‌دیجیتال تبدیل کرد و بالعکس، از روش‌های ارتباط داده می‌توان برای انتقال صدا، تصویر (ویدئو) و سایر سیگنال‌های آنالوگ به‌شكل دیجیتالی استفاده کرد. امروزه بیشتر ارتباطات با فناوریهای دیجیتالی انجام می‌شود.

مزایای ارتباطات دیجیتالی

انتقال اطلاعات به‌وسیله دیجیتال چندین مزیت مهم نسبت به روش‌های آنالوگ دارد که در بخش بعدی و در بخش‌های بعدی ۵، ۶ بحث خواهد شد.

ایمنی در مقابل نویز هنگامی که یک سیگنال از طریق یک محیط یا کanal ارسال می‌شود، نویز همیشه به سیگنال اضافه می‌شود. نسبت S/N کاهش می‌یابد و بازیابی سیگنال سخت‌تر می‌شود. نویز، که ولتاژی با دامنه و فرکانس به‌طور تصادفی متغیر است، به‌راحتی سیگنال‌های آنالوگ را خراب می‌کند. سیگنال‌های با دامنه ناکافی را می‌توان به‌طور کامل توسط نویز محو کرد. برخی از بهبودها را می‌توان با مدارهای پیش تاکید در فرستنده و مدارهای پس تاکید در گیرنده و سایر روش‌های مشابه به‌دست آورد. اگر سیگنال آنالوگ FM باشد، می‌توان نویز را در گیرنده قطع کرد تا سیگنال به‌راحتی بازیابی شود، اما مدولاسیون فاز سیگنال توسط نویز همچنان کیفیت را کاهش می‌دهد.

سیگنال‌های دیجیتالی، که معمولاً باینری هستند، نسبت به سیگنال‌های آنالوگ در برابر نویز مصونیت بیشتری دارند، زیرا دامنه نویز باید بسیار بیشتر از دامنه سیگنال باشد تا یک باینری ۱ شیوه

⁴Local Area Network (LAN)

یک باینری ۰ شود یا برعکس. اگر دامنه‌های باینری برای ۰ و ۱ باینری بهاندازه کافی بزرگ باشد، مدار گیرنده می‌تواند به راحتی بین سطوح ۰ و ۱ حتی با مقدار قابل توجهی نویز تمایز قائل شود (شکل ۱.۴).

در گیرنده، مدارها را می‌توان به گونه‌ای تنظیم کرد که نویز قطع شود. مدار آستانه ساخته شده با مدار گیرنده خط، مقایسه کننده آمپر عملیاتی یا تریگر اشمت در بالا یا پایین آستانه‌هایی که روی آن تنظیم شده است راه اندازی می‌شود. اگر آستانه‌ها با دقت تنظیم شوند، فقط سطوح منطقی مدار را راه اندازی می‌کنند. بنابراین، یک پالس خروجی تمیز توسط مدار تولید می‌شود. این فرآیند را بازسازی سیگنال می‌نامند.

سیگنال‌های دیجیتالی، مانند سیگنال‌های آنالوگ، هنگام انتقال از طریق کابل یا رادیو دچار اعوجاج و تضعیف می‌شوند. کابل به عنوان یک فیلتر پایین گذر عمل می‌کند و در نتیجه هارمونیک‌های بالاتر در سیگنال پالس را فیلتر می‌کند و باعث گردشدن و اعوجاج سیگنال می‌شود. هنگامی که یک سیگنال توسط رادیو مخابره می‌شود، دامنه آن به طور جدی کاهش می‌یابد.

با این حال، اگر سیگنال در طول مسیر برای بازیابی دامنه از دست رفته در محیط و برای غلبه بر نویز اضافه شده در فرآیند، دوباره تولید شود، سیگنال‌های دیجیتالی را می‌توان در فواصل طولانی منتقل کرد. هنگامی که سیگنال به مقصده رسید، تقریباً دقیقاً همان شکل اصلی است. در نتیجه، با انتقال دیجیتال، میزان خطا حداقل است.

تشخیص و تصحیح خط با ارتباطات دیجیتالی، خطاهای انتقال معمولاً قابل شناسایی و حتی اصلاح هستند. اگر خطا به دلیل سطح نویز بسیار بالا رخ دهد، می‌توان آن را توسط مدارهای مخصوص تشخیص داد. گیرنده تشخیص می‌دهد که یک خطا در انتقال وجود دارد و داده‌ها می‌توانند دوباره ارسال شوند. تکنیک‌های مختلفی برای یافتن خطاهای در انتقال‌های دودویی (باینری) ایجاد شده‌اند. برخی از آنها در فصل یازدهم بحث شده است. علاوه بر این، طرح‌های تشخیص خطای دقیقی ایجاد شده است تا بتوان نوع خطا و محل آن را شناسایی کرد. این نوع اطلاعات امکان تصحیح خطاهای را قبل از استفاده از داده‌ها در گیرنده فراهم می‌کند.

سازگاری با مولتی‌پلکسینگ تقسیم زمان ارتباط داده‌های دیجیتالی با طرح‌های چندگانه (مولتی‌پلکسینگ) تقسیم زمانی سازگار است. مولتی‌پلکس فرآیند انتقال دو یا چند سیگنال به طور همزمان در یک کانال یا محیط ارتباطی واحد است. دو نوع مالتی‌پلکس وجود دارد: مالتی‌پلکسینگ تقسیم فرکانس، روش آنالوگ با استفاده از روش‌های مدولاسیون، و مالتی‌پلکسینگ تقسیم زمان، روش دیجیتالی است. این فناوری‌ها در فصل دهم بیشتر مورد بحث قرار می‌گیرند.

آی‌سی‌های دیجیتالی یکی دیگر از مزایای روش‌های دیجیتالی این است که آی‌سی‌های دیجیتال کوچک‌تر و آسان‌تر از آی‌سی‌های خطی ساخته می‌شوند، بنابراین می‌توانند پیچیده‌تر باشند و توانایی پردازشی بیشتر از آنچه می‌توان با آی‌سی‌های آنالوگ انجام داد، ارائه می‌کنند.

پردازش سیگنال‌های دیجیتالی (DSP) پردازش سیگنال‌های آنالوگ با روش‌های دیجیتالی است. این شامل تبدیل سیگنال آنالوگ به دیجیتال و سپس پردازش با یک کامپیوتر دیجیتالی سریع است. پردازش به معنای فیلتر کردن، یکسان سازی، تغییر فاز، مخلوط کردن و سایر روش‌های سنتی آنالوگ است. پردازش همچنین شامل روش‌های فشرده‌سازی داده‌ها است که سرعت انتقال داده‌ها را افزایش می‌دهد و ظرفیت ذخیره‌سازی دیجیتالی مورد نیاز برای برخی از برنامه‌ها را کاهش می‌دهد. حتی مدولاسیون و دمودولاسیون را می‌توان توسط DSP انجام داد. پردازش با اجرای الگوریتم‌های ریاضی منحصر به فرد توسط کامپیوتر انجام می‌شود. سپس سیگنال دیجیتالی به شکل

آنالوگ تبدیل می‌شود. DSP بهبهودهای قابل توجهی در پردازش نسبت به روش‌های آنالوگ معادل اجازه می‌دهد. اما بهتر از همه، انواع پردازش‌هایی را که هرگز بهشکل آنالوگ در دسترس نبودند، اجازه می‌دهد.

در نهایت، پردازش شامل ذخیره سازی داده‌ها نیز می‌شود. ذخیره سازی داده‌های آنالوگ دشوار است. اما داده‌های دیجیتالی بهطور معمول در رایانه‌ها با استفاده از انواع روش‌ها و تجهیزات ذخیره سازی دیجیتالی به خوبی اثبات شده، از قبیل RAM ذخیره می‌شوند: رام؛ درایوهای فلش، فلاپی و هارد دیسک؛ درایوهای نوری؛ و واحدهای نوار.

معایب ارتباطات دیجیتالی

ارتباطات دیجیتالی معاوی دارد. مهمترین آن اندازه عرض باند مورد نیاز یک سیگنال دیجیتالی است. با روش‌های دودویی، پهنای باند یک سیگنال می‌تواند دو یا چند برابر بیشتر از روش‌های آنالوگ باشد. همچنین مدارهای ارتباطی دیجیتالی معمولاً پیچیده‌تر از مدارهای آنالوگ هستند. با این حال، اگرچه مدارهای بیشتری برای انجام همان کار مورد نیاز است، مدارها معمولاً به شکل آی سی، ارزان هستند و نیاز به تخصص یا توجه زیادی از جانب کاربر ندارند.

خوب است بدانید که:

با روش‌های دودویی، پهنای باند یک سیگنال ممکن است دو یا چند برابر بیشتر از روش‌های آنالوگ باشد.

۲.۷ انتقال سری و موازی

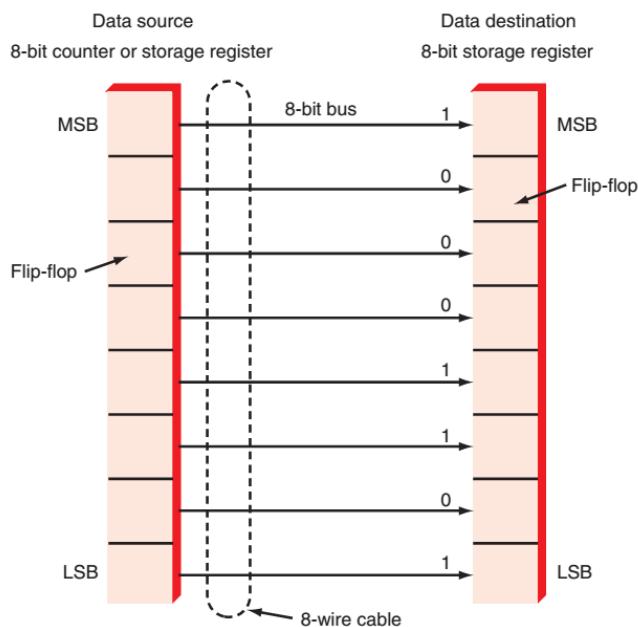
دو راه برای جابجایی بیت‌های باینری از یک مکان به مکان دیگر وجود دارد: انتقال همه بیت‌های یک کلمه به طور همزمان یا ارسال تنها ۱ بیت در یک زمان. به این روش‌ها به ترتیب انتقال موازی و انتقال سری گفته می‌شود.

انتقال موازی

در انتقال داده‌های موازی، همه بیت‌های یک کلمه رمز به طور همزمان منتقل می‌شوند (شکل ۲.۷). کلمه دودویی که باید منتقل شود معمولاً در یک رجیستر (ثبتات) بارگذاری می‌شود که حاوی یک فلیپ فلاپ برای هر بیت است. هر خروجی فلیپ فلاپ به سیمی متصل می‌شود تا آن بیت را به مدار گیرنده که معمولاً یک رجیستر ذخیره‌سازی نیز می‌باشد منتقل کند. همانطور که در شکل (۲.۷) مشاهده می‌شود، در انتقال داده‌های موازی، یک سیم برای هر بیت اطلاعاتی که باید ارسال شود وجود دارد. این بدان معناست که باید از کابل چند سیمی استفاده شود. خطوط موازی متعددی که داده‌های باینری را حمل می‌کنند معمولاً به عنوان گذرگاه داده^۴ نامیده می‌شوند. هر هشت خط به یک سیم زمین مشترک ارجاع داده شده است.

انتقال داده‌های موازی بسیار سریع است زیرا تمام بیت‌های کلمه داده به طور همزمان منتقل می‌شوند. سرعت انتقال موازی به تأخیر انتشار در ارسال و دریافت مدارهای منطقی و هر تأخیر زمانی ایجاد شده توسط کابل بستگی دارد. چنین انتقال داده‌ای در بسیاری از کاربردها تنها در چند نانوثانیه انجام می‌شود.

^۴Data Bus



شکل ۲.۷: ارسال داده موازی

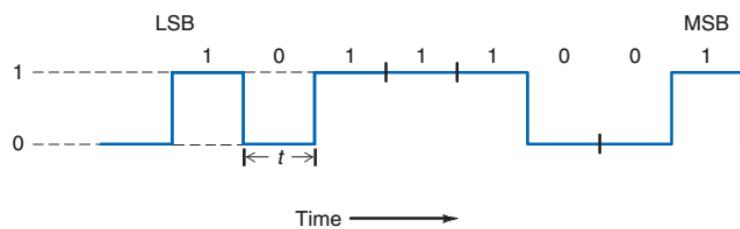
انتقال موازی داده برای ارتباطات از راه دور عملی نیست. برای انتقال یک کلمه داده ۸ بیتی از یک مکان به مکان دیگر، به هشت کانال ارتباطی جداگانه، یکی برای هر بیت نیاز است. اگرچه کابل‌های چند سیمی را می‌توان در فواصل محدود (معمولأً بیش از چند فوت) مورد استفاده قرار داد، اما برای ارتباط داده‌های طولانی به دلیل هزینه و کاهش سیگنال غیرعملی است. و البته، انتقال موازی داده از طریق رادیو حتی پیچیده‌تر و گرانتر خواهد بود، زیرا برای هر بیت یک فرستنده و گیرنده لازم است. در طول سال‌ها، نرخ انتقال داده از طریق گذرگاه‌های موازی رو به افزایش یافته است. به عنوان مثال، در رایانه‌های شخصی، نرخ انتقال گذرگاهی از ۳۳ به ۶۶ به ۱۳۳ مگاهرتز و اکنون به ۴۰۰ مگاهرتز و بالاتر افزایش یافته است. با این حال، برای دستیابی به این سرعت‌ها، طول خط گذرگاهی باید به طور قابل توجهی کوتاه شود. ظرفیت و اندوکتانس خطوط گذرگاهی به شدت سیگنال‌های پالس را مخدوش و معوج می‌کند. علاوه بر این، همسنواری بین خطوط نیز سرعت را محدود می‌کند. کاهش طول خط، اندوکتانس و ظرفیت خازن را کاهش می‌دهد و سرعت‌های بالاتر را ممکن می‌سازد. برای دستیابی به سرعت تا ۴۰۰ مگاهرتز، طول گذرگاه باید تنها به چند اینچ محدود شود. برای دستیابی به نرخ‌های بالاتر، از انتقال داده سریالی استفاده می‌شود.

انتقال سری

انتقال داده‌ها در سیستم‌های ارتباطی به صورت سری انجام می‌شود. هر بیت از یک کلمه یکی پس از دیگری منتقل می‌شود (شکل ۳.۷). این نشان می‌دهد که کد $11011010^{\text{۱}}$ به صورت ۱ بیت در یک زمان منتقل می‌شود. کم ارزش‌ترین بیت^۲ (LSB) در ابتدا ارسال می‌شود و پر ارزش‌ترین بیت^۳ (MSB)

^۱Least Significant Bit (LSB)

^۲Most Significant Bit (MSB)



شکل ۳.۷: ارسال داده سری

در آخر ارسال می‌شود. MSB در سمت راست قرار دارد که نشان می‌دهد دیرتر از LSB ارسال شده است. هر بیت برای یک بازه زمانی t ارسال می‌شود. سطوح ولتاژی که هر بیت را نشان می‌دهند، روی یک خط داده (نسبت به زمین) یکی پس از دیگری ظاهر می‌شوند تا زمانی که کل کلمه مخابره شود. به عنوان مثال، فاصله بین بیت ممکن است 1° میکرو ثانیه باشد، بهاین معنی که سطح ولتاژ برای هر بیت در کلمه برای 1° میکرو ثانیه ظاهر می‌شود. بنابراین انتقال یک کلمه 8° میکرو ثانیه طول می‌کشد.

تبديل سري به موازي

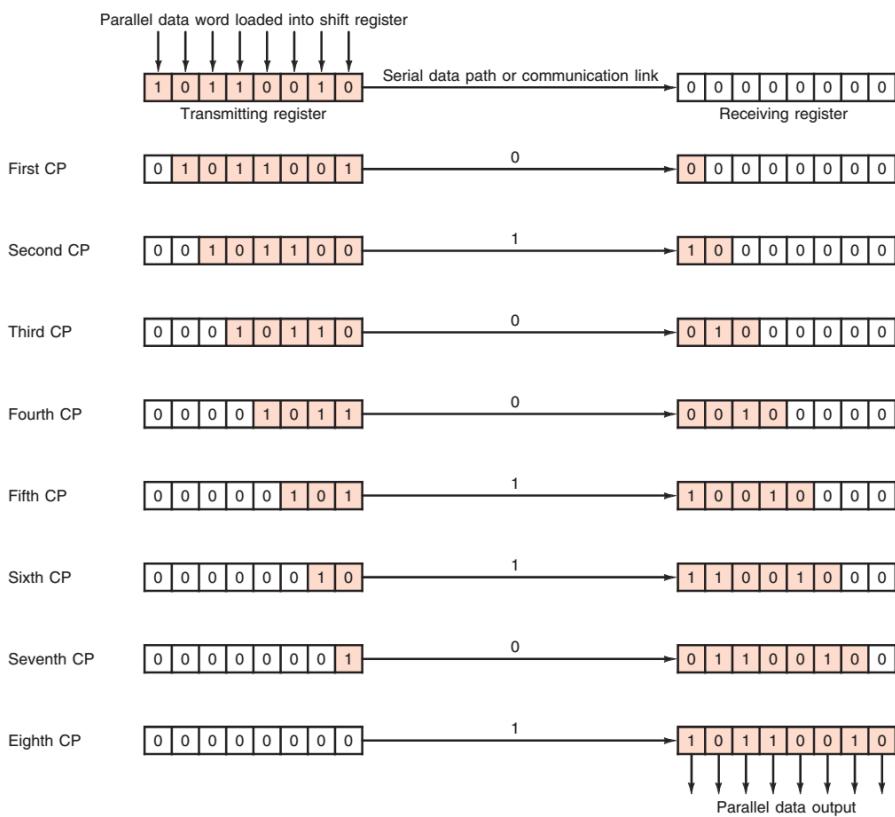
از آنجایی که هر دو انتقال موازی و سری در رایانه‌ها و سایر تجهیزات اتفاق می‌افتد، باید روش‌هایی برای تبدیل بین موازی و سری و بالعکس وجود داشته باشد. چنین تبدیل داده معمولاً توسط شیفت رجیسترها بعمل می‌آید (شکل ۴.۷).

شیفت رجیستر یک مدار منطقی متواالی است که از تعدادی فلیپ فلامپ که به صورت آبشاری (پشت سر هم) متصل شده‌اند تشکیل شده است. فلیپ فلامپ‌ها می‌توانند یک کلمه با اینتری چند بیتی را ذخیره کنند که معمولاً به صورت موازی در رجیستر (ثبات) فرستنده بارگذاری می‌شود. هنگامی که یک پالس ساعت (CP) به فلیپ فلامپ‌ها اعمال می‌شود، بیت‌های کلمه به ترتیب از یک فلیپ فلامپ به دیگری منتقل می‌شوند. آخرین فلیپ فلامپ (سمت راست) در رجیستر فرستنده، در نهایت هر بیت را با جابجایی به بیرون ذخیره می‌کند.

کلمه داده سری سپس از طریق شبکه (لینک) ارتباطی منتقل شده و توسط شیفت رجیستر دیگری دریافت می‌شود. بیت‌های کلمه یک به یک به فلیپ فلامپ‌ها منتقل می‌شوند تا زمانی که کل کلمه در رجیستر قرار گیرد. سپس خروجی‌های فلیپ فلامپ را می‌توان مشاهده کرد و داده‌های ذخیره شده در آنها را به صورت موازی به مدارهای دیگر منتقل کرد. این انتقال داده‌های سری موازی در داخل مدارهای رابط انجام می‌شود و به عنوان دستگاه‌های سری ساز/ناسری ساز^{۱۰} (SERDES) نامیده می‌شود.

داده‌های سریال معمولاً می‌توانند در فواصل طولانی‌تر از داده‌های موازی سریعتر منتقل شوند. اگر از یک خط انتقال دو سیمه، به جای چند سیمه، استفاده شود، سرعت‌های بیش از 2° گیگاهرتز را می‌توان از طریق یک لینک سریالی تا چند فوت طول به دست آورد. اگر داده‌های سریالی به پالس‌های نور مادون قرمز تبدیل شوند، می‌توان از کابل فیبر نوری استفاده کرد. سرعت داده سریالی تا 10° گیگاهرتز را می‌توان در فواصل چندین کیلومتری بدست آورد. گذرگاه‌های سریالی در حال حاضر جایگزین گذرگاه‌های موازی در رایانه‌ها، سیستم‌های ذخیره‌سازی و تجهیزات مخابراتی می‌شوند که

^{۱۰} Serializer/Deserializer (SERDES)



شکل ۴.۷: انتقال داده موازی به سری و سری به موازی با شیفت رجیستر.

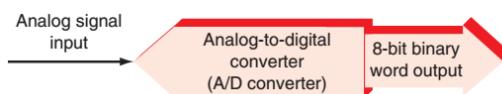
در آن به سرعت بسیار بالا نیاز است.

به عنوان مثال، فرض کنید که باید داده‌ها را با سرعت $400 \text{ مگابایت بر ثانیه}$ ارسال کنید. در یک سیستم موازی شما می‌توانید ۴ بایت را در یک زمان در یک گذرگاه موازی 32 بیتی 100 مگاهرتز ارسال کنید. طول گذرگاه به چند اینچ محدود می‌شود. شما همچنین می‌توانید این کار را به صورت سریالی انجام دهید. به یاد داشته باشید که $400 \text{ مگابایت بر ثانیه}$ برابر با $400 \times 8 \text{ مگابایت بر ثانیه} = 32 \text{ گیگابایت در ثانیه (Gbps)}$ یا $2/2 \text{ گیگاهرتز}$ است. این نرخ به راحتی به صورت سریالی برای چندین فوت با خط انتقال مسی یا تا کیلومترها با کابل فیبر نوری بدست می‌آید.

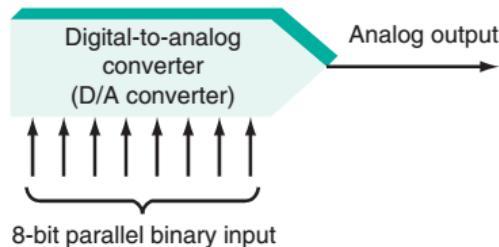
۳.۷ تبدیل داده‌ها

کلید ارتباطات دیجیتالی تبدیل از صورت آنالوگ به صورت دیجیتال است. مدارهای خاصی برای انجام این کار موجود است. هنگامی که به صورت دیجیتالی در آمد، داده‌ها می‌توانند پردازش یا ذخیره شوند. معمولاً داده‌ها باید دوباره به شکل آنالوگ برای مصرف داخلی توسط کاربر تبدیل شوند. به عنوان مثال، صدا و ویدئو باید به صورت آنالوگ باشد. تبدیل داده موضوع این بخش است.

مبانی اولیه تبدیل داده‌ها



شکل ۵.۷: تبدیل A/D



شکل ۶.۷: تبدیل A/D

تبدیل سیگنال آنالوگ به سیگنال دیجیتال را تبدیل آنالوگ به دیجیتال (A/D)، دیجیتالی کردن سیگنال یا رمزگذاری می‌گویند. دستگاه مورد استفاده برای انجام این انتقال به صورت مبدل آنالوگ به دیجیتال^{۱۱} (A/D) یا ADC شناخته می‌شود. یک مبدل A/D مدرن معمولاً یک آی‌سی تک تراشه است که یک سیگنال آنالوگ را می‌گیرد و یک خروجی باینری موازی یا سریال تولید می‌کند (شکل ۵.۷).

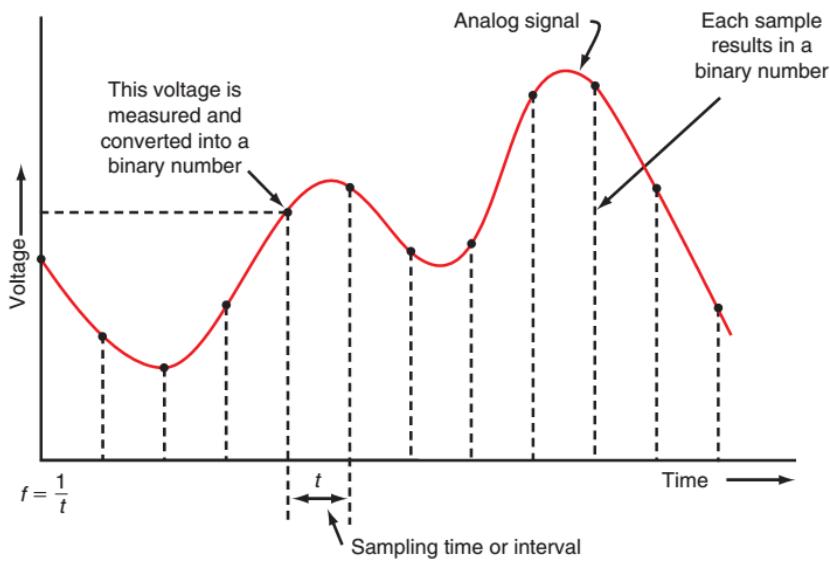
فرآیند مخالف، تبدیل دیجیتال به آنالوگ (D/A) نامیده می‌شود. مدار مورد استفاده برای انجام این کار مبدل دیجیتال به آنالوگ (D/A) (یا DAC) یا رمزگشا نامیده می‌شود. ورودی یک مبدل D/A ممکن است یک عدد باینری سریال یا موازی باشد و خروجی یک سطح ولتاژ آنالوگ متناسب باشد. مانند مبدل D/A معمولاً یک آی‌سی تک تراشه‌ای است (شکل ۶.۷) یا بخشی از یک آی‌سی بزرگ است.

تبدیل A/D: سیگنال آنالوگ یک تغییر ولتاژ یا جریان صاف یا پیوسته است (شکل ۵.۷). این می‌تواند یک سیگنال صوتی، یک شکل موج ویدیویی یا یک ولتاژ باشد که نشان دهنده تغییر برخی از ویژگی‌های فیزیکی دیگر مانند دما باشد. از طریق تبدیل A/D، این سیگنال‌های متغیر پیوسته به یک سری اعداد باینری تغییر می‌کنند.

تبدیل D/A فرآیند نمونه‌برداری یا اندازه‌گیری سیگنال آنالوگ در فواصل زمانی معین است. در زمان‌هایی که با خط چین عمودی در شکل (۵.۷) نشان داده شده است، مقدار لحظه‌ای سیگنال آنالوگ اندازه‌گیری و یک عدد باینری متناسب برای نمایش آن نمونه تولید می‌شود. در نتیجه، سیگنال آنالوگ پیوسته به یک سری اعداد باینری گستته که نمونه‌ها را نشان می‌دهند ترجمه می‌شود.

یک عامل کلیدی در فرآیند نمونه‌برداری، فرکانس نمونه‌برداری f است که عکس فاصله نمونه برداری t بوده و در شکل (۵.۷) نشان داده شده است. برای حفظ اطلاعات فرکانس بالا در سیگنال آنالوگ، باید تعداد کافی نمونه گرفته شود تا شکل موج به اندازه کافی نمایش داده شود. معلوم شده است که حداقل فرکانس نمونه‌برداری دو برابر بالاترین محتوای فرکانس آنالوگ سیگنال است.

^{۱۱} Analog-to-Digital (A/D) Conversion



شکل ۷.۷: نمونه‌برداری از یک سیگنال آنالوگ

به عنوان مثال، اگر سیگنال آنالوگ دارای حداقل تغییر فرکانس 3000 هرتز باشد، موج آنالوگ باید با سرعت حداقل دو برابر این یا 6000 هرتز نمونه‌برداری شود. این حداقل فرکانس نمونه‌برداری به فرکانس نایکوئیست^{۱۲} f_N معروف است. (و $f_N \geq 2f_m$ ، که f_m فرکانس سیگنال ورودی است.) برای سیگنال‌های پهنه‌ای باند محدود با حد بالا و پایین f_2 و f_1 ، نرخ نمونه‌برداری نایکوئیست فقط دو برابر پهنه‌ای باند یا $(f_2 - f_1)/2$ است.

اگرچه از نظر تئوری بالاترین مولفه فرکانس را می‌توان به اندازه کافی با نرخ نمونه‌برداری دو برابر بالاترین فرکانس نشان داد، اما در عمل نرخ نمونه‌برداری بسیار بالاتر از حداقل نایکوئیست، معمولاً $2/5$ تا 3 برابر بیشتر است. نرخ نمونه‌برداری واقعی به کاربرد و همچنین عواملی مانند هزینه، پیچیدگی، پهنه‌ای باند کانال و در دسترس بودن مدارهای عملی بستگی دارد.

به عنوان مثال، فرض کنید، خروجی یک رادیو FM قرار است دیجیتالی شود. حداقل فرکانس صدا در پخش FM 15 کیلوهرتز است. برای اطمینان از نمایش بالاترین فرکانس، نرخ نمونه‌برداری باید دو برابر بالاترین فرکانس باشد: $f = 2 \times 15kHz = 30kHz$. اما در عمل، نرخ نمونه‌برداری بالاتر، یعنی 3 تا 10 برابر بیشتر، یا $45kHz = 3 \times 15kHz$ تا $150kHz = 10 \times 15kHz$ است. نرخ نمونه‌برداری برای پخش کننده‌های دیسک فشرده که سیگنال‌های موسیقی را با فرکانس‌هایی تا حدود 20 کیلوهرتز ذخیره می‌کنند، $44/1$ کیلوهرتز یا 48 کیلوهرتز است.

عامل مهم دیگر در فرآیند تبدیل این است که، چون سیگنال آنالوگ صاف و پیوسته است، تعداد نامحدودی از مقادیر ولتاژ واقعی را نشان می‌دهد. در یک مبدل A/D عملی، امکان تبدیل تمام نمونه‌های آنالوگ به یک عدد باینری مناسب دقیق وجود ندارد. در عوض، مبدل A/D قادر است فقط تعداد کمی از مقادیر ولتاژ را در یک محدوده خاص نشان دهد. نمونه‌ها به یک عدد باینری تبدیل

^{۱۲}Nyquist Frequency

می‌شوند که مقدار آن نزدیک به مقدار نمونه واقعی است. به عنوان مثال، یک عدد باینری ۸ بیتی می‌تواند تنها ۲۵۶ حالت را نشان دهد، که ممکن است مقادیر تبدیل شده از یک شکل موج آنالوگ با تعداد اولیه مقادیر مثبت و منفی بین -1 ولت و $+1$ ولت باشد.

خوب است بدانید که:

$MSPS$ به معنای میلیون‌ها نمونه در ثانیه است. $GSPS$ به معنای گیگا (میلیارد) نمونه در ثانیه است. $SFDR$ محدوده دینامیکی آزاد جعلی است. SNR به نسبت سیگنال به نویز اشاره دارد.

ماهیت فیزیکی یک مبدل D/A به گونه‌ای است که محدوده ولتاژ را به تکه‌های گستته تقسیم



شکل ۸.۷: مبدل D/A محدوده ولتاژ ورودی را به افزایش‌های ولتاژ گستته تقسیم می‌کند.

می‌کند که هر کدام با یک عدد باینری نمایش داده می‌شوند. ولتاژ آنالوگ اندازه‌گیری شده در طول فرآیند نمونه‌برداری به تکه ولتاژ نزدیک به آن اختصاص داده می‌شود. به عنوان مثال، فرض کنید یک مبدل D/A ۴ بیت خروجی تولید می‌کند. با ۴ بیت، $2^4 = 16$ سطح ولتاژ را می‌توان نشان داد. برای سادگی، محدوده ولتاژ آنالوگ را $0 \text{ ولت} \dots 15 \text{ ولت}$ فرض کنید. مبدل D/A محدوده ولتاژ را همانطور که در شکل (۸.۷) نشان داده شده است تقسیم می‌کند. عدد باینری نشان داده شده توسط هر تکه نشان داده شده است. توجه داشته باشید که اگرچه 16 سطح وجود دارد، اما تنها 15 تکه وجود دارد. تعداد سطوح 2^N و تعداد تکه‌ها $1 - 2^N$ است که N تعداد بیت‌ها است.

حال فرض کنید مبدل D/A از ورودی آنالوگ نمونه‌برداری کرده و ولتاژ $0 \text{ ولت} \dots 1 \text{ ولت}$ را اندازه می‌کند. اگر مبدل D/A یک عدد باینری تا حد امکان نزدیک به این مقدار، در این مورد، $0000 \dots 1111$ ، تولید می‌کند.

ورودی آنالوگ ۸ ولت باشد. ، مبدل A/D عدد باینری ۱۰۰۰ را تولید می‌کند. اما اگر ورودی آنالوگ ۱۱/۷ ولت باشد، همانطور که در شکل (A.۴) نشان داده شده است، چه اتفاقی می‌افتد؟ مبدل A/D عدد باینری ۱۰۱۱ را تولید می‌کند که معادل اعشاری آن ۱۱ است. در واقع، هر مقدار ولتاژ آنالوگ بین ۱۱ و ۱۲ ولت، این مقدار باینری را تولید می‌کند.

خطای کوانتیزاسیون را می‌توان کاهش داد، البته با تقسیم محدوده ولتاژ آنالوگ به تعداد بیشتری از تکه‌های ولتاژ کوچکتر. برای نشان دادن افزایش ولتاژ بیشتر، تعداد بیت‌های بیشتری باید استفاده شود. به عنوان مثال، استفاده از ۱۲ بیت به جای ۱۰ به محدوده ولتاژ آنالوگ اجازه می‌دهد تا ۲۱۲ یا ۴۰۹۶ تکه ولتاژ ایجاد کند. این امر محدوده ولتاژ آنالوگ را با دقت بیشتری تقسیم می‌کند و بنابراین به مبدل A/D اجازه می‌دهد تا یک عدد باینری مناسب را به مقدار واقعی آنالوگ نزدیکتر تولید کند. هرچه تعداد بیت‌ها بیشتر باشد، تعداد تکه‌ها در محدوده آنالوگ بیشتر و خطای کوانتیزه کوچکتر است. همانطور که می‌بینید، برخی از خطاهای در فرآیند تبدیل وجود دارد. به این خطای کوانتیزه^{۱۳} گفته می‌شود.

حداکثر مقدار خطای کوچکتر محدوده ولتاژی که مبدل A/D در آن کار می‌کند بر تعداد تکه‌ها محاسبه کرد. یک مبدل A/D ۱۰ بیتی، با $2^{10} = ۱۰۲۴$ یا $2^{11} = ۱۰۲۳ - ۱ = ۱۰۲۴$ تکه را فرض کرد. فرض کنید که محدوده ولتاژ ورودی از ۰ تا ۶ ولت باشد. حداقل تکه پله ولتاژ $5/۸۶۵ \times ۱۰^3 = ۵/۸۶۵ = ۰/۰۲۳$ میلی ولت است.

همانطور که می‌بینید، هر تکه دارای محدوده‌ای کمتر از ۶ میلی ولت است. این حداکثر خطای ممکن است رخ دهد. میانگین خطای نصف آن مقدار است. گفته می‌شود حداکثر خطای $\pm 1/2LSB$ یا نصف مقدار تکه LSB است.

خطای کوانتیزاسیون را می‌توان نوعی نویز تصادفی یا سفید نویز در نظر گرفت. این نویز محدوده دینامیکی مبدل A/D را محدود می‌کند زیرا تبدیل سیگنال‌های سطح پایین را دشوار یا غیرممکن می‌کند. مقدار تقریبی این نویز برابر است با:

$$V_n = \frac{q}{\sqrt{12}}$$

که در آن V_n ولتاژ نویز rms و q وزن LSB است. این تقریب فقط روی پهنه‌ای باند از جریان مستقیم تا $f_s/2$ (بهنام پهنه‌ای باند نایکوئیست) معتبر است. سیگنال ورودی در این محدوده است. با استفاده از مثال ۱۰ بیتی بالا، LSB برابر $5/۸۶۵$ میلی ولت است. ولتاژ نویز rms پس از آن برابر است با:

$$V_n = \frac{q}{\sqrt{12}} = \frac{۰/۰۰۵۸۶۵}{۳/۴۶۴} = ۰/۰۰۱۷۷ \text{ یا } ۱/۷mV$$

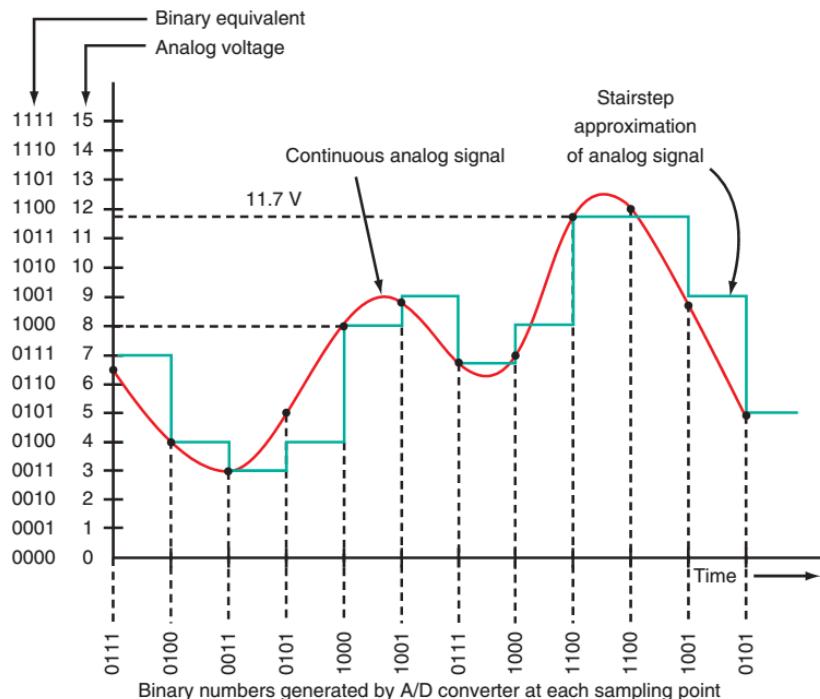
سیگنالی که باید دیجیتالی شود باید ۲ یا بیشتر برابر این سطح نویز باشد تا از تبدیل منطقی بدون خطای اطمینان حاصل شود.

می‌توان نشان داد که نویز کوانتیزه کلی را می‌توان با نمونه‌برداری بیش از حد کاهش داد، به عنوان مثال، نمونه‌برداری از سیگنال با نرخی که چندین برابر نرخ نمونه‌برداری نایکوئیست دو برابر بالاترین فرکانس سیگنال است. نمونه‌برداری بیش از حد، نویز کوانتیزه را با ضربی جذر نسبت نمونه برداری بیش از حد، که برابر $f_s/2fm$ است، کاهش می‌دهد.

تبدیل D/A : برای حفظ سیگنال آنالوگ تبدیل شده به دیجیتال، باید از نوعی حافظه باینری استفاده شود. اعداد باینری متعدد که هر یک از نمونه‌ها را نشان می‌دهند را می‌توان در حافظه

^{۱۳}Quantizing Error

دسترسی تصادفی (RAM)^{۱۴} ذخیره کرد. زمانی که نمونه‌ها در این شکل قرار گرفتند، می‌توان نمونه‌ها را پردازش کرد و به عنوان داده توسط یک میکرو کامپیوتر که می‌تواند دستکاری‌های ریاضی و منطقی را انجام دهد، استفاده کرد. این پردازش سیگنال دیجیتال (DSP) نامیده می‌شود و در بخش (۷-۵) دوم مورد بحث قرار گرفته است.

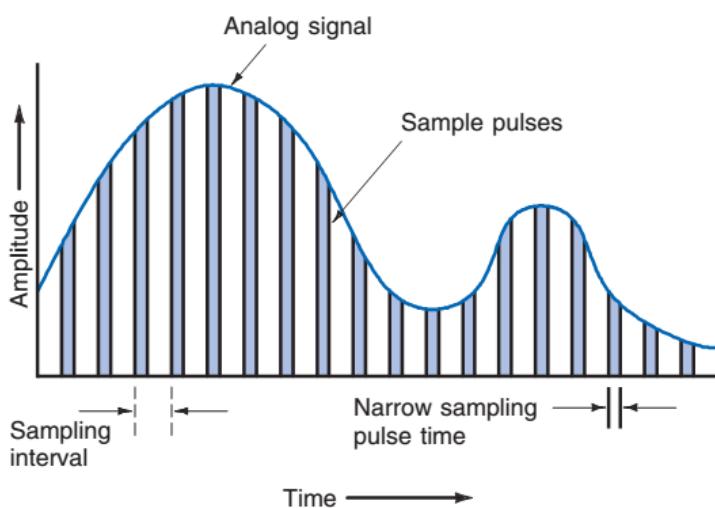


شکل ۹.۷: یک مبدل D/A یک تقریب پلکانی سیگنال اصلی را تولید می‌کند.

در برخی موارد معمولاً مطلوب است که اعداد باینری چندگانه به ولتاژ آنالوگ معادل ترجمه شوند. این کار مبدل D/A است که اعداد باینری را به ترتیب دریافت کرده و یک ولتاژ آنالوگ متناسب در خروجی تولید می‌کند. از آنجا که اعداد باینری ورودی نشان دهنده سطوح ولتاژ خاص هستند، خروجی مبدل D/A دارای یک مشخصه پلکانی است. شکل (۹.۷) روند تبدیل اعداد باینری ۴ بیتی به دست آمده در تبدیل شکل موج در شکل (۸.۴) را نشان می‌دهد. اگر این اعداد باینری به یک مبدل D/A تغذیه شوند، خروجی مطابق شکل یک ولتاژ پلکانی است. از آنجایی که مراحل بسیار بزرگ هستند، ولتاژ حاصل تنها تقریبی به سیگنال آنالوگ واقعی است. با این حال، پله‌ها را می‌توان با عبور دادن خروجی مبدل A/D از یک فیلتر پایین گذر با فرکانس قطع مناسب حذف کرد.

مدوله مثال ۱-۷ یک سیگنال اطلاعاتی که به صورت دیجیتالی منتقل می‌شود، یک موج مستطیل شکل با زمان تناوب $71/4$ میکروثانیه است. مشخص شده است که اگر پهنهای باند شامل هارمونیک چهارم باشد، موج به اندازه کافی منتقل می‌شود. (الف) فرکانس سیگنال، (ب) هارمونیک چهارم و

^{۱۴}Random Access Memory (RAM)



شکل ۱۰.۷: نمونه برداری و سیگنال آنالوگ برای تولید مدولاسیون دامنه پالس.

(ج) حداقل فرکانس نمونه برداری (نرخ نایکوئیست) را محاسبه کنید.
(الف):

$$f = \frac{1}{t} = \frac{1}{71/4 \times 10^{-6}} = 14,006 \text{ Hz} \approx 14 \text{ kHz}$$

$$f = 4 \times 14 \text{ kHz} = 56 \text{ kHz}$$

(ب):

$$f = 2 \times 56 \text{ kHz} = 112 \text{ kHz}$$

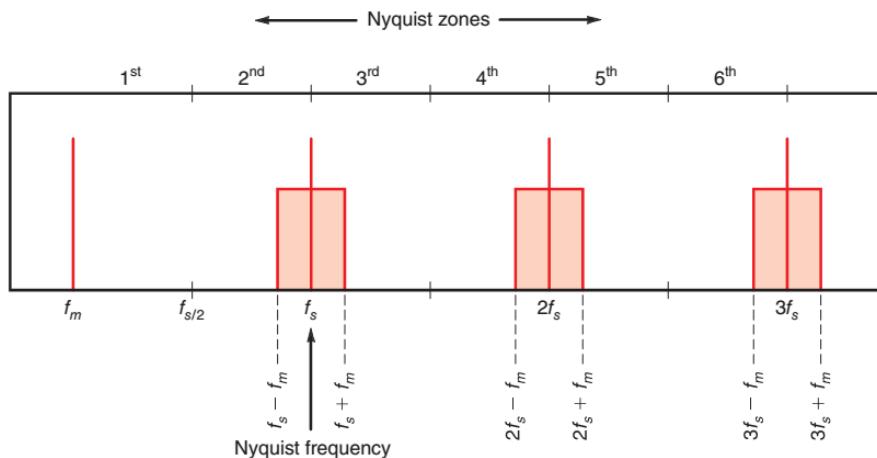
(ج):

اگر کلمات باینری حاوی تعداد بیشتری بیت باشد، دامنه ولتاژ آنالوگ به تکه‌های کوچک‌تر تقسیم می‌شود و تکه مرحله خروجی کوچک‌تر خواهد بود. این منجر به تقریب نزدیک‌تر به سیگنال آنالوگ اصلی می‌شود.

همپوشانی : هر زمان که یک شکل موج آنالوگ نمونه برداری شود ، نوعی مدولاسیون به نام مدولاسیون دامنه پالس^{۱۵} (PAM) صورت می‌گیرد. مدوله کننده یک مدار دروازه‌ای (گیت) است که لحظه‌ای به بخشی از موج آنالوگ اجازه می‌دهد تا از آن عبور کند و یک پالس را برای مدت زمان ثابت و در دامنه برابر با مقدار سیگنال در آن زمان تولید کند. نتیجه یک سری پالس است که در شکل (۱۰.۶) نشان داده شده است. این پالس‌ها به مبدل A/D منتقل می‌شوند، که در آنجا هر یک به یک مقدار باینری متناسب تبدیل می‌شوند. PAM بعداً در این فصل با جزئیات بیشتری مورد بحث قرار می‌گیرد ، اما در حال حاضر باید این روند را تجزیه و تحلیل کنیم تا بینیم چگونه بر روند تبدیل A/D تأثیر می‌گذارد.

از فصل سوم به یاد بیاورید که این مدولاسیون دامنه فرآیند ضرب سیگنال حامل در سیگنال مدوله کننده است. در این حالت ، سیگنال حامل یا نمونه برداری یک سری پالس‌های باریک است

^{۱۵}Pulse Amplitude Modulation (PAM)



شکل ۱۱.۷: طیف سیگنال PAM

که توسط سری فوریه زیر قابل توصیف است:

$$v_c = D + 2D \left(\frac{\sin \pi D}{\pi D} \cos \omega_s t + \frac{\sin 2\pi D}{2\pi D} \cos 2\omega_s t + \frac{\sin 3\pi D}{3\pi D} \cos 3\omega_s t + \dots \right)$$

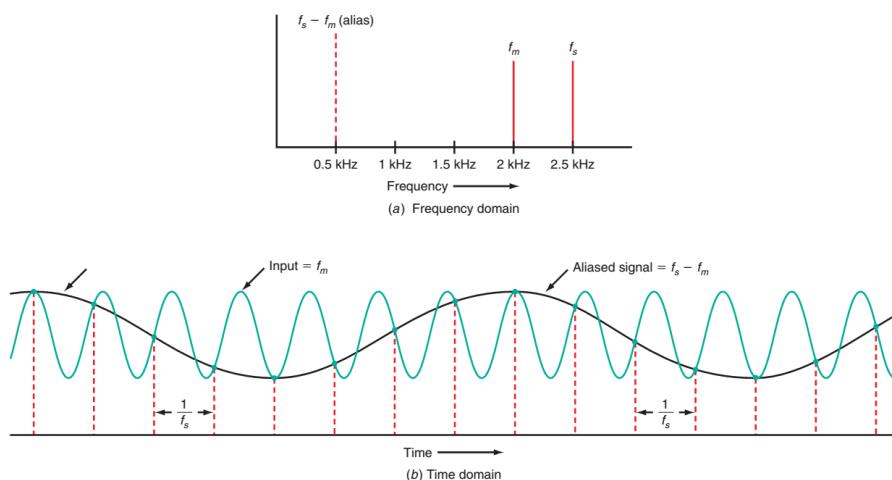
در اینجا، v_c ولتاژ حامل لحظه‌ای، و D دوره کاری است، که نسبت مدت زمان پالس t به دوره پالس T یا $D = t/T$ است. جمله ω_s برابر $2\pi f_s$ است، که در آن f_s فرکانس نمونه برداری پالس است. توجه داشته باشید که پالس‌ها دارای یک مؤلفه dc (جمله D) به علاوه امواج سینوسی هستند که نمایانگر فرکانس اصلی و هارمونیک‌های فرد و زوج آن هستند.

هنگامی که این را با سیگنال مدوله کننده آنالوگ یا سیگنال اطلاعاتی برای دیجیتالی کردن ضرب می‌کنید، یک معادله ناجور بهنظر می‌رسد که رمزگشایی از آن بسیار آسان است. فرض کنید که موج آنالوگ برای دیجیتالی شدن یک موج سینوسی در فرکانس f_m یا $v_m \sin(2\pi f_m t)$ است. وقتی آن را با معادله فوریه که سیگنال حامل یا پالس نمونه برداری را توصیف می‌کند، ضرب کنیم، خواهیم داشت:

$$v = V_m D \sin \omega_m t + 2V_m D \left(\frac{\sin \pi D}{\pi D} \sin \omega_m t \cos \omega_s t + \frac{\sin 2\pi D}{2\pi D} \sin \omega_m t \cos 2\omega_s t + \frac{\sin 3\pi D}{3\pi D} \sin \omega_m t \cos 3\omega_s t + \dots \right)$$

اولین عبارت در این معادله سیگنال سینوسی اطلاعات اصلی است. اگر این سیگنال پیچیده را از طریق فیلتر پایین گذر تنظیم شده روی فرکانس کمی بالاتر از سیگنال مدوله کننده قرار دهیم، تمام پالس‌ها خذف شده و تنها سیگنال اطلاعاتی مورد نظر باقی می‌ماند.

با نگاهی دوباره به سیگنال پیچیده، باید معادلات آشنا AM را مشاهده کنید که حاصل ضرب امواج سینوسی و کسینوسی را نشان می‌دهد. اگر از فصل سوم یادتان باشد، این عبارات سینوسی کسینوسی به فرکانس‌های مجموع و اختلاف تبدیل می‌شوند که باندهای کناری را در AM تشکیل می‌دهند. البته اینجا هم همین اتفاق می‌افتد. سیگنال مدوله کننده باندهای کناری با فرکانس نمونه برداری f_s یا $f_s - f_m$ و $f_s + f_m$ را تشکیل می‌دهد. علاوه بر این، باندهای کناری نیز با تمام هارمونیک‌های حامل یا فرکانس نمونه برداری ($2f_s \pm f_m$, $3f_s \pm f_m$, $4f_s \pm f_m$ ، وغیره) تشکیل



شکل ۱۲.۷: همپوشانی (درهمرو)

می‌شوند. خروجی حاصل بهبهرین شکل در حوزه فرکانس مانند شکل (۱۱.۷) نشان داده شده است. ما به طور کلی نگران همه هارمونیک‌های بالاتر و باندهای کناری آنها نیستیم، زیرا آنها در نهایت از بین خواهند رفت. اما باید به باندهای کناری تشکیل شده با موج سینوسی اصلی نگاه کنیم. در شکل (۱۱.۷) توجه داشته باشید که فرکانس نایکوئیست نشان داده شده است و طیف به بخش‌هایی به نام مناطق نایکوئیست تقسیم می‌شود. یک منطقه نایکوئیست یک دوم فرکانس نایکوئیست است. در حالت ایده‌آل سیگنالی که باید نمونه‌برداری شود باید کمتر از $f_s/2$ یا در اولین ناحیه نایکوئیست باشد.

همه چیز با این ترتیب خوب است تا زمانی که فرکانس حامل دو یا چند برابر بالاترین فرکانس در سیگنال مدوله یا اطلاعات باشد. با این حال، اگر فرکانس نمونه‌برداری به اندازه کافی بالا نباشد، مشکلی به نام همپوشانی (درهمرو)^{۱۶} ایجاد می‌شود. همپوشانی باعث ایجاد یک سیگنال جدید در نزدیکی سیگنال اصلی می‌شود. این سیگنال دارای فرکانس $f_s - f_m$ است. هنگامی که سیگنال نمونه‌برداری شده در نهایت توسط یک مبدل D/A به آنalog تبدیل می‌شود، خروجی همپوشانی $f_s - f_m$ نه سیگنال اصلی f_m ، خواهد بود. شکل (۱۲.۷)(الف) طیف را نشان می‌دهد و شکل (۱۲.۷)(ب) سیگنال آنالوگ اصلی و سیگنال همپوشانی بازیابی شده را نشان می‌دهد.

سیگنال ورودی دلخواه را ۲ کیلوهرتز فرض کنید. حداقل فرکانس نمونه‌برداری یا نایکوئیست ۴ کیلوهرتز است. اما اگر نرخ نمونه‌برداری فقط $2/5$ کیلوهرتز باشد چه می‌شود؟ این منجر به سیگنال همپوشانی $0.5kHz - 2kHz = 500$ یا $2.5kHz - 2kHz = 0.5kHz$ می‌شود. این سیگنال همپوشانی است که توسط یک مبدل D/A، نه سیگنال مورد نظر ۲ کیلوهرتز، بازیابی می‌شود.

برای از بین بردن این مشکل، معمولاً یک فیلتر پایین گذر به نام فیلتر ضد همپوشانی بین منبع سیگنال مدوله کننده و ورودی مبدل D/A قرار می‌گیرد تا اطمینان حاصل شود که هیچ سیگنالی با فرکانس بیشتر از نصف فرکانس نمونه‌برداری ارسال نمی‌شود. این فیلتر باید گزینش پذیری فوق العاده خوبی داشته باشد. نرخ افت یک فیلتر پایین گذر معمولی RC یا LC بسیار تدریجی است.

^{۱۶}Aliasing

اکثر فیلترهای ضد همپوشانی از فیلترهای LC چند مرحله‌ای، فیلتر فعال RC یا فیلترهای خازن سوئیچ شده با مرتبه بالا استفاده می‌کنند زیرا برای از بین بردن هرگونه همپوشانی نیاز به شبکه است. فرکانسی قطع فیلتر معمولاً کمی بالاتر از محتوای بالاترین فرکانس سیگنال ورودی تنظیم می‌شود.

خوب است بدانید که:

همپوشانی سیگنالی است که وقتی فرکانس نمونه برداری کمتر از دو برابر فرکانس ورودی باشد بهاشتباه نمونه برداری می‌شود. برای اطمینان از استفاده صحیح از سیگنال، از فیلتر ضد همپوشانی استفاده می‌شود.

نمونه برداری بیش از حد و کمتر از حد

نمونه برداری سرعتی است که سیگنال ورودی آنالوگ اندازه‌گیری می‌شود. برای هر نمونه، یک عدد باینری مناسب تولید می‌شود. همانطور که دیدید، برای حفظ محتوای سیگنال آنالوگ برای بازتولید خوب، نرخ نمونه برداری باید دو یا چند برابر بالاترین محتوای فرکانس سیگنال باشد. دو برابر بالاترین محتوای فرکانس به طور کلی به عنوان نرخ نایکوئیست نامیده می‌شود.

به عنوان مثال، فرض کنید سیگنال ورودی یک موج مربعی 2 مگاهرتز با هارمونیک‌های فرد باشد. برای حفظ موج مربعی، باید حداقل هارمونیک ۵ یا 10 مگاهرتز را وارد کنید. بنابراین، حداقل نرخ نمونه برداری نایکوئیست باید حداقل دو برابر 10 مگاهرتز یا $\geq 20 \text{ مگاهرتز}$ باشد. معمولاً نرخ واقعی بیش از دو برابر بالاترین فرکانس در سیگنال ورودی است. بهاین کار نمونه برداری بیش از حد^{۱۷} می‌گویند. نمونه برداری بیش از حد هم مزایا و هم معایبی دارد. نمونه برداری با نرخ کمتر از حد^{۱۸} می‌گویند. نمونه برداری کمتر از حد^{۱۹} می‌گویند. همانطور که قبلاً دیدید، نمونه برداری کم باعث یک اثر نامطلوب به نام همپوشانی (در همروی) می‌شود. با این حال، نمونه برداری کمتر از حد دارای مزایای جالب و همچنین جنبه‌های منفی است.

نمونه برداری بیش از حد : نمونه برداری بیش از حد^{۱۹} مطلوب است زیرا بهترین راه برای ضبط، پردازش و حفظ جزئیات ریز در یک سیگنال است. زمان‌های صعود و سقوط سریع یا پالس‌های باریک نمونه‌هایی هستند. هر چه نرخ نمونه برداری بیشتر باشد، دانه بندی نسخه دیجیتالی سیگنال ریز تر است. معایب نمونه برداری بیش از حد شامل هزینه بالاتر، مصرف انرژی بیشتر، افزایش حجم حافظه و افزایش نیاز به پردازش سریعتر است. ADC‌های سریعتر به هزینه بیشتری نیاز دارند. علاوه بر این، ADC‌های سریعتر معمولاً از نوع فلش یا خط لوله با مدارهای بزرگتر و پیچیده‌تر هستند که باعث می‌شود انرژی بیشتری مصرف کنند. در طراحی‌های CMOS، فرکانس‌های عملیاتی بالاتر مصرف انرژی بیشتری تولید می‌کنند. اگر سیگنال برای بعد ذخیره شود، حافظه بسیار بزرگتری برای ذخیره نمونه‌ها مورد نیاز است که هزینه را بیشتر می‌کند. اگر قرار است نمونه‌ها در زمان تولید در زمان واقعی پردازش شوند، پردازنده کامپیوتر یا مدار دیجیتال در یک آرایه گیت قابل برنامه‌ریزی^{۲۰} (FPGA) باید سریع‌تر باشد که منجر به افزایش هزینه می‌شود.

^{۱۷}Oversampling

^{۱۸}Undersampling

^{۱۹}Oversampling

^{۲۰}Field Programmable Gate Array (FPGA)

در مورد مزایا، نمونه برداری بیش از حد محتوای سیگنال را حفظ می‌کند. دوم، نمونه برداری بیش از حد باعث می‌شود فیلتر ضد همپوشانی پیچیده‌تر شود. هر چه محتوای فرکانس بالایی به نرخ نمونه برداری نزدیک‌تر باشد، نیاز به فیلتر بسیار گزینشی بیشتر می‌شود. فیلترهای چند مرحله‌ای از نوع بیضوی ممکن است برای از بین بردن هر گونه اثرات همپوشانی مورد نیاز باشد. هر چه نرخ نمونه برداری بیش از حد بیشتر باشد، فیلتر کوچک‌تر، ساده‌تر و ارزان‌تر است.

یکی از مزایای کلیدی نمونه برداری بیش از حد این است که از آنجایی که نمونه‌های بیشتری را در یک زمان معین تولید می‌کند، تأثیر آن بر کاهش نویز کوانتیزه یا پخش آن در یک محدوده فرکانس وسیع‌تر است. به عبارت دیگر، نسبت سیگنال به نویز (SNR) را بهبود می‌بخشد. این بهبود در SNR بهره پردازش نامیده می‌شود.

مقدار SNR نسبت توان سیگنال (P_s) به توان نویز (P_n) است. معمولاً بر حسب دسی‌بل بیان می‌شود:

$$SNR(dB) = 10 \log(P_s/P_n)$$

بهره پردازش از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$SNR(dB) = 10 \log[(f_s/2)/BW]$$

فرکانس نمونه برداری f_s و BW پهنه‌ای باند سیگنال است که معمولاً محدوده فرکانس سیگنال ورودی از ° هرتز یا DC تا بالاترین فرکانس در سیگنال ورودی است که باید حفظ شود.

پس کل SNR برابر است با:

$$\text{بهره پردازش}_{total} = SNR +$$

یا به عنوان مثال، SNR برابر ۶۸ دسی‌بل، پهنه‌ای باند سیگنال ۲۰ مگاهرتز و نرخ نمونه برداری ۱۰۰ مگاهرتز را در نظر بگیرید.

$$SNR(dB) = 10 \log[(100/2)/20] = 10 \log(2/5) = 4dB$$

$$\text{SNR}_{total} = 68 + 4 = 72dB$$

برای کاربردهای ارتباطی سیگنال کوچک که در آن نویز بد می‌تواند سیگنال ضعیف را بپوشاند، ممکن است معایب بیش از حد نمونه برداری با مزایای مثبت حاصل از فرآیند سنجیده شود.

نمونه برداری کمتر از حد: نمونه برداری کمتر از حد^{۲۱} به عنوان نمونه برداری از یک سیگنال با نرخی که کمتر از نرخ مطلوب نایکوئیست دو برابر بالاترین فرکانس در سیگنالی است که باید دیجیتالی شود، تعریف می‌شود. همانطور که مشاهده کردید، نمونه برداری کمتر از حد باعث ایجاد همپوشانی می‌شود که پس از بازیابی سیگنال در یک DAC سیگنالی تولید می‌کند که فرکانس بسیار کمتری دارد. این به طور کلی یک اثر نامطلوب است که می‌تواند با افزودن یک فیلتر ضد همپوشانی پایین گذر در جلوی DAC برای قطع سیگنال‌هایی که بیش از نیمی از نرخ نمونه برداری هستند، از بین برود.

از سوی دیگر، این اثر همپوشانی می‌تواند به نفع خود مورد استفاده قرار گیرد زیرا به عنوان شکلی از اختلاط یا مدولاسیون عمل می‌کند که سیگنال را از فرکانس بالاتر به فرکانس پایین‌تر منتقل می‌کند. این کار اغلب در گیرنده‌های رادیویی انجام می‌شود تا سیگنال فرکانس بالا را به فرکانس ثابت

^{۲۱} Undersampling

پایین تری به نام فرکانس میانی^{۲۲} (IF) انتقال دهد، جایی که می‌توان آن را به میزان کافی برای انتخاب فرکانس بهبود داده شود. این مورد را در فصل نهم یاد خواهید گرفت. روی گیرنده‌ها مداری که این معادل سازی را انجام می‌دهد، مخلوط کننده (میکسر) یا مبدل پایین آورنده^{۲۳} می‌گویند. همانطور که به نظر می‌رسد، یک ADC با استفاده از نمونه‌برداری کمتر از حد بهشکلی از مبدل یا میکسر تبدیل می‌شود و اغلب می‌تواند مراحل اختلاط را در گیرنده‌های مدرن حذف کند.

همانطور که قبلاً اشاره شد، برای حفظ تمام اطلاعات مربوطه در سیگنالی که قرار است دیجیتالی شود، فرکانس نمونه‌برداری باید دو یا چند برابر مولفه حداکثر فرکانس در سیگنال هدف باشد. این نیاز معمولاً فرض می‌کند که طیف سیگنالی که باید دیجیتالی شود از DC یا ۰ هرتز تا برخی فرکانس‌های بالاتر f_m متغیر است. با این حال، آنچه الزام نایکوئیست واقعاً می‌گوید این است که اگر سیگنال با دو برابر پهنه‌ای باند (BW) سیگنال نمونه‌برداری شود، تمام اطلاعات حفظ می‌شود. پهنه‌ای باند یک سیگنال به سادگی تفاوت بین فرکانس‌های بالا (f_2) و فرکانس پایین (f_1) است که پهنه‌ای باند را تعریف می‌کند یا:

$$BW = f_2 - f_1$$

اگر طیف DC تا f_m باشد، پهنه‌ای باند بهوضوح فقط f_m است یا:

$$f_m = f_m - 0 = f_m$$

با این حال، موارد بسیاری وجود دارد که سیگنال بهوضوح یک کانال باریک در اطراف فرکانس مرکزی است. به عنوان مثال، سیگنالی که قرار است دیجیتالی شود می‌تواند محدوده 10 ± 70 مگاهرتز یا 60 ± 80 مگاهرتز را اشغال کند. پهنه‌ای باند برابر است با:

$$BW = 80 - 60 = 20 \text{ MHz}$$

آنچه قضیه نمونه‌برداری می‌گوید این است که اگر فرکانس نمونه‌برداری حداقل دو برابر پهنه‌ای باند سیگنال، یا مساوی یا بزرگ‌تر از آن باشد، تمام اطلاعات حفظ خواهند شد.

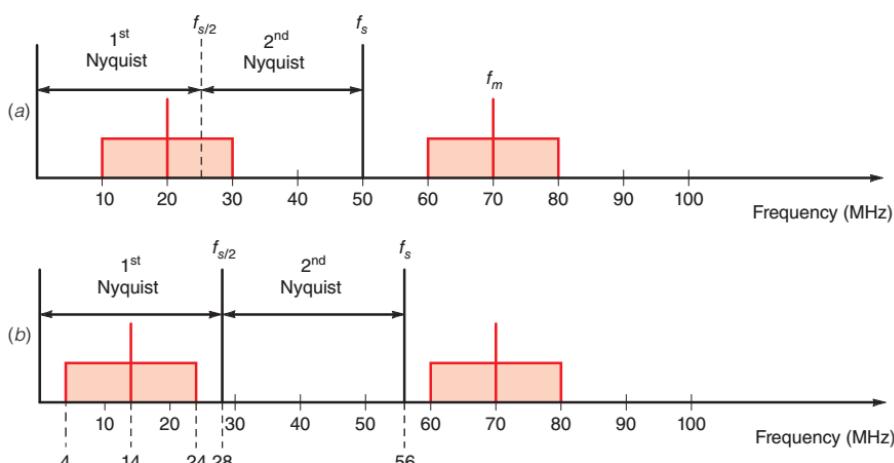
$$f_s = 2BW = 2(20) = 40 \text{ MHz}$$

به طور معمول، این را به عنوان استفاده از فرکانس نمونه‌برداری دو برابر فرکانس بالای ۸۰ مگاهرتز تفسیر می‌کنیم. فرکانس نمونه‌برداری باید حداقل $160 = 2(80)$ مگاهرتز باشد. در اینجا قضیه نمونه‌گیری می‌گوید که می‌توانیم سیگنال ۶۰ تا ۸۰ مگاهرتز را با نرخ ۴۰ مگاهرتز با بیشتر نمونه برداری کنیم که بهوضوح نمونه برداری کمتر از حد است. بنابراین، همپوشانی رخ خواهد داد. آنچه اتفاق می‌افتد این است که سیگنال اصلی به فرکانس پایین‌تری با تمام اجزای فرکانس مرتبط که به راحتی با یک DAC بازیابی می‌شوند، با فرض استفاده از یک فیلتر مناسب برای خلاص شدن از شر اجزای فرکانس ناخواسته که توسط این فرآیند تولید می‌شوند، انتقال می‌یابد. یک مثال این را نشان خواهد داد.

همانطور که در شکل (۱۱.۷) دیدید، فرآیند نمونه‌برداری مدولاسیون دامنه با موج مستطیلی است که طیفی را تولید می‌کند که مجموعه‌ای از سیگنال‌ها است که فرکانس نمونه‌برداری و هارمونیک‌های آن را به عنوان حامل به اضافه باندهای کناری بر اساس سیگنال‌های مدوله کننده نشان می‌دهد. فرکانس‌ها $f_s \pm f_m$ ، $3f_s \pm f_m$ ، $2f_s \pm f_m$ و غیره هستند. این طیف حتی در نمونه‌برداری کمتر از حد نیز تولید می‌شود.

^{۲۲}Intermediate Frequency (IF)

^{۲۳}Downconverter



شکل ۱۳.۷: (الف) مثالی از اینکه چگونه همپوشانی به عنوان یک تبدیل پایین آورنده عمل می‌کند. (ب) مرکزیت دادن طیف در اولین ناحیه نایکوئیست.

حالا سیگнал 70° مگاهرتز با پهنهای باند $10^\circ \pm 10^\circ$ مگاهرتز را فرض کنید. مجموع و تفاوت فرکانس‌های تولید شده توسط AM حداکثر باندهای کناری $20^\circ + 10^\circ = 80^\circ$ و $20^\circ - 10^\circ = 60^\circ$ مگاهرتز هستند. پهنهای باند 20° مگاهرتز است، بنابراین فرکانس نمونه‌برداری باید 40° مگاهرتز یا بیشتر باید باشد. باید از فرکانس نمونه‌برداری 50° مگاهرتز استفاده کنیم. این طیفی که در شکل (الف) نشان داده شده است را تولید می‌کند.

باندهای کناری تولید شده تصاویر یا همپوشانی هستند. در مورد اول $f_s - f_m$ یا $= 70^\circ + 50^\circ = 120^\circ$ و $f_s - f_m$ یا $= -20^\circ$ داریم. تفاوت فرکانس منفی است که همانطور که مشخص است هنوز یک سیگنال معتبر 20° مگاهرتز است. این سیگنال تفاوت است که همپوشانی مورد علاقه ما است. استفاده از این فرآیند با سیگنال‌های باند بالا و پایین 60° و 80° مگاهرتز، طیفی را تولید می‌کند که از 10° مگاهرتز تا 30° مگاهرتز گسترش می‌باید، همچنان پهنهای باند 20° مگاهرتز است. کاری که ما انجام دادیم این است که سیگنال 70° مگاهرتز را به 20° مگاهرتز کاهش داده و در عین حال تمام باندهای کناری و اطلاعات را در پهنهای باند 20° مگاهرتز حفظ می‌کنیم. یک فیلتر پایین گذر برای حذف تمام سیگنال‌های هارمونیک فرکانس بالاتر و همپوشانی‌های آنها استفاده می‌شود.

چندین مزیت کلیدی برای نمونه‌برداری کمترین حد وجود دارد. اول، می‌توانیم از یک ADC نمونه برداری کنتر نیز استفاده کنیم. ADC‌های کنتر نیز معمولاً هزینه کمتر و مدارهای مربوطه پارامترهای بحرانی کمتری دارند. دوم، ADC‌های کنتر نیز معمولاً برق کمتری مصرف می‌کنند. سوم، ADC‌های کنتر زمان بیشتری را بین نمونه‌ها برای پردازش سیگنال دیجیتال می‌دهند، به این معنی که یک میکرو کامپیوتر یا FPGA نباید به این سرعت باشد و باعث صرفه‌جویی بیشتر در هزینه و انرژی می‌شود. چهارم، اگر بعد از ADC از حافظه استفاده شود، ظرفیت حافظه کمتری مورد نیاز است، که باعث کاهش بیشتر هزینه و مصرف انرژی می‌شود.

کلید اجرای موفق کم نمونه‌برداری این است که فرکانس نمونه‌برداری را با دقت انتخاب کنید. مثال بالا 50° مگاهرتز دلخواه را انتخاب کرد زیرا بیش از دو برابر پهنهای باند سیگنال بود. مشخص شده

است که با استفاده از روابط زیر می‌توان بهترین فرکانس نمونه‌برداری را انتخاب کرد. در برنامه اول، مقدار Z از نرخ نمونه‌برداری انتخاب شده f_s و فرکانس سیگنال f_m تعیین می‌شود. اگر Z یک عدد صحیح نباشد، به پایین گرد می‌شود و در رابطه دوم برای تولید فرکانس نمونه‌برداری واقعی مورد نظر استفاده می‌شود. با استفاده از این روابط اطمینان حاصل می‌شود که سیگنال در پایین ترین ناحیه نایکوئیست متتمرکز است.

$$f_s \geq 2BW$$

$$f_s = (4f_m/2Z - 1)$$

رابطه دومی دو مرتبه اعمال شده است.

ما قبلاً اولین رابطه را با تعیین 40° مگاهرتز حل کردایم. ما بطور دلخواه گفتیم که $f_s = 50\text{MHz}$ است.

سپس معادله دوم را برای Z حل می‌کنیم. به یاد داشته باشید که فرکانس مرکزی 70° مگاهرتز است.

$$Z = 0.5[(4f_m/f_s) + 1]$$

$$Z = 0.5[4(70/50) + 1] = 2.3$$

گرد کردن این مقدار نزدیک عدد ۳ است.

حال از رابطه دوم استفاده کرده تا فرکانس نمونه‌برداری مورد نظر را بدست آورده.

$$f_s = (4f_m/2Z - 1) = 4(70)/2(3) - 1 = 280/5 = 56\text{MHz}$$

فرکانس نمونه‌برداری ۵۶ مگاهرتز، پهنه‌ای باند را در اولین منطقه نایکوئیست، شکل (۱۲.۷)(ب)، متتمرکز می‌کند.

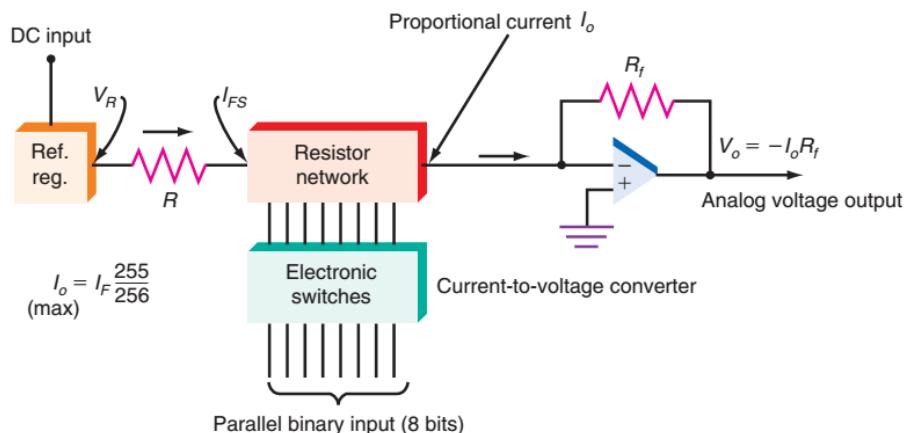
D/A مبدل‌های

روش‌های زیادی برای تبدیل کدهای دیجیتال به ولتاژهای آنالوگ متناسب وجود دارد. با این حال، محبوب‌ترین روش‌ها مبدل‌های $R - 2R$ ، رشته‌ای و منبع جریان وزنی هستند. اینها به‌شکل مدار مجتمع موجود هستند و همچنین در سایر سیستم‌های بزرگتر روی یک تراشه (SoC) ادغام و یکپارچه می‌شوند.

مبدل R - 2R : مبدل $R - 2R$ از چهار بخش اصلی تشکیل شده است که در شکل (۱۴.۷) نشان داده شده و در قسمت‌های بعدی توضیح داده شده است.

مثال ۲-۷

۱. یک سیگنال 15° مگاهرتز با نرخ 28 مگاهرتز نمونه‌برداری می‌شود. چه همپوشانی تولید می‌شود؟
۲. سیگنال 140° مگاهرتز دارای پهنه‌ای باند 620° مگاهرتز است. نرخ نمونه‌برداری نایکوئیست چقدر است؟
۳. اگر از سیگنال 140° مگاهرتز با نرخ 60° مگاهرتز نمونه‌برداری شود، طیف همپوشانی چیست؟
۴. نرخ نمونه‌برداری مورد نظر برای مرکزیت طیف در ناحیه اول نایکوئیست چقدر است؟



شکل ۱۴.۷: اجزای اصلی یک مبدل D/A

حل:

۱

$$f_a = f_s - f_m = 28 - 15 = 13 \text{ MHz}$$

۲

$$f_s \geq 2BW = 2(40) = 80 \text{ MHz}$$

۳. طیف همپوشانی از ۶۰ تا ۱۰۰ مگاهرتز با فرکانس مرکزی ۸۰ مگاهرتز است.

۴. فرکانس f_s مطلوب تر ۶۲/۲۲ مگاهرتز است.

رگولاتور مرجع: تنظیم کننده (رگولاتور) دقیق ولتاژ مرجع، یک دیود زنر، ولتاژ منبع تغذیه dc را به عنوان ورودی دریافت می‌کند و آن را به یک ولتاژ مرجع بسیار دقیق تبدیل می‌کند. این ولتاژ بر یک مقاومت اعمال و حداکثر جریان ورودی را به شبکه مقاومت برقرار و دقت مدار را تنظیم می‌کند.

این جریان را جریان در مقیاس کامل ^{۴۴} I_{FS} یا $I_{FS} = \frac{V_R}{R_R}$ می‌نامند:

که در آن

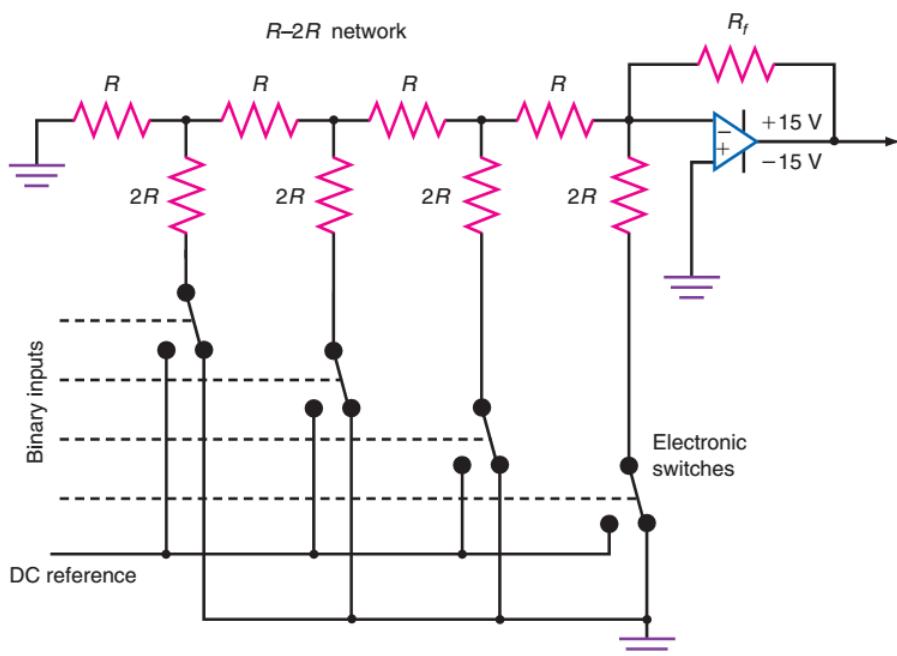
 V_R = ولتاژ مرجع R_R = مقاومت مرجع است.

شبکه‌های مقاومتی: شبکه مقاومتی دقیق در یک شکل منحصر به فرد متصل شده است. ولتاژ مرجع به این شبکه مقاومتی اعمال شده و ولتاژ مرجع را به جریانی متناسب با ورودی باینری تبدیل می‌کند. خروجی شبکه مقاومتی جریانی است که با مقدار ورودی باینری و جریان مرجع در مقیاس کامل نسبت مستقیم دارد. حداکثر مقدار آن به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$I_O = \frac{I_{FS}(2^N - 1)}{2^N}$$

^{۴۴}Full Scale Current

برای ۸ بیت مبدل D/A برابر $N = 8$ است.



شکل ۱۵.۷: مبدل D/A با شبکه نردهای $R - 2R$.

برخی از مبدل‌های D/A مدرن از یک شبکه خازنی به جای شبکه مقاومتی برای انجام تبدیل از یک عدد باینری به یک جریان مناسب استفاده می‌کنند.

تقویت‌کننده‌های خروجی : در این صورت جریان مناسب توسط یک آپ امپ به یک ولتاژ مناسب تبدیل می‌شود. خروجی شبکه مقاومتی به محل اتصال جمع کننده آپ امپ متصل می‌شود. ولتاژ خروجی آپ امپ برابر است با جریان خروجی شبکه مقاومتی ضربدر مقادیر مقدار متوالی (فیدبک). اگر مقدار مقاومت فیدبک مناسب انتخاب شود، ولتاژ خروجی را می‌توان بهر مقدار دلخواه تغییر داد. آپ امپ قطب سیگنال را معکوس می‌کند:

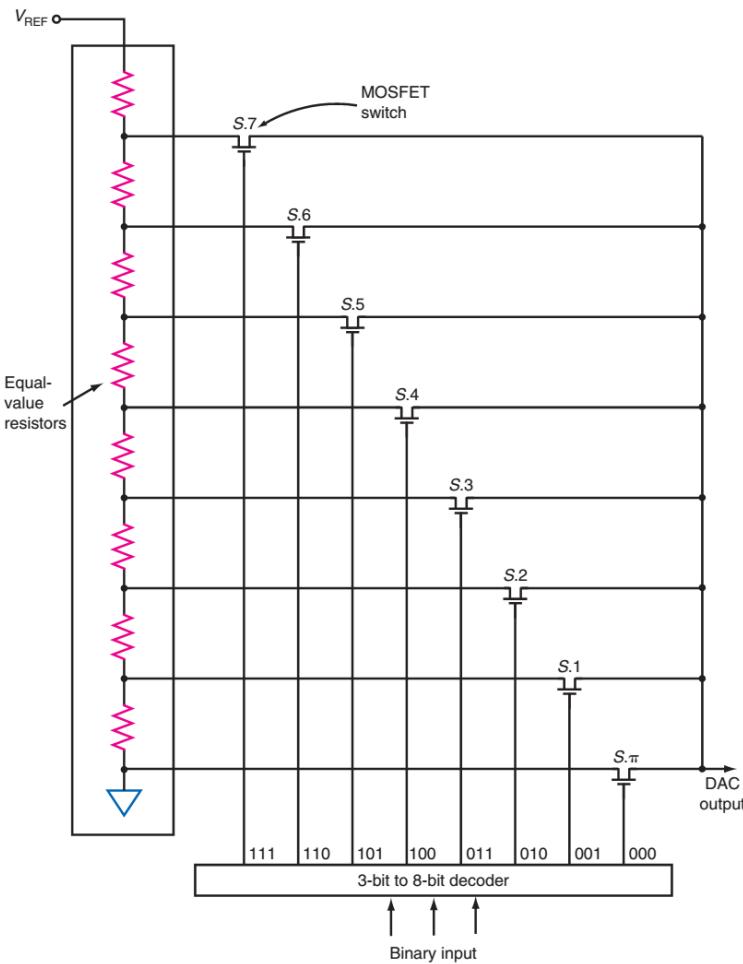
$$V_o = -I_o R_f$$

سوئیچ‌های الکترونیکی: شبکه مقاومتی توسط مجموعه‌ای از سوئیچ‌های الکترونیکی اصلاح می‌شود که می‌توانند کلیدهای جریان یا ولتاژ باشند و معمولاً با دیودها یا ترانزیستورها اجرا می‌شوند. این سوئیچ‌ها توسط بیت‌های ورودی باینری موزایی از یک شمارنده، یک رجیستر یا پورت خروجی یک میکرورکامپیوتر کنترل می‌شوند. سوئیچ‌ها برای شکل دادن به شبکه مقاومتی روشن یا خاموش می‌شوند.

تمام اجزای نشان داده شده در شکل (۱۴.۷) معمولاً روی یک تراشه آسی تکی ادغام می‌شوند. تنها استثنای ممکن است تقویت کننده باشد که ممکن است مدار خارجی باشد. مبدل‌های D/A از این نوع در انواع پیکربندی‌ها موجود هستند و می‌توانند کلمات باینری ۱۶، ۱۲، ۱۰، ۸ و ۶ بیتی را تبدیل کنند.

اجرای مدار مبدل D/A بسیار متفاوت است. یکی از محبوب‌ترین پیکربندی‌ها به تفصیل در شکل (۱۵.۷) نشان داده شده است. فقط ۴ بیت نشان داده شده است تا طراحی ساده شود. شبکه مقاومتی که تنها از دو مقدار مقاومت استفاده می‌کند، از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است و بنابراین به عنوان شبکه نردبانی $R - 2R$ شناخته می‌شود. شبکه‌های پیچیده‌تری ابداع شده‌اند، اما از طیف وسیع‌تری از مقادیر مقاومت استفاده می‌کنند که ساخت آن‌ها با مقادیر دقیق به شکل IC دشوار است. در شکل (۱۵.۷) سوئیچ‌ها به عنوان دستگاه‌های مکانیکی نشان داده شده‌اند، در حالی که در واقعیت آنها سوئیچ‌های ترانزیستوری هستند که توسط ورودی باینری کنترل می‌شوند. بسیاری از مبدل‌های D/A جدیدتر و مبدل‌های A/D از یک شبکه خازنی به جای شبکه $R - 2R$ استفاده می‌کنند.

رشته DAC : رشته DAC نام خود را از این واقعیت گرفته است که از یک رشته سری از



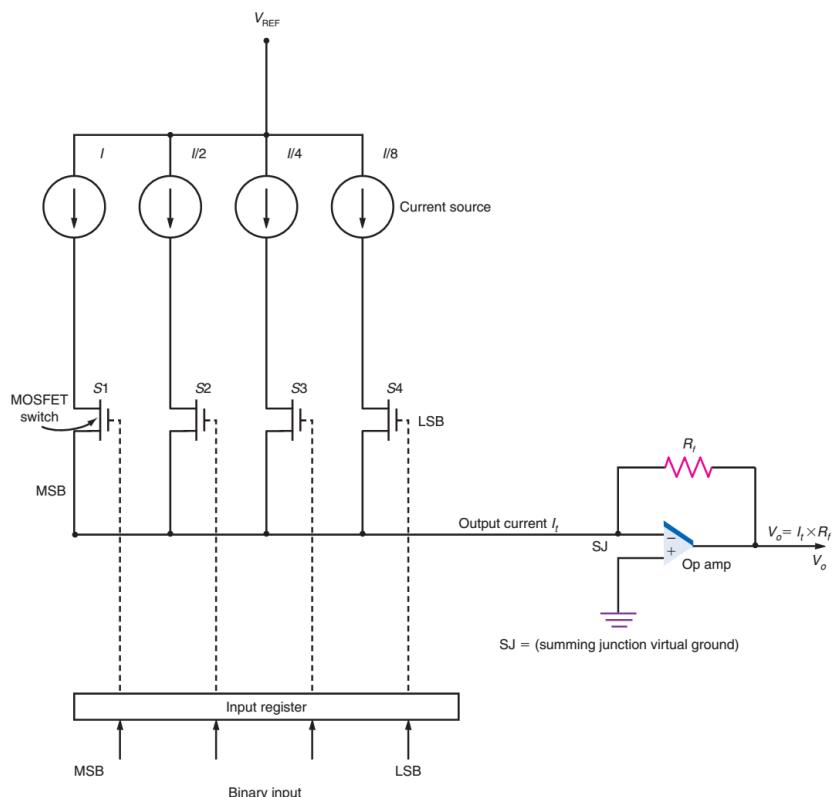
شکل ۱۶.۷: رشته DAC

مقاومت‌های مساوی تشکیل شده است که یک تقسیم‌کننده ولتاژ را تشکیل می‌دهند. شکل (۱۶.۷) را ببینید. این تقسیم‌کننده ولتاژ، ولتاژ مرجع ورودی را به مراحل مساوی ولتاژ متناسب با ورودی

باينری تقسیم می‌کند. 2^N مقاومت در رشته وجود دارد که N تعداد بیت‌های ورودی است کهوضوح را تعیین می‌کند. در شکل (۱۶.۷) وضوح $8 = 2^3$ است، بنابراین از هشت مقاومت استفاده شده است. رزولوشن‌های (قابلیت تفکیک) بالاتر 10 و 12 بیتی در این پیکربندی موجود است. اگر مرجع ورودی 10 ولت باشد، رزولوشن $1/25V = 10/8 = 10/2^3$ است. خروجی با افزایش $1/25$ ولت از 0 تا $8/75$ ولت متغیر است.

ولتاژ خروجی توسط مجموعه‌ای از سوئیچ‌های MOSFET مود تقویتی^{۲۵} تعیین می‌شود که توسط یک رمزگشای باينری استاندارد کنترل می‌شود. با 3 بیت، هشت خروجی رمزگشای وجود دارد که هر کدام یک سوئیچ ماسفت را هدایت می‌کند. اگر کد ورودی 000 باشد، سوئیچ S_0 روشن می‌شود و خروجی زمین یا 0 ولت است. همه ماسفت‌های دیگر در این زمان خاموش هستند. اگر کد ورودی 111 باشد، S_7 روشن می‌شود و ولتاژ خروجی $8/75$ ولت است. خروجی یک ولتاژ بوده و ممکن است در صورت نیاز کاربرد توسط یک آپمپ با بهره و امپدانس خروجی کمتر شرطی شود.

منبع جریان توزینی DAC : یک پیکربندی محبوب برای DAC‌های بسیار سریع، منبع



شکل ۱۷.۷: منبع جریان توزینی DAC

جریان وزن دار DAC است که در شکل (۱۷.۷) نشان داده شده است. منابع جریان، جریان ثابتی را تامین می‌کنند که توسط ولتاژ مرجع خارجی تعیین می‌شود. هر منبع جریان مقدار وزنی دودویی

^{۲۵}Enhancement Mode

(باینری) $I/8, I/4, I/2, I$ و غیره را تامین می‌کند. منابع جریان از مقاومت‌ها، ماسفت‌ها یا در برخی موارد ترانزیستورهای دوقطبی تشکیل شده‌اند. سوئیچ‌ها معمولاً ماسفت‌های مود تقویتی سریع هستند، اما در برخی مدل‌ها از ترانزیستورهای دوقطبی استفاده می‌شود. ورودی باینری موازی معمولاً در یک رجیستر ورودی ذخیره می‌شود و خروجی‌های رجیستر، سوئیچ‌ها را همانطور که توسط مقدار باینری دیگته می‌شود، خاموش و روشن می‌کنند. خروجی‌های منبع جریان در محل اتصال جمع کننده یک آپمپ اضافه می‌شوند. ولتاژ خروجی V_O مجموع جریانهای I_t ضرب در مقاومت فیدبک R_f است.

$$V_O = I_t R_f$$

در شکل (۱۷.۷)، با قابلیت تفکیک ۴ بیت، $16 = 2^4 = 2^N$ افزایش جریان وجود دارد. $I = 100\mu A$ را فرض کنید. اگر عدد باینری ورودی 101_0 باشد، سوئیچ‌های S_2 و S_4 بسته می‌شوند و جریان $62/5\mu A = 12/5 + 50$ است. با یک مقاومت فیدبک 10 کیلو اهم، ولتاژ خروجی $\times 10^{-6} \times 10^3 = 0,625$ ولت خواهد بود.

منبع جریان DAC‌های برای تبدیل‌های بسیار سریع استفاده می‌شوند و در قابلیت‌های تفکیک ۸، ۱۰، ۱۲ و ۱۴ بیت موجود هستند.

مشخصات مبدل D/A : چهار ویژگی مهم به مبدل‌های D/A مرتبط است: سرعت، قابلیت تفکیک، خطأ و زمان استقرار.^{۲۶} سرعت سریعترین نرخی است که مبدل D/A می‌تواند مراحل خروجی تولید کند. DAC‌های مدرن می‌توانند با نرخ 10 گیگا نمونه در ثانیه (10 GSPS) دست یابند.

قابلیت تفکیک کوچکترین افزایش ولتاژی است که مبدل D/A در محدوده ولتاژ خروجی خود ایجاد می‌کند. قابلیت تفکیک به طور مستقیم با تعداد بیت‌های ورودی مرتبط است. با تقسیم ولتاژ مرجع V_R بر تعداد مراحل خروجی $1 - 2^N$ محاسبه می‌شود. یک تکه کمتر از تعداد حالت‌های باینری وجود دارد.

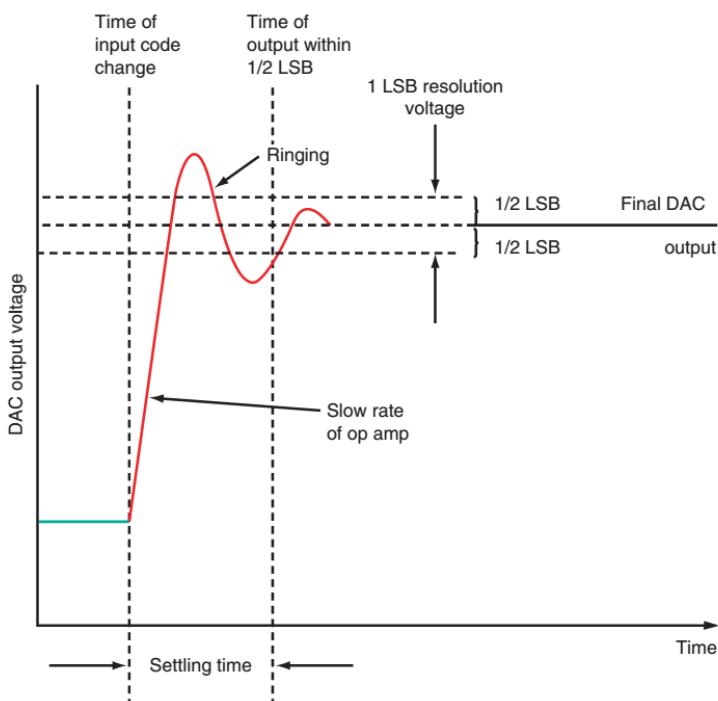
برای یک مرجع 10 ولتی و یک مبدل D/A ۸ بیتی، قابلیت تفکیک برابر $= (1 - 10)/(2^8 - 1) = 0,039V = 39mV$ است.

برای کاربردهای با دقت بالا، باید از مبدل‌های D/A با کلمات ورودی بزرگتر استفاده شود. مبدل‌های D/A با ۸ و ۱۲ بیت رایج‌ترین هستند، اما مبدل‌های D/A با $10, 14, 16, 20$ و 24 بیت در دسترس هستند.

خطا به صورت درصدی از حداقل یا در مقیاس کامل ولتاژ خروجی بیان می‌شود که مقدار ولتاژ مرجع است. خطای معمولی کمتر از $1/60$ درصد است. این خطا باید کمتر از نصف حداقل افزایش باشد. کوچکترین افزایش مبدل D/A ۸ بیتی با مرجع 10 ولت $0,039$ ولت یا 39 میلی ولت است. به صورت درصد بیان می‌شود، این $0,039 \times 100 = 0,039\%$ درصد است. نیمی از این $0,039\%$ درصد است. با یک مرجع 10 ولت، این نشان دهنده ولتاژ $0,0195V = 0,0195 \times 10 = 0,195$ میلی ولت است. خطای اعلام شده $1/10$ درصد از مقیاس کامل $1V = 0,01 \times 10 = 0,01\%$ یا $0,01mV$ است.

زمان استقرار مقدار زمانی است که طول می‌کشد تا ولتاژ خروجی مبدل D/A در محدوده ولتاژ خاصی پس از تغییر در ورودی باینری ثبت شود. به شکل (۱۸.۷) مراجعاً کنید. هنگامی که یک تغییر ورودی باینری رخ می‌دهد، مقدار کمی زمان برای روشن و خاموش شدن سوئیچ‌های الکترونیکی

^{۲۶} Settling Time



شکل ۱۸.۷: زمان استقرار

و برای شارژ یا تخلیه هر ظرفیت مدار لازم است. در طول تغییر، خروجی به بالا و پائین تاب می‌خورد و صعود بیش از می‌کند و شامل گذرا از عمل سوئیچینگ است. بنابراین خروجی نمایش دقیقی از ورودی باینری نیست. تا زمانی که استقرار نیابد قابل استفاده نیست.

زمان استقرار زمانی است که طول می‌کشد تا خروجی مبدل D/A در تغییر $\frac{1}{\tau}$ LSB $\pm\frac{1}{2}$ ثابت شود. در مورد مبدل ۸ بیتی D/A که قبلاً توضیح داده شد، زمانی که ولتاژ خروجی به کمتر از نصف حداقل تغییر ولتاژ ۳۹ میلی ولت یا $19/5$ میلی ولت می‌رسد، خروجی را می‌توان پایدار در نظر گرفت. زمان‌های استقرار معمولی در محدوده 10^0 میلی ثانیه است. این خصوصیت مهم است زیرا حداکثر سرعت عملکرد مدار را که زمان تبدیل نامیده می‌شود را تعیین می‌کند. زمان استقرار 10^0 نانو ثانیه به فرکانس $10^{−9} \text{ MHz} = (10^0 \times 10^0)/10^0$ مگاهرتز ترجمه می‌شود. عملیات سریعتر از این منجر به خطاهای خروجی می‌شود.

یکنواختی یکی دیگر از گونه‌های DAC است. یک DAC یکنواخت است اگر خروجی با یک افزایش ولتاژ تفکیک به ازای هر تکه ورودی عدد باینری افزایش یابد. در DAC‌های باقابلیت تفکیک بسیار بالا با تکه‌های بسیار کوچک، ممکن است که عدم دقت مدار به معنای واقعی کلمه منجر به کاهش ولتاژ خروجی برای افزایش باینری شود. این اغلب توسط مقاومت‌ها یا منابع جریانی که در DAC برش خورده و منطبق نیستند، ایجاد می‌شود.

مشخصات دیگر ولتاژ و جریان dc کاری است. DAC‌های قدیمی از ولتاژ ۱۵ ولت کار می‌کردند، اما بیشتر آنها بیایی که جدیدتر از ولتاژ $2/5$ یا $3/2$ ولت کار می‌کنند. معمولاً عدد مصرف جریان نیز از این می‌شود.

نکته دیگر این است که چه تعداد DAC در هر تراشه وجود دارد. آی‌سی‌هایی با دو، چهار و هشت DAC در هر تراشه در دسترس هستند. در تراشه‌های چند DAC، ورودی باینری سریالی است. ورودی سریالی امروزه در اکثر DAC‌ها گزینه‌ای است زیرا ورودی سریالی تعداد پین‌های اختصاص داده شده به سیگنال‌های ورودی را تا حد زیادی کاهش می‌دهد. یک DAC موازی ۱۶ بیتی، البته، ۱۶ پین ورودی دارد. همان DAC با ورودی سری فقط یک پایه ورودی دارد. فرمتهای ورودی سری معمولی، رابط محیطی سری^{۲۷} (SPI) یا رابط I^2C ^{۲۸} (I²C) رایج در اکثر کنترل‌کننده‌ها و ریزپردازنده‌های تعبیه شده هستند.

ولتاژ ورودی باینری نیز یک مشخصه است. DAC‌های قدیمی از ورودی ۱۵ ولت سازگار با TTL یا CMOS استفاده می‌کردند در حالی که تراشه‌های جدیدتر از ولتاژ سیگنال ورودی کمتر $1/8$ ، $1/4$ یا $1/3$ ولت استفاده می‌کنند. DAC‌های پرسرعت اغلب از ورودی‌های مبنی بر مود جریان (CML)^{۲۹} یا سیگنالینگ دیفرانسیل ولتاژ پایین^{۳۰} (LVDS) سطوح با نوسان سیگنال دیفرانسیلی تنها چند صد میلی ولت استفاده می‌کنند.

ولتاژ مرجع معمولاً از ۱ تا ۵ ولت از یک دیود زنر جبران دما است که معمولاً روی تراشه DAC قرار دارد.

خوب است بدانید که:

زمان استقرار معمولاً برابر با زمانی است که طول می‌کشد تا خروجی مبدل D/A به $\frac{1}{2} \pm$ حداقل تغییر بیت قابل توجه (LSB) مستقر شود.

A/D مبدل‌های

تبديل A/D با فرآیند نمونه‌برداری آغاز می‌شود که معمولاً توسط مدار نمونه‌برداری و نگه‌داری (S/H) انجام می‌شود. مدار S/H اندازه‌گیری دقیق ولتاژ آنالوگ را در فواصل زمانی مشخص انجام می‌دهد. سپس مبدل A/D (ADC) این مقدار لحظه‌ای ولتاژ را تبدیل کرده و آن را به یک عدد باینری تبدیل می‌کند.

مدار H/S: مدار نمونه‌برداری و نگه‌داری^{۳۰} (H/S) که مدار ردیابی/ذخیره^{۳۱} نیز نامیده می‌شود، سیگنال ورودی آنالوگ را می‌پذیرد و آن را بدون تغییر در طول حالت نمونه برداری از آن عبور می‌دهد. در حالت نگه داشتن، تقویت کننده یک سطح ولتاژ خاص را در لحظه نمونه برداری به خاطر می‌آورد یا در حافظه نگه می‌دارد. خروجی تقویت کننده H/S یک سطح dc ثابت است که دامنه آن مقدار در زمان نمونه‌برداری است.

شکل (۱۹.۷) یک طراحی ساده از تقویت کننده H/S است. عنصر اصلی یک تقویت کننده عملیات دیفرانسیل dc با بهره بالا است. تقویت کننده به صورت فالوور با بازخورد 100 درصدی متصل می‌شود. هر سیگنالی که به ورودی غیر معکوس (۱) اعمال می‌شود، بدون تأثیر از آن عبور می‌کند. تقویت کننده‌ها بهره واحد داشته و وارونگی ندارند.

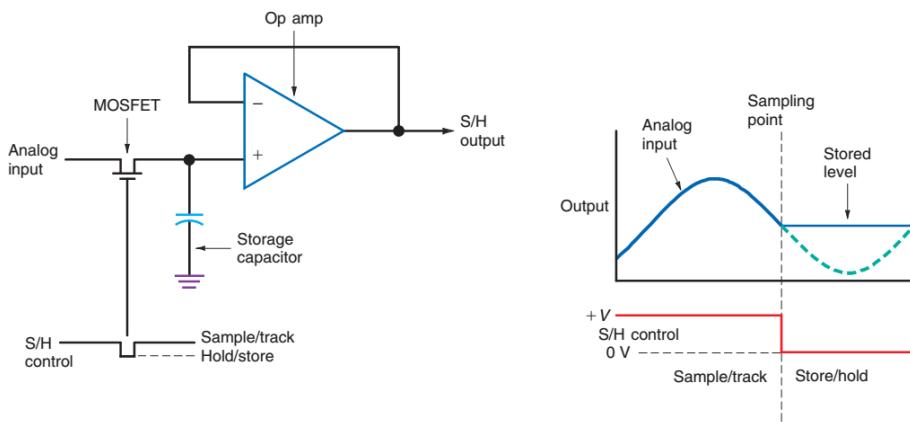
^{۲۷}Serial Peripheral Interface (SPI)

^{۲۸}Current Mode Logic (CML)

^{۲۹}Low Voltage Differential Signaling (LVDS)

^{۳۰}Sample And Hold (S/H)

^{۳۱}Track/Store Circuit,



شکل ۱۹.۷: تقویت کننده H/S

یک خازن ذخیره ساز در دوسر امپدانس ورودی بسیار بالای تقویت کننده متصل است. سیگنال ورودی به خازن ذخیره ساز و ورودی تقویت کننده از طریق یک گیت ماسفت اعمال می‌شود. به طور معمول از یک ماسفت حالت افزونگی که به عنوان کلید روشن/خاموش عمل می‌کند استفاده می‌شود. تا زمانی که سیگنال کنترل به گیت ماسفت بالا نگه داشته شود، سیگنال ورودی به ورودی آپ امپ و خازن متصل می‌شود. هنگامی که گیت بالا است، ترانزیستور روشن و به عنوان یک مقاومت بسیار کم ارزش عمل و سیگنال ورودی را به تقویت کننده متصل می‌کند. شارژ خازن از سیگنال ورودی دنبال می‌کند. این حالت نمونه برداری یا ردیابی برای تقویت کننده است. خروجی آپ امپ برابر با ورودی است.

هنگامی که سیگنال کنترل H/S کم می‌شود، ترانزیستور قطع می‌شود، اما شارژ خازن باقی می‌ماند. امپدانس ورودی بسیار بالای تقویت کننده به خازن اجازه می‌دهد تا شارژ را برای مدت نسبتاً طولانی حفظ کند. بنابراین، خروجی تقویت کننده H/S، مقدار ولتاژ سیگنال ورودی در لحظه نمونه برداری است، یعنی نقطه‌ای که در آن پالس کنترل H/S از زیاد (نمونه) به پایین (نگهداری) تغییر می‌کند. ولتاژ خروجی آپ امپ به مبدل A/D برای تبدیل به یک عدد باینری متناسب اعمال می‌شود.

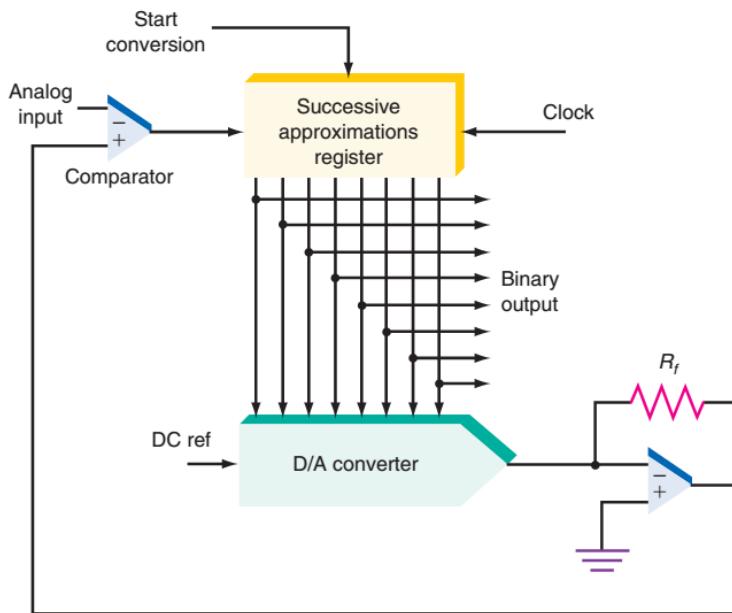
مزیت اصلی تقویت کننده H/S این است که ولتاژ آنالوگ را در طول بازه نمونه برداری ذخیره می‌کند. در برخی از سیگنال‌های فرکانس بالا، ولتاژ آنالوگ ممکن است در طول بازه نمونه برداری افزایش یا کاهش یابد. این نامطلوب است زیرا مبدل A/D را گیج می‌کند و چیزی که به عنوان خطای روزنه^{۳۲} نامیده می‌شود را معروفی می‌کند. با این حال، تقویت کننده H/S ولتاژ را روی خازن ذخیره می‌کند. با ثابت ولتاژ در طول بازه نمونه برداری، کوانتیزاسیون دقیق است.

راههای زیادی برای تبدیل ولتاژ آنالوگ به عدد باینری وجود دارد. بخش‌های بعدی رایج‌ترین آنها را شرح می‌دهیم.

مبدل‌های تقریب‌های متوالی^{۳۳}

^{۳۲} Aperture Error

^{۳۳} Successive Approximations Register (SAR)



شکل ۲۰.۷: مبدل‌های تقریب‌های متواالی A/D

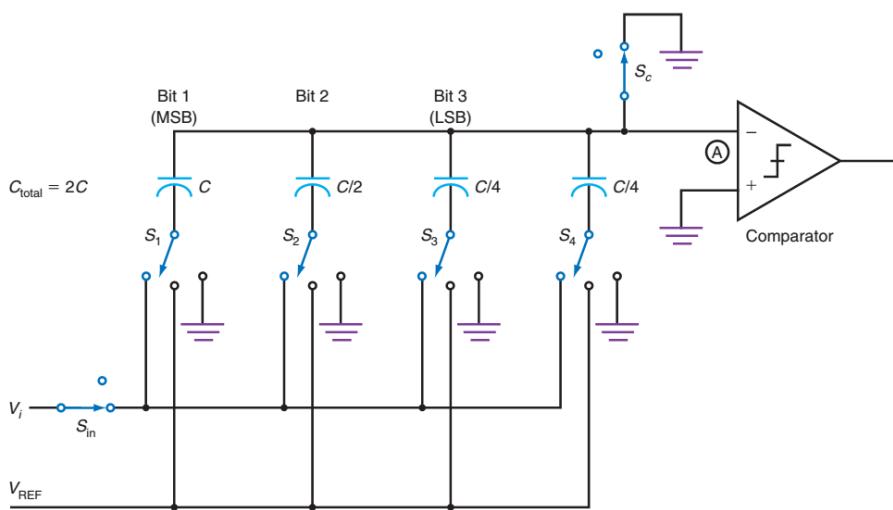
(SAR) ۸ بیتی، [شکل (۲۰.۷)] است. مدار منطقی خاص در رجیستر باعث می‌شود که هر بیت یک به یک از MSB به LSB روشن شود تا زمانی که نزدیکترین مقدار باینری در رجیستر ذخیره شود. سیگنال ورودی ساعت میزان خاموش و روشن شدن بیت‌ها را تنظیم می‌کند.

فرض کنید SAR در ابتدا به صفر بازنشانی^{۲۴} شده است. هنگامی که تبدیل شروع می‌شود، MSB روشن و 1000000 در خروجی تولید و باعث می‌شود خروجی مبدل D/A بدنیم مقیاس برسد. خروجی مبدل D/A به آپ امپ اعمال می‌شود که آن را به همراه ورودی آنالوگ به مقایسه کننده اعمال می‌کند. اگر خروجی مبدل D/A بزرگتر از ورودی باشد، مقایسه کننده به SAR سیگنال می‌دهد تا MSB را خاموش کند. بعدی روشن است. خروجی مبدل D/A به مقدار آنالوگ مناسب می‌رود که دوباره با ورودی مقایسه شود. اگر خروجی مبدل D/A همچنان بیشتر از ورودی باشد، بیت خاموش خواهد شد. اگر خروجی مبدل D/A کمتر از ورودی باشد، بیت در باینری ۱ باقی می‌ماند.

سپس MSB بعدی روشن می‌شود و مقایسه دیگری انجام می‌شود. این روند تا زمانی ادامه می‌یابد که همه ۸ بیت روشن یا خاموش شوند و هشت مقایسه انجام شود. خروجی یک عدد باینری ۸ بیتی مناسب است. با فرکانس ساعت 200 کیلوهرتز، تنابع ساعت $5 = \frac{1}{200} \times 10^3$ میکرو ثانیه است. تصمیم گیری هر بیت در طول تنابع ساعت گرفته می‌شود. برای هشت مقایسه در 5 میکرو ثانیه، کل زمان تبدیل $40 = 8 \times 5$ میکرو ثانیه است.

مبدل‌های تقریب‌های متواالی سریع و سازگار هستند. آنها با زمان تبدیل از حدود $0/25$ تا 200 میکرو ثانیه در دسترس هستند و انواع 8 ، 10 ، 12 و 16 بیتی در دسترس هستند. زمان تبدیل نیز به صورت

^{۲۴}Reset



شکل ۲۱.۷: مبدل A/D با خازن سوئیچ که در مبدل‌های A/D با تقریب‌های متواالی جدیدتر استفاده می‌شود.

مگا نمونه در ثانیه (MSPS) بیان می‌شود. مبدل‌های تقریب متواالی با سرعت تا ۵ MSPS در دسترس هستند.

به جای استفاده از مبدل D/A با شبکه $2R - R$, بسیاری از مبدل‌های تقریب متواالی جدیدتر از خازن‌ها به جای مقاومت در شبکه توزین استفاده می‌شود. سخت‌ترین قسمت ساخت یک مبدل مدار مجتمع (IC) A/D یا D/A شبکه مقاومتی است. می‌توان آن را با مقاومت‌های لایه نازک با برش لیزری ساخت، اما این موارد نیازمند مراحل پردازش بسیار گران قیمت در ساخت آی سی هستند. همچنین مقاومت‌ها فضای بیشتری را در یک آی سی نسبت به قطعه دیگری اشغال می‌کنند. در مبدل‌های A/D، شبکه $2R - R$ احتمالاً ۱۰ برابر یا بیشتر از بقیه مدارها فضا را اشغال می‌کند. برای رفع این مسائل می‌توان از یک شبکه خازن برای جایگزینی شبکه مقاومتی استفاده کرد. خازن‌ها به راحتی ساخته می‌شوند و فضای کمی را اشغال می‌کنند.

مفهوم اصلی یک شبکه خازنی در شکل (۲۱.۷) نشان داده شده است. این یک مبدل ۳ D/A ساده است. توجه داشته باشید که خازن‌ها دارای وزن‌های باینری $C, C/2, C/4$ هستند. ظرفیت کل همه خازن‌ها به صورت موازی $2C$ است. مقادیر واقعی خازن مهم نیستند زیرا نسبت‌های خازن نتیجه تبدیل را تعیین می‌کنند. این واقعیت همچنین ساخت IC را آسان می‌کند، زیرا مقادیر دقیق خازن مورد نیاز نیست. فقط نسبت باید به دقت کنترل شود، و این کار هنگام ساخت IC آسان‌تر از مقاومت‌های لیزری است. سوئیچ‌های این نمودار نشان دهنده سوئیچ‌های ماسفت در مدار واقعی هستند. یک رجیستر تقریب متواالی ۳ بیتی سوئیچ‌های دارای برچسب S_1 تا S_4 را اجرا می‌کند.

خوب است بدانید که:

مقاومت‌ها در مدارهای مجتمع فضای بیشتری را نسبت به سایر قطعات اشغال می‌کنند. برای صرفه جویی در فضای طراحی تراشه آی سی، شبکه‌های مقاومتی را می‌توان به صورت شبکه‌های خازنی دوباره طراحی کرد.

برای شروع تبدیل، سوئیچ‌های S_C و S_{in} بسته می‌شوند و سوئیچ‌های S_1 تا S_4 ، V_i را به خازن‌هایی که در این زمان موازی هستند وصل می‌کنند. مقایسه کننده به طور موقع اتصال و باعث می‌شود که هر یک تا مقدار سیگنال فعلی شارژ شود. سپس کلیدهای S_C و S_{in} باز می‌شوند و مقدار فعلی سیگنال را روی خازن‌ها ذخیره می‌کنند. از آنجایی که خازن‌ها مقدار ورودی را در زمان نمونه برداری ذخیره می‌کنند، به مدار S/H جداگانه‌ای نیاز نیست. ثبت تقریب‌های متواالی و مدار مربوطه، ولتاژ مرجع V_{REF} را به خازن‌های مختلف در یک توالی خاص سوئیچ می‌کند، و مقایسه کننده به ولتاژ حاصل در هر مرحله نگاه می‌کند و تصمیم می‌گیرد که آیا \circ یا $\circ 1$ از مقایسه در هر مرحله به عنوان مثال، در مرحله اول S_1 را به خازن C متصل می‌کند و تمام خازن‌های دیگر از طریق S_2 به S_4 به زمین سوئیچ می‌شوند. خازن C با همه خازن‌های دیگر به صورت موازی یک تقسیم کننده ولتاژ تشکیل می‌دهد. مقایسه کننده به محل اتصال خازن‌ها (گره A) نگاه می‌کند و سپس بسته به ولتاژ \circ یا $\circ 1$ خروجی می‌دهد. اگر ولتاژ در محل اتصال بزرگتر از آستانه مقایسه کننده (معمولًاً یک دوم ولتاژ تغذیه) باشد، یک بیت \circ در خروجی مقایسه کننده ظاهر می‌شود و همچنین در یک رجیستر(ثبات) خروجی ذخیره می‌شود. اگر ولتاژ در محل اتصال کمتر از آستانه باشد، یک بیت $\circ 1$ در خروجی مقایسه کننده ظاهر می‌شود و در ثبات خروجی ذخیره می‌شود. اگر یک بیت $\circ 1$ رخ دهد، خازن C در طول باقیمانده تبدیل به V_{REF} متصل باقی می‌ماند.

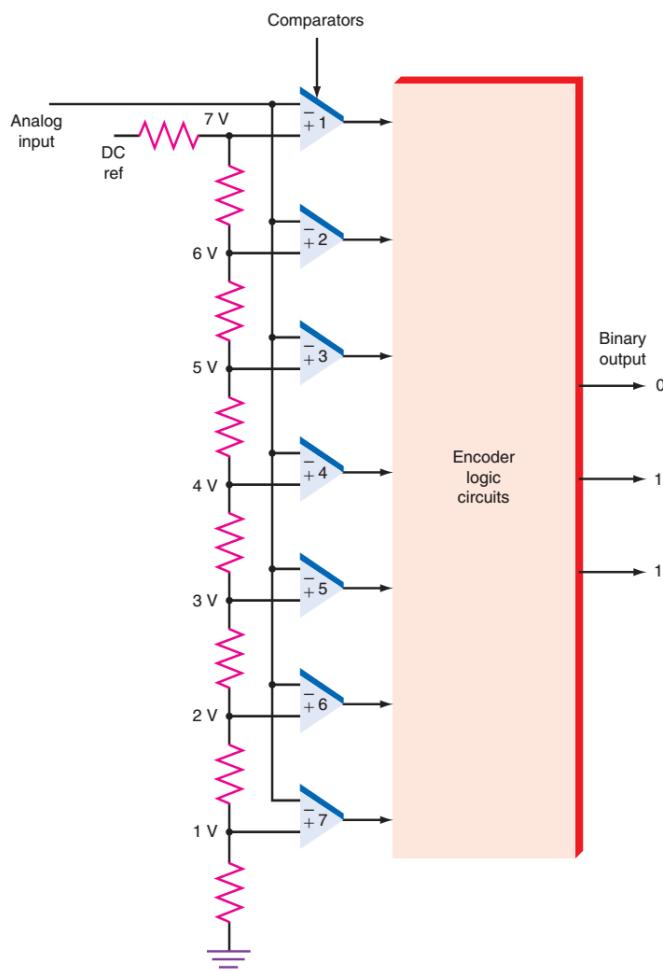
این فرآیند با اتصال خازن $C/2$ از زمین به V_{REF} ادامه می‌یابد و دوباره مقایسه انجام می‌شود و یک بیت خروجی دیگر تولید می‌شود. این روند تا زمانی ادامه می‌یابد که تمام ولتاژهای خازن با هم مقایسه شوند. در طی این فرآیند، بارهای اولیه روی خازن‌ها با توجه به مقدار ولتاژ ورودی مجددًا توزیع می‌شود. خروجی باینری در رجیستر تقریب‌های متواالی ظاهر می‌شود.

مدار به راحتی با خازن‌های بیشتر گسترش می‌یابد تا تعداد بیت‌های خروجی بیشتری تولید شود. هر دو ولتاژ مرجع مثبت و منفی می‌توانند برای تطبیق سیگنال ورودی دوقطبی استفاده شوند. یک شبکه با خازن سوئیچ، مبدل D/A را بسیار کوچک می‌کند. در این صورت می‌توان آن را به راحتی در مدارهای دیگر ادغام کرد. یک مورد معمولی یک مبدل D/A است که در یک تراشه میکروکنترلر با حافظه یکپارچه شده است.

مبدل‌های فلاش : مبدل فلاش رویکردنی کاملاً متفاوت برای فرآیند تبدیل A/D دارد. از یک تقسیم کننده ولتاژ مقاومتی بزرگ و مقایسه کننده‌های آنالوگ متعدد استفاده می‌کند. تعداد مقایسه‌کننده‌های مورد نیاز برابر با $1 - 2^N$ است که در آن تعداد بیت‌های خروجی مورد نظر N است. یک مبدل $3 A/D$ بیتی به $1 = 8 - 1 = 7 = 1 - 2^3$ مقایسه کننده نیاز دارد (شکل ۲۲.۷).

تقسیم کننده ولتاژ مقاومتی محدوده ولتاژ مرجع dc را به تعدادی تکه‌های مساوی تقسیم می‌کند. هر قطعه بر روی تقسیم کننده ولتاژ به یک مقایسه کننده آنالوگ جداگانه متصل می‌شود. تمام ورودی‌های مقایسه کننده دیگر بهم متصل شده و توسط ولتاژ ورودی آنالوگ هدایت می‌شوند. بسته به مقدار واقعی ولتاژ ورودی، برخی مقایسه کننده‌ها روشن و برخی دیگر خاموش خواهند بود. مقایسه کننده‌ها به گونه‌ای عمل می‌کنند که اگر ورودی آنالوگ بیشتر از ولتاژ مرجع در سر راه انداز تقسیم کننده باشد، خروجی مقایسه کننده باینری 1 خواهد بود. برای مثال، اگر ولتاژ ورودی آنالوگ در شکل (۲۲.۷) $4/5$ ولت باشد، خروجی مقایسه کننده‌های 4 ، 5 ، 6 و 7 باینری 1 خواهد بود. سایر خروجی‌های مقایسه کننده باینری 0 خواهند بود. منطق رمزگذار که یک مدار منطقی ترکیبی خاص است، ورودی 7 بیتی را از مقایسه کننده‌ها به 3 بیت خروجی باینری تبدیل می‌کند.

مبدل‌های تقریب متواالی پس از اینکه مدارها فرآیند تصمیم‌گیری خود را طی کردند، ولتاژ خروجی



شکل ۲۲.۷: مبدل فلش

خود را تولید می‌کنند. از طرف دیگر، مبدل فلش، خروجی باینری را تقریباً آنی تولید می‌کند. شمارنده‌ها نیازی به تکه شدن ندارند و دنباله‌ای از بیت‌ها در یک رجیستر لازم نیست روشن و خاموش شوند. در عوض، مبدل فلش خروجی را با همان سرعتی که مقایسه‌کننده‌ها می‌توانند سوئیچ کنند تولید می‌کند و سیگنال‌ها را می‌توان توسط مدارهای منطقی به سطح باینری انتقال داد. تعویض مقایسه‌کننده و تاخیرهای انتشار منطقی بسیار کوتاه هستند. بنابراین مبدل‌های فلش سریع‌ترین نوع مبدل‌های A/D هستند. سرعت تبدیل کمتر از 100 ns معمولی است و سرعت کمتر از 0.5 ns امکان پذیر است. سرعت فلش بر حسب MSPS یا گیگا نمونه در ثانیه (GSPS) یا 10^9 نمونه در ثانیه داده می‌شود. مبدل‌های فلش A/D پیچیده و گران هستند زیرا تعداد زیادی مقایسه‌کننده آنالوگ برای اعداد باینری بزرگ مورد نیاز است. تعداد کل مقایسه‌کننده‌های مورد نیاز بر اساس توان ۲ است. یک مبدل فلش ۸ بیتی دارای $2^8 = 256$ مقایسه‌کننده است. بدیهی است که آی‌اسی‌هایی که به‌این تعداد مؤلفه نیاز دارند، بزرگ و ساختن آنها دشوار است. آنها همچنین انرژی بسیار بیشتری

نسبت به مدارهای دیجیتالی مصرف می‌کنند زیرا مقایسه کننده‌ها مدارهای خطی هستند. با این حال برای تبدیل با سرعت بالا، آنها بهترین انتخاب هستند. با سرعت بالایی که می‌توانند به آن دست یابند، سیگنال‌های فرکانس بالا مانند سیگنال‌های ویدئویی را می‌توان به راحتی دیجیتالی کرد. مبدل‌های فلش با طول کلمه خروجی ۸، ۱۰ و ۱۲ موجود هستند.

مثال ۳-۷

محدوده ولتاژ یک مبدل D/A که از اعداد ۱۴ بیتی استفاده می‌کند $-6 \text{--} +6$ ولت است. (الف): تعداد سطوح گستته (کدهای باینری) که نشان داده شده است، (ب): تعداد تکه‌های ولتاژ مورد استفاده برای تقسیم محدوده ولتاژ کل، و (ج): قابلیت تفکیک عددی که به عنوان کوچکترین تکه ولتاژ بیان می‌شود، را پیدا کنید.

(الف):

$$2^N = 2^{14} = 16,384$$

(ب):

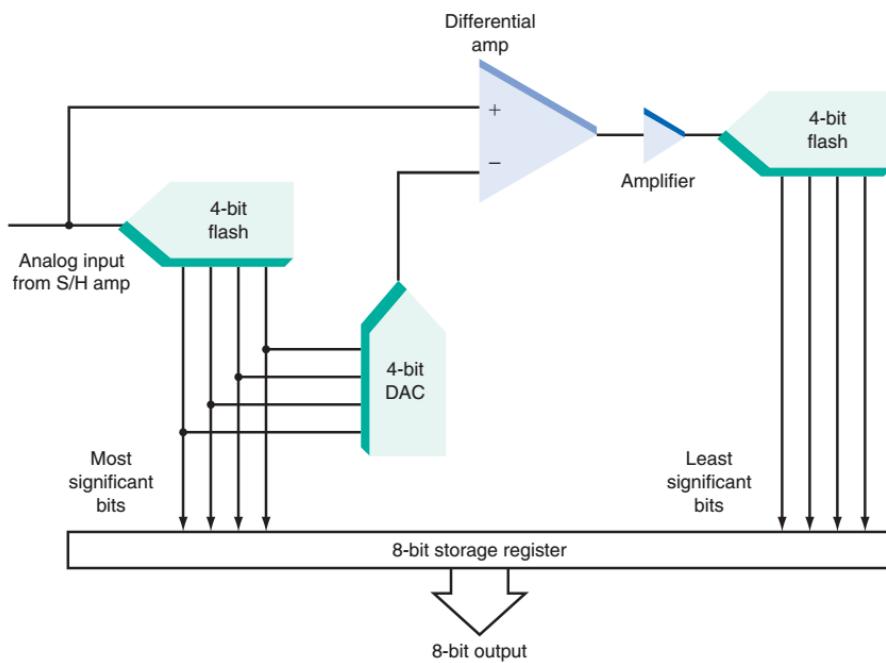
$$2^N - 1 = 16,384 - 1 = 16,383$$

(ج): بازه کل ولتاژ $-6 \text{--} +6$ ولت یا ۱۲ ولت است. بدین ترتیب،

$$\frac{12}{16,383} = 0,7325mV \text{ یا } 732,5\mu V = \text{قابلیت تفکیک}$$

مبدل‌های لوله‌ای : مبدل لوله‌ای، مبدلی است که از دو یا چند مبدل فلش با وضوح پایین برای دستیابی به سرعت بالاتر و قابلیت تفکیک بالاتر نسبت به مبدل‌های تقریب متوالی اما کمتر از مبدل فلش کامل استفاده می‌کند. مبدل‌های فلش با قابلیت تفکیک بالا با بیش از ۸ بیت اساساً غیر عملی هستند زیرا تعداد زیاد مقایسه کننده‌های مورد نیاز باعث می‌شود مصرف برق بسیار بالا باشد. با این حال، می‌توان از چندین مبدل فلش با تعداد بیت کمتر برای دستیابی به سرعت تبدیل بسیار بالا و قابلیت تفکیک بالاتر استفاده کرد. یک مثال مبدل لوله‌ای ۸ بیتی دو مرحله‌ای است که در شکل (۲۳.۷) نشان داده شده است. سیگنال ورودی آنالوگ نمونه برداری شده از یک تقویت کننده نمونه/نگهدار (S/H) به یک مبدل فلش ۴ بیتی اعمال می‌شود که ۴ بیت مهم را تولید می‌کند. این بیت‌ها به یک DAC ۴ بیتی اعمال می‌شوند و دوباره به آنالوگ تبدیل می‌شوند. سپس سیگنال خروجی DAC از سیگنال ورودی آنالوگ اصلی در تقویت کننده دیفرانسیلی کم می‌شود. سیگنال آنالوگ باقیمانده کمترین بخش سیگنال را نشان می‌دهد. تقویت شده و روی یک مبدل فلش ۴ بیتی دوم اعمال می‌شود. خروجی آن نشان دهنده ۴ بیت کم اهمیت خروجی است. تنها با دو مبدل فلش ۴ بیتی، تنها ۳۰ مقایسه کننده برای دستیابی به قابلیت تفکیک ۸ بیت مورد نیاز است. در غیر این صورت، همانطور که قبلًا اشاره شد، ۲۵۵ مقایسه کننده لازم است. تعامل در اینجا سرعت پایین تر است. بدیهی است که یک مبدل لوله‌ای کندر است زیرا باید یک تبدیل دو مرحله‌ای، یکی در هر مبدل فلش، را انجام دهد. با این حال، نتیجه کلی هنوز بسیار سریع است، بسیار سریعتر از هر مبدل با تقریب‌های متوالی است.

این اصل را می‌توان به سه، چهار یا چند مرحله لوله‌ای گسترش داد تا به قابلیت تفکیک ۱۲، ۱۴ و ۱۶ بیتی دست یافت. سرعت‌های بالای $GSPS$ به این ترتیب امکان پذیر است.



شکل ۲۳.۷: مبدل فلش

مشخصات ADC

مشخصات کلیدی ADC عبارتند از سرعت، قابلیت تفکیک، بازه دینامیکی، نسبت سیگنال به نویز، تعداد موثر بیت‌ها و بازه دینامیکی آزاد کاذب. سرعت سریعترین نرخ نمونه برداری است که ADC می‌تواند به آن دست یابد. ممکن است از نرخ‌های پایین‌تری استفاده شود. ADC‌های مدرن می‌توانند با نرخ ۲۰ GSPS نمونه برداری کنند.

قابلیت تفکیک به تعداد بیت‌ها مربوط می‌شود. قابلیت تفکیک نشان‌دهنده کوچکترین ولتاژ ورودی است که توسط مبدل تشخیص داده می‌شود و ولتاژ مرجع V_{REF} تقسیم بر 2^N است که N تعداد بیت‌های خروجی است. ADC‌ها با قابلیت تفکیک‌های ۸، ۱۰، ۱۲، ۱۴، ۱۶، ۱۸، ۲۰، ۲۲ و ۲۴ در طیف وسیعی از کاربردها استفاده می‌شوند.

بازه دینامیکی اندازه گیری محدوده ولتاژ ورودی قابل تبدیل است. به عنوان نسبت حداکثر ولتاژ ورودی به حداقل ولتاژ قابل تشخیص بیان و به دسیبل تبدیل می‌شود. در هر ADC، حداقل ولتاژ ورودی به سادگی مقدار ولتاژ LSB یا ۱ است. حداکثر ورودی صرفاً به حداکثر کد خروجی یا $1 - 2^N$ مربوط می‌شود، که در آن N تعداد بیت‌ها است. بنابراین می‌توانید بازه دینامیکی را با عبارت زیر بیان کنید:

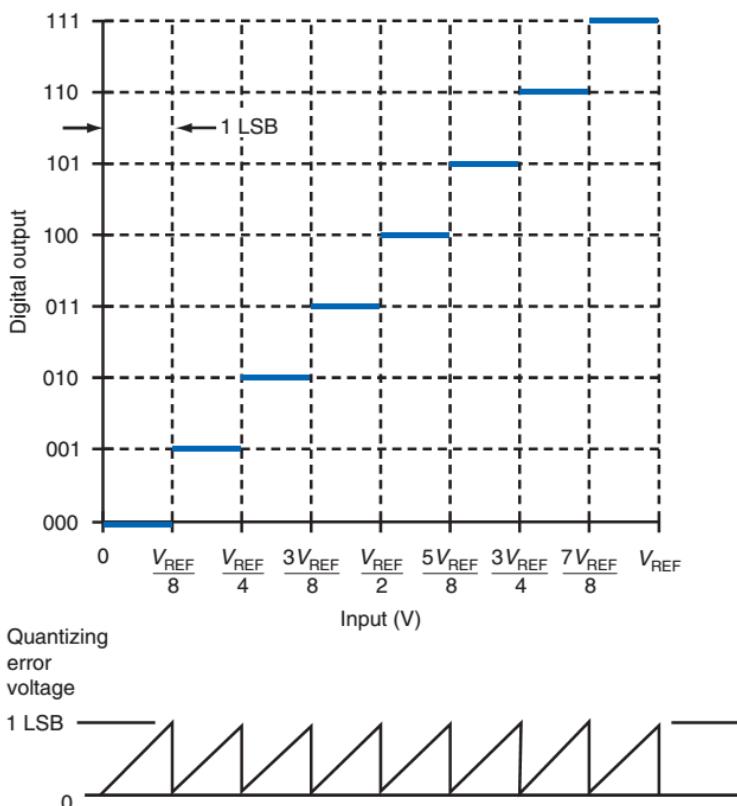
$$dB = \frac{20 \log(2^N - 1)}{1} \quad \text{یا} \quad 20 \log(2^N - 1)$$

بازه دینامیکی یک مبدل ۱۲ بیتی برابر است با:

$$dB = 20 \log(2^{12} - 1) = 20 \log(4096 - 1) = 72.24 dB$$

هر قدر مقدار دسی بل بالاتر باشد بهتر است.

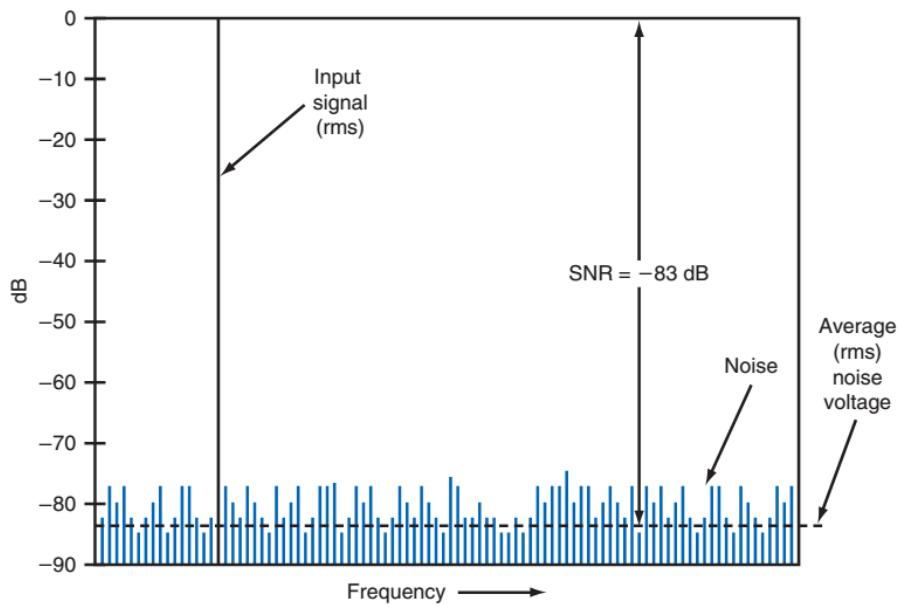
نسبت سیگنال به نویز^{۳۵} (S/N) نقش مهمی در عملکرد ADC دارد. این نسبت ولتاژ سیگنال ورودی واقعی به کل نویز در سیستم است. نویز از ترکیبی از نویز مربوط به ساعت، ریپل (موج‌دار) منبع تغذیه، کوپلینگ سیگنال خارجی و نویز کوانتیزاسیون ناشی می‌شود. نویز ساعت را می‌توان با قرار دادن سیم کشی ساعت دور از ADC و به حداقل رساندن لرزش در سیگنال ساعت به حداقل رساند. دور زدن خوب منبع تغذیه باید از اکثر نویزهای موج‌دار مراقبت کند. سپس محافظ (شیلد) مبدل باعث کاهش سیگنال‌های تزویجی توسط کوپلینگ القایی یا خازنی می‌شود. کوانتیزاسیون نویز موضوع دیگری است. این نتیجه خود فرآیند تبدیل است و نمی‌توان آن را فراتر از یک نکته کاهش داد.



شکل ۲۴.۷:

نویز کوانتیزاسیون یک ولتاژ واقعی است که خود را به صورت نویز اضافه شده به سیگنال ورودی آنالوگ در نتیجه خطای ایجاد شده در تبدیل سیگنال آنالوگ به نزدیکترین مقدار دیجیتال خود نشان می‌دهد. همانطور که در شکل (۲۴.۷) نشان داده شده است، اگر آن را در محدوده ولتاژ ورودی رسم کنید، می‌توانید این خط را ببینید. این نموداری است که ولتاژ ورودی و کد خروجی مربوطه را در یک ADC ساده ۳ بیتی نشان می‌دهد. وضوح $V_R/2^N - 1$ LSB است. زیر نمودار نویز یا ولتاژ خطأ

^{۳۵}Signal to Noise Ratio (SNR)



شکل ۲۵.۷: نمودار حوزه فرکانس ولتاژ نویز کوانتیزه و سیگنال.

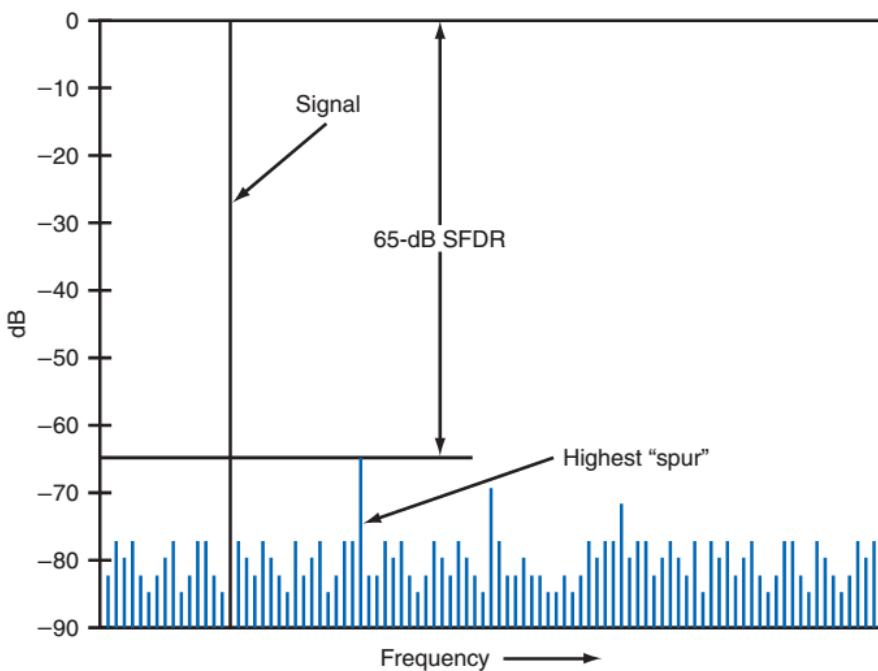
است. وقتی ولتاژ ورودی ADC دقیقاً برابر با ولتاژی است که هر کد خروجی نشان می‌دهد، خطاط فر است. اما با بزرگتر شدن اختلاف ولتاژ بین ولتاژ ورودی واقعی و ولتاژ نمایش داده شده توسط کد، ولتاژ خطاط افزایش می‌یابد. نتیجه یک ولتاژ خطاطی دندانه ارهای است که در واقع به نویز اضافه شده به سیگنال ورودی تبدیل می‌شود. خوشبختانه، حداقل پیک نویز فقط $LSB - 1$ است، اما این می‌تواند دقت تبدیل را بسته به سطح سیگنال ورودی کاهش دهد. نویز کوانتیزاسیون را می‌توان با استفاده از مبدلی با تعداد بیت‌های بیشتر کاهش داد، زیرا این کار حداقل نویز ارائه شده توسط مقدار LSB را کاهش می‌دهد.

راه دیگری برای نشان دادن نویز کوانتیزاسیون در شکل (۲۵.۷) آورده شده است. اگر می‌توانید خروجی باینری ADC را بگیرید و آن را در یک DAC به آنالوگ تبدیل کنید و سپس یک نمودار دامنه فرکانس از نتیجه را نشان دهید، این همان چیزی است که می‌بینید. نویز که عمدتاً نویز کوانتیزه کننده است، دارای مولفه‌های فرکانس متعدد در یک محدوده فرکانس وسیع است. خط عمودی بزرگ نشان دهنده ولتاژ سیگنال ورودی آنالوگ در حال تبدیل است. این نمودار همچنین نسبت سیگنال به نویز را بر حسب دسیبل نشان می‌دهد. مقدار rms ولتاژ سیگنال و مقدار متوسط نویز در محاسبه مقدار دسیبل SNR استفاده می‌شود.

یک نوع ارتباط، بازه دینامیکی آزاد کاذب (SFDR)، شکل (۲۶.۷)، است. این نسبت ولتاژ سیگنال rms به مقدار ولتاژ بالاترین "خار"^{۳۷} بیان شده بر حسب دسیبل است. خار هر سیگنال کاذب یا ناخواسته‌ای است که ممکن است از اعوجاج درون مدولاسیون ناشی شود. این شکل گیری سیگنال‌هایی است که نتیجه اختلاط یا عمل مدولاسیون ناشی از هر مشخصه غیرخطی مدار مبدل،

^{۳۶}Spurious Free Dynamic Range (SFDR)

^{۳۷}Spur



شکل ۲۶.۷: مقدار SFDR تفاوت بین ولتاژ سیگنال و بالاترین ولتاژ خار است.

تقویت‌کننده یا مدار یا جزء مرتبط است. خاررها مجموع یا تفاوت بین سیگنال‌های مختلف موجود و هارمونیک آنها هستند.

همانطور که ممکن است حدس بزنید، هر نویز، هارمونیک یا سیگنال‌های کاذب همگی با هم جمع می‌شوند و اساساً قابلیت تفکیک یک ADC را کاهش می‌دهند. اغلب سطح نویز ترکیبی بیشتر از مقدار LSB است، بنابراین فقط آن بیت‌های مهم‌تر دامنه سیگنال را تعریف می‌کنند. این اثر با معیاری به نام تعداد موثر بیت‌ها^{۳۸} (ENOB) بیان می‌شود. ENOB با عبارت زیر محاسبه می‌شود

$$ENOB = \frac{SINAD - 1/76}{6.02}$$

مقدار SINAD نسبت دامنه سیگنال به تمام نویز و اعوجاج هارمونیک در مدار است. SINAD در یک ADC کاملاً بدون نویز و اعوجاج برابر با $1/76 + 1/2N$ است که تعداد بیت‌های قابل تفکیک آن برابر است. این بهترین SINAD ممکن است، و در یک مبدل عملی کمتر خواهد بود.

مثال ۴-۷

۱. برای یک مبدل ۱۲ بیتی مقدار SINAD را محاسبه کنید.
۲. برای یک مبدل با SINAD برابر با ۷۸ dB مقدار ENOB را محاسبه کنید.

حل:

^{۳۸}Effective Number of Bits (ENOB)

۱

$$SINAD = 6.02(12) + 1/76 = 74 \text{ dB}$$

۲

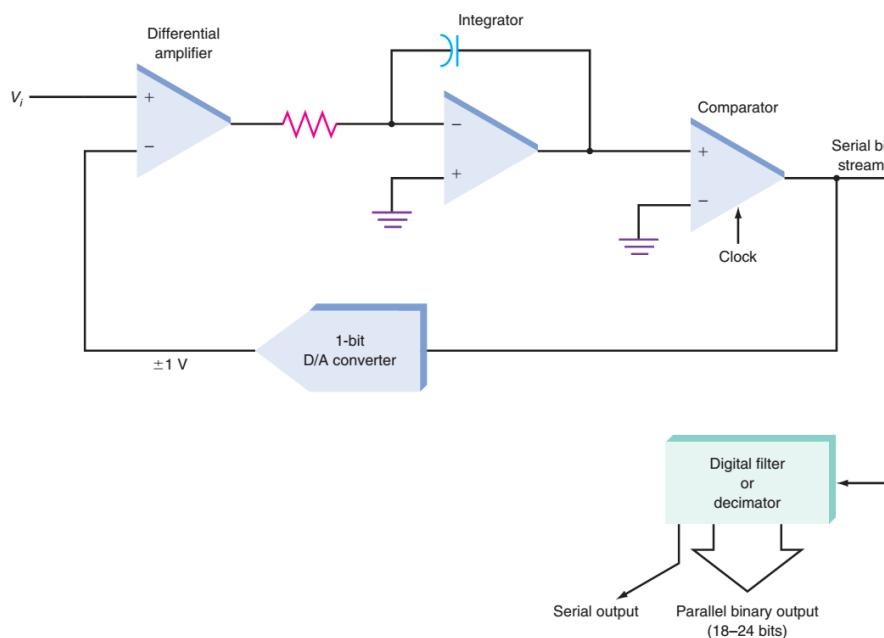
$$ENOB = (78 - 1/76)/6.02 = 12.66 \text{ bits} \quad \text{يا فقط } 12 \text{ bits}$$

مبدل سیگما دلتا : یکی دیگر از انواع محبوب ADC مبدل سیگما-دلتا ($\Sigma\Delta$) است. این مدار که به عنوان مبدل دلتا سیگما یا تعادل بار نیز شناخته می‌شود، دقت بسیار بالایی، دامنه دینامیکی گسترده و نویز کم را در مقایسه با مبدل‌های دیگر ارائه می‌دهد. این با طول کلمه خروجی ۱۸، ۲۰، ۲۲ و ۲۴ بیت در دسترس است. این مبدل‌ها به طور گسترده در کاربردهای صوت دیجیتالی، به عنوان مثال، پخش کننده‌های CD، MP3 و DVD، همچنین در کاربردهای صنعتی و زئوفیزیکی که قرار است داده‌های حسگر با سرعت پایین ضبط و دیجیتالی شوند، استفاده می‌شوند. آنها برای سرعت بالا طراحی نشده‌اند، و همچنین با برنامه‌هایی که در آن بسیاری از کانال‌های جداگانه باید در یک کانال مالتی‌پلکس شوند، سازگار نیستند.

مبدل $\Sigma\Delta$ چیزی است که به صورت مبدل نمونه‌برداری بیش از حد شناخته می‌شود. از یک ساعت یا فرکانس نمونه‌برداری استفاده می‌کند که چندین برابر حداقل نرخ نایکوئیست مورد نیاز برای انواع دیگر مبدل‌ها است. نرخ تبدیل معمولاً ۶۴ تا ۱۲۸ برابر یا بیشتر از بالاترین فرکانس در سیگنال ورودی آنالوگ است. به عنوان مثال، یک سیگنال موسیقی با هارمونیک تا ۲۴ کیلوهرتز را فرض کنید. یک مبدل تقریب متوالی باید این را با نرخ دو یا چند بار (بیش از ۴۸ کیلوهرتز) نمونه‌برداری تا از همپوشانی و از دست دادن داده‌ها جلوگیری کند. یک مبدل $\Sigma\Delta$ از یک ساعت یا نرخ نمونه‌برداری در محدوده ۱/۵ تا ۳ مگاهرتز استفاده می‌کند. نرخ نمونه‌برداری چند صد برابر بالاترین سیگنال ورودی استفاده شده است. دلیل این امر این است که نویز کوانتیزه با یک عامل برابر با جذر نسبت نمونه‌برداری بیش از حد کاهش می‌یابد. هر چه فرکانس نمونه‌برداری بیشتر باشد، نویز کمتر و در نتیجه دامنه دینامیکی بیشتر می‌شود. روش‌های نمونه‌برداری بیش از حد مورد استفاده در مبدل سیگما-دلتا اساساً نویز را به فرکانس بالاتری تبدیل می‌کند که می‌تواند به راحتی توسط یک فیلتر پایین گذر فیلتر شود. با سطح نویز کمتر، سطح ورودی کمتری را می‌توان تبدیل کرد که به مبدل بازه دینامیکی بیشتری می‌دهد. به یاد داشته باشید، بازه دینامیکی تفاوت بین کمترین و بالاترین سطح ولتاژ سیگنال است که مبدل می‌تواند آن را حل کند، که بر حسب دسیبل بیان می‌شود. البته مزیت دیگر این روش این است که همپوشانی دیگر مشکل بزرگی نیست. اغلب تنها به یک فیلتر پایین گذر RC ساده نیاز است تا محافظت کافی در برابر اثرات همپوشانی ایجاد کند.

شکل (۲۷.۷) مدار پایه $\Sigma\Delta$ را نشان می‌دهد. ورودی به تقویت کننده دیفرانسیلی اعمال می‌شود که ولتاژ خروجی مبدل D/A یک بیتی را از سیگنال ورودی کم می‌کند. این مبدل D/A توسط Xروجی مقایسه کننده هدایت می‌شود. اگر خروجی باینری یک باشد، مبدل +۱ D/A یک ولتاژ ۱- ولت خروجی می‌دهد. اگر خروجی مقایسه کننده ۰ باشد، مبدل D/A یک ولتاژ ۱- ولتی را خروجی می‌دهد. این محدوده ولتاژ ورودی را روی +۱ ولت تنظیم می‌کند.

خروجی تقویت کننده دیفرانسیلی در یک انتگرال‌گیر میانگین‌گیری می‌شود. خروجی انتگرال‌گیر با زمین (۰ ولت) در مقایسه کننده مقایسه می‌شود. مقایسه کننده توسط یک نوسانگر ساعت خارجی ساعتدار می‌شود به طوری که مقایسه کننده یک تصمیم بیت خروجی برای هر سیکل ساعت تولید می‌کند. جریان بیت حاصل از ۰ ها و ۱ های باینری نشان دهنده سیگنال ورودی آنالوگ متغیر

شکل ۲۷.۷: مبدل سیگما-دلتا ($\Sigma\Delta$)

است. این جریان بیت سریال به یک فیلتر دیجیتالی یا دسیمیتاتور^{۴۹} تغذیه می‌شود که کلمه خروجی باینری را تولید می‌کند.

همانطور که سیگنال ورودی اعمال می‌شود، مبدل $\Sigma\Delta$ یک خروجی جریان بیت سریال تولید می‌کند که نشان دهنده مقدار متوسط ورودی است. مدار حلقه بسته باعث می‌شود که سیگنال ورودی با خروجی مبدل D/A در هر سیکل ساعت مقایسه شود و در نتیجه یک تصمیم مقایسه کننده به دست می‌آید که ممکن است مقدار بیت یا خروجی مبدل A/D را تغییر دهد یا خیر. اگر سیگنال ورودی در حال افزایش باشد، مبدل D/A به طور پیوسته ۱های باینری را خروجی می‌دهد تا میانگین در ان্টگرال گیر افزایش یابد. اگر سیگنال ورودی کاهش یابد، مقایسه کننده به باینری ۰ سوئیچ می‌کند و خروجی مبدل D/A را به ۰- ولت وادر می‌کند. آنچه اتفاق می‌افتد این است که خروجی مبدل A/D، به طور میانگین در طی سیکل‌های متعدد، خروجی برابر با ولتاژ ورودی تولید می‌کند. حلقه بسته به طور مداوم سعی می‌کند خروجی تقویت کننده دیفرانسیلی را به صفر برساند. برای روشن شدن موضوع، خروجی مبدل A/D را در نظر بگیرید که بین +۱ و -۱ ولت سوئیچ می‌کند. اگر خروجی تمام پالس‌های باینری ۱ها یا +۱ ولت باشد، مقدار متوسط در خروجی مبدل D/A فقط +۱ است. اگر D/A ورودی مبدل تماماً ۰های باینری است، سپس یک سری پالس -۱ ولتی رخ می‌دهد که میانگین خروجی را در بسیاری از سیکل‌ها -۱ ولت می‌کند. حال فرض کنید ورودی مبدل A/D یک سری ۰ و ۱ باینری متناسب است. خروجی مبدل A/D برای یک سیکل +۱ ولت و برای سیکل بعدی -۱ ولت است. میانگین در طول زمان صفر است. اکنون می‌توانید ببینید که با ۱های باینری بیشتر در ورودی مبدل A/D، میانگین خروجی از صفر بالاتر می‌رود. با جریانی از

^{۴۹}Decimator

های باینری بیشتر، میانگین منفی خواهد شد. چگالی ها یا اها میانگین مقدار خروجی را در طول زمان تعیین می کند. پس خروجی مقایسه کننده یک جریان بیت است که میانگین مقدار ورودی را نشان می دهد. این یک خروجی غیر باینری پیوسته است.

این جریان بیت سریال آنطور که هست خیلی کاربردی نیست. بنابراین از فیلتر دیجیتالی به نام دسیماتور عبور داده می شود. این فیلتر از روش های پردازش سیگنال دیجیتال (DSP) استفاده می کند که خارج از محدوده این کتاب است. اما اثر کلی فیلتر میانگین دیجیتالی جریان بیت سریال و تولید کلمات خروجی متوالی چند بیتی است که در واقع میانگین چرخشی ورودی هستند. فیلتر یا دسیماتور خروجی های باینری را در کسری از نرخ ساعت تولید می کند. نتیجه کلی بهاین صورت است که گوبی سیگنال ورودی با سرعت بسیار پایین تری اما با یک مبدل با قابلیت تفکیک بسیار بالا نمونه برداری شده است. کلمات خروجی باینری واقعی ممکن است به صورت سریال یا موازی باشند.

۴.۷ مدولاسیون پالس

مدولاسیون پالس فرآیند تغییر یک سیگنال پالس باینری برای نمایش اطلاعاتی است که باید ارسال شود. مزایای اصلی انتقال اطلاعات توسط روش های باینری از تحمل نویز زیاد و توانایی بازسازی سیگنال تخریب شده ناشی می شود. هر صدایی که در طول مسیر به سیگنال باینری اضافه می شود معمولاً بریده و قطع می شود. علاوه بر این، هرگونه اعوجاج سیگنال را می توان با تغییر شکل سیگنال با یک ماشه اشمیت (اشمیت تریگر)^{۴۰}، مقایسه کننده یا مدار مشابه حذف کرد. اگر بتوان اطلاعات را روی یک حامل متشکل از پالس های دودویی (باینری) منتقل کرد، این جنبه های روش باینری را می توان برای بهبود کیفیت ارتباطات استفاده کرد. روش های مدولاسیون پالس برای استفاده از این ویژگی ها توسعه داده شد. سیگنال اطلاعات، معمولاً آنالوگ، برای اصلاح یک حامل باینری (روشن/خاموش) یا پالسی به نوعی استفاده می شود.

با مدولاسیون پالس، حامل به طور پیوسته منتقل نمی شود، بلکه در فوران های^{۴۱} (ضربهای) کوتاهی که مدت و دامنه آن با مدولاسیون مطابقت دارد، منتقل می شود. کار دوره^{۴۲} حامل معمولاً کوتاه می شود به طوری که حامل (کریر) برای مدت طولانی تری نسبت به فوران ها خاموش می شود. این چیدمان به میانگین توان حامل اجازه می دهد حتی زمانی که قدرت های پیک بالا در میان باشد، کم باقی بماند. برای یک توان متوسط معین، پالس های اوج توان می توانند مسافت بیشتری را طی کنند و به طور موثرتری بر هر نویز در سیستم غلبه کنند.

چهار شکل اصلی مدولاسیون پالس وجود دارد: مدولاسیون دامنه پالس^{۴۳} (PAM)، مدولاسیون عرض پالس^{۴۴} (PWM)، مدولاسیون موقعیت پالس^{۴۵} (PPM) و مدولاسیون کد پالس^{۴۶} (PCM).

مقایسه روش های مدولاسیون پالس

^{۴۰}Schmitt trigger

^{۴۱}Bursts

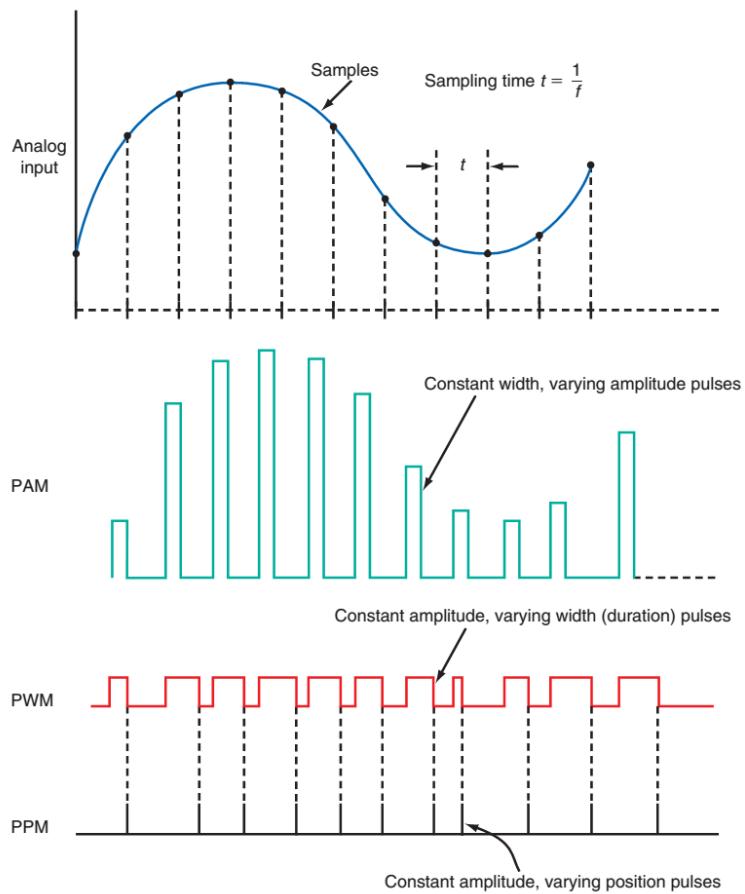
^{۴۲}Duty Cycle

^{۴۳}Pulse Amplitude Modulation (PAM)

^{۴۴}Pulse Width Modulation (PWM)

^{۴۵}Pulse Position Modulation (PPM)

^{۴۶}Pulse Code Modulation (PCM)



شکل ۲۸.۷: انواع مدولاسیون پالس

شکل (۲۸.۷) یک سیگنال مدوله کننده آنالوگ و شکل موج‌های مختلف تولید شده توسط مدولاتورهای PAM، PWM و PPM را نشان می‌دهد. در هر سه مورد، سیگنال آنالوگ، همانطور که در تبدیل A/D انجام می‌گردد، نمونه برداری می‌شود. نقاط نمونه برداری شده روی شکل موج آنالوگ نشان داده شده است. بازه زمانی نمونه برداری t ثابت است وتابع شرایط نایکوئیست است که قبلاً توضیح داده شد. نرخ نمونه برداری از سیگنال آنالوگ باید حداقل دو برابر بالاترین مولفه فرکانس موج آنالوگ باشد.

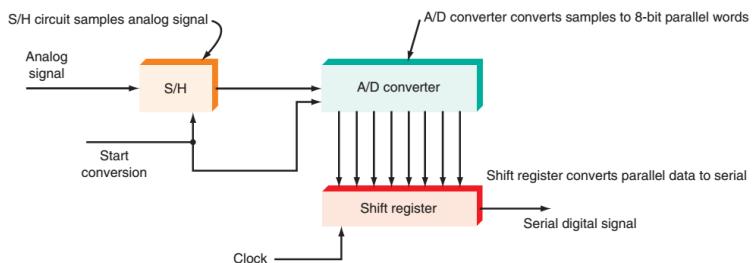
سیگنال PAM در شکل (۲۸.۷) یک سری پالس با عرض ثابت است که دامنه آنها مطابق با سیگنال آنالوگ متفاوت است. پالس‌ها معمولاً در مقایسه با دوره نمونه برداری باریک هستند. این بدان معنی است که کار دوره کم است. سیگنال PWM از نظر دامنه بازیری است (فقط دو سطح دارد). عرض یا مدت پالس‌ها با توجه به دامنه سیگنال آنالوگ متفاوت است: در ولتاژهای آنالوگ پایین، پالس‌ها باریک هستند. در دامنه‌های بالاتر، پالس‌ها گسترده‌تر می‌شوند. در PPM، پالس‌ها با توجه به دامنه سیگنال آنالوگ تغییر مکان می‌دهند. پالس‌ها بسیار باریک هستند. این سیگنال‌های پالس ممکن است به‌شکل باند پایه منتقل شوند، اما در بیشتر کاربردها یک حامل رادیویی فرکانس

بالا را مدوله می‌کند. آنها حامل را مطابق شکل خود روشن و خاموش می‌کنند. از بین چهار نوع مدولاسیون پالس، PAM ساده‌ترین و کم هزینه‌ترین اجراست. از سوی دیگر، بهدلیل اینکه پالس‌ها در دامنه متفاوت هستند، بهمراه بیشتر مستعد نویز هستند و روش‌های برش برای از بین برد نویز را نمی‌توان استفاده کرد زیرا آنها مدولاسیون را نیز حذف می‌کنند. PWM و PPM باینری هستند و بنابراین می‌توان از برش برای کاهش سطح نویز استفاده کرد.

اگرچه روش‌های مدولاسیون پالس برای چندین دهه شناخته شده است، اما دیگر به طور گسترده مورد استفاده قرار نمی‌گیرند. از بین سه نوع، PWM رایج‌ترین است. به عنوان مثال، برای اهداف کنترل از راه دور، از قبیل کنترل هوایپامهای مدل، قایق‌ها و اتومبیل‌ها است. روش‌های مدولاسیون عرض پالس (PWM) همچنین در منابع تغذیه حالت سوئیچ (مبدل‌های dc-dc، رگولاتورها و غیره)، کنترل سرعت موتور و همچنین در تقویت‌کننده‌های قدرت سوئیچینگ صوتی کلاس D استفاده می‌شود. امروزه روش‌های مدولاسیون پالس تا حد زیادی با روش‌های دیجیتالی پیشرفته‌تر مانند مدولاسیون کد پالس (PCM) جایگزین شده‌اند، که در آن اعداد باینری واقعی بصورت داده‌های دیجیتالی منتقل می‌شوند.

مدولاسیون کد پالس

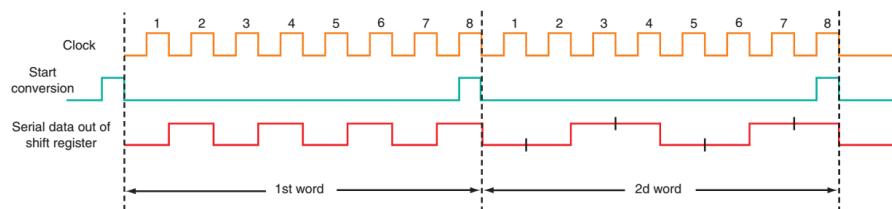
پرکاربردترین روش برای دیجیتالی کردن سیگنال‌های اطلاعاتی برای انتقال الکترونیکی داده‌ها، مدولاسیون کد پالس (PCM) است. سیگنال‌های PCM داده‌های دیجیتال سریالی هستند. دو راه برای تولید آنها وجود دارد. رایج‌تر استفاده از مدار S/H و مبدل A/D سنتی برای نمونه‌برداری و تبدیل سیگنال آنالوگ به دنبالهای از کلمات باینری، تبدیل کلمات باینری موازی به شکل سریالی، و انتقال داده‌ها به صورت سریال، یک بیت، یک بیت زمانی است. راه دوم استفاده از مدولاتور دلتا است که قبلاً توضیح داده شد.



شکل ۲۹.۷: اصول دستگاه PCM

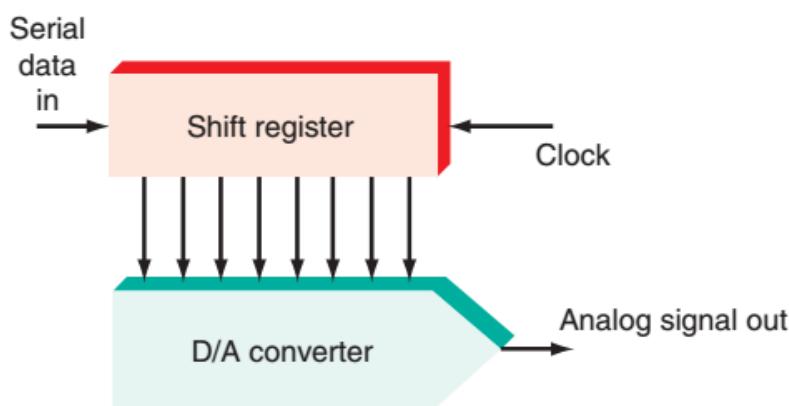
PCM سنتی: در PCM سنتی، سیگنال آنالوگ نمونه‌برداری می‌شود و توسط یک مبدل A/D به دنبالهای از کلمات باینری موازی تبدیل می‌شود. کلمه خروجی باینری موازی توسط یک شیفت رجیستر به سیگنال سریالی تبدیل می‌شود (شکل ۲۹.۷). هر بار که نمونه‌برداری می‌شود، یک کلمه ۸ بیتی توسط مبدل A/D تولید می‌شود. این کلمه باید قبیل از گرفتن نمونه دیگر و تولید کلمه باینری دیگر به صورت سریال منتقل شود. سیگنال‌های تبدیل ساعت و شروع به گونه‌ای هماهنگ می‌شوند که سیگنال خروجی حاصل، یک قطار پیوسته از کلمات باینری باشد.

شکل (۳۰.۷) سیگنال‌های زمان بندی را نشان می‌دهد. سیگنال تبدیل شروع، S/H، را فعال می‌کند تا مقدار نمونه‌برداری شده را نگه دارد و مبدل A/D را راه اندازی می‌کند. هنگامی که تبدیل



شکل ۳۰.۷: سیگنال زمان‌بندی برای PCM

کامل شد، کلمه موازی از مبدل D/A به شیفت رجیستر منتقل می‌شود. پالس‌های ساعت شروع به جابجایی داده‌ها به صورت یک بیت در یک زمان می‌کنند. هنگامی که یک کلمه ۸ بیتی ارسال شد، تبدیل دیگری آغاز و کلمه بعدی منتقل می‌شود. در شکل (۳۰.۷)، اولین کلمه ارسالی ۱۰۱۰۱۰۱ است. کلمه دوم ۱۱۰۰۱۱۰۰ است.



شکل ۳۱.۷: انتقال PCM به آنالوگ در گیرنده.

در انتهای دریافت سیستم، داده‌های سریالی به یک شیفت رجیستر منتقل می‌شود (شکل ۳۱.۷). سیگنال ساعت از داده‌ها مشتق می‌شود تا از همزمان‌سازی دقیق با داده‌های ارسالی اطمینان حاصل شود. (فرآیند بازیابی ساعت در فصل یازدهم مورد بحث قرار گرفته است). هنگامی که یک کلمه ۸ بیتی در رجیستر قرار می‌گیرد، مبدل D/A آن را به یک خروجی آنالوگ متناسب تبدیل می‌کند. بنابراین سیگنال آنالوگ یک نمونه در یک زمان بازسازی می‌شود زیرا هر کلمه باینری که یک نمونه را نشان می‌دهد به مقدار آنالوگ مربوطه تبدیل می‌شود. خروجی مبدل D/A یک تقریب پلکانی از سیگنال اصلی است. این سیگنال ممکن است از یک فیلتر پایین گذر عبور داده شود تا کنگره‌ها صاف شود.

همسان سازی: همسان سازی^{۴۷} فرآیند فشرده سازی و گسترش سیگنال است که برای غلبه بر مشکلات اعوجاج و نویز در انتقال سیگنال‌های صوتی استفاده می‌شود. محدوده سطوح دامنه صدا در سیستم تلفن تقریباً $1 : 1000$ است. به عبارت دیگر، بیشترین دامنه صدای اوج تقریباً 1000 برابر

^{۴۷}Companding

کوچکترین سیگنال صوتی یا $1 : 1000$ است که محدوده 60 دسی بل را نشان می‌دهد. اگر از کوانتایزر با 1000 افزایش استفاده شود، نمایش سیگنال آنالوگ با کیفیت بسیار بالا بدست می‌آید. به عنوان مثال، یک مبدل A/D با یک کلمه 10 بیتی می‌تواند 1024 سطح را نشان دهد. یک مبدل 10 A/D بیتی نمایش سیگنال عالی را ارائه می‌دهد. اگر حداقل ولتاژ صوتی یک ولت باشد، کوچکترین افزایش ولتاژ $1/1023$ از این 975 میلی ولت خواهد بود.

خوب است بدانید که:

همسان‌سازی رایج‌ترین وسیله برای غلبه بر مسائل کوانتیزاسیون خطأ و نویز است.

همانطور که مشخص است، استفاده از این تعداد سطوح کوانتیزاسیون برای صدا ضروری نیست، و در اکثر سیستم‌های PCM عملی، یک مبدل D/A 7 یا 8 بیتی برای کوانتیزاسیون استفاده می‌شود. یکی از فرمتهای رایج استفاده از کد 8 بیتی است که در آن 7 بیت نشان دهنده 128 سطح دامنه و بیت هشتم قطب $(-1 = 1, 1 = 0)$ است. به طور کلی، این 255 سطح را فراهم می‌کند. یک دوم مثبت و یک دوم منفی است.

اگرچه محدوده ولتاژ آنالوگ سیگنال صوتی معمولی تقریباً $1 : 1000$ است، سیگنال‌های سطح پایین غالب هستند. بیشتر مکالمات در سطح پایین انجام می‌شود و گوش انسان در محدوده دامنه کم حساس‌ترین است. بنابراین انتهای بالایی مقیاس کوانتیزه اغلب استفاده نمی‌شود. از آنجایی که بیشتر سیگنال‌ها سطح پایینی دارند، خطای کوانتیزاسیون نسبتاً بزرگ است. یعنی افزایش‌های کوچک کوانتیزاسیون به درصد زیادی از سیگنال سطح پایین تبدیل می‌شود. البته این مقدار کمی از مقدار دامنه اوج است، اما این واقعیت زمانی که سیگنال‌ها در دامنه کم هستند بی‌ربط است. افزایش خطای کوانتیزاسیون می‌تواند صدایی مخدوش یا مخدوش ایجاد کند. سیگنال‌های سطح پایین علاوه بر پتانسیل آنها برای افزایش خطای کوانتیزاسیون، مستعد نویز هستند. نویز نشان دهنده جهش‌های تصادفی یا تکانه‌های ولتاژ اضافه شده به سیگنال است. نتیجه ایستا است که با سیگنال‌های سطح پایین تداخل می‌کند و درک را دشوار می‌کند.

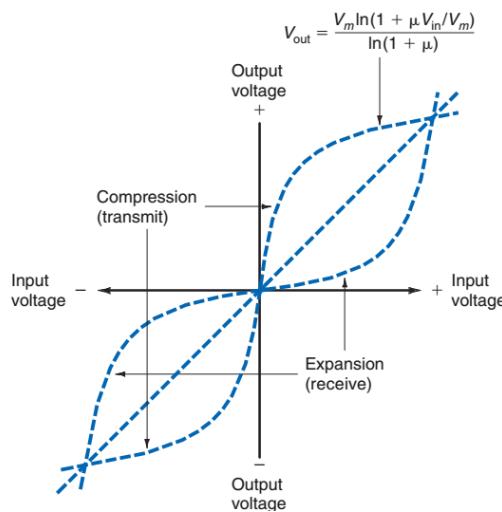
خوب است بدانید که:

پرکاربردترین روش برای دیجیتالی کردن سیگنال‌های اطلاعاتی برای انتقال الکترونیکی داده‌ها، مدولاسیون کد پالس (PCM) است.

فسرده‌سازی رایج‌ترین وسیله برای غلبه بر مسائل کوانتیزاسیون خطأ و نویز است. در انتهای فرستنده سیستم، سیگنال صوتی که باید ارسال شود فشرده می‌شود. یعنی محدوده دینامیکی آن کاهش یافته است. سیگنال‌های سطح پایین تر مورد تأکید قرار می‌گیرند و سیگنال‌های سطح بالاتر مورد تأکید قرار نمی‌گیرند.

در انتهای گیرنده، سیگنال بازیابی شده به یک مدار گسترش دهنده^{۴۸} تغذیه می‌شود که بر عکس عمل می‌کند، عدم تأکید بر سیگنال‌های سطح پایین تر و تأکید بر سیگنال‌های سطح بالاتر، در نتیجه سیگنال ارسال شده را به حالت اولیه خود باز می‌گرداند. فسرده‌سازی تا حد زیادی کیفیت سیگنال ارسالی را بهبود می‌بخشد.

^{۴۸}Expander Circuit



شکل ۳۲.۷: منحنی‌های فشرده‌سازی و گسترش

در اصل، مدارهای ترکیبی آنالوگ بودند، و این مفهوم زمانی که با اصطلاحات آنالوگ توصیف شود، به راحتی قابل درک است. یکی از انواع مدارهای فشرده‌سازی آنالوگ، تقویت کننده‌های غیرخطی است که سیگنال‌های سطح پایین را بیشتر از سیگنال‌های سطح بالای تقویت می‌کند. شکل (۳۲.۶) فرآیند ترکیب را نشان می‌دهد. منحنی رابطه بین ورودی و خروجی فشرده سازی را نشان می‌دهد. در ولتاژ‌های ورودی پایین‌تر، بهره تقویت کننده زیاد است و ولتاژ خروجی بالایی تولید می‌کند. با افزایش ولتاژ ورودی، منحنی شروع به مسطح شدن کرده و بهره متناسب کمتری تولید می‌کند. منحنی غیرخطی سیگنال‌های سطح بالای را فشرده می‌کند در حالی که سیگنال‌های سطح پایین را به دامنه بالاتر می‌رساند. چنین فشرده سازی بازه دینامیکی سیگنال صوتی را تا حد زیادی کاهش می‌دهد. فشرده سازی نسبت متدائل ۱ : ۱۰۰۰ را به تقریباً ۱ : ۶۰ کاهش می‌دهد. درجه فشرده سازی را می‌توان با طراحی دقیق ویژگی‌های بهره تقویت کننده فشرده سازی کنترل کرد، در این صورت محدوده صدای ۶۰ دسی‌بل را می‌توان بهبیش از ۳۶ دسی‌بل کاهش داد.

دو نوع اصلی از ترکیب در سیستم‌های تلفن استفاده می‌شود: کامپاندر قانون مو^{۴۹} و کامپاندر قانون ای^{۵۰}. دو ترکیب کننده در منحنی‌های فشرده‌سازی و انبساط، کمی متفاوت هستند. کامپاندر قانون مو در سیستم‌های تلفن در ایالات متحده و ژاپن و کامپاندر قانون ای در شبکه‌های تلفن اروپا استفاده می‌شود. این دو ناسازگار هستند، اما مدارهای تبدیل برای تبدیل قانون مو به قانون A و بالعکس توسعه یافته‌اند. طبق مقررات بین‌المللی مخابرات، کاربران کامپاندر قانون مو مسئول تبدیل‌ها هستند. فرمول ولتاژ هر دو به شرح زیر است:

$$\mu \text{-Law: } V_{\text{out}} = \frac{V_m \ln(1 + \mu V_{\text{in}} / V_m)}{\ln(1 + \mu)}$$

$$A \text{-Law: } V_{\text{out}} = \frac{1 + \ln(A V_{\text{in}} / V_m)}{1 + \ln A}$$

^{۴۹} μ Law^{۵۰} A-law

که در آن
 ولتاژ خروجی $= V_{out}$
 حداکثر ولتاژ ورودی ممکن $= V_m$
 مقدار ولتاژ ورودی لحظه‌ای $= V_{in}$

مثال ۵-۷

ولتاژ ورودی یک کمپاندر با محدوده ولتاژ حداکثر ۱ ولت و 255μ برابر $۰/۲۵$ ولت است. ولتاژ خروجی و بهره چقدر است؟

$$V_{out} = \frac{V_m \ln(1 + \mu V_{in}/V_m)}{\ln(1 + \mu)}$$

$$V_{out} = \frac{1 \ln(1 + 255(0/25)/1)}{\ln(1 + 255)} = \frac{\ln 64/75}{\ln 256} = 0/75$$

$$Gain = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{0/75}{0/25} = 3$$

مثال ۶-۷

ورودی کامپاندر مثال قبل $۰/۸$ ولت است. ولتاژ خروجی و بهره چقدر است؟

$$V_{out} = \frac{V_m \ln(1 + \mu V_{in}/V_m)}{\ln(1 + \mu)}$$

$$V_{out} = \frac{1 \ln(1 + 255(0/8)/1)}{\ln(1 + 255)} = \frac{\ln 20/5}{\ln 256} = 0/96$$

$$Gain = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{0/96}{0/25} = 1/2$$

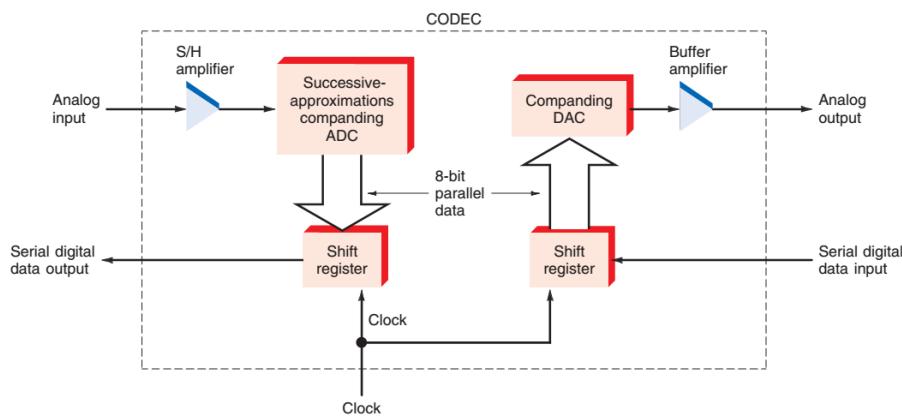
همانطور که مثال‌ها نشان می‌دهد، بهره یک کمپاندر در ولتاژهای ورودی پایین‌تر از ولتاژهای ورودی بالاتر است.

مدارهای ترکیبی قدیمی‌تر از روش‌های آنالوگ مانند تقویت‌کننده‌های غیرخطی که قبلاً توضیح داده شد، استفاده می‌کردند. امروزه بیشتر موارد همراه دیجیتال است. یک روش استفاده از مبدل غیرخطی A/D است. این مبدل‌ها تعداد بیشتری از مراحل کوانتیزاسیون را در سطوح پایین‌تر از سطوح بالاتر ارائه می‌کنند و فشرده‌سازی را فراهم می‌کنند. در انتهای گیرنده، یک مبدل A/D غیرخطی تطبیقی برای ارائه اثر انبساط جبران کننده مخالف استفاده می‌شود. فشرده‌سازی را می‌توان با دیجیتالی کردن سیگنال در یک ADC خطی و سپس استفاده از یک الگوریتم مناسب برای محاسبه خروجی دیجیتال ترکیبی در یک میکروکنترلر تعییشده انجام داد.

کودک‌ها و کودرها: هر دو سر پیوند ارتباطی در سیستم‌های تلفنی دارای قابلیت ارسال و دریافت هستند. همه تبدیل‌های A/D و D/A و عملکردهای تبدیل‌ها مانند تبدیل سری به موازی و موازی به سری و همچنین ترکیب کردن معمولاً توسط یک تراشه آی سی در مقیاس بزرگ که به عنوان گُدک یا کودر^{۵۱} معروف است، انجام می‌شود. یک گُدک در هر انتهای کانال ارتباطی استفاده

^{۵۱} Codec or Vocoder

می‌شود. گُدک‌ها معمولاً با مالتی‌پلکسرهای دیجیتالی و دی‌مالتی‌پلکسرا ترکیب می‌شوند. ساعت و مدارهای همزمان‌سازی (سینکرونایزر) ^{۵۲} سیستم را کامل می‌کنند. این عناصر در فصل دهم بحث شده است.



شکل ۳۳.۷: نمودار جعبه‌ای ساده شده آی سی گُدک

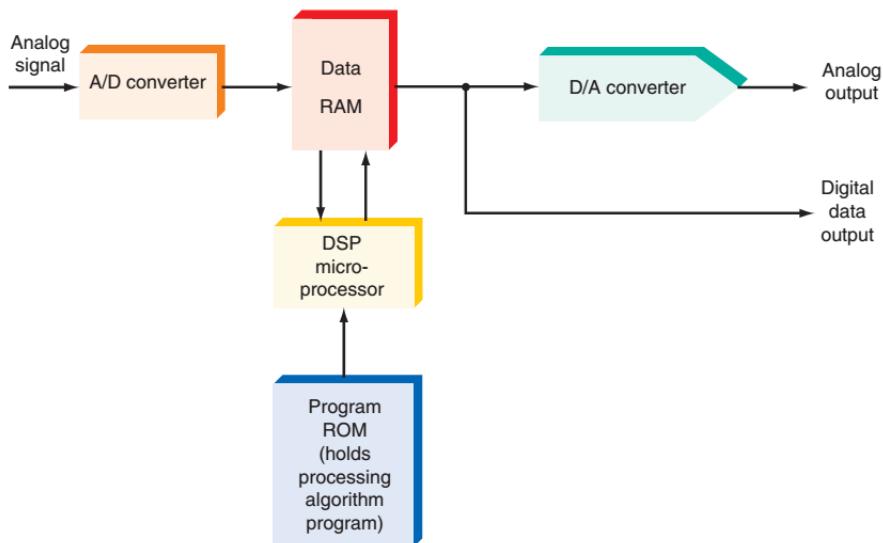
شکل ۳۳.۷ ^(۳۳.۷) یک بلوک دیاگرام ساده شده از یک گُدک است. ورودی آنالوگ توسط تقویت کننده S/H با نرخ ۸ کیلوهرتز نمونه‌برداری می‌شود. نمونه‌ها با نوع تقریب متوالی مبدل A/D کوانتیزه می‌شوند. فشرده سازی به صورت دیجیتالی در مبدل A/D انجام می‌شود. خروجی مبدل A/D موازی به یک شیفت رجیستر برای ایجاد خروجی داده سریال ارسال می‌شود که معمولاً به یک ورودی مالتی‌پلکسر دیجیتالی می‌رود.

ورودی دیجیتال سریال به‌طور کلی از یک دی‌مولتی پلکسر دیجیتال گرفته می‌شود. ساعت برای تبدیل سریال به‌موازی، کلمات دودوبی را که صدا را بهنمایش می‌گذارند، به یک شیفت رجیستر انتقال می‌دهد. کلمه موازی ۸ بیتی به مبدل A/D ارسال می‌شود که دارای انسپاس دیجیتال داخلی است. سپس خروجی آنالوگ بافر می‌شود و ممکن است به صورت خارجی فیلتر شود. اکثر وکودرها با مدارهای نیمه هادی اکسید فلزی (CMOS) ساخته می‌شوند و بخشی از تراشه‌های بزرگ مورد استفاده در سیستم‌های تلفنی (سیمی و سلولی) هستند.

۵.۷ پردازش سیگنال دیجیتالی

همانطور که در فصل‌های قبلی تاکید شد، ارتباطات شامل مقدار زیادی از پردازش سیگنال است. برای انجام ارتباطات، سیگنال‌های آنالوگ باید به‌ نحوی پردازش شوند. به عنوان مثال، آنها ممکن است تقویت یا ضعیف شوند. اغلب باید آنها را برای حذف مولفه‌های فرکانس نامطلوب برگردانید. آنها باید در فاز جابجا شوند و مدوله یا دمودوله شوند. یا ممکن است برای تعیین مولفه‌های فرکانس آنها باید مخلوط، مقایسه یا تجزیه و تحلیل شوند. هزاران مدار برای پردازش سیگنال‌های آنالوگ ابداع و بسیاری از آنها در این کتاب توضیح داده شده‌اند.

^{۵۲}Synchronizing Circuits



شکل ۳۴.۷: مفهوم پردازشگر سیگنال دیجیتالی

اگرچه سیگنال‌های آنالوگ هنوز به طور گسترده توسط مدارهای آنالوگ پردازش می‌شوند، اما به طور فزاینده‌ای برای انتقال و پردازش، به دیجیتال تبدیل می‌شوند. همانطور که قبلاً در این فصل توضیح داده شد، چندین مزیت مهم برای انتقال و استفاده از داده‌ها به شکل دیجیتال وجود دارد. یک مزیت این است که سیگنال‌ها را می‌توان با پردازش سیگنال دیجیتالی^{۵۳} (DSP) دستکاری کرد.

اصول DSP

پردازش سیگنال دیجیتالی DSP استفاده از یک کامپیوتر دیجیتال سریع یا مدار دیجیتال برای انجام پردازش روی سیگنال‌های دیجیتال است. هر کامپیوتر دیجیتالی با سرعت و حافظه کافی می‌تواند برای DSP استفاده شود. پردازنده‌های فوق سریع ۳۲ بیتی و ۶۴ بیتی محاسباتی با مجموعه دستورالعمل کاهش یافته^{۵۴} (RISC) به ویژه در DSP ماهر و زبر دست هستند. با این حال، DSP اغلب با پردازنده‌هایی که به طور خاص برای این کاربرد توسعه داده شده‌اند اجرا می‌شود، زیرا آنها در سازماندهی و عملکرد با ریزپردازنده‌های سنتی متفاوت هستند.

روش اصولی DSP در شکل (۳۴.۷) نشان داده شده است. یک سیگنال آنالوگ برای پردازش به یک مبدل A/D داده می‌شود، که در آنجا به دنبالهای از اعداد باینری تبدیل و در حافظه دسترسی تصادفی^{۵۵} خواندن/نوشتن (RAM) ذخیره می‌شوند (شکل ۳۵.۷). برنامه‌ای که معمولاً در یک حافظه فقط خواندنی^{۵۶} (ROM) ذخیره می‌شود، عملیات ریاضی و سایر داده‌ها را انجام می‌دهد. بیشتر پردازش‌های دیجیتال شامل الگوریتم‌های پیچیده ریاضی است که در زمان واقعی (بلادرنگ)^{۵۷} اجرا می‌شوند. یعنی خروجی همزمان با وقوع ورودی تولید می‌شود. با پردازش بلادرنگ، پردازنده باید

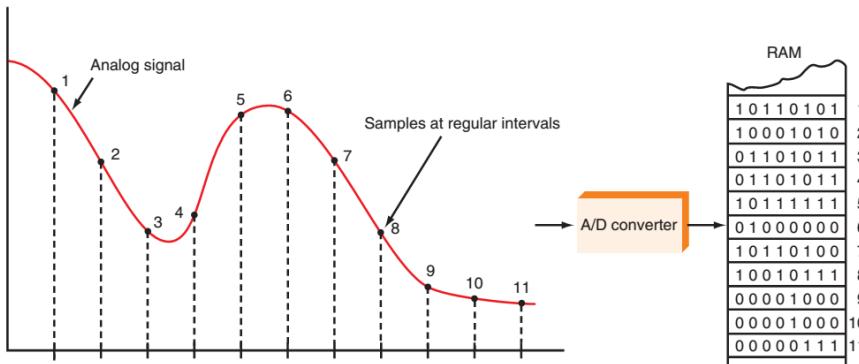
^{۵۳}Digital Signal Processing (DSP)

^{۵۴}Reduced Instruction Set Computing (RISC)

^{۵۵}Random Access Memory (RAM)

^{۵۶}Read Only Memory (ROM)

^{۵۷}Real Time



شکل ۳۵.۷: تبدیل سیگنال آنالوگ به داده‌های باینری در RAM که توسط پردازنده DSP کار می‌کند.

بسیار سریع باشد تا بتواند تمام محاسبات را روی نمونه‌ها قبل از آمدن نمونه بعدی انجام دهد. پردازش منجر به مجموعه دیگری از کلمات داده می‌شود که ممکن است در RAM ذخیره شوند یا نشوند. سپس می‌توان از آن‌ها استفاده یا به شکل دیجیتالی ارسال کرد، با ممکن است به یک مبدل D/A داده شده و در آنجا دوباره به سیگنال آنالوگ تبدیل شوند. سپس سیگنال آنالوگ خروجی به نظر می‌رسد که گویی توسط یک مدار آنالوگ معادل پردازش شده است.

قریبیاً هر عملیات پردازشی که با مدارهای آنالوگ قابل انجام است با DSP نیز قابل انجام است. رایج‌ترین آنها فیلتر کردن است، اما همسان سازی، ترکیب، تغییر فاز، مخلوط کردن، تولید سیگنال، مدولاسیون و دمودولاسیون را نیز می‌توان در رایانه DSP برنامه ریزی کرد.

پرداشگر DSP

هنگامی که DSP برای اولین بار در طول دهه ۱۹۶۰ توسعه یافت، تنها بزرگترین و سریع‌ترین رایانه‌های اصلی قادر به مدیریت آن بودند، و حتی در آن زمان، در برخی از برنامه‌ها پردازش بلادرنگ امکان پذیر نبود. همانطور که کامپیوترها سریعتر می‌شدند، پردازش‌های پیچیده‌تری را می‌توان در زمان واقعی انجام داد.

با ظهر ریزپردازنده‌های سریع ۱۶ و ۳۲ بیتی، استفاده از DSP برای بسیاری از کاربردها عملی شد و سرانجام در دهه ۱۹۸۰ ریزپردازنده‌های ویژه بهینه‌سازی شده برای DSP توسعه یافتند. همچنین به طور گسترده توسط مدارهای منطقی دیجیتالی توسعه یافته یا در یک FPGA پیاده سازی می‌شود.

اکثر کامپیوترها و ریزپردازنده‌ها از سازمانی به نام معماری فون نیومن^{۵۸} استفاده می‌کنند. فیزیکدان جان فون نیومن به طور کلی با ایجاد مفهوم برنامه ذخیره شده که اساس کار همه رایانه‌های دیجیتال است، اعتبار دارد. کلمات دودویی که دستورالعمل‌های کامپیوتری را نشان می‌دهند به صورت متوالی در حافظه ذخیره می‌شوند تا یک برنامه را تشکیل دهند. دستورالعمل‌ها یک به یک با سرعت بالا رفت و برگشت (واکنشی) و اجرا می‌شوند. این برنامه معمولاً داده‌ها را به شکل اعداد باینری که در همان حافظه ذخیره می‌شوند پردازش می‌کند. ویژگی کلیدی آرایش فون نیومن این است که دستورالعمل‌ها و داده‌ها در یک فضای حافظه مشترک ذخیره می‌شوند. این فضای حافظه ممکن است RAM یا ROM باشد.

^{۵۸}Von Neumann

خواندن/نوشتن یا ترکیبی از آنها باشد. اما نکته مهم این است که تنها یک مسیر بین حافظه و CPU وجود دارد و بنابراین در هر لحظه تنها می‌توان به یک داده یا کلمه دستورالعمل دسترسی داشت. این اثر سرعت اجرا را تا حد زیادی محدود می‌کند. این نقص معمولاً به عنوان گلوگاه فون نیومن شناخته می‌شود.

خوب است بدانید که:

ریزپردازنده‌های DSP طوری طراحی شده‌اند که با بالاترین سرعت ممکن کار کنند. سرعت تا یک گیگاهرتز غیر معمول نیست.

ریزپردازنده‌های DSP به روشی مشابه کار می‌کنند، اما از نوعی بهنام معماری هاروارد استفاده می‌کنند. در یک ریزپردازنده معماری هاروارد، دو حافظه وجود دارد، یک حافظه برنامه یا دستورالعمل، معمولاً یک ROM، و یک حافظه داده که یک RAM است. همچنین، دو مسیر داده به داخل و خارج از CPU بین حافظه‌ها وجود دارد. از آنجایی که هم می‌توان به دستورالعمل‌ها و هم به داده‌ها به طور همزمان دسترسی داشت، عملیات با سرعت بسیار بالا امکان‌پذیر است.

ریزپردازنده‌های DSP برای انجام عملیات ریاضی مشترک DSP طراحی شده‌اند. بیشتر ترکیبی از عملیات ضرب و جمع یا انباشت بر روی کلمات داده است که توسط مبدل A/D توسعه یافته و در RAM ذخیره می‌شود. پردازنده‌های DSP سریع‌تر از هر نوع CPU دیگری جمع و ضرب را انجام می‌دهند و بیشتر آنها این عملیات را در یک دستورالعمل واحد برای سرعت بیشتر ترکیب می‌کنند. CPU‌های DSP شامل دو یا چند پردازنده ضرب و انباشت^{۵۹} (MAC) هستند.

ریزپردازنده‌های DSP طوری طراحی شده‌اند که با بالاترین سرعت ممکن کار کنند. سرعت کلک بیش از ۱۰۰ مگاهرتز رایج است و تراشه‌های DSP با ترخ کلک تا یک گیگاهرتز در حال حاضر استفاده می‌شوند. برخی از پردازنده‌های DSP فقط به عنوان تراشه CPU در دسترس هستند، اما برخی دیگر CPU را با RAM داده و ROM برنامه روی تراشه ترکیب می‌کنند. برخی حتی شامل مدارهای مبدل A/D و D/A نیز می‌شوند. اگر برنامه پردازش مورد نظر در ROM نوشته و ذخیره شود، می‌توان یک مدار DSP تک تراشه کامل برای پردازش سیگنال آنالوگ سفارشی شده با تکنیک‌های دیجیتال Power PC و MIPS، ARM و معمولی مانند MAC را در خود دارند.

در نهایت، بسیاری از مدارهای DSP تعییه شده یا اختصاصی هستند. به جای اینکه در یک DSP همه منظوره برنامه ریزی شوند، از منطق سخت سیم کشی ساخته شده‌اند تا فقط فیلتر مورد نظر یا عملکرد دیگری را انجام دهند. آرایه‌های منطقی قابل برنامه ریزی میدانی^{۶۰} (FPGA) نیز به طور گسترده برای پیاده‌سازی DSP سفارشی استفاده می‌شوند.

کاربردهای DSP

فیلتر کردن رایج‌ترین کاربرد DSP فیلترینگ است. یک پردازنده DSP را می‌توان برای انجام عملیات فیلتر میان‌گذر، پایین‌گذر، بالا گذر و میان‌نگذر برنامه ریزی کرد. با DSP، فیلترها می‌توانند ویژگی‌های بسیار برتری نسبت به فیلترهای آنالوگ معادل داشته باشند: انتخاب‌پذیری می‌تواند بهتر و باند عبور یا باند توقف را می‌توان برای برنامه شخصی‌سازی کرد. علاوه بر این، پاسخ فاز فیلتر را

^{۵۹}Multiply and Accumulate (MAC)

^{۶۰}Field Programmable Logic Array (FPGA)

می‌توان راحت‌تر از فیلترهای آنالوگ کنترل کرد.

فشرده سازی فشرده سازی داده‌ها فرآیندی است که تعداد کلمات دودویی مورد نیاز برای نمایش یک سیگنال آنالوگ معین را کاهش می‌دهد. اغلب لازم است سیگنال آنالوگ ویدئویی (تصویری) برای ذخیره سازی و پردازش به دیجیتال تبدیل شود. دیجیتالی کردن یک سیگنال ویدیویی با مبدل A/D، حجم عظیمی از داده‌های باینری را تولید می‌کند. اگر سیگنال ویدیویی دارای فرکانس تا ۴ مگاهرتز باشد، مبدل A/D باید با فرکانس ۸ مگاهرتز یا بیشتر نمونه‌برداری کند. با فرض نرخ نمونه برداری ۸ مگاهرتز با مبدل A/D ۸ بیتی، ۸ مگابایت بر ثانیه تولید خواهد شد. دیجیتالی کردن یک RAM دقیقه ویدیو برابر با $8 \times 60 \times 480$ مگابایت داده است. این مقدار داده به مقدار زیادی نیاز دارد، اگرچه یک هارد دیسک می‌تواند این داده‌ها را ذخیره کند. از نظر ارتباط داده، انتقال این مقدار داده به صورت سریالی زمان زیادی می‌برد.

برای حل این مسئله، داده‌ها فشرده می‌شوند. الگوریتم‌های متعددی برای فشرده سازی داده‌ها ایجاد شده است. به عنوان مثال می‌توان به MPEG-2 و MPEG-4 اشاره کرد که به طور گسترده در عکاسی و فیلمبرداری دیجیتال استفاده می‌شود. داده‌ها از نظر فراوانی^{۶۱} و سایر ویژگی‌ها بررسی می‌شوند و گروه جدیدی از داده‌ها بر اساس عملیات‌های مختلف ریاضی ایجاد می‌شوند. داده‌ها را می‌توان با ضریب ۱۰۰٪ فشرده کرد. به عبارت دیگر، داده‌های فشرده ۱/۱۰۰ اندازه اصلی آن است. با فشرده سازی، ۴۸۰ مگابایت داده به ۴/۸ مگابایت تبدیل می‌شود. این هنوز هم زیاد است، اما اکنون در محدوده قابلیت‌های RAM استاندارد و اجزای ذخیره سازی دیسک است. داده‌های صوتی نیز فشرده می‌شوند. به عنوان مثال MP3، الگوریتم مورد استفاده در پخش کننده‌های موسیقی قابل حمل است. فشرده سازی همچنین به طور گسترده در تلفن‌های همراه برای به حداقل رساندن ذخیره سازی صدا و زمان ارسال استفاده می‌شود.

یک تراشه DSP فشرده سازی داده‌های دریافتی از مبدل A/D را انجام می‌دهد. سپس نسخه فشرده داده‌ها ذخیره یا منتقل می‌شود. در مورد ارتباطات داده، فشرده سازی زمان لازم برای انتقال داده‌ها را بسیار کاهش می‌دهد.

زمانی که داده مورد نیاز است، باید از حالت فشرده خارج شود. یک الگوریتم DSP محاسبه معکوس برای بازسازی داده‌های اصلی استفاده می‌شود. مجدداً از تراشه DSP مخصوص برای این منظور استفاده می‌شود.

تجزیه و تحلیل طیف تجزیه و تحلیل طیف فرآیند بررسی یک سیگنال برای تعیین محتوای فرکانس آن است. به یاد بیاورید که همه سیگنال‌های غیر سینوسی ترکیبی از یک موج سینوسی بنیادی هستند که به آن امواج سینوسی هارمونیک با فرکانس، دامنه و فاز متفاوت اضافه شده است. الگوریتمی به نام تبدیل فوریه گسسته (DFT) می‌تواند در یک پردازنده FPGA یا DSP برای تجزیه و تحلیل محتوای فرکانس سیگنال ورودی استفاده شود. سیگنال ورودی آنالوگ به بلوکی از داده‌های دیجیتال تبدیل می‌شود که سپس توسط برنامه DFT پردازش می‌شود. نتیجه یک خروجی دامنه فرکانس است که محتوای سیگنال را بر حسب فرکانس‌های موج سینوسی، دامنه‌ها و فازها نشان می‌دهد.

تبدیل فوریه گسسته DFT یک برنامه پیچیده است که اجرای آن طولانی و زمان بر است. به طور کلی، کامپیوترها به اندازه کافی سریع نیستند که بتوانند DFT را بلادرنگ هنگام وقوع سیگنال انجام

^{۶۱}Redundancy

دهند. بنابراین، نسخه خاصی از الگوریتم برای سرعت بخشیدن به محاسبه توسعه داده شده است. این به نام تبدیل فوریه سریع^{۶۲} (FFT) معروف است و امکان تجزیه و تحلیل طیف سیگنال بلادرنگ را فراهم می‌کند.

ساير کاربردها همانطور که گفته شد، DSP تقریباً می‌تواند هر کاری را که مدارهای آنالوگ می‌توانند انجام دهند، مثلآ، تغییر فاز، یکسان سازی و میانگین‌گیری سیگنال را انجام دهد. میانگین‌گیری سیگنال فرآیند نمونه برداری از سیگنال آنالوگ تکرارشونده است که در حضور نویز ارسال می‌شود. اگر سیگنال به طور مکرر به دیجیتال تبدیل شود و میانگین ریاضی نمونه‌ها گرفته شود، نسبت سیگنال به نویز بسیار بهبود می‌یابد. از آنجایی که نویز تصادفی است، میانگین آن به صفر تمایل دارد. سیگنال، که ثابت و بدون تغییر است، به یک نسخه بدون نویز از خودش تبدیل می‌شود. DSP همچنین می‌تواند برای سنتز (ترکیب) سیگنال استفاده شود. شکل موج با هر شکل یا ویژگی می‌تواند به عنوان الگوهای بیت دیجیتال در حافظه ذخیره شود. سپس هنگامی که لازم است سیگنالی با شکل خاص تولید شود، الگوی بیت فراخوانی و به DAC منتقل می‌شود که نسخه آنالوگ را تولید می‌کند. این نوع تکنیک در سنتز صدا و موسیقی استفاده می‌شود.

مدولاسیون، مخلوط کردن و دمودولاسیون نیز در DSP به راحتی قابل پیاده سازی هستند. پردازش سیگنال دیجیتالی DSP به طور گسترده در پخش کننده‌های سی دی، مودم‌ها، همه تلفن‌های همراه و انواع دیگر محصولات الکترونیکی رایج استفاده می‌شود. استفاده از آن در ارتباطات با افزایش سرعت پردازنده‌های DSP در حال افزایش است. برخی از پردازنده‌های DSP سریع برای انجام تمام عملکردهای گیرنده ارتقاً عادی از طبقه IF از طریق بازیابی سیگنال استفاده شده‌اند. رادیوهای تمام دیجیتال یا نرم افزاری^{۶۳} (SDR) اکنون یک واقعیت هستند.

چگونه DSP کار می‌کند

تکنیک‌های ریاضی پیشرفته مورد استفاده در DSP خارج از محدوده این کتاب و قطعاً فراتر از دانش موردنیاز مهندسان و تکنسین‌های الکترونیک در مشاغل خود هستند. در بیشتر موارد، دانستن وجود تکنیک‌ها کافی است. با این حال، بدون گرفتار شدن در ریاضیات، می‌توان بینشی در مورد عملکرد یک مدار DSP ارائه داد. برای مثال، تجسم دیجیتالی شدن یک سیگنال آنالوگ به یک بلوک از کلمات باینری متواالی که دامنه نمونه‌ها را نشان می‌دهند، نسبتاً آسان است، و سپس تصور کنید که کلمات دودویی نشان‌دهنده سیگنال آنالوگ در یک RAM ذخیره می‌شوند (شکل ۳۵.۷). هنگامی که سیگنال به صورت دیجیتالی است، می‌توان آن را به روش‌های مختلف پردازش کرد. دو کاربرد رایج فیلترینگ و تجزیه و تحلیل طیف هستند.

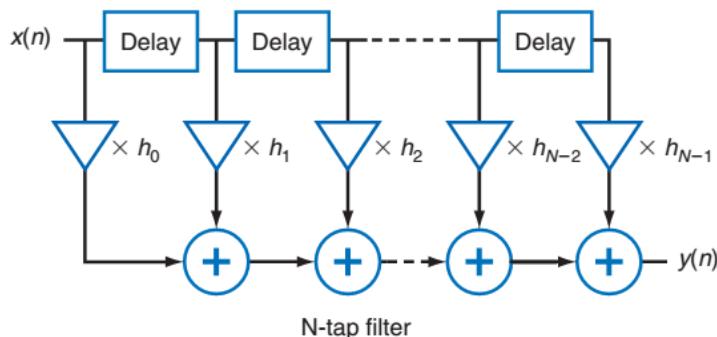
کاربردهای فیلتر: یکی از محبوب‌ترین فیلترهای DSP فیلتر پاسخ ضربه محدود^{۶۴} (FIR) نام دارد. به آن فیلتر غیر بازگشتی^{۶۵} نیز می‌گویند. (فیلتر غیر بازگشتی فیلتری است که خروجی آن تنها تابعی از مجموع حاصلضربهای نمونه‌های جریان ورودی است). می‌توان برنامه‌ای برای ایجاد فیلتر پایین‌گذر، بالاگذر، میان‌گذر یا فیلتر میان‌گذر از نوع FIR نوشت. نوع الگوریتم چنین فیلتری دارای شکل ریاضی $Y = \sum a_i b_i$ است. در این عبارت Y خروجی باینری است که جمع (Σ) حاصلضربهای a و b است. عبارت a و b نشان دهنده نمونه‌های باینری و n تعداد نمونه است. عموماً این نمونه‌ها

^{۶۲}Fast Fourier Transform (FFT)

^{۶۳}Software Defined Radios (SDR)

^{۶۴}Finite Impulse Response (FIR)

^{۶۵}Nonrecursive Filter.



شکل ۳۶.۷: بلوک دیاگرام الگوریتم پردازش یک فیلتر FIR غیر بازگشتی.

در ضرایب متناسب با نوع فیلتر ضرب و نتایج جمع می‌شوند.

شکل (۳۶.۷) یک نمایش گرافیکی از آنچه در داخل فیلتر می‌گذرد است. عبارت $X(n)$, که در آن n تعداد نمونه است، نمونه‌های داده ورودی از RAM را نشان می‌دهد. کادرهایی با برچسب Delay نشان دهنده خطوط تأخیر هستند. (خط تأخیر مداری است که سیگنال یا نمونه را با فاصله زمانی ثابتی به تأخیر می‌اندازد). در واقعیت، هیچ چیز به تأخیر نمی‌افتد. در عوض، مدار نمونه‌هایی را تولید می‌کند که یکی پس از دیگری در یک بازه زمانی ثابت برابر با زمان نمونه‌برداری، که تابعی از فرکانس ساعت مبدل A/D است، رخ می‌دهد. در واقع، خروجی‌های جعبه‌های تاخیر در شکل (۳۶.۷) نمونه‌های متوالی هستند که یکی پس از دیگری با نرخ نمونه‌برداری که معادل یک سری تاخیر است، رخ می‌دهند.

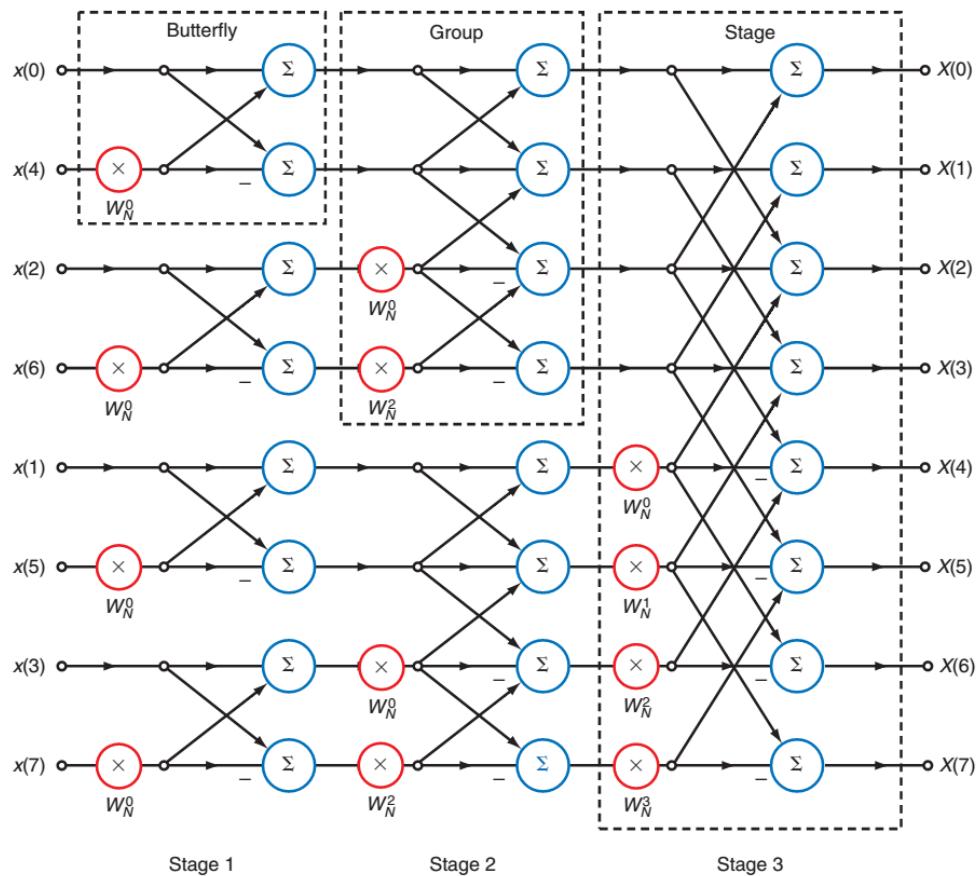
توجه داشته باشید که نمونه‌ها در مقداری ثابت که با عبارت h_n نمایش داده می‌شود ضرب می‌شوند. این ثابت‌ها یا ضرایب توسط الگوریتم و نوع فیلتر مورد نظر تعیین می‌شوند. پس از اینکه نمونه‌ها در ضریب مناسب ضرب شدند، جمع می‌شوند. دو نمونه اول اضافه سپس این مجموع به نمونه ضرب بعدی اضافه می‌شود، آن مجموع به نمونه بعدی اضافه می‌شود و غیره. نتیجه خروجی Y است که مقداری است که از مجموع حاصلضربهای سایر نمونه‌ها تشکیل شده است. DSP معادله زیر را حل می‌کند: $y(n) = h_0x_0 + h_1x_1 + h_2x_2 + \dots$ نمونه‌های x از مبدل A/D می‌آیند. مقادیر h ثابت یا ضرایبی هستند که تابع (در این مورد فیلتر کردن است) را که باید انجام شود را تعریف می‌کنند. طراحی نرم‌افزار DSP اساساً به این معناست که ثابت‌ها باید چه باشند. این نمونه‌های داده جدید نیز در RAM ذخیره می‌شوند. این بلوک از داده‌های جدید به مبدل D/A ارسال می‌شود که سیگنال آنالوگ فیلتر شده در خروجی آن ظاهر می‌کردد. مدار حذف در مبدل $\Sigma\Delta$ که قبلاً مورد بحث قرار گرفت، نوعی فیلتر FIR است.

نوع دیگری از فیلتر DSP، فیلتر پاسخ ضربه نامحدود^{۶۶} (IIR) است، یک فیلتر بازگشتی که از بازخورد استفاده می‌کند: هر نمونه خروجی جدید با استفاده از خروجی فعلی و نمونه‌های گذشته (ورودی) محاسبه می‌شود.

DIT/FFT: همانطور که قبلاً اشاره شد، یک پردازنده DSP می‌تواند تجزیه و تحلیل طیف را با استفاده از تبدیل فوریه گسسته^{۶۷} (DFT) یا تبدیل فوریه سریع^{۶۸} (FFT) انجام دهد. شکل (۳۷.۲)

^{۶۶}Infinite Impulse Response (IIR)

^{۶۷}Discrete Fourier Transform (DFT)

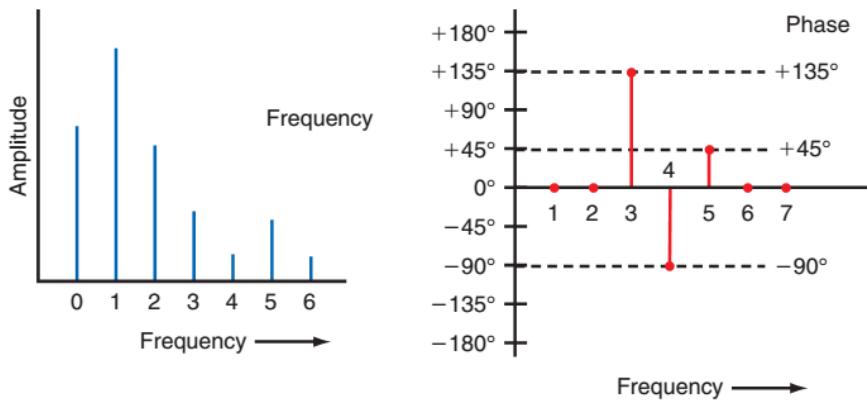


شکل ۳۷.۷: تبدیل فوریه سریع تخریب در زمان.

پردازشی را که با FFT انجام می‌شود را نشان می‌دهد. مقادیر $x(n)$ در ورودی نمونه‌هایی هستند که در سه مرحله پردازش می‌شوند. در مرحله اول، عملیات به‌اصطلاح پروانه‌ای بر روی زوج نمونه انجام می‌شود. برخی از نمونه‌ها در یک ثابت ضرب و سپس اضافه می‌شوند. در مرحله دوم، برخی از خروجی‌ها در ضرایب ثابت ضرب و سپس زوج‌های جدیدی از مجموع بدنام گروه تشکیل می‌شوند. در این صورت فرآیند مشابهی برای ایجاد خروجی‌های نهایی انجام که بنام طبقات نامیده می‌شود. این خروجی‌ها به مقادیر تبدیل جدیدی تبدیل شده که می‌توانند در حوزه فرکانس رسم شوند.

در نمودار شکل (۳۸.۱۷)، محور افقی در نمودار سمت چپ فرکانس است و محور عمودی، دامنه مولفه‌های موج سینوسی dc و ac است که موج نمونه برداری شده را تشکیل می‌دهند. یک مولفه فرکانس ω با یک خط عمودی نشان داده می‌شود که مؤلفه dc یک سیگنال را نشان می‌دهد. عدد ۱ دامنه موج سینوسی اصلی را نشان می‌دهد که سیگنال را می‌سازد. مقادیر دیگر، در $2, 3, 4$ و غیره، دامنه هارمونیک‌ها هستند. در نمودار سمت راست، زاویه فاز امواج سینوسی برای هر هارمونیک آورده شده است. مقدار منفی نشان دهنده وارونگی فاز موج سینوسی (180° درجه) است.

^{۶۸}Fast Fourier Transform (FFT)



شکل ۳۸.۷: نمودار خروجی تجزیه و تحلیل طیف FFT

سئوالات:

۱. چهار مزیت اصلی استفاده از تکنیک‌های دیجیتال در ارتباطات را نام ببرید. کدام یک از اینها احتمالاً مهمترین است؟
۲. تبدیل داده چیست؟ دو نوع اساسی را نام ببرید.
۳. نام فرآیند اندازه‌گیری مقدار سیگنال آنالوگ در یک نقطه از زمان چیست؟
۴. نام فرآیند تخصیص یک عدد باینری خاص به یک مقدار آنی در سیگنال آنالوگ چیست؟
۵. نام دیگری که معمولاً برای تبدیل A/D استفاده می‌شود چیست؟
۶. ماهیت سیگنال‌ها و اطلاعات به دست آمده در هنگام تبدیل سیگنال آنالوگ به شکل دیجیتال را شرح دهید.
۷. ماهیت شکل موج خروجی بدست آمده از مبدل D/A را شرح دهید.
۸. چهار جزء اصلی یک مبدل D/A را نام ببرید.
۹. همپوشانی را تعریف کنید و تاثیر آن را در مبدل D/A توضیح دهید.
۱۰. معمولاً از چه نوع مدارهایی برای تبدیل جریان خروجی از مبدل D/A به خروجی ولتاژ استفاده می‌شود؟
۱۱. سه نوع مبدل D/A را نام ببرید و بفرمایید که پرکاربردترین آنها کدام است.
۱۲. کدام مدار مبدل D/A در جستجوی سطح ولتاژی برابر با سطح ولتاژ ورودی، به ترتیب بیت‌های خروجی را به ترتیب از LSB به MSB تبدیل می‌کند؟
۱۳. سریعترین نوع مبدل D/A چیست؟ روش تبدیل مورد استفاده را به طور خلاصه شرح دهید.

۱۴. نمونه برداری بیش از حد و کمتر از حد را تعریف کنید.
۱۵. برای انجام تبدیل داده‌های سری به موازی و موازی به سری معمولاً از چه مداری استفاده می‌شود؟ مخفف این فرآیند چیست؟
۱۶. چه مداری عملیات نمونه برداری را قبل از تبدیل A/D انجام می‌دهد و چرا اینقدر اهمیت دارد؟
۱۷. مبدل‌های سیگما دلتا در کجا استفاده می‌شوند؟ چرا؟
۱۸. نمونه برداری کمتر از حد یک اثر همپوشانی ایجاد می‌کند که معادل کدام فرآیند سیگنال آنالوگ است؟
۱۹. فرآیند فشرده سازی دامنه دینامیکی سیگنال آنالوگ در فرستنده و گسترش آن در گیرنده چیست؟
۲۰. شکل ریاضی کلی یک منحنی همسان‌سازی چیست؟
۲۱. سه نوع اصلی مدولاسیون پالس را نام ببرید. کدام نوع باینری نیست؟
۲۲. مبدل DAC که خروجی ولتاژ تولید می‌کند نام ببرید.
۲۳. چه نوع DAC برای تبدیل با سرعت بسیار بالا استفاده می‌شود؟
۲۴. درست یا غلط؟ خروجی‌های ADC یا ورودی‌های DAC ممکن است موازی یا سری باشند.
۲۵. چه نوع ADC سریعتر از مبدل‌های تقریبی متوالی اما کندر از مبدل فلش است؟
۲۶. کدام نوع ADC بهترین قابلیت تفکیک را می‌دهد؟
۲۷. چرا مبدل‌های D/A خازنی نسبت به مبدل‌های A/D $R - 2R$ ترجیح داده می‌شوند؟
۲۸. نمونه برداری بیش از حد به چه معناست؟ چه مبدلی از این تکنیک استفاده می‌کند؟ چرا استفاده می‌شود؟
۲۹. چگونه از همپوشانی جلوگیری می‌شود؟
۳۰. دو برنامه کاربردی غیر ارتباطاتی رایج برای PWM را نام ببرید.
۳۱. به طور مختصر تکنیک‌های شناخته شده به عنوان پردازش سیگنال دیجیتال (DSP) را شرح دهید.
۳۲. چه نوع مدارهایی DSP را انجام می‌دهند؟
۳۳. به طور خلاصه فرآیند ریاضی پایه مورد استفاده در اجرای DSP را شرح دهید.
۳۴. نام معماری پایه ریزپردازنده‌های غیر DSP و معماری معمولی مورد استفاده را نام گذاری کنید.
۳۵. پنج عملیات پردازش متداول که با DSP انجام می‌شود را نام ببرید. احتمالاً متداول‌ترین برنامه اجرا شده چیست؟

۳۶. به طور خلاصه ماهیت خروجی یک پردازنده DSP که تبدیل فوریه گسسته یا تبدیل فوریه سریع را انجام می‌دهد، توضیح دهید.

۳۷. دو نوع فیلتر پیاده سازی شده با DSP را نام ببرید و تفاوت آنها را توضیح دهید.

۳۸. محاسبات FFT چه عملکرد مفیدی را انجام می‌دهد؟

مسائل:

۱. یک سیگنال ویدئویی دارای تغییرات نوری است که در فرکانس $\frac{3}{5}$ مگاهرتز تغییر می‌کند. حداقل فرکانس نمونه‌برداری برای تبدیل A/D چقدر است؟

۲. یک مبدل D/A یک ورودی باینری ۱۲ بیتی دارد. محدوده ولتاژ آنالوگ خروجی $0 \text{ تا } 5 \text{ ولت}$ است. چند تکه ولتاژ خروجی گسسته وجود دارد و کوچکترین تکه ولتاژ چقدر است؟

۳. همپوشانی ایجاد شده با نمونه‌برداری از سیگنال ۵ کیلوهرتز را در ۸ کیلوهرتز محاسبه کنید.

۴. نوبیز کانتیزاسیون را در مبدل ۱۴ بیتی D/A با محدوده ولتاژ تا ۳ ولت محاسبه کنید.

۵. مقدار SINAD برای ADC ۱۵ بیتی چیست؟

۶. مقدار ENOB را برای یک مبدل با SINAD ۸۳ دسی‌بل محاسبه کنید.

۷. طیف سیگنال ۱۰۰ مگاهرتز با پهنای باند ۱۶ مگاهرتز را که در فرکانس ۴۰ مگاهرتز نمونه‌برداری می‌شود، محاسبه کنید. ترخ نمونه‌برداری بهینه چقدر است.

مسائل چالش برانگیز:

۱. سه نوع عمدۀ از خدمات ارتباطی را که هنوز دیجیتالی نیستند، اما در نهایت می‌توانند باشند، فهرست کنید و توضیح دهید که چگونه تکنیک‌های دیجیتالی را می‌توان در آن کاربردها به کار برد.

۲. توضیح دهید که یک گیرنده تمام دیجیتال چگونه سیگنال سیگنال پخش رادیویی آنالوگ AM را پردازش می‌کند.

۳. چه نوع مبدل A/D برای سیگنال‌های ویدئویی با محتوای فرکانس تا ۵ مگاهرتز بهتر عمل می‌کند؟

۴. در چه شرایطی انتقال اطلاعات سریالی می‌تواند سریعتر از انتقال داده‌های موازی باشد؟

فصل ۸

فرستنده‌های رادیوئی

یک فرستنده رادیویی اطلاعات مورد نظر را می‌گیرد و آن را به سیگنال الکترونیکی سازگار با محیط ارتباطی تبدیل می‌کند. به طور معمول این فرآیند شامل تولید حامل، مدولاسیون و تقویت توان است. سپس سیگنال توسط سیم، کابل کواکسیال یا موجبر به یک آنتن داده می‌شود که آن را به فضای آزاد پرتاب می‌کند. این فصل پیکربندی فرستنده و مدارهایی را که معمولاً در فرستنده‌های رادیویی استفاده می‌شوند شامل نوسانگرهای تقویت‌کننده‌ها، ضرب‌کننده‌های فرکانس و شبکه‌های تطبیق امپدانس را پوشش می‌دهد.

اهداف:

بعداز تکمیل این فصل، شما می‌توانید:

- تحمل تغییر (تولرنس) فرکانس نوسانگرهای کریستالی را بر حسب درصد و بر حسب قسمت در میلیون (ppm) محاسبه کنید.
- در مورد عملکرد سینتی سایزرهای فرکانس حلقه قفل فاز^۱ (PLL) و سنتر دیجیتالی مستقیم^۲ (DDS) بحث کنید و توضیح دهید که فرکانس خروجی چگونه تغییر می‌کند.
- نمونه‌برداری بیش از حد و نمونه‌برداری کمتر از حد را تعریف کنید و مزایا و معایب آنها را بیان کنید.
- فرکانس خروجی یک فرستنده را با توجه به فرکانس نوسانگر و تعداد و انواع ضرب‌کننده‌ها محاسبه کید.
- بایاس و عملکرد تقویت‌کننده‌های توان کلاس A، B و C را با استفاده از ترانزیستور توضیح دهید.
- در مورد عملکرد و مزایای تقویت‌کننده‌های سوئیچینگ کلاس D، E و F بحث کنید و توضیح دهید که چرا آنها کارآمدتر هستند.

^۱Phase Locked Loop (PLL)

^۲Direct Digital Synthesis (DDS)

- عملکرد و مزایای تقویت کننده‌های قدرت پیشخور، پیش اعوجاج دیجیتالی، دوهرتی Doherty، ردیابی پوشی و GaN را توضیح دهد.
- طراحی پایه مدارهای LC نوع L، π و T را توضیح دهد و در مورد نحوه استفاده از آنها برای تطبیق امپدانس صحبت کنید.
- کاربرد ترانسفورماتورها و بالون‌ها در تطبیق امپدانس را توضیح دهد.

۱.۸ مبانی فرستنده‌ها

فرستنده واحد الکترونیکی است که سیگنال اطلاعاتی را که باید ارسال شود را می‌پذیرد و آن را به سیگنال RF تبدیل می‌کند که می‌تواند در فواصل طولانی منتقل شود. هر فرستنده چهار نیاز اساسی دارد.

- ۱ : باید یک سیگنال حامل با فرکانس صحیح در نقطه دلخواه در طیف تولید کند.
- ۲ : باید نوعی مدولاسیون ارائه دهد که باعث شود سیگنال اطلاعات سیگنال حامل را تغییر دهد.
- ۳ : باید تقویت توان کافی را برای اطمینان از اینکه سطح سیگنال به اندازه کافی برای حمل مسافت مورد نظر بالا است، ارائه دهد.
- ۴ : باید مدارهایی را فراهم کند که امپدانس تقویت کننده توان با آنتن را برای حداکثر انتقال توان تطبیق دهد.

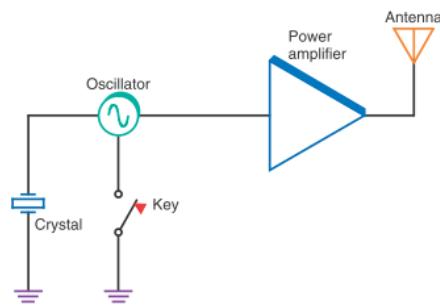
پیگربندی‌های فرستنده

ساده‌ترین فرستنده یک نوسان ساز تک ترانزیستوری است که مستقیماً به آنتن متصل می‌شود. اسیلاتور سیگنال حامل را تولید می‌کند و می‌تواند با یک کلید تلگرافی خاموش و روشن شود تا نقطه‌ها و خط تیره‌های گُدمورس بین المللی را تولید کند. اطلاعاتی که به‌این روش ارسال می‌شود، انتقال موج پیوسته (CW) نامیده می‌شود. امروزه بهندرت از چنین فرستنده‌ای استفاده می‌شود، زیرا گُدمورس تقریباً منقرض و منسخ شده است و قدرت نوسان ساز برای برقراری ارتباط قابل اعتماد بسیار کم است. امروزه فرستنده‌هایی مانند این فقط توسط اپراتورهای رادیویی آماتور (ham-hobby) برای آنچه QRP یا عملیات کم مصرف برای ارتباطات سرگرمی (هابی-hobby) شخصی نامیده و ساخته می‌شوند.

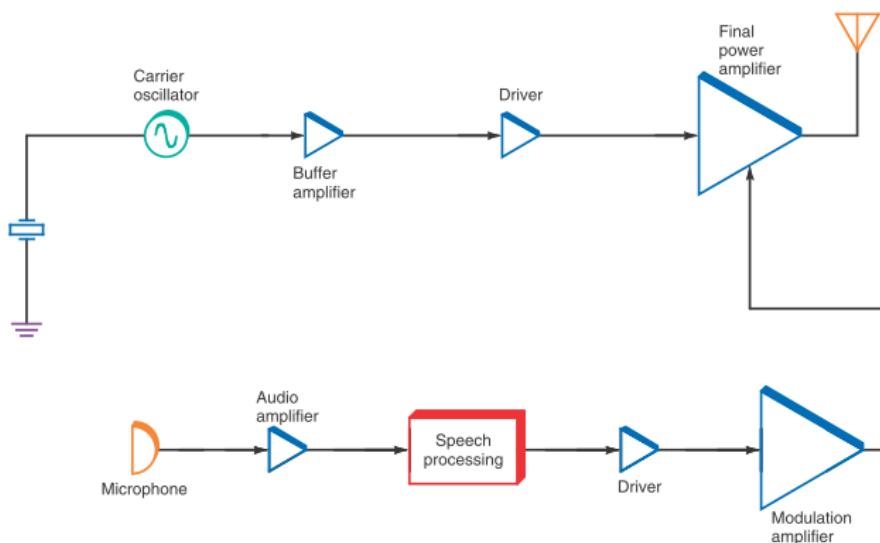
فرستنده CW را می‌توان با افزودن یک تقویت کننده قدرت به‌آن، همانطور که در شکل (۱.۸) نشان داده شده است، تا حد زیادی بهبود بخشد. نوسانگر همچنان خاموش و روشن است تا نقطه و خط تیره تولید کند و تقویت کننده سطح قدرت سیگنال را افزایش می‌دهد. نتیجه سیگنال قوی‌تری است که مسافت دورتر را پوشش می‌دهد و انتقال مطمئن‌تری ایجاد می‌کند.

ترکیب اصلی نوسانگر تقویت کننده نشان داده شده در شکل (۱.۸) اساس تقریباً تمام فرستنده‌های رادیویی است. بسیاری از مدارهای دیگر بسته به نوع مدولاسیون مورد استفاده، سطح توان و ملاحظات دیگر اضافه می‌شوند.

فرستنده‌های سطح بالا AM: شکل (۲.۸) یک فرستنده AM را با استفاده از مدولاسیون سطح بالا نشان می‌دهد. یک اسیلاتور، در بیشتر کاربردها یک نوسان ساز کریستالی، فرکانس سیگنال



شکل ۱.۸: فرستنده CW قوی‌تر.



شکل ۲.۸: یک فرستنده AM با استفاده از مدولاسیون کلکتور سطح بالا.

حامل نهایی را تولید می‌کند. سپس سیگنال حامل به یک تقویت‌کننده بافر^۳ که هدف اصلی آن جداسازی نوسان‌ساز از طبقه تقویت‌کننده توان باقی مانده است، تغذیه می‌شود. تقویت‌کننده بافر معمولاً در سطح کلاس A کار می‌کند و افزایش متوسطی در توان خروجی ایجاد می‌کند. هدف اصلی تقویت‌کننده بافر صرفاً جلوگیری از تغییرات بار در مراحل تقویت‌کننده قدرت یا در آنتن است که باعث تغییرات فرکانس در نوسانگر می‌شود.

سیگنال از تقویت‌کننده بافر به تقویت‌کننده درایور کلاس C که برای ارائه سطح متوسطی از تقویت توان طراحی شده اعمال می‌شود. هدف این مدار تولید توان خروجی کافی برای راهاندازی طبقه تقویت‌کننده قدرت نهایی است. تقویت‌کننده قدرت نهایی که معمولاً به آن طبقه آخری می‌گویند، همچنین در سطح کلاس C با توان بسیار بالا کار می‌کند. مقدار واقعی توان بستگی

^۳ Buffer

به کاربرد دارد. برای مثال، در یک فرستنده باند شهروندان^۴ CB، توان ورودی فقط ۵ وات است. با این حال، ایستگاههای رادیویی AM با توانهای بسیار بالاتر - مثلًا ۲۵۰، ۵۰۰، ۱،۰۰۰، ۵۰۰۰ یا ۵۰،۰۰۰ وات - کار می‌کنند و فرستنده ویدئو در یک ایستگاه تلویزیونی کار می‌کند. در سطوح قدرت حتی بالاتر ایستگاههای پایه تلفن همراه در سطح ۳۰ تا ۴۰ وات کار می‌کنند.

خوب است بدانید که:

ایستگاههای رادیویی AM می‌توانند در سطوح توان تا ۵۰،۰۰۰ وات کار کنند و انتقال ویدئوی تلویزیونی حتی در سطوح بالاتر نیز کار می‌کند. در مقابل، توان ورودی یک فرستنده باند شهروندان (CB) تنها ۵ وات است.

تمام مدارهای RF در فرستنده معمولاً حالت جامد هستند. به عنوان مثال، آنها با ترانزیستورهای دوقطبی یا ترانزیستورهای اثر میدان نیمه‌هادی اکسید فلزی^۵ (MOSFET) اجرا می‌شوند. اگرچه ترانزیستورهای دوقطبی تا حد زیادی رایج‌ترین نوع هستند، استفاده از ماسفت‌ها در حال افزایش است، زیرا اکنون می‌توانند توان بالا را در فرکانس‌های بالا مدیریت کنند. ترانزیستورها نیز معمولاً تا زمانی که سطح توان از چند صد وات تجاوز نمی‌کند در قسمت نهایی استفاده شوند. ترانزیستورهای RF تکی می‌توانند تا حدود ۸۰۰ وات را تحمل کنند. بسیاری از این ترانزیستورها را می‌توان به صورت موازی یا در پیکربندی‌های پوش-پول متصل کرد تا قابلیت جابجایی نیرو را تا بسیاری از کیلووات افزایش دهد. برای سطوح توان بالاتر، لامپ‌های خلاء هنوز در برخی فرستنده‌ها، اما به‌ندرت در طرح‌های جدید، استفاده می‌شود. لامپ‌های خلاء در محدوده VHF و UHF با سطوح توان یک کیلو وات یا بیشتر کار می‌کنند.

حال، فرض کنید فرستنده AM (شکل ۲.۸) یک فرستنده صدا است. ورودی میکروفون به یک تقویت کننده صوتی سطح پایین کلاس A اعمال می‌شود که سیگنال کوچک میکروفون را به سطح ولتاژ بالاتر افزایش می‌دهد. (می‌توان از یک یا چند مرحله تقویت استفاده کرد). سپس سیگنال صوتی به‌نوعی از مدار پردازش گفتار (فیلتر کردن و کنترل دامنه) تغذیه می‌شود. این فیلتر تضمین می‌کند که فقط فرکانس‌های صوتی در یک محدوده مشخص منتقل می‌شوند، و به‌حداقل رساندن پهنهای باند اشغال شده توسط سیگنال کمک می‌کند. اکثر فرستنده‌های ارتباطی فرکانس صدا را به محدوده ۳۰۰ تا ۳۰۰۰ هرتز محدود می‌کنند که برای ارتباط قابل فهم کافی است. با این حال، ایستگاههای پخش AM و فادراری بالاتری ارائه می‌دهند و امکان استفاده از فرکانس‌های تا ۵ کیلوهرتز را فراهم می‌کنند. در عمل، بسیاری از ایستگاههای AM با فرکانس‌هایی تا ۷/۵ کیلوهرتز و حتی ۱۰ کیلوهرتز را مدوله می‌کنند، زیرا FCC از تخصیص کانال‌های متناوب در یک منطقه خاص استفاده می‌کند و باندهای جانسی بیرونی بسیار ضعیف هستند، بنابراین تداخل کانال مجاور رخ نمی‌دهد.

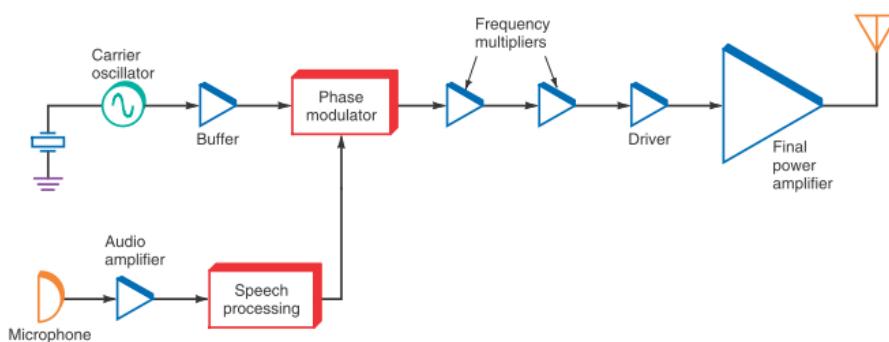
پردازنده‌های گفتار همچنین دارای مداری هستند که برای نگه داشتن دامنه تا محدوده بیشینه استفاده می‌کنند. سیگنال‌های با دامنه بالا فشرده می‌شوند و سیگنال‌های با دامنه پایین‌تر، تقویت بیشتری دارند. نتیجه این است که از مدولاسیون بیش از حد جلوگیری می‌شود، با این حال فرستنده تا حد امکان نزدیک به ۱۰۰ درصد مدولاسیون عمل می‌کند. این امر احتمال اعوجاج سیگنال و هارمونیک‌ها را کاهش می‌دهد که باندهای جانبی وسیع‌تری تولید می‌کنند که می‌تواند باعث تداخل

^۴Citizens Band

^۵Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor(MOSFET)

کanal مجاور شود، اما بالاترین توان خروجی ممکن را در باندهای جانبی حفظ می‌کند. بعد از پردازشگر گفتار، از تقویت کننده درایور (راهانداز) برای افزایش سطح توان سیگنال استفاده می‌شود تا بتواند تقویت کننده مدولاسیون توان بالا را هدایت کند. در فرستنده AM شکل (۳.۸)، مدولاسیون سطح بالا یا کلکتور (مدولاسیون صفحه در یک لوله) استفاده می‌شود. همانطور که قبلاً گفته شد، توان خروجی تقویت کننده مدولاسیون باید نصف توان ورودی تقویت کننده RF باشد. تقویت کننده MDFL اسیون با توان بالا معمولاً برای رسیدن بهاین سطوح توان با یک کانکتور پوش پول کلاس AB یا کلاس B کار می‌کند.

فرستنده‌های FM سطح پایین : در مدولاسیون سطح پایین، مدولاسیون بر روی حامل در سطوح توان پایین انجام می‌شود و سپس سیگنال توسط تقویت کننده‌های قدرت تقویت می‌شود. این وضع برای هر دو نوع MDFL اسیون AM و FM انجام می‌شود. فرستنده‌های FM با استفاده از این روش بسیار رایج‌تر از فرستنده‌های سطح پایین AM هستند.

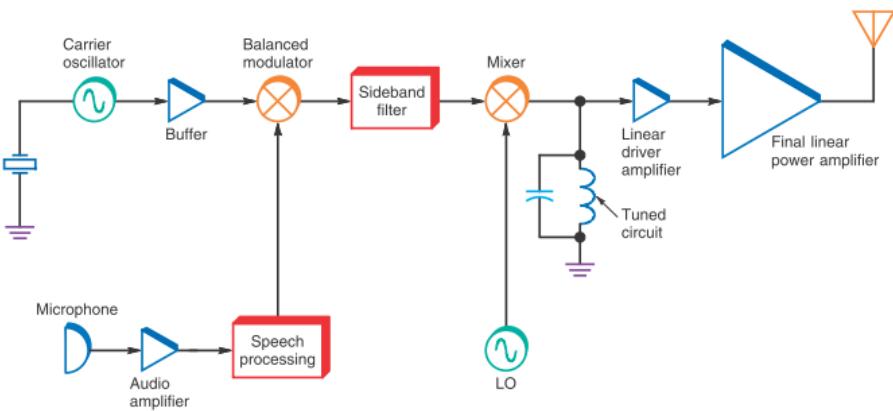


شکل ۳.۸: یک فرستنده FM معمولی با استفاده از MDFL غیر مستقیم با یک مدولاتور فاز.

شکل (۳.۸) شکل معمولی یک فرستنده FM یا PM را نشان می‌دهد. از روش غیر مستقیم تولید FM استفاده می‌شود. یک نوسان‌ساز کریستالی پایدار برای تولید سیگنال حامل و یک تقویت کننده بافر برای جداسازی آن از بقیه مدار استفاده می‌شود. سپس سیگنال حامل به یک مدولاتور فاز مانند آنچه در فصل ششم بحث شد اعمال می‌شود. صدای ورودی برای محدود کردن محدوده فرکانس و جلوگیری از انحراف بیش از حد، تقویت و پردازش می‌شود. خروجی مدولاتور سیگنال FM مورد نظر است.

اکثر فرستنده‌های FM در محدوده VHF و UHF استفاده می‌شوند. از آنجایی که کریستال‌ها برای تولید مستقیم آن فرکانس‌ها در دسترس نیستند، سیگنال حامل معمولاً در فرکانس بسیار پایین‌تر از فرکانس خروجی نهایی تولید می‌شود. برای دستیابی به فرکانس خروجی مطلوب، از یک یا چند مرحله ضرب کننده فرکانس استفاده می‌شود. ضرب کننده فرکانس، تقویت کننده کلاس C است که فرکانس خروجی آن چند برابر عدد صحیح فرکانس ورودی است. بیشتر ضرب کننده‌های فرکانس، فرکانس را با ضریب ۲، ۳، ۴ یا ۵ افزایش می‌دهند. از آنجایی که آنها تقویت کننده‌ها کلاس C هستند، اکثر ضریب‌های فرکانس نیز مقدار متوسطی از تقویت توان را ارائه می‌دهند.

ضریب فرکانس نه تنها فرکانس حامل را به فرکانس خروجی مورد نظر افزایش می‌دهد، بلکه انحراف فرکانس تولید شده توسط مدولاتور را نیز چندین برابر می‌کند. بسیاری از مدولاتورهای فرکانس و فاز



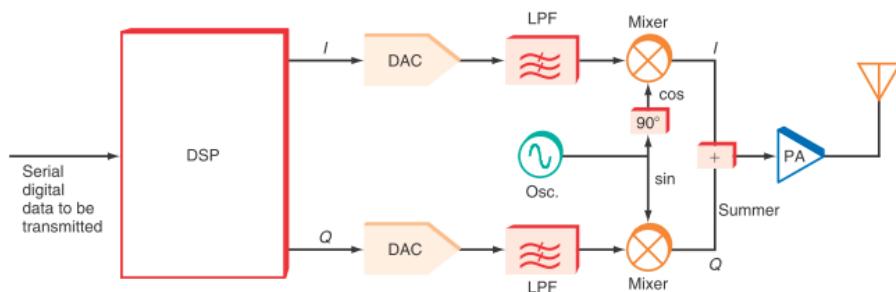
شکل ۴.۸: فرستنده SSB

تنها یک تغییر فرکانس کوچک را، بسیار کمتر از انحراف مطلوب، ایجاد می‌کنند. طراحی فرستنده باید به گونه‌ای باشد که ضرب کننده‌های فرکانس، مقدار صحیح ضرب را نه تنها برای فرکانس حامل، بلکه برای انحراف مدولاسیون نیز فراهم کنند. پس از مرحله ضرب فرکانس، یک تقویت کننده درایور (راهانداز) کلاس C برای افزایش سطح توان به اندازه کافی برای کار کرد تقویت کننده توان نهایی استفاده می‌شود که در سطح کلاس C نیز کار می‌کند.

اکثر فرستنده‌های ارتباطی FM در سطح توان نسبتاً کم، معمولاً کمتر از ۱۰۰ وات کار می‌کنند. همه مدارها، حتی در محدوده VHF و UHF، از ترانزیستور استفاده می‌کنند. برای سطح توان بیش از چند صد وات، باید از لامپ‌های خلاء استفاده شود. طبقات نهایی تقویت کننده در فرستنده‌های پخش FM معمولاً از تقویت کننده‌های کلاس C لامپ خلاء بزرگ استفاده می‌کنند. در فرستنده‌های FM که در محدوده مایکروویو کار می‌کنند، از کلابیسترون^۶، مگنترون^۷ و لامپ‌های موج متخرک^۸ برای تامین توان نهایی استفاده می‌شود.

فرستنده‌های SSB: فرستنده معمولی تک باند کناری^۹ (SSB) در شکل (۴.۸) نشان داده شده است. یک سیگنال نوسانگر فرکانس حامل را تولید می‌کند، که سپس به تقویت کننده بافر تغذیه می‌شود. تقویت کننده بافر سیگنال ورودی حامل را به مدولاتور متعادل می‌رساند. تقویت کننده صدا و مدارهای پردازش گفتار که قبلاً توضیح داده شد، ورودی دیگر را به مدولاتور متعادل ارائه می‌دهند. خروجی مدولاتور متعادل - سیگنال DSB - سپس به یک فیلتر باند کناری تغذیه می‌شود برای این که باند کناری بالایی یا پایینی را انتخاب کند. پس از این، سیگنال SSB به یک مدار میکسر (مخلوط کننده) تغذیه شده تا برای تبدیل سیگنال به فرکانس کارکرد نهایی خود استفاده شود. مدارهای میکسر که به عنوان مدولاتورهای دامنه ساده عمل می‌کنند، برای تبدیل فرکانس پایین به فرکانس بالاتر یا فرکانس بالاتر به فرکانس پایین تر استفاده می‌شوند. (میکسرها به طور کامل در فصل نهم مورد بحث قرار گرفته‌اند).

^۶Klystron^۷Magnetron^۸Traveling Wave Tube (TWT)^۹Single SideBand (SSB)



شکل ۵.۸: فرستنده دیجیتالی مدرن

به طور معمول، سیگنال SSB در RF پایین تولید می‌شود. این باعث می‌شود مدارهای مدولاتور متعادل و فیلتر ساده‌تر و راحت‌تر طراحی شوند. میکسر سیگنال SSB را به فرکانس دلخواه بالاتر انتقال می‌دهد. ورودی دیگر به میکسر از یک نوسان‌ساز محلی در فرکانسی تنظیم می‌شود که وقتی با سیگنال SSB مخلوط می‌شود، فرکانس کاری مورد نظر را تولید کند. میکسر را می‌توان طوری تنظیم کرد که مدار تنظیم شده در خروجی آن فرکانس مجموع یا تفاضل را انتخاب کند. فرکانس اسیلاتور باید طوری تنظیم شود که فرکانس خروجی مورد نظر را فراهم کند. برای عملکرد کانال ثابت، کریستال‌ها را می‌توان در این نوسان‌ساز محلی استفاده کرد. با این حال، در برخی از تجهیزات، مانند تجهیزاتی که توسط باند شهرهوندان استفاده می‌شود، از یک نوسانگر فرکانس متغیر (VFO) برای ارائه تنظیم مداوم در محدوده دلخواه استفاده می‌شود. در اکثر تجهیزات ارتباطات مدرن، از یک سینتی سایزر فرکانس برای تنظیم فرکانس خروجی نهایی استفاده می‌شود.

خروجی میکسر در شکل (۴.۸) فرکانس حامل نهایی مطلوب حاوی مدولاسیون SSB است. سپس به درایور (راهانداز) خطی و تقویت کننده‌های قدرت تغذیه می‌شود تا سطح توان را در صورت نیاز افزایش دهد. تقویت کننده‌های کلاس C سیگنال را تحریف می‌کنند و بنابراین نمی‌توان برای انتقال SSB یا AM سطح پایین از هر نوع، از جمله DSB استفاده کرد. تقویت کننده‌های خطی کلاس A یا AB باید برای حفظ محتوای اطلاعاتی در سیگنال AM استفاده شوند.

فرستنده‌های دیجیتالی : اکثر رادیوهای دیجیتالی مدرن مانند تلفن‌های همراه از DSB برای تولید مدولاسیون و پردازش مربوط به داده‌های ارسالی استفاده می‌کنند (شکل ۵.۸). داده‌های سریالی نشان دهنده داده‌هایی است که قرار است منتقل شوند به DSB ارسال می‌شوند، و سپس دو جریان داده تولید که برای انتقال به RF تبدیل می‌شوند. مسیرهای داده از تراشه DSB به آنها ارسال می‌شوند و در آنجا به سیگنال‌های آنالوگ معادل انتقال می‌شوند. سیگنال‌های آنالوگ در یک فیلتر پایین گذر (LPF) فیلتر می‌شوند و سپس روی میکسرها اعمال می‌شوند که آنها را به فرکانس خروجی اصلی تبدیل می‌کند. میکسرها ورودی دوم را از یک نوسان‌ساز یا یک سینتی سایزر فرکانس دریافت می‌کنند که فرکانس کاری را انتخاب می‌کند. توجه داشته باشید که سیگنال‌های نوسانگر به صورت تربیعی هستند. یعنی یکی ۹۰° درجه از دیگری جایجا شده است. یکی موج سینوسی و دیگری موج کسینوس است. سیگنال بالایی به عنوان سیگنال درون فازی (I) و سیگنال دیگر به عنوان سیگنال تربیعی (Q) نامیده می‌شود. سپس سیگنال‌های خروجی از میکسرها (مخلوط کننده) اضافه می‌شوند و نتیجه تقویت شده و توسط تقویت کننده قدرت (PA) ارسال می‌شود. دو سیگنال تربیعی در گیرنده

مورد نیاز است تا سیگنال را بازیابی کند و آن را در یک تراشه DSB تغییر شکل دهد. این پیکربندی برای هر نوع مدولاسیون کار می‌کند زیرا تمام مدولاسیون با الگوریتم‌های ریاضی انجام می‌شود. با این تکنیک در فصل یازدهم بیشتر آشنا خواهید شد.

۲.۸ مولد سیگنال حامل

نقشه شروع برای همه فرستنده‌ها تولید حامل است. پس از تولید، حامل را می‌توان مدوله کرد، بهروش‌های مختلف پردازش کرد، آن را تقویت کرد، و من بهطور کلی انتقال داد. منبع اکثر سیگنال‌های حامل در فرستنده‌های مدرن یک نوسانگر کریستالی است. سینتی سایزرهای فرکانس PLL که در آنها یک نوسان ساز کریستالی مرجع ثبیت کننده اصلی است، در کاربردهای استفاده می‌شود که نیاز به چندین کانال عملیاتی دارند.

نوسان‌سازهای کریستالی

اکثر فرستنده‌های رادیویی توسط کمیسیون ارتباطات فدرال^{۱۰} FCC بهطور مستقیم یا غیرمستقیم مجوز دارند تا نه تنها در یک باند فرکانسی خاص بلکه در فرکانس‌ها یا کانال‌های از پیش تعیین شده نیز کار کنند. انحراف از فرکانس تعیین شده حتی به مقدار کمی می‌تواند باعث تداخل سیگنال در کانال‌های مجاور شود. بنابراین، مولد سیگنال حامل فرستنده باید بسیار دقیق باشد و بر روی فرکانس دقیق تخصیص داده شده، اغلب در تولرانس‌های بسیار نزدیک عمل کند. در برخی از سرویس‌های رادیویی، فرکانس کار باید در ۱۰۰٪ درصد فرکانس تعیین شده باشد. علاوه بر این، فرستنده باید روی فرکانس تعیین شده باقی بماند. با وجود شرایط عملیاتی زیاد، مانند تغییرات دما و تغییرات ولتاژ منبع تغذیه که بر فرکانس تأثیر می‌گذارند، باید از مقدار تعیین شده خود خارج شود یا از آن خارج شود. تنها نوسانگر که قادر به برآوردن دقت و پایداری مورد نیاز FCC است، یک نوسان ساز کریستالی است.

خوب است بدانید که:

تنها اسیلاتوری که قادر به حفظ دقت فرکانس و پایداری مورد نیاز FCC است، یک نوسان ساز کریستالی است. در واقع، FCC ایجاب می‌کند که در همه فرستنده‌ها از یک نوسان ساز کریستالی استفاده شود.

کریستال قطعه‌ای از کوارتز است که بر شدیده داده شده و به صورت ویفری صاف و نازک بریده شده و بین دو صفحه فلزی نصب شده است. هنگامی که کریستال توسط یک سیگنال ac دردوسر صفحات خود تحریک می‌شود، بهارتعاش در می‌آید. این عمل به عنوان اثر پیزوالکتریک شناخته می‌شود. فرکانس ارتعاش در درجه اول با ضخامت کریستال تعیین می‌شود. سایر عوامل موثر در فرکانس عبارتند از برش کریستال، به عنوان مثال، مکان و زاویه برش ایجاد شده در سنگ کوارتز پایه که کریستال از آن مشتق شده است، و اندازه ویفر کریستالی. فرکانس کریستال‌ها از ۳۰ کیلوهرتز تا ۱۵۰ مگاهرتز متغیر است. با ارتعاش یا نوسان کریستال، فرکانس بسیار ثابتی را حفظ می‌کند. هنگامی که یک کریستال تا فرکانس خاصی بریده یا آسیاب شود، حتی با تغییرات گسترده ولتاژ یا دما تغییر نخواهد کرد. حتی با نصب کریستال در محفظه‌های مهر و موم شده و با دمای کنترل شده به نام کوره‌های کریستالی

^{۱۰} Federal Communications Commission (FCC)

می‌توان به ثبات بیشتری دست یافت. این دستگاه‌ها دمای ثابت مطلق را حفظ و فرکанс خروجی پایدار را تضمین می‌کنند.

همانطور که در فصل چهارم دیدیم، کریستال به صورت یک مدار هماهنگی LC عمل می‌کند. می‌توانیم یک مدار LC سری یا موازی با Q تا 3000 را شبیه سازی کیم. کریستال به سادگی جایگزین سیم پیچ و خازن در یک مدار نوسان ساز معمولی می‌شود. نتیجه نهایی یک نوسان ساز بسیار دقیق و پایدار است. دقت یا پایداری یک کریستال معمولاً^{۱۱} بر حسب قسمت در میلیون (ppm)^{۱۱} بیان می‌شود. به عنوان مثال، وقتی میگوئیم کریستالی با فرکانس یک مگاهرتز دارای دقت 100 ppm می‌شود. است به این معنی است که فرکانس کریستال می‌تواند از 999900 تا 1000000 هرتز متغیر باشد. اکثر کریستال‌ها دارای مقادیر تحمل و پایداری در محدوده 10 تا 1000 ppm هستند. آن به صورت درصد، دقت $0.01 = 100 \times 10^{-6} = 10^{-6}$ درصد است.

همچنین می‌توانید از نسبت و تناسب عددی برای محاسبه تغییرات فرکانس برای یک کریستال با دقت معین استفاده کنید. به عنوان مثال، یک کریستال 24 مگاهرتز با پایداری ± 50 ppm دارای حداقل تغییر فرکانس $\Delta f = 50 / (24,000,000) / 1,000,000 = 50 \times 24,000 \times 10^{-6}$ است. بنابراین، $24 \pm 50 = 1200$ Hz است.

۱-۸ مثال

حداکثر و حداقل فرکانس یک کریستال 16 مگاهرتز با پایداری 200 ppm چقدر است؟

فرکانس می‌تواند از 200 هرتز برای هر 1 مگاهرتز فرکانس یا $200 \times 16 = 3200$ Hz تغییر کند.

با ز� فرکانس ممکن برابر است با:

$$16,000,000 - 3200 = 15,996,800 \text{ Hz}$$

$$16,000,000 + 3200 = 16,003,200 \text{ Hz}$$

با بیان بصورت درصد، این پایداری برابر با $0.02 = 100 \times 2 / 16,000,000 = 3200$ درصد است. به عبارت دیگر، فرکانس واقعی ممکن است با فرکانس تعیین شده تا 50 هرتز برای هر یک مگاهرتز فرکانس تعیین شده یا $1200 = 50 \times 24$ هرتز متفاوت باشد.

مقدار دقیق داده شده به صورت درصد را می‌توان به صورت زیر به مقدار ppm تبدیل کرد. فرض کنید که یک کریستال 10 مگاهرتز دارای درصد دقت 0.001 ± 0.0001 درصد است. 0.001 درصد از $10,000,000$ برابر با 100 Hz است. بدین ترتیب،

$$\text{ppm} / 10,000,000 = 100 / 10,000,000$$

$$\text{ppm} = 100(1,000,000) / 10,000,000 = 10 \text{ ppm}$$

با این حال، ساده‌ترین راه برای تبدیل از درصد به ppm این است که مقدار درصد را به شکل اعشاری آن با تقسیم بر 10^6 ، یا حرکت دادن نقطه اعشار دو رقم به سمت چپ، و سپس ضرب در 10^6 ، یا حرکت دادن نقطه اعشار به شش رقم به سمت راست، تبدیل کنید. به عنوان مثال، پایداری ppm یک

^{۱۱} Parts Per Million (ppm)

کریستال ۵ مگاهرتز با دقت ۰٪۰۰۵ درصد به شرح زیر است. ابتدا ۰٪۰۰۵ درصد را به صورت اعشاری قرار دهید: ۰٪۰۰۵ = ۰٪۰۰۵٪. بعد در یک میلیون ضرب کنید

$$0.00005 \times 1,000,000 = 50 \text{ ppm}$$

مثال ۲-۸

یک فرستنده رادیویی از یک نوسان ساز کریستالی با فرکانس ۱۴/۹ مگاهرتز و یک زنجیره چند برابر کننده فرکانس با فاکتورهای ۲، ۳ و ۳ استفاده می‌کند. این کریستال دارای پایداری $\pm 30\text{ ppm}$ است.

- الف: فرکانس خروجی فرستنده را محاسبه کنید.

$$\text{کل ضریب فرکانس} = 2 \times 3 \times 3 = 18$$

$$\text{فرکانس خروجی} = 14/9 \text{ MHz} \times 18 = 268/2 \text{ MHz}$$

- ب: اگر کریستال رانش کریستال در مقدار نهائی خود باشد، حداکثر و حداقل فرکانس‌هایی را که فرستنده احتمالاً به آن دست می‌یابد محاسبه کنید.

$$\pm 30\text{ ppm} = \frac{300}{1,000,000} \times 100 = \pm 0.03\%$$

این تغییر در زنجیره ضرب کننده فرکانس ضرب می‌شود و $\pm 0.03\% = \pm 0.54\%$ دست می‌آید. اکنون $1/45 \text{ MHz} \times 0.0054 = 268/2 \text{ MHz}$. بنابراین فرکانس خروجی فرستنده $268/2 \pm 1/45$ مگاهرتز است. حد بالایی برابر است با:

$$268/2 + 1/45 = 269/65 \text{ MHz}$$

و حد پائینی برابر است با:

$$268/2 - 1/45 = 266/75 \text{ MHz}$$

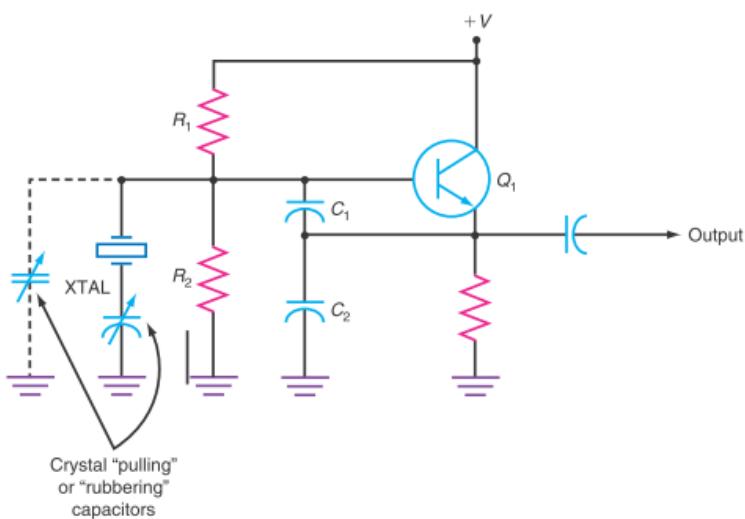
مدارهای نوسان ساز کریستالی معمولی : متداول‌ترین نوسان ساز کریستالی از نوع کولپیتس^{۱۲} است که در آن بازخورد از تقسیم کننده ولتاژ خازنی ساخته شده از C_1 و C_2 مشتق می‌شود. یک نسخه امیتر فالور (دبال کننده) در شکل (۶.۸) نشان داده شده است. باز هم، بازخورد از تقسیم کننده ولتاژ خازن $C_1 - C_2$ می‌آید. خروجی از امیتر گرفته می‌شود که تنظیم نشده است. اکثر نوسان‌سازهای این نوع به عنوان تقویت کننده‌های کلاس A با خروجی موج سینوسی عمل می‌کنند. JFET‌ها همچنین به طور گسترده در تقویت کننده‌های اجزای گسته استفاده می‌شوند.

همانطور که در شکل (۶.۸) نشان داده شده است، گاهی اوقات یک خازن به صورت سری یا موازی با کریستال (نه هر دو) خواهد دید. از این خازن‌ها می‌توان برای انجام تنظیمات جزئی در فرکانس کریستال استفاده کرد. همانطور که قبلاً بحث شد، نمی‌توان بر تغییرات فرکانس زیاد با خازن‌های سری یا شنت تأثیر گذاشت، اما می‌توان از آنها برای انجام تنظیمات دقیق استفاده کرد. خازن‌ها را خازن‌های کریستالی کشنده^{۱۳} می‌گویند و کل فرآیند تنظیم دقیق کریستال گاهی اوقات به عنوان کشسان^{۱۴} نامیده می‌شود. وقتی خازن کشنده ورکتور باشد، می‌توان FSK یا FM را تولید کرد.

^{۱۲}Colpitts

^{۱۳}Crystal Pulling Capacitors

^{۱۴}Rubbering



شکل ۸.۶: فرستنده دیجیتالی مدرن

سیگнал مدوله کننده آنالوگ یا باینری، ظرفیت ورکتور را تغییر که بهنوبه خود، فرکانس کریستال را تغییر می‌دهد.

نوسان ساز فراتون: مشکل اصلی کریستال‌ها این است که عملکرد فرکانس بالای آنها محدود است. هرچه فرکانس بالاتر باشد، کریستال باید نازک‌تر باشد تا در آن فرکانس نوسان کند. در حد بالایی حدود ۵۰ مگاهرتز، کریستال آنقدر شکننده است که استفاده از آن غیر عملی می‌شود. با این حال، در طول سال‌ها، فرکانس‌های عملیاتی در نتیجه تلاش برای فضای فرکانس بیشتر و ظرفیت کانال بیشتر به حرکت رو به بالا ادامه داده‌اند، و FCC به همان ثبات و دقت مورد نیاز در فرکانس‌های پایین‌تر ادامه داده است. یکی از راه‌های دستیابی به فرکانس‌های VHF، UHF و حتی مایکروویو با استفاده از کریستال‌ها، استفاده از مدارهای چندبرابر کننده فرکانس است، همانطور که قبلاً توضیح داده شد. نوسان‌ساز سیگنال حامل در فرکانس کمتر از ۵۰ مگاهرتز کار می‌کند و چندبرابر کننده‌ها این فرکانس را تا سطح مورد نظر بالا می‌برند. به عنوان مثال، اگر فرکانس کاری مورد نظر $\frac{163}{2}$ مگاهرتز باشد و چند برابر کننده‌های فرکانس در ضرب ۲۴ ضرب شوند، فرکانس کریستال باید $\frac{163}{2} \times 2^4 = 6,8$ مگاهرتز باشد.

راه دیگر برای دستیابی به دقت و پایداری کریستال در فرکانس‌های بالاتر از ۵۰ مگاهرتز، استفاده از کریستال‌های فراتون^{۱۵} است. یک کریستال فراتون به روشی خاص برش داده می‌شود تا نوسان خود را با فرکانس کریستالی اصلی بهینه کند. فراتون مانند هارمونیک است زیرا معمولاً چند برابر فرکانس ارتعاش اساسی است. با این حال، اصطلاح هارمونیک معمولاً به سیگنال‌های الکتریکی اطلاق می‌شود و اصطلاح فراتون به فرکانس‌های ارتعاش مکانیکی بالاتر اشاره دارد. مانند یک هارمونیک، یک اورتون معمولاً چند برابر اعداد صحیح فرکانس ارتعاش پایه است. با این حال، بیشتر فراتون‌ها کمی بیشتر یا کمی کمتر از مقدار صحیح هستند. در کریستال هارمونیک دوم اولین فراتون، هارمونیک سوم، دومین فراتون و غیره است. به عنوان مثال، یک کریستال با فرکانس پایه ۲۰ مگاهرتز دارای هارمونیک

^{۱۵}Overtone Crystals

دوم یا اولین فراتون 40 مگاهرتز و هارمونیک سوم یا دومین فراتون 60 مگاهرتز خواهد بود.

خوب است بدانید که:

فراتون به مضرب فرکانس هارمونیک اشاره دارد. هارمونیک دوم اورتون اول، هارمونیک سوم فراتون دوم و غیره است.

اصطلاح فراتون اغلب به عنوان مترادف برای هارمونیک استفاده می‌شود. اکثر سازندگان از کریستال‌های فراتون سوم خود به عنوان کریستال‌های هارمونیک سوم یاد می‌کنند.

فراتون‌های فرد از نظر دامنه بسیار بیشتر از فراتون‌های زوج هستند. بیشتر کریستال‌های فراتون به طور قابل اعتمادی در نوسان سوم یا پنجم فرکانسی که کریستال در ابتدا برش می‌خورد، نوسان می‌کنند. همچنین کریستال‌های فراتون هفتم وجود دارد. کریستال‌های فراتون را می‌توان با فرکانس‌هایی تا حدود 250 مگاهرتز به دست آورد. یک نوسان ساز کریستالی فراتون معمولی ممکن است از یک برش کریستالی برای فرکانس، مثلًا $16/8$ مگاهرتز استفاده کند و برای سرویس فراتون بهینه شده، دارای نوسان تون سوم در $= 50/4 = 16/8 \times 3$ مگاهرتز باشد. مدار خروجی تنظیم شده از C_1 و L_1 در فرکانس 45% مگاهرتز تشدید خواهد شد.



شکل ۷.۸: نوسان ساز کریستال پیرس با استفاده از FET

بیشتر نوسان‌سازهای کریستالی مدارهایی هستند که در مدارهای مجتمع دیگر تعییه شده‌اند. کریستال خارج از آی سی است. شکل متداول دیگر شکلی است که در تصویر (۷.۸) نشان داده شده است، که در آن مدار کریستال و نوسانگر به طور کامل با هم به صورت یک آی سی بسته بندی شده‌اند. هر دو نسخه خروجی سینوسی و تربيعی در دسترس هستند.

نوع‌های مختلفی از این اسیلاتورهای کریستالی بسته‌بندی شده وجود دارد. اینها نوسان ساز کریستالی اصلی^{۱۶} (XO)، نوسان ساز کریستالی کنترل با ولتاژ^{۱۷} (VCXO)، نوسان ساز کریستالی

^{۱۶}Crystal Oscillator (XO)

^{۱۷}Voltage Controlled Crystal Oscillator (VCXO)

جبران با دما^{۱۸} (TCXO) و نوسان ساز کریستالی کنترل با کوره^{۱۹} (OCXO) هستند. انتخاب بستگی به درجه پایداری فرکانس مطلوب مورد نیاز کاربرد دارد. XO اصلی دارای ثبات در دهها ppm است.

یک VCXO از یک وارکتور به صورت سری یا موازی با کریستال (شکل ۸-۶) برای تغییر فرکانس کریستال در یک محدوده باریک با ولتاژ DC خارجی استفاده می‌کند. پایداری بهبود یافته در TCXO به دست می‌آید که از یک شبکه بازخورد با ترمیستور برای حس کردن تغییرات دما استفاده می‌کند، که به نوبه خود یک خازن متغیر ولتاژ (VVC) یا ورکتور را کنترل می‌کند تا فرکانس کریستال را به مقدار دلخواه وادار نماید. TCXO‌ها می‌توانند به مقادیر پایداری $\pm 0.2\text{ ppm}$ دست یابند.

یک OCXO کریستالی و مدار آن را در یک کوره با دمای کنترل شده بسته بندی می‌شودند تا فرکانس را در فرکانس مورد نظر ثابت نگه دارد. یک سنسور ترمیستور در یک شبکه بازخورد، دمای عنصر گرمایش را در اجاق تغییر می‌دهد. ثبات در $10^{-8} \times \pm 1$ یا بهتر را می‌توان به دست آورد.

سینتی سایزرهای فرکانس

سینتی سایزرهای فرکانس، مولدهای فرکانس متغیری هستند که ثبات فرکانس نوسان سازهای کریستالی را، اما با راحتی تنظیم جزئی در یک محدوده فرکانس وسیع، فراهم می‌کنند. سینتی سایزرهای فرکانس معمولاً یک سیگنال خروجی ارائه می‌دهند که در تغییر جزئی فرکانس در محدوده وسیعی تغییر می‌کند. در یک فرستنده، یک سینتی سایزر فرکانس تولید حامل اصلی برای عملیات کانالی کردن را فراهم می‌کند. سینتی سایزرهای فرکانس نیز در گیرندها به عنوان نوسان سازهای محلی استفاده می‌شوند و کار تنظیم گیرنده را در نیاز می‌دانند.

استفاده از سینتی سایزرهای فرکانس بر برخی از معایب هزینه و اندازه مرتبط با کریستال‌ها غلبه می‌کند. به عنوان مثال، فرض کنید که یک فرستنده باید روی ۵۰ کانال کار کند. پایداری کریستال مورد نیاز است. سرراست‌ترین روش استفاده از یک کریستال در هر فرکانس و اضافه کردن یک سوچ بزرگ است. اگرچه چنین ترتیبی کار می‌کند، اما دارای معایب عمده‌ای است. کریستال‌ها گران و هر کدام از ۱ تا ۱۰ دلار متغیر قیمت دارند و حتی با کمترین قیمت، ۵۰ کریستال ممکن است بیشتر از بقیه قطعات در فرستنده قیمت داشته باشند. همین ۵۰ کریستال همچنین فضای زیادی را اشغال می‌کنند و احتمالاً بیش از ۱۰ برابر حجم بقیه قسمت‌های فرستنده را اشغال می‌کنند. با یک سینتی سایزر فرکانس، تنها یک کریستال مورد نیاز است و تعداد کانال‌های مورد نیاز را می‌توان با استفاده از چند آی سی کوچک تولید کرد.

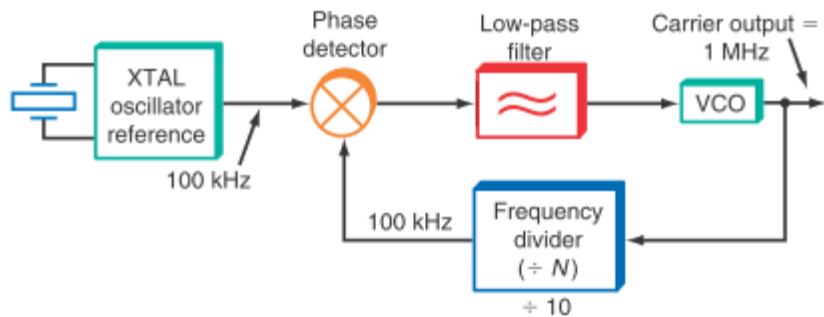
در طول سال‌ها، تکنیک‌های زیادی برای پیاده‌سازی سینتی سایزرهای فرکانس با ضرب کننده‌های فرکانس و میکسرها ایجاد شده است. امروزه، با این حال، اکثر سینتی سایزرهای فرکانس از تغییراتی در حلقه قفل فاز (PLL) استفاده می‌کنند. یک تکنیک جدیدتر به نام سنتز سیگنال دیجیتال (DSS) در حال محبوب شدن است زیرا فناوری مدار مجتمع تولید فرکانس بالا را عملی کرده است.

سینتی سایزرهای حلقه قفل شده

یک سینتی سایزر فرکانس اصلی بر اساس PLL در شکل (۸.۸) نشان داده شده است. مانند تمام حلقه‌های قفل شده فاز، از یک آشکارساز فاز، یک فیلتر پایین گذر و یک VCO تشکیل شده است. ورودی آشکارساز فاز یک نوسانگر مرجع است. اسیلاتور مرجع معمولاً برای ایجاد ثبات در فرکانس بالا کنترل می‌شود. فرکانس نوسانگر مرجع تغییرات جزئی را که فرکانس ممکن است تغییر کند را تنظیم

^{۱۸}Temperature Compensated Crystal Oscillator (TCXO)

^{۱۹}Oven Controlled Crystal Oscillator (OCXO)



شکل ۸.۸: اصول فرکانسی سینتی سایزر PLL.

می‌کند. توجه داشته باشید که خروجی VCO مستقیماً به آشکارساز فاز وصل نمی‌شود، بلکه ابتدا به یک تقسیم کننده فرکانس اعمال می‌شود. تقسیم کننده فرکانس مداری است که فرکانس خروجی آن چند عدد صحیح فرکانس ورودی است. یک سینتی سایزر فرکانس تقسیم بر 10° فرکانس خروجی تولید می‌کند که یک دهم فرکانس ورودی است. تقسیم کننده‌های فرکانس را می‌توان به راحتی با مدارهای دیجیتالی برای ارائه هر مقدار صحیح تقسیم فرکانس پیاده‌سازی کرد.

در PLL در شکل (۸.۸)، نوسانگر مرجع روی $100 \text{ کیلوهرتز} / 10^{\circ}$ مگاهرتز تنظیم شده است. فرض کنید که تقسیم کننده فرکانس در ابتدا برای تقسیم بر 10° تنظیم شده است. برای اینکه PLL قفل یا همگام^{۲۰} شود، ورودی دوم به آشکارساز فاز باید از نظر فرکانس با فرکانس مرجع برابر باشد. برای اینکه این PLL قفل شود، خروجی تقسیم کننده فرکانس باید 100 کیلوهرتز باشد. خروجی VCO باید 10° برابر بیشتر از این یا یک مگاهرتز باشد. یک راه برای نگاه کردن به صورت یک ضرب کننده فرکانس است: ورودی 100 کیلوهرتز در 10° ضرب می‌شود تا خروجی یک مگاهرتز تولید شود. در طراحی سینتی سایزر، فرکانس VCO روی یک مگاهرتز تنظیم شده است تا در هنگام تقسیم، سیگنال ورودی 100 کیلوهرتز مورد نیاز آشکارساز فاز را برای حالت قفل ارائه کند. خروجی سینتی سایزر خروجی VCO است. پس آنچه ایجاد شده است یک منبع سیگنال یک مگاهرتز است. از آنجایی که PLL به منبع مرجع کریستالی قفل شده است، فرکانس خروجی VCO همان ثبات نوسانگر کریستالی را دارد. PLL هر گونه تغییر فرکانس را ردیابی می‌کند، اما کریستال بسیار پایدار است و خروجی VCO به اندازه نوسانگر مرجع کریستال پایدار است.

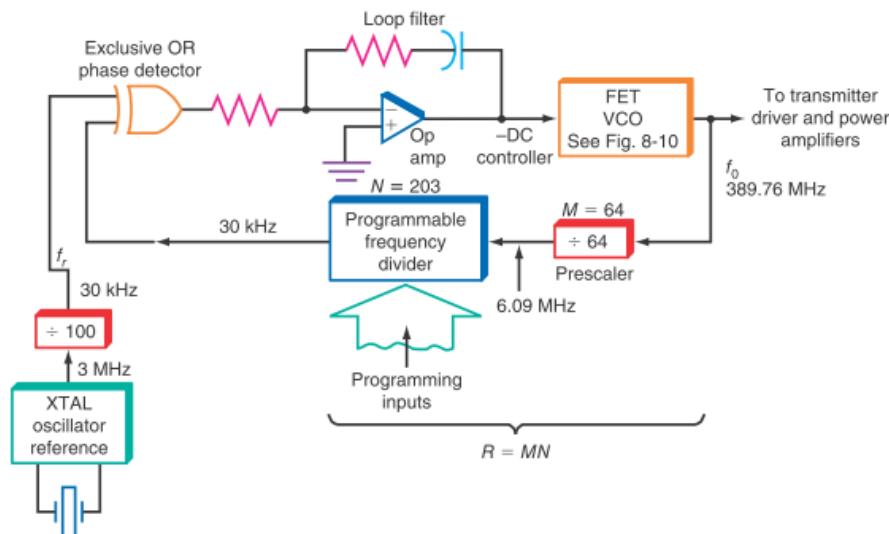
برای مفیدتر کردن سینتی سایزر فرکانس، باید وسایلی برای تغییر فرکانس خروجی آن فراهم شود. این کار با تغییر نسبت تقسیم فرکانس انجام می‌شود. از طریق تکنیک‌های مختلف سوئیچینگ، عملیات فلیپ فلپ در یک تقسیم کننده فرکانس می‌تواند به گونه‌ای مرتباً شود که نسبت تقسیم فرکانس دلخواه را فراهم کند. در پیچیده‌ترین مدارها، یک ریزپردازنده نسبت تقسیم فرکانس صحیح را بر اساس ورودی‌های نرم افزار تولید می‌کند.

تغییر نسبت تقسیم فرکانس، فرکانس خروجی را تغییر می‌دهد. برای مثال، در مدار شکل (۸.۸)، اگر نسبت تقسیم فرکانس از 10° به 11° تغییر کند، فرکانس خروجی VCO باید به $1/11$ مگاهرتز تغییر کند. سپس خروجی تقسیم کننده در 100 کیلوهرتز ($100,000 = 100/11$) باقی می‌ماند

^{۲۰} Synchronized

که برای حفظ وضعیت قفل ضروری است. هر تغییر جزئی در نسبت تقسیم فرکانس باعث ایجاد تغییر فرکانس خروجی $1/100$ مگاهرتز می‌شود. به این صورت است که تغییر جزئی فرکانس توسط نوسانگر مرجع تنظیم می‌شود.

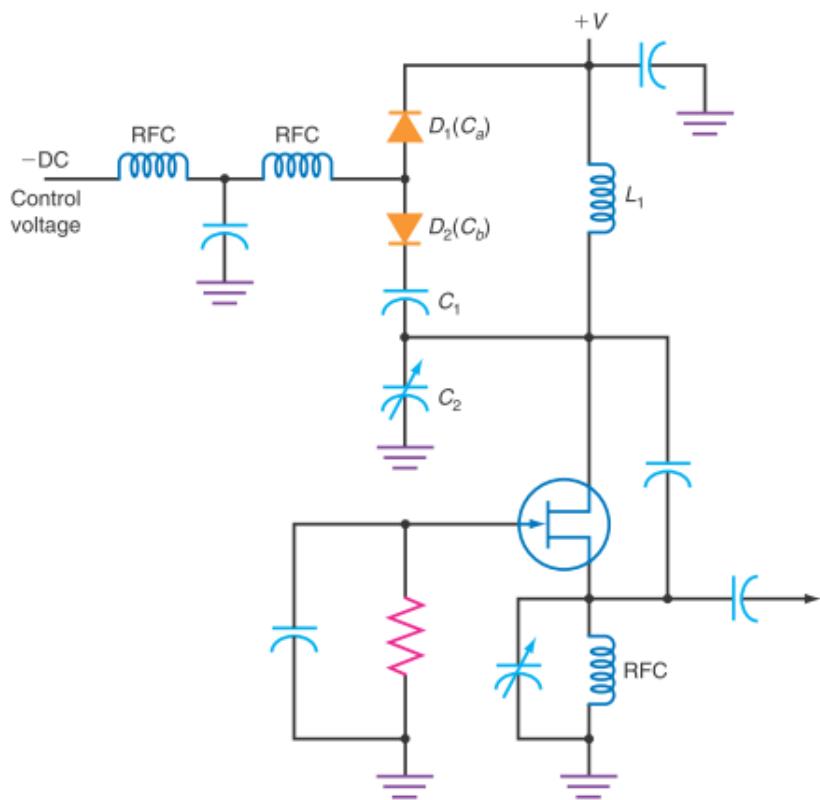
سینتی‌سایزر پیچیده‌تر PLL، مداری که فرکانس‌های VHF و UHF را در محدوده 100 MHz تا 500 MHz مگاهرتز تولید می‌کند، در شکل (۹.۸) نشان داده شده است. این مدار از یک اسیلاتور FET برای تولید مستقیم فرکانس حامل استفاده می‌کند. هیچ چند برابر کننده فرکانس مورد نیاز نیست. خروجی سینتی‌سایزر فرکانس را می‌توان مستقیماً به راهانداز (دراایور) و تقویت کننده‌های قدرت در فرستنده متصل کرد. این سینتی‌سایزر دارای فرکانس خروجی در محدوده 390 MHz مگاهرتز است و فرکانس را می‌توان با تغییر جزئی 3° کیلوهرتز در بالا و پایین آن فرکانس تغییر داد.



شکل ۹.۸: سینتی‌سایزر در فرکانس VHF/UHF

مدار VCO برای سینتی‌سایزر در شکل (۹.۸) در شکل (۱۰.۸) نشان داده شده است. فرکانس این نوسان ساز LC به ترتیب با مقادیر L_1 ، C_2 و C_1 و ظرفیت دیودهای ورکتور D_1 و D_2 و C_b تنظیم می‌شود. ولتاژ dc به ورکتورها فرکانس را تغییر می‌دهد. دو ورکتور پشت به پشت به هم متصل می‌شوند و بنابراین مجموع ظرفیت موتر زوج کمتر از هر یک از ظرفیت‌های جداگانه است. به طور خاص، برابر با ظرفیت سری C_S است که در آن $C_S = C_a C_b / (C_a + C_b)$. اگر D_1 و D_2 یکسان باشند، $C_S = C_a / 2$ است. برای معکوس کردن دیودها یک ولتاژ منفی نسبت به زمین لازم است. افزایش ولتاژ منفی باعث افزایش بایاس معکوس و کاهش ظرفیت خازن می‌شود. این بهنوبه خود فرکانس نوسانگر را افزایش می‌دهد.

استفاده از دو ورکتور به نوسانگر اجازه می‌دهد تا ولتاژهای RF بالاتری را بدون مشکل بایاس شدن ورکتورها به جلو تولید کند. اگر یک ورکتور، که یک دیود باشد، بایاس رو به جلو (مستقیم) است، دیگر خازن نیست. ولتاژهای بالا در مدار مخزن اسیلاتور گاهی اوقات می‌تواند از سطح ولتاژ بایاس فراتر رفته و باعث هدایت رو به جلو شود. هنگامی که هدایت رو به جلو رخ می‌دهد، یکسوسازی صورت می‌گیرد و یک ولتاژ dc تولید می‌کند که ولتاژ تنظیم dc را از آشکارساز فاز و فیلتر حلقه



شکل ۱۰.۸: مدار VCO در بازه VHF/UHF

تغییر می‌دهد. نتیجه نیز فاز نامیده می‌شود. با دو خازن به صورت سری، ولتاژ مورد نیاز برای بایاس رو به جلو ترکیب، دو برابر یک ورکتور است. یک مزیت دیگر این است که دو ورکتور به صورت سری تغییرات خطی تری از ظرفیت خازن را نسبت به ولتاژ در مقایسه با یک دیود ایجاد می‌کنند. البته ولتاژ کنترل فرکانس dc از فیلتر کردن خروجی آشکارساز فاز با فیلتر حلقه پایین گذر بدست می‌آید. در اکثر PLL‌ها، آشکارساز فاز یک مدار دیجیتالی است تا مدار خطی، زیرا ورودی‌های آشکارساز فاز معمولاً دیجیتالی هستند. بهاید داشته باشید، یک ورودی از خروجی زنجیره تقسیم کننده فرکانس بازخورد، که مطمئناً دیجیتالی است، و دیگری از نوسانگر مرجع می‌آید. در برخی از طرح‌ها، فرکانس نوسانگر مرجع نیز توسط یک تقسیم کننده فرکانس دیجیتالی برای دستیابی به افزایش جزئی پلهای فرکانس مطلوب، تقسیم می‌شود. این مورد در شکل (۹.۸) است. از آنجایی که فرکانس سینتی‌سایزر را می‌توان با تغییر جزئی 3° کیلوهرتز افزایش داد، ورودی مرجع به آشکارساز فاز باید 3° کیلوهرتز باشد. این از یک نوسانگر کریستالی 3 مگاهرتز پایدار و یک تقسیم کننده فرکانس 100 بدست آمده است.

طرح نشان داده شده در شکل (۹.۸) از یک گیت انحصاری (نقیض) ^{۲۱} OR به عنوان آشکارساز فاز استفاده می‌کند. بهاید بیاورید که یک گیت انحصاری OR (XOR) تنها در صورتی خروجی بایزی

^{۲۱} Exclusive-OR Gate (XOR)

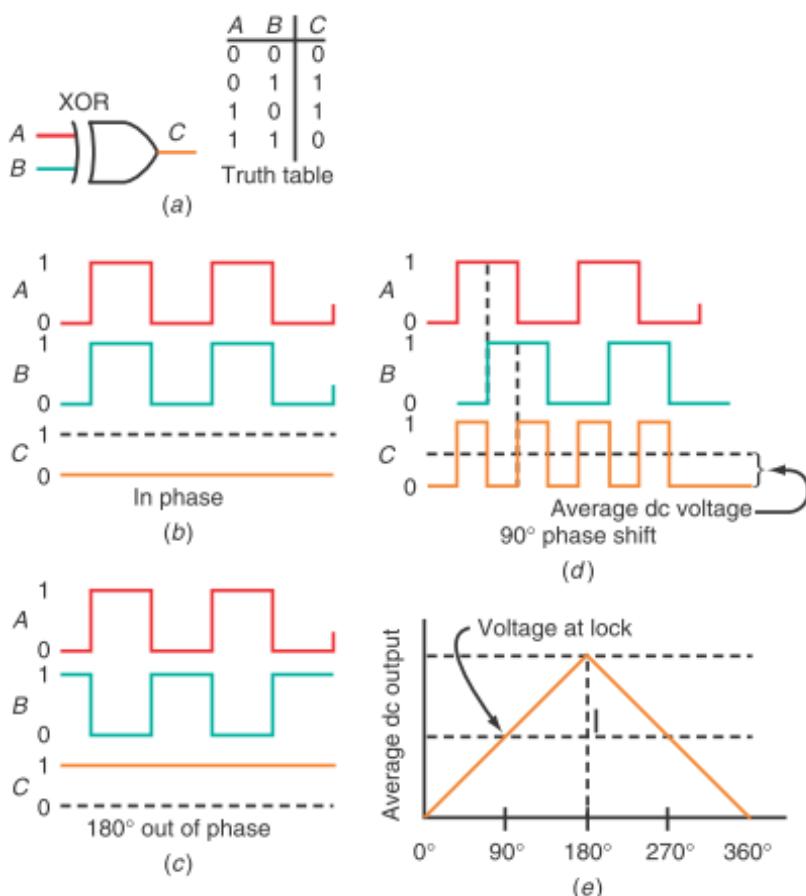
یک تولید می‌کند که دو ورودی مکمل یکدیگر باشند. در غیر این صورت یک خروجی باینری ° تولید می‌کند.

شکل (۱۱.۸) نحوه عملکرد آشکارساز فاز XOR را نشان می‌دهد: به یاد داشته باشید که ورودی‌های یک آشکارساز فاز باید فرکانس یکسانی داشته باشند. این مدار مستلزم آن است که ورودی‌ها دارای کار دوره‌ای 50° درصدی باشند. رابطه فاز بین دو سیگنال خروجی آشکارساز فاز را تعیین می‌کند.

اگر دو ورودی دقیقاً در فاز با یکدیگر باشند، خروجی XOR صفر خواهد بود، همانطور که شکل (۱۱.۸)(ب) نشان می‌دهد. اگر دو ورودی 180° درجه با یکدیگر خارج از فاز باشند، خروجی XOR

یک باینری ۱ ثابت خواهد بود [شکل ۱۱-۸(ج)]. هر رابطه فاز دیگری پالس‌های خروجی را با دو برابر فرکانس ورودی تولید می‌کند. کار دوره این پالس‌ها میزان تغییر فاز را نشان می‌دهد. یک تغییر فاز کوچک، پالس‌های باریکی تولید می‌کند. یک تغییر فاز بزرگتر پالس‌های وسیع‌تری تولید می‌کند.

شکل (۱۱.۸)(د) یک تغییر فاز 90° درجه را نشان می‌دهد.



شکل ۱۱.۸: عملکرد آشکارساز فاز XOR

^{۷۷}Duty Cycle

پالس‌های خروجی به فیلتر حلقه (شکل ۹.۸) تغذیه می‌شوند، یک آپ امپ با یک خازن در مسیر فیدبک که آن را به یک فیلتر پایین گذر تبدیل می‌کند. این فیلتر پالس‌های آشکارساز فاز را به یک ولتاژ dc ثابت می‌رساند که ورکتورهای VCO را بایاس می‌کند. متوسط ولتاژ dc مناسب با کاردورهای است که نسبت زمان پالس باینری ۱ به دوره سیگنال است. پالس‌های باریک (چرخه کار کم) ولتاژ dc متوسط کم و پالس‌های عریض (چرخه کاری بالا) ولتاژ متوسط dc بالا تولید می‌کنند. شکل (۱۱.۸) نشان می‌دهد که چگونه متوسط ولتاژ dc با تغییر فاز تغییر می‌کند. اکثر PLL‌ها در اختلاف فاز ۹۰ درجه قفل می‌شوند. سپس، با تغییر فرکانس VCO به دلیل رانش یا به دلیل تغییر در نسبت تقسیم فرکانس، ورودی آشکارساز فاز از تقسیم‌کننده بازخورد تغییر می‌کند و کار دوره را تغییر می‌دهد. این ولتاژ dc را از فیلتر حلقه تغییر می‌دهد و فرکانس VCO را برای جبران تغییر اولیه محصور به تغییر می‌کند. توجه داشته باشید که XOR یک ولتاژ متوسط dc مثبت تولید می‌کند، اما تقویت کننده عملیات استفاده شده در فیلتر حلقه این ولتاژ را به ولتاژ dc منفی، همانطور که توسط VCO لازم است، معکوس می‌کند.

فرکانس خروجی سینتی‌سایزر f_o و فرکانس مرجع آشکارساز فاز f_r به نسبت کلی تقسیم کننده R به شرح زیر مرتبط است:

$$R = \frac{f_o}{f_r}, \quad f_o = R f_r \quad \text{یا} \quad f_r = \frac{f_o}{R}$$

در این مثال، ورودی مرجع به آشکارساز فاز f_r باید ۳۰ کیلوهرتز باشد تا با بازخورد خروجی VCO f_o مطابقت داشته باشد. فرکانس خروجی VCO را ۳۸۹/۷۶ مگاهرتز فرض کنید. یک تقسیم کننده فرکانس این مقدار را به ۳۰ کیلوهرتز کاهش می‌دهد. نسبت تقسیم کلی است $R = f_o/f_r = ۳۸۹,۷۶۰,۰۰۰ / ۳۰,۰۰۰ = ۱۲,۹۹۲$.

در برخی از سینتی‌سایزرهای PLL با فرکانس بسیار بالا، یک تقسیم کننده فرکانس ویژه به نام پیش مقیاس کننده^{۲۳} بین فرکانس خروجی بالا VCO و قسمت قابل برنامه ریزی تقسیم کننده استفاده می‌شود. پیش مقیاس کننده می‌تواند یک یا چند عملیات فلیپ قلاب منطقی تزویجی امیتر^{۲۴} (ECL) یا یک تقسیم کننده فرکانس CMOS با نسبت پایین باشد که می‌تواند در فرکانس‌های حداکثر ۱ تا ۲ گیگاهرتز کار کند، شکل (۹.۸). پیش مقیاس کننده بر نسبت $M = ۶۴$ تقسیم می‌شود تا خروجی ۳۸۹/۷۶ مگاهرتز VCO را به ۶/۰۹ مگاهرتز کاهش دهد که در محدوده اکثر تقسیم کننده‌های فرکانس قابل برنامه ریزی است. از آنجایی که به نسبت تقسیم کلی $R = ۱۲,۹۹۲$ نیاز داریم و ضریب $M = ۶۴$ در پیش مقیاس کننده است، بخش قابل برنامه ریزی تقسیم کننده بازخورد N می‌تواند محاسبه شود. ضریب تقسیم کل $MN = ۱۲,۹۹۲$ است. با تنظیم مجدد، $N = R/M = ۱۲,۹۹۲/۶۴ = ۲۰۳$ داریم.

حال، برای دیدن اینکه چگونه سینتی‌سایزر فرکانس‌های خروجی را با نسبت تقسیم تغییر می‌دهد، فرض کنید که قسمت قابل برنامه ریزی تقسیم کننده با یک افزایش به $N = ۲۰۴$ تغییر می‌کند. برای اینکه PLL در حالت قفل باقی بماند، ورودی آشکارساز فاز باید در ۳۰ کیلوهرتز باقی بماند. این بدان معنی است که فرکانس خروجی VCO باید تغییر کند. نسبت تقسیم فرکانس جدید با ضرب این در ۲۰۴ است. با ضرب این در ۳۰ کیلوهرتز فرکانس خروجی VCO جدید برای $VCO = ۱۳,۰۵۶$ است. $13,056 \times 30,000 Hz = 391,680,000 Hz = 391,68 MHz$ به دست می‌آید. به جای افزایش

^{۲۳}Prescaler

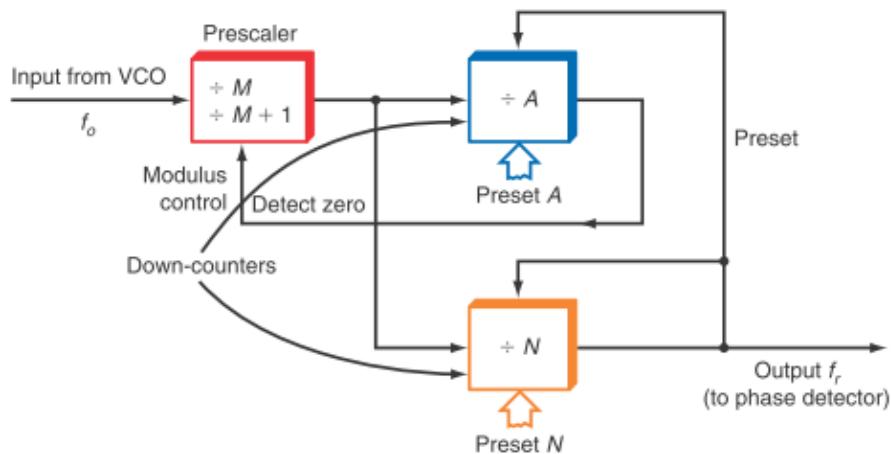
^{۲۴}Emitter Coupled Logic (ECL)

جزئی 30 کیلوهرتز مورد نظر، خروجی VCO $Hz = 1,920,000 - 389,760,000 = 391,680,000$ یا یک پله $1/92$ مگاهرتز تغییر کرد. این توسط پیش مقیاس کننده ایجاد شد. برای دستیابی به یک مرحله 30 کیلوهرتز، تقسیم کننده بازخورد باید نسبت خود را از 12992 به 12993 تغییر می‌داد. از آنجایی که پیش مقیاس کننده با ضریب تقسیم 64 است، کوچکترین مرحله افزایشی 64 برابر فرکانس مرجع یا $= 1,920,000 \times 30,000 = 64$ هرتز است. پیش مقیاس کننده مسئله داشتن یک تقسیم کننده با قابلیت فرکانس کافی بالا برای کنترل خروجی VCO را حل می‌کند، اما استفاده از تقسیم کننده‌های قابل برنامه ریزی را تنها برای بخشی از نسبت تقسیم کننده کل مجبور می‌کند. به دلیل پیش مقیاس کننده، نسبت تقسیم کننده در افزایش اعداد صحیح نیست، بلکه در افزایش 64 است. طراحان مدار می‌توانند با این یا راه حل دیگری زندگی کنند.

یک راه حل ممکن کاهش فرکانس مرجع با ضریب 64 است. در مثال، فرکانس مرجع $= 30\text{kHz}/64 = 468/75\text{Hz}$ می‌شود. برای دستیابی به این فرکانس در ورودی دیگر آشکارساز فاز، یک ضریب تقسیم اضافی 64 باید در تقسیم کننده قابل برنامه ریزی گنجانده شود که آن را به $N = 203 \times 64 = 12,992$ میرساند. با فرض فرکانس خروجی اصلی $389/76$ مگاهرتز، نسبت تقسیم کننده کلی $R = MN = 831,488 = 12,992(64)$ است. این باعث می‌شود که خروجی تقسیم کننده قابل برنامه ریزی برابر با فرکانس مرجع یا $f_r = 389,760,000/831,488 = 468/75$ هرتز باشد.

این جواب منطقی است، اما چندین معایب دارد. اول، هزینه و پیچیدگی را با نیاز به دو IC دیگر تقسیم بر 64 در مسیرهای مرجع و بازخورد افزایش می‌دهد. دوم، هرچه فرکانس کاری آشکارساز فاز کمتر باشد، فیلتر کردن خروجی به جریان مستقیم دشوارتر است. علاوه بر این، پاسخ فرکانس پایین فیلتر، روند دستیابی به قفل را کند می‌کند. هنگامی که تغییری در نسبت تقسیم کننده ایجاد می‌شود، فرکانس VCO باید تغییر کند. مدت زمان محدودی طول می‌کشد تا فیلتر مقدار لازم و لتاژ اصلاحی را برای تغییر فرکانس VCO ایجاد کند. هرچه فرکانس آشکارساز فاز کمتر باشد، این زمان تاخیر قفل بیشتر می‌شود. ثابت شده است که کمترین فرکانس قابل قبول حدود 1 کیلوهرتز است و حتی در برخی کاربردها این فرکانس بسیار کم است. در یک کیلوهرتز، تغییر در فرکانس VCO بسیار آهسته است زیرا خازن فیلتر شارژ خود را در پاسخ به پالس‌های دوره کاری مختلف آشکارساز فاز تغییر می‌دهد. با فرکانس آشکارساز فاز $468/75$ هرتز، پاسخ حلقه حتی کندر می‌شود. برای تغییرات فرکانس سریعتر باید از فرکانس بسیار بالاتر استفاده کرد. برای طیف گسترده و در برخی از کاربردهای ماهواره‌ای، فرکانس باید در چند میکروثانیه یا کمتر تغییر کند که به فرکانس مرجع بسیار بالایی نیاز دارد.

برای حل این مشکل، طراحان سینت سایزرهای PLL با فرکانس بالا، تقسیم کننده‌های فرکانس آی‌سی مخصوصی، مانند آنچه در شکل (۱۲.۸) نشان داده شده است، ایجاد کردند. این به عنوان یک تقسیم کننده N کسری PLL شناخته می‌شود. خروجی VCO روی یک تقسیم کننده پیش مقیاس کننده مدول متغیر ویژه اعمال می‌شود. از مدارهای منطقی تزویجی با امپیتر یا مدارهای CMOS ساخته شده است. این به گونه‌ای طراحی شده است که دارای دو نسبت تقسیم کننده، M و $M + 1$ باشد. برخی از زوج نسبت‌های رایج موجود عبارتند از $10/11$ ، $64/65$ ، $64/65$ و $128/129$. باید استفاده از یک شمارنده $64/65$ را فرض کنیم. نسبت تقسیم کننده واقعی توسط ورودی کنترل مدول تعیین می‌شود. اگر این ورودی 0 باشد، پیش مقیاس کننده بر M یا 64 تقسیم می‌شود. اگر این ورودی 1 باشد، پیش مقیاس کننده بر $M + 1$ یا 65 تقسیم می‌شود. همانطور که شکل (۱۲.۸) نشان می‌دهد، کنترل مدول ورودی خود را از خروجی شمارنده A دریافت می‌کند. تقسیم



شکل ۱۲.۸: استفاده از پیش مقیاس کننده مدول متغیر در تقسیم کننده فرکانس PLL.

کننده‌های فرکانس هر بار که یک دوره کامل تقسیم کننده به دست می‌آید، نسبت‌های تقسیم کننده در شمارنده‌ها از پیش تنظیم می‌شوند. این نسبت‌ها به گونه‌ای هستند که $A > N$ است. ورودی شمارش بهر شمارنده از خروجی پیش مقیاس کننده مدول متغیر می‌آید.

یک چرخه تقسیم کننده با از پیش تنظیم کردن پائین شمار^{۲۵} بر روی A و N و تنظیم پیش مقیاس کننده روی $M + 1 = 65$ آغاز می‌شود. فرکانس ورودی از VCO برابر f_o است. ورودی شمارنده‌های پایین روی $f_o/65$ است. هر دو شمارنده شروع به شمارش معکوس می‌کنند. از آنجایی که یک شمارنده کوتاهتر از N است، A ابتدا به کاهش می‌یابد. هنگامی که این کار انجام می‌شود، خروجی ° آشکار شده آن بالا می‌رود و مدول پیش مقیاس کننده را از ۶۵ به ۶۴ تغییر می‌دهد. شمارشگر N در ابتدا با ضریب A شمارش معکوس می‌کند، اما با ورودی $f_o/64$ به پایین شمارش ادامه می‌دهد. وقتی به ° رسید، هر دو پایین شمار دوباره از پیش تنظیم می‌شوند، پیش مقیاس کننده مدول دوگانه به نسبت تقسیم کننده ۶۵ تغییر می‌کند و چرخه دوباره شروع می‌شود.

نسبت کل تقسیم کننده کامل در شکل (۱۲.۸) $R = MN + A$ است. اگر $M = 64$ ، $N = 203$ و $A = 8$ باشد، نسبت کل تقسیم کننده $12,992 + 8 = 13,000$ است. $R = 64(203) + 8 = 12,992 + 8 = 13,000$ است. فرکانس خروجی برای $f_o = Rf_r = 13,000(30,000) = 390 MHz$ است.

هر نسبت تقسیم کننده در محدوده مورد نظر را می‌توان با انتخاب مقادیر از پیش تعیین شده مناسب برای A و N بدست آورد. علاوه بر این، این تقسیم کننده نسبت تقسیم کننده را هر بار یک عدد صحیح می‌کند به طوری که افزایش گام در فرکانس خروجی به دلخواه ۳۰ کیلوهرتز باشد.

به عنوان مثال، فرض کنید که N روی ۲۰۷ و A روی ۵۱ تنظیم شده است. نسبت کل تقسیم کننده $13,299 = 13,248 + 51 = 13,248 + 51 = 13,299$ است. فرکانس خروجی جدید $f_o = 13,299(30,000) = 398,970,000$ مگاهرتز است.

اگر مقدار A با ۱ تغییر کند و آن را به ۵۲ برساند، نسبت تقسیم جدید $R = MN + A = 13,300(30,000) + 52 = 13,300(30,000) + 52 = 13,300$ است. فرکانس جدید $f_o = 13,300(30,000) + 52 = 13,300$

^{۲۵}Down Counter

$399,000 = 399$ مگاهرتز است. توجه داشته باشید که با تغییر هر افزایش در A برابر ۱، R به میزان ۱ تغییر کرد و فرکانس خروجی نهایی با افزایش 30° کیلوهرتز (30° مگاهرتز) از $398,970$ به 399 مگاهرتز افزایش پیدا می‌کند.

مقادیر از پیش تعیین شده برای N و A را می‌توان تقریباً توسط هر منبع دیجیتال موازی تهیه کرد، اما معمولاً توسط یک ریزپردازنده تعبیه می‌شود یا در یک ROM ذخیره شود. اگرچه این نوع مدار پیچیده است، اما به نتایج مطلوبی دست می‌یابد که فرکانس خروجی را با افزایشی برابر با ورودی مرجع به آشکارساز فاز افزایش می‌دهد و اجازه می‌دهد فرکانس مرجع بالا بماند تا تأخیر تغییر در فرکانس خروجی کوتاه‌تر شود.

مثال ۳-۸

یک سینتی‌سایزر فرکانس دارای یک نوسان ساز مرجع کریستالی 10° مگاهرتز است و به دنبال آن یک تقسیم کننده با ضریب 100 قرار دارد. پیش مقیاس کننده مدول متغیر دارای $M = 21/32$ است. شمارشگرهای A و N به ترتیب دارای ضرایب 63 و 285 هستند. فرکانس خروجی سینتی‌سایزر چیست؟

سیگنال ورودی مرجع به آشکارساز فاز برابر است با:

$$\frac{10\text{ MHz}}{10} = 0,1\text{ MHz} = 100\text{ kHz}$$

ضریب تقسیم کننده کل برابر است با:

$$R = MN + A = 22(285) + 63 = 9183$$

خروجی این تقسیم کننده باید 100 کیلوهرتز باشد تا با سیگنال مرجع 10° کیلوهرتز برای رسیدن به قفل مطابقت داشته باشد. بنابراین، ورودی تقسیم کننده، خروجی VCO، برابر R ضربدر 100 کیلوهرتز است، یا

$$f_o = 9183(0,1\text{ MHz}) = 918,3\text{ MHz}$$

مثال ۴-۸

نشان دهید که تغییر گام در فرکانس خروجی برای سینتی‌سایزر در مثال قبلی برابر با محدوده مرجع آشکارساز فاز یا 10° مگاهرتز است.

تغییر ضریب A به 64 و محاسبه مجدد بازده خروجی

$$R = 22(285) + 64 = 9184$$

$$f_o = 9184(0,1\text{ MHz}) = 918,4\text{ MHz}$$

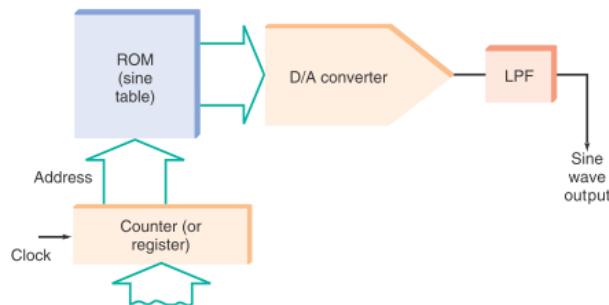
افزایش جزئی برابر $918,4 - 918,3 = 0,1\text{ MHz}$ است.

سنتر دیجیتالی مستقیم

شکل جدیدتر سنتر فرکانس به عنوان سنتر دیجیتالی مستقیم^{۲۶} (DDS) شناخته می‌شود. یک سینتی‌سایزر

^{۲۶}Direct Digital Synthesis (DDS)

DDS یک خروجی موج سینوسی به صورت دیجیتالی تولید می‌کند. فرکانس خروجی را می‌توان بسته به مقدار باینری که توسط یک شمارنده، یک رجیستر یا یک میکروکنترلر تعییه شده به واحد ارائه می‌شود، در افزایش جزئی تغییر داد.



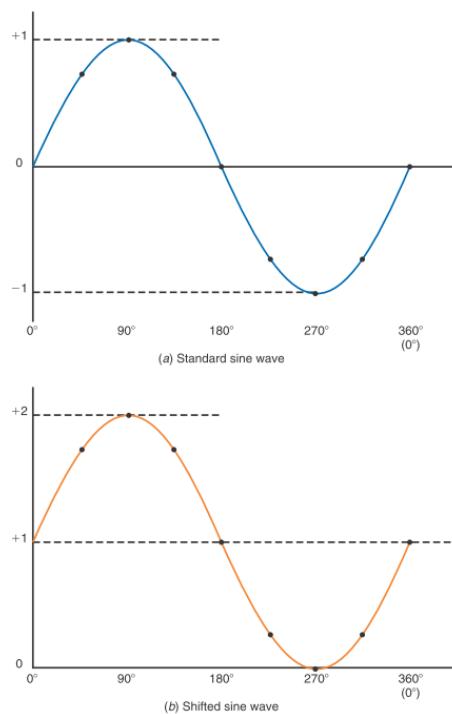
شکل ۱۳.۸: مفهوم اصلی منبع فرکانس DDS

مفهوم اصلی سینتی‌سایزر DDS در شکل (۱۳.۸) نشان داده شده است. یک حافظه فقط خواندنی (ROM) با نمایش دودویی یک موج سینوسی برنامه ریزی شده است. اگر موج سینوسی آنالوگ دیجیتالی و در حافظه ذخیره شود، اینها مقادیری هستند که توسط مبدل آنالوگ به دیجیتال (A/D) تولید می‌شوند. اگر این مقادیر باینری به یک مبدل دیجیتال به آنالوگ (D/A) داده شود، خروجی مبدل D/A یک تقریب پلکانی از موج سینوسی خواهد بود. یک فیلتر پایین گذر (LPF) برای حذف محتوای فرکانس بالا در نزدیکی فرکانس ساعت استفاده می‌شود، در نتیجه خروجی ac را به یک موج سینوسی تقریباً کامل تبدیل می‌کند.

برای راه اندازی این مدار، از یک شمارنده باینری برای تامین کلمه آدرس به ROM استفاده می‌شود. یک سیگنال ساعت شمارنده را که یک آدرس به طور متوالی در حال افزایش را به ROM می‌دهد، حرکت می‌دهد. اعداد باینری ذخیره شده در ROM به مبدل D/A اعمال و موج سینوسی پله‌ای تولید می‌شود. فرکانس ساعت فرکانس موج سینوسی را تعیین می‌کند.

برای نشان دادن این مفهوم، یک ROM ۱۶ کلمه‌ای را فرض کنید که در آن هر مکان ذخیره‌سازی یک آدرس ۴ بیتی دارد. آدرس‌ها توسط یک شمارنده باینری ۴ بیتی ارائه می‌شود که از ۰۰۰۰ تا ۱۱۱۱ شمارش و بازیافت می‌کند. اعداد باینری ذخیره شده در ROM مقادیری هستند که سینوس زوایای خاصی از موج سینوسی هستند که باید تولید شوند. از آنجایی که طول موج سینوسی ۳۶ درجه است، و از آنجایی که شمارنده ۴ بیتی ۱۶ آدرس یا افزایش جزئی تولید می‌کند، مقادیر باینری مقادیر سینوسی را در افزایش جزئی $22.5 = 260/16$ درجه نشان می‌دهد.

همچنین فرض کنید که این مقادیر سینوسی با دقت ۸ بیت نمایش داده می‌شوند. مقادیر سینوسی باینری ۸ بیتی به مبدل D/A داده و در آنجا به یک ولتاژ متناسب تبدیل می‌شود. اگر مبدل D/A یک واحد ساده باشد که فقط قادر به ولتاژ خروجی dc است، نمی‌تواند مقدار منفی ولتاژ را همانطور که موج سینوسی نیاز دارد تولید کند. بنابراین، به مقدار سینوسی ذخیره شده در ROM یک مقدار افست اضافه می‌کنیم که یک خروجی موج سینوسی ایجاد، اما تغییر می‌کند تا همه آن مشبت باشد. به عنوان مثال، اگر بخواهیم یک موج سینوسی با مقدار پیک ۱ ولت تولید کنیم، موج سینوسی از ۰ تا ۱۱ تغییر می‌کند، سپس به ۰، از ۰ تا ۲۱ و سپس به ۰، که در شکل (۱۴.۸) (الف) نشان داده



شکل ۱۴.۸: انتقال یک موج سینوسی به جریان مستقیم.

شده، برمی‌گردد. یک باینری ۱ را به شکل موج اضافه می‌کنیم تا خروجی مبدل D/A مطابق شکل (۱۴.۸)(ب) ظاهر شود. خروجی مبدل D/A در حداکثر مقدار منفی موج سینوسی ۰ خواهد بود. این مقدار ۱ به هر یک از مقادیر سینوسی ذخیره شده در ROM اضافه می‌شود. شکل (۱۵.۸) آدرس ROM، زاویه فاز، مقدار سینوسی و مقدار سینوس به اضافه ۱ را نشان می‌دهد.

اگر شمارنده شروع به شمارش در صفر کند، مقادیر سینوسی به صورت متوالی از ROM دسترسی پیدا می‌کنند و به مبدل D/A وارد می‌شوند، که یک تقریب پلکانی موج سینوسی را ایجاد می‌کند. شکل موج حاصل (قرمز) برای یک شمارش کامل شمارنده در شکل (۱۶.۸) نشان داده است. اگر ساعت به شمارش ادامه دهد، شمارنده بازیافت و سیکل خروجی موج سینوسی تکرار می‌شود.

نکته مهمی که باید به آن توجه داشت این است که این سینتی‌سایزر فرکانس به ازای هر ۱۶ پالس ساعت یک سیکل کامل موج سینوسی تولید می‌کند. دلیل این امر این است که ما از ۱۶ مقدار سینوسی برای ایجاد یک چرخه (سیکل) موج سینوسی در ROM استفاده کردیم. برای به دست آوردن نمایش دقیق‌تری از موج سینوسی، می‌توانستیم از بیت‌های بیشتری استفاده کنیم. به عنوان مثال، اگر از یک شمارنده ۸ بیتی با ۲۵۶ حالت استفاده کرده بودیم، مقادیر سینوسی هر $\frac{360}{256} = \frac{1}{4}$ درجه قرار می‌گرفت و نمایش بسیار دقیقی از موج سینوسی ارائه می‌داد. به دلیل این رابطه، فرکانس خروجی موج سینوسی فرکانس ساعت $f_{clk}/2^N$ برابر با تعداد بیت‌های آدرس ROM است.

اگر فرکانس ساعت ۱ مگاهرتز با شمارنده ۴ بیتی استفاده شود، فرکانس خروجی موج سینوسی

ADDRESS	ANGLE (DEGREES)	SINE	SINE + 1
0000	90	1	2
0001	112.5	0.924	1.924
0010	135	0.707	1.707
0011	157.5	0.383	1.383
0100	180	0	1
0101	202.5	-0.383	0.617
0110	225	-0.707	0.293
0111	247.5	-0.924	0.076
1000	270	-1	0
1001	292.5	-0.924	0.076
1010	315	-0.707	0.293
1011	337.5	-0.383	0.617
1100	360	0	1
1101	22.5	0.383	1.383
1110	45	0.707	1.707
1111	67.5	0.924	1.924
0000	90	1	2

شکل ۱۵.۸: آدرس و مقادیر سینوسی برای DDS چهار بیتی.

خواهد بود.

$$f_0 = 1,000,000 / 2^4 = 62,500 \text{ Hz}$$

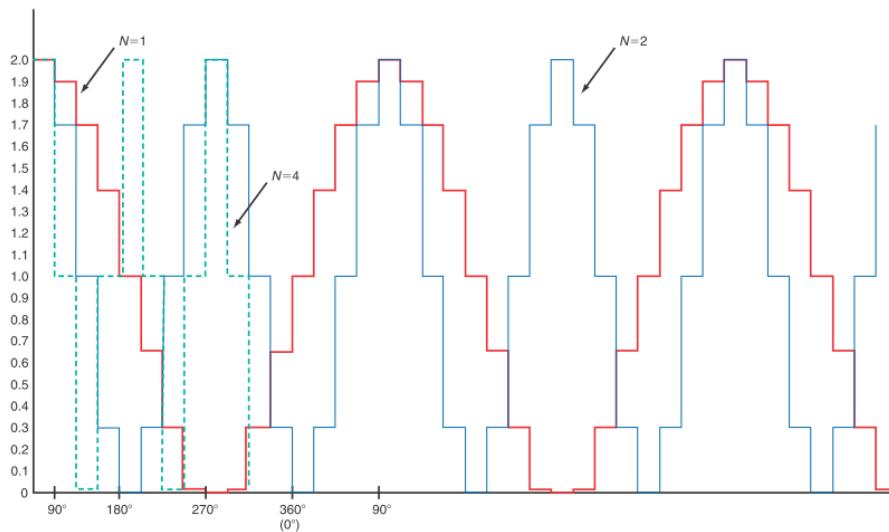
خوب است بدانید که:

فرکانس خروجی f برابر است با فرکانس ساعت f_{clk} تقسیم بر 2^N ، که در آن N تعداد بیت‌های آدرس در ROM است.

سپس تقریب پلکانی موج سینوسی روی یک فیلتر پایین گذر اعمال می‌شود که در آن مولفه‌های فرکانس بالا حذف می‌شوند و یک موج سینوسی با اعوجاج کم باقی می‌ماند. تنها راه تغییر فرکانس در این سینتی‌سایزر تغییر فرکانس ساعت است. با توجه به‌این واقعیت که می‌خواهیم خروجی سینتی‌سایزر دقت و پایداری نوسانگر کریستالی داشته باشد، این آرایش چندان منطقی نیست. برای رسیدن به‌این هدف، نوسانگر ساعت باید با کریستال کنترل شود. سپس این سوال پیش می‌آید که چگونه می‌توان این مدار را تغییر داد تا فرکانس ساعت ثابتی داشته باشد و همچنین فرکانس را به صورت دیجیتالی تغییر داد؟

متداول‌ترین روشی که برای تغییر فرکانس خروجی سینتی‌سایزر استفاده می‌شود، جایگزینی شمارنده با یک ثبات (رجیستر) است که محتوای آن به عنوان آدرس ROM استفاده می‌شود، اما همچنین می‌توان آن را به راحتی تغییر داد. به عنوان مثال، می‌تواند با یک آدرس از یک میکروکنترلر خارجی بارگذاری شود. با این حال، در اکثر مدارهای DDS، این ثبات به همراه یک جمع کننده باینری، (شکل ۱۷.۸)، استفاده می‌شود. خروجی رجیستر آدرس به همراه یک مقدار ورودی باینری ثابت به جمع کننده اعمال می‌شود. این مقدار ثابت نیز قابل تغییر است. خروجی جمع کننده به رجیستر برگشت داده می‌شود. ترکیب رجیستر و جمع کننده به طور کلی به صورت یک انباره ^{۲۷}(آکومولاتور) شناخته

^{۲۷} Accumulator



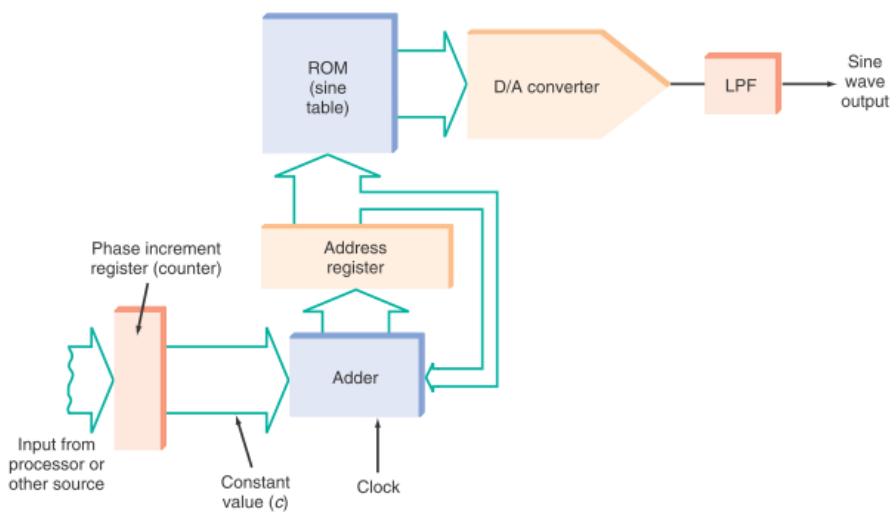
شکل ۱۶.۸: شکل موج خروجی یک DDS چهار بیتی.

می‌شود. این مدار طوری تنظیم شده است که با وقوع هر پالس ساعت، ثابت C به مقدار قبلی محتوای ثبات اضافه شده و مجموع مجدداً در ثبات آدرس ذخیره می‌شود. مقدار ثبات از رجیستر افزایش فاز می‌آید، که بهنوبه خود آن را از یک میکروکنترلر تعییه شده یا منبع دیگر دریافت می‌کند.

برای نشان دادن نحوه عملکرد این مدار، فرض کنید که از یک رجیستر انبار کننده ۴ بیتی و همان ROM که قبلاً توضیح داده شد استفاده می‌کنیم. همچنین فرض کنید که مقدار ثبات را روی ۱ قرار می‌دهیم. بهمین دلیل، هر بار که یک پالس ساعت رخ می‌دهد، یک عدد ۱ به محتوای ثبات اضافه می‌شود. هنگامی که ثبات در ابتدا روی ۰۰۰۰ تنظیم شده است، اولین پالس ساعت باعث می‌شود که ثبات به ۱ افزایش یابد. در پالس ساعت بعدی، ثبات به ۲ افزایش می‌یابد و بهمین ترتیب. در نتیجه، این ترتیب درست مانند شمارنده باینری که قبلاً توضیح داده شد عمل می‌کند.

حال فرض کنید مقدار ثبات ۲ باشد. این بدان معناست که برای هر پالس ساعت، مقدار ثبات ۲ افزایش می‌یابد. با شروع از ۰۰۰۰، محتویات ثبات ۰، ۲، ۴، ۶ و غیره خواهد بود. با نگاهی به جدول مقدار سینوسی در شکل (۱۵.۸)، می‌توانید ببینید که مقادیر خروجی بهمبدل D/A نیز موج سینوسی را توصیف می‌کند، اما موج سینوسی با سرعت بیشتری تولید می‌شود. بهجای داشتن هشت مقدار دامنه که نشان دهنده مقدار پیک به پیک موج سینوسی است، فقط از چهار مقدار استفاده می‌شود. بهشکل (۱۶.۸) مراجعه کنید، که نشان می‌دهد خروجی چگونه بهنظر می‌رسد (منحنی آبی). خروجی، البته، تقریب پلکانی موج سینوسی است، اما در طول سیکل کامل شمارنده از ۰۰۰۰ تا ۱۱۱۱، دو سیکل از موج سینوسی خروجی رخ می‌دهد. خروجی گام‌های کمتری دارد و یک نمایش خامتر است. با یک فیلتر پایین گذر کافی، خروجی یک موج سینوسی خواهد بود که فرکانس آن دو برابر فرکانس تولید شده توسط مدار با ورودی ثابت ۱ است.

فرکانس موج سینوسی را می‌توان با تغییر مقدار ثابت اضافه شده به انباره تنظیم کرد. تنظیم ثابت روی ۳ فرکانس خروجی تولید می‌کند که سه برابر فرکانس تولید شده توسط مدار اصلی است. مقدار ثابت ۴ فرکانس چهار برابر فرکانس اصلی تولید می‌کند.



شکل ۱۷.۸: نمودار جعبه‌ای DDS کامل.

با این ترتیب اکنون می‌توانیم فرکانس موج سینوسی خروجی را با رابطه زیر بیان کنیم

$$f_o = \frac{C f_{clk}}{2^N}$$

هر چه مقدار ثابت C بیشتر باشد، نمونه‌های کمتری برای بازسازی موج سینوسی خروجی استفاده می‌شود. هنگامی که ثابت روی ۴ تنظیم می‌شود، هر چهارمین مقدار در شکل (۱۵.۸) به مبدل D/A ارسال می‌شود و شکل موج نقطه چین را در شکل (۱۶.۸) ایجاد می‌کند. فرکانس آن چهار برابر اصلی است. این مربوط به دو نمونه در هر چرخه (سیکل) است، که کمترین تعداد قابل استفاده است و همچنان فرکانس خروجی دقیقی تولید می‌کند. معیار نایکوئیست^{۲۸} را به یاد بیاورید که می‌گوید برای بازتولید کافی موج سینوسی، باید حداقل دو برابر در هر سیکل نمونه برداری شود تا با دقت در مبدل D/A بازتولید شود.

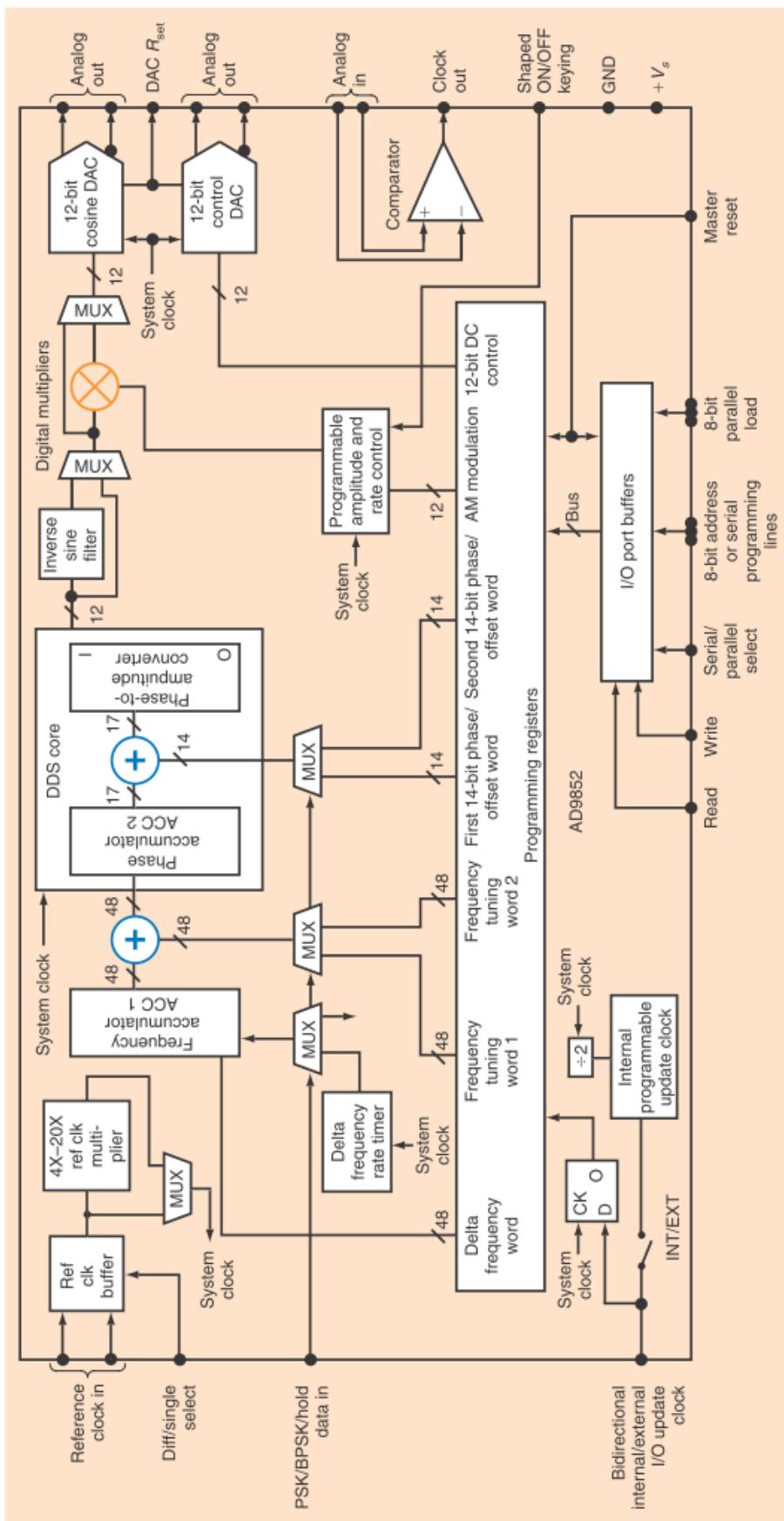
خوب است بدانید که:

برای ثابت‌های افزایش یافته اضافه شده به رجیستر انبار کننده ۴ بیتی، خروجی را می‌توان بر اساس ثابت ضربدر فرکانس ساعت f_{clk} تقسیم بر 2^N محاسبه کرد، که در آن N تعداد بیت‌های موجود در ثبات است.

بنابراین، برای اینکه DDS موثر باشد، تعداد کل نمونه‌های سینوسی ذخیره شده در ROM باید مقدار بسیار زیادی باشد. مدارهای عملی از حداقل ۱۲ بیت آدرس استفاده می‌کنند که ۴۰۹۶ نمونه سینوسی را ارائه می‌دهد. حتی می‌توان از تعداد بیشتری نمونه استفاده کرد.

سینتی سایزر DDS که قبلاً توضیح داده شد، مزایایی نسبت به سینتی سایزر PLL دارد. اولاً، اگر تعداد بیت‌های قابل تفکیک کافی در اندازه کلمه ROM و اندازه انباره ارائه شود، فرکانس را می‌توان

^{۲۸}Nyquist



شکل ۱۸.۸: تراشه DDS قطعه آنالوگ ۲ AD9852.

با افزایش جزئی بسیار ظریف تغییر داد. و چون ساعت با کریستال کنترل می‌شود، خروجی موج سینوسی حاصل از دقت و دقت ساعت کریستالی برخوردار است.

مزیت دوم این است که فرکانس سینتی‌سایزر DDS معمولاً می‌تواند بسیار سریعتر از سینتی‌سایزر PLL تغییر کند. به‌یاد داشته باشید که برای تغییر فرکانس سینتی‌سایزر PLL، باید یک فاکتور تقسیم فرکانس جدید در تقسیم کننده فرکانس وارد شود. پس از انجام این کار، مدت زمان محدودی طول می‌کشد تا حلقه بازخورد خطأ را شناسایی کند و در شرایط قفل جدید مستقر شود. زمان ذخیره سازی فیلتر پایین گذر حلقه به‌طور قابل توجهی تغییر فرکانس را به‌تاخیر می‌اندازد. این مشکل در سینتی‌سایزر DDS نیست، زیرا می‌تواند فرکانس‌ها را در عرض نانوثانیه تغییر دهد.

نقشه ضعف سینتی‌سایزر DDS این است که ساختن آن با فرکانس‌های خروجی بسیار بالا دشوار است. فرکانس خروجی با سرعت مبدل D/A موجود و مدار منطق دیجیتالی محدود می‌شود. با قطعات امروزی، امکان تولید یک سینتی‌سایزر DDS با فرکانس خروجی تا ۲۰۰ مگاهرتز وجود دارد. پیشرفت‌های بیشتر در فناوری آی‌سی این میزان را در آینده افزایش خواهد داد. برای برنامه‌هایی که به فرکانس‌های بالاتر نیاز دارند، PLL همچنان بهترین جایگزین است.

سینتی‌سایزرهای DDS از چندین شرکت آی‌سی در دسترس هستند. کل مدار DDS روی یک تراشه قرار دارد. مدار ساعت معمولاً در داخل تراشه قرار دارد و فرکانس آن توسط یک کریستال خارجی تنظیم می‌شود. خطوط ورودی موازی برای تنظیم مقدار ثابت مورد نیاز برای تغییر فرکانس ارائه شده است. یک مبدل D/A ۱۲ بیتی معمولی است. نمونه‌ای از چنین تراشه‌ای دستگاه‌های آنالوگ AD9852 است که در شکل (۱۸.۱) نشان داده شده است. ساعت روی تراشه از یک PLL مشتق شده است که به صورت ضرب کننده فرکانس استفاده می‌شود و می‌تواند در هر مقدار صحیح بین ۴ و ۲۰ ضرب شود. با حداقل ۲۰، فرکانس ساعت ۳۰۰ مگاهرتز تولید می‌شود. برای دستیابی به‌این فرکانس، ورودی ساعت مرجع خارجی باید $15 = \frac{300}{20}$ مگاهرتز باشد. با یک ساعت ۳۰۰ مگاهرتز، سینتی‌سایزر می‌تواند امواج سینوسی تا ۱۵۰ مگاهرتز تولید کند.

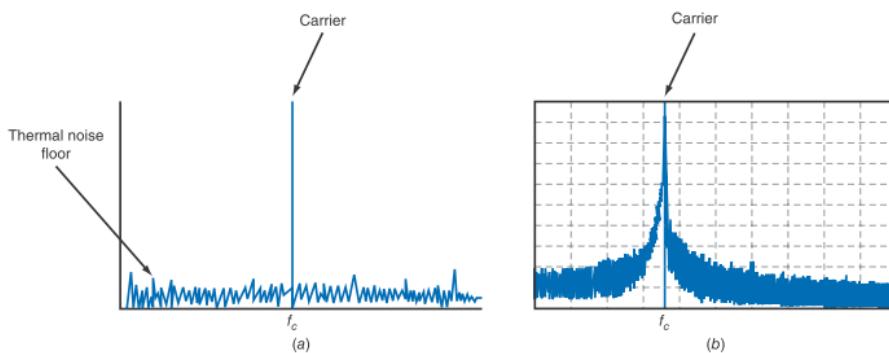
خروجی‌ها از دو DAC ۱۲ بیتی می‌آیند که هر دو موج سینوسی و کسینوس را به‌طور همزمان تولید می‌کنند. یک کلمه فرکانس ۴۸ بیتی برای افزایش فرکانس در ۲۴۸ افزایش استفاده می‌شود. یک آکومولاتور فاز ۱۷ بیتی به‌شما امکان می‌دهد فاز را در ۲۱۷ افزایش تغییر دهید.

این تراشه همچنین دارای مدارهایی است که به‌شما امکان می‌دهد خروجی‌های موج سینوسی را مدوله کنید. AM، FSK، FM و BPSK را می‌توان پیاده‌سازی کرد. آی‌سی‌های پیشرفت‌های DDS با قابلیت تفکیک DAC تا ۱۴ بیت و حداقل ورودی ساعت یک گیگاهرتز در دسترس هستند. یک نکته مهم را در نظر داشته باشید. اگرچه تراشه‌های سینتی‌سایزر PLL و DDS جداگانه وجود دارد، امروزه این مدارها بیشتر به‌احتمال زیاد بخشی از یک سیستم بزرگتر روی یک تراشه (SoC) هستند.

نویز فاز

یکی از مشخصات و مشخصه‌های مهم هر منبع سیگنال (حامل)، نوسان ساز کریستالی یا سینتی‌سایزر فرکانس، نویز فاز است. نویز فاز، تغییر جزئی در دامنه و فاز خروجی مولد سیگنال است. نویز ناشی از منابع نیمه‌هادی طبیعی، تغییرات منبع تغذیه یا همزدن حرارتی در قطعات است. تغییرات فاز خود را به صورت تغییرات فرکانس نشان می‌دهد. نتیجه چیزی است که به‌نظر رسید منبع سیگنال موج سینوسی است که دامنه و فرکانس مدوله شده است. اگرچه این تغییرات کوچک هستند، اما می‌توانند منجر به کاهش سیگنال در مدارهای فرستنده و گیرنده شوند.

به عنوان مثال، در فرستنده، تغییرات در سیگنال حامل به غیر از آنهایی که توسط مدولاتور اعمال می‌شود، می‌تواند یک سیگنال "فازی" ایجاد کند که می‌تواند منجر به خطاهای انتقال شود. در گیرنده، هر نویز اضافه شده می‌تواند سیگنال‌های کوچک دریافتی را پنهان کرده و با آنها تداخل ایجاد کند. یک مشکل مخصوصاً دشوار، ضرب نویز فاز در سینتی‌سایزرهای PLL است. PLL یک ضرب کننده فرکانس طبیعی است که در واقع نویز فاز نوسانگر کریستالی ورودی را تقویت می‌کند. بنابراین هدف به حداقل رساندن نویز فاز در سیگنال حامل با طراحی یا از طریق انتخاب منابع سیگنال با کمترین نویز فاز است.



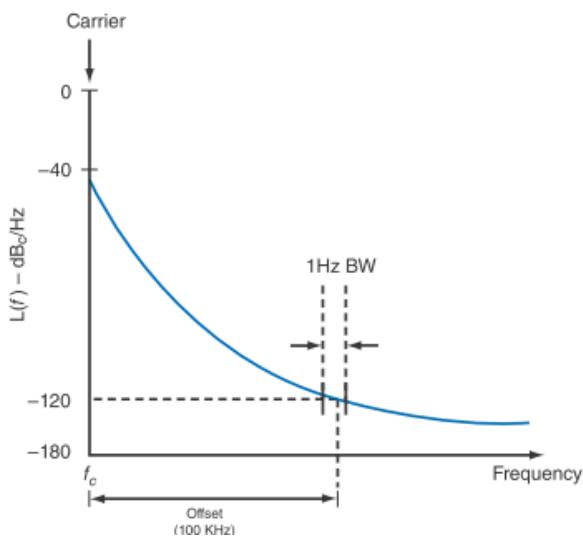
شکل ۱۹.۸: (الف) نمودار حامل ایده‌آل در حوزه فرکانس. (ب) نمودار سیگنال حامل در دنیای واقعی همانطور که در یک تحلیلگر طیف نشان داده شده است.

هنگامی که به یک سیگنال حامل موج سینوسی روی یک تحلیلگر طیف نگاه می‌کنید، چیزی که باید ببینید یک خط مستقیم عمودی تکی است که دامنه آن نشان دهنده قدرت سیگنال و موقعیت افقی نشان دهنده فرکانس حامل (f_c) است. شکل (۱۹.۸)(الف) را مشاهده کنید. با این حال، به دلیل اعوجاج سیگنال یا نویز، چیزی که در واقع می‌بینید سیگنال حامل همراه با نوارهای کناری در اطراف حامل است که از هارمونیک‌ها و مولفه‌های نویز فاز تشکیل شده است. شکل (۱۹.۸)(ب) یک مثال است. اعوجاج هارمونیک قوی را می‌توان، اما نویز فاز نمی‌توان فیلتر کرد.

در شکل (۱۹.۸)(ب) توجه کنید که باندهای کناری نویز هم در بالا و هم در زیر فرکانس حامل رخ می‌دهند. هنگام اندازه‌گیری نویز فاز، فقط باندهای کناری بالایی در نظر گرفته می‌شود. فرض بر این است که به دلیل ماهیت تصادفی نویز، هر دو باند کناری بالایی و پایینی یکسان خواهند بود. نویز فاز به صورت $L(f)$ تعیین می‌شود و قدرت تک باند جانبی مربوط به حامل را نشان می‌دهد. به صورت نسبت توان نویز متوسط (P_n) در پهنه‌ای باند یک هرتز در نقطه‌ای از حامل به توان سیگنال حامل (P_c) بزر حسب dB_c/Hz محاسبه و اندازه‌گیری می‌شود. میانگین نویز به عنوان چگالی توان طیفی نامیده می‌شود.

$$L(f) = P_n/P_c$$

شکل (۲۰.۸) نمودار نویز فاز را نشان می‌دهد. توجه داشته باشید که قدرت نویز در پهنه‌ای باند باریک یک هرتز به طور متوسط محاسبه می‌شود. مکان آن پنجه یک هرتزی از حامل جدا شده است. نویز فاز در مقادیر مختلف افست از یک کیلوهertz تا ۱۰ مگاهرتز یا بیشتر، بسته به فرکانس‌های در گیر، نوع مدولاسیون و کاربرد اندازه‌گیری می‌شود. نویز فاز تزدیک در محدوده یک کیلوهertz تا ۱۰ کیلوهertz



شکل ۲۰.۸: نمودار تک باند جانبی نویز فاز در $L(f)$ در مقابله فرکانس، نمایش مجموعه و پهنهای باند اندازه‌گیری یک هرتز در مقیاس اصلی نیست.

است، در حالی که نویز فاز دور با یک مگاهرتز یا بیشتر جبران می‌شود. محدوده مقادیر رایج نویز فاز -40 dBc/Hz تا -170 dBc/Hz است. البته هر چه این عدد بیشتر باشد نویز فاز کمتر می‌شود. نویز پایین‌ترین سطح ممکن است و توسط توان حرارتی در مدار تعیین می‌شود و می‌تواند تا -180 dBc/Hz باشد. در شکل (۲۰.۸) نویز فاز -120 dBc/Hz در 100 KHz کیلوهرتز است.

۳.۸ تقویت‌کننده‌های قدرت

سه نوع اصلی تقویت‌کننده قدرت مورد استفاده در فرستنده‌ها خطی، کلاس C و سوئیچینگ هستند. **تقویت‌کننده‌های خطی** سیگنال خروجی را ارائه می‌کنند که مشابه و بزرگ‌شده ورودی است. خروجی آنها مستقیماً با ورودی آنها متناسب است، و بنابراین آنها به طور صادقانه یک ورودی را بازتولید می‌کنند، اما در سطح توان بالاتر. اکثر تقویت‌کننده‌های صوتی خطی هستند. تقویت‌کننده‌های RF خطی برای افزایش سطح توان سیگنال‌های RF با دامنه متغیر مانند سیگنال‌های AM یا SSB سطح پایین استفاده می‌شوند. بیشتر تکنیک‌های مدولاسیون دیجیتال مدرن مانند طیف گسترده، QAM و مولتی‌پلکس تقسیم فرکانس متعدد (OFDM) به تقویت خطی برای حفظ اطلاعات سیگنال تعدیل‌کننده نیاز دارند. تقویت‌کننده‌های خطی کلاس A، AB یا B هستند. کلاس تقویت‌کننده نشان می‌دهد که چگونه بایاس است.

تقویت‌کننده‌های کلاس A بایاس هستند بهنحوی که به طور مداوم هدایت می‌شوند. بایاس طوری تنظیم می‌شود که ورودی جریان کلکتور (یا درین-تخلیه^{۲۹}) را در یک ناحیه خطی از مشخصه‌های ترانزیستور تغییر دهد. بنابراین خروجی آن یک بازتولید خطی تقویت شده از ورودی

^{۲۹} Drain

است. معمولاً می‌گوییم تقویت کننده کلاس A برای 360° درجه یک موج سینوسی ورودی را هدایت می‌کند.

تقویت کننده‌های کلاس B در ناحیه قطع بایاس می‌شوند به طوری که هیچ جریان کلکتوری با ورودی صفر وجود ندارد. ترانزیستور تنها در یک دوم یا 180° درجه از ورودی موج سینوسی هدایت می‌کند. این بدان معنی است که تنها نیمی از موج سینوسی تقویت می‌شود. به طور معمول، دو تقویت کننده کلاس B در آرایش پوش-پول به یکدیگر متصل می‌شوند تا هر دو تناوب مثبت و منفی ورودی تقویت شوند.

تقویت کننده‌های خطی کلاس AB نزدیک بدقطع با مقداری جریان جمع کننده پیوسته بایاس می‌شوند. آنها بیش از 180° درجه اما کمتر از 360° درجه ورودی را هدایت می‌کنند. آنها نیز عمدتاً در تقویت کننده‌های پوش-پول استفاده می‌شوند و خاصیت خطی بودن بهتری را نسبت به تقویت کننده‌های کلاس B، اما با راندمان کمتر، ارائه می‌دهند.

تقویت کننده‌های کلاس A خطی هستند اما کارآمد نیستند. به همین دلیل، آنها تقویت کننده‌های قدرت ضعیفی می‌سازند. در نتیجه، آنها عمدتاً به عنوان تقویت کننده‌های ولتاژ سیگنال کوچک یا برای تقویت کننده‌های کم توان استفاده می‌شوند. تقویت کننده‌های بافر که قبل از توضیح داده شد، تقویت کننده‌های کلاس A هستند.

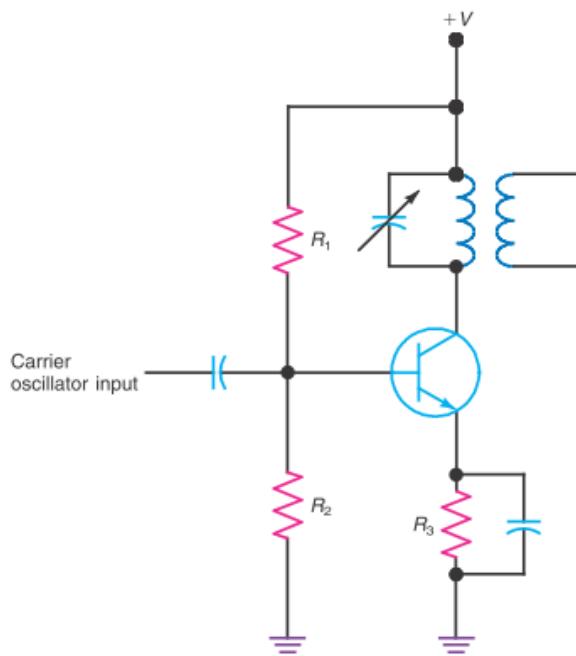
تقویت کننده‌های کلاس B کارآمدتر از تقویت کننده‌های کلاس A هستند، زیرا جریان \square فقط برای بخشی از سیگنال ورودی است و تقویت کننده‌های توان خوبی را تولید می‌کنند. با این حال، آنها یک سیگنال ورودی را کج و معوج می‌کنند زیرا فقط برای نیمی از سیکل هدایت می‌شوند. بنابراین، اغلب از تکنیک‌های خاصی برای حذف یا جبران اعوجاج استفاده می‌شود. به عنوان مثال، تقویت کننده‌های کلاس B در پیکربندی پوش-پول، اعوجاج را به حداقل می‌رساند.

تقویت کننده‌های کلاس C حتی کمتر از نیمی از سیکل ورودی موج سینوسی را هدایت می‌کنند، که آنها را بسیار کارآمد می‌کنند. پالس جریان بسیار اعوجاج یافته حاصل برای راه اندازی یک مدار هماهنگی برای ایجاد یک خروجی موج سینوسی پیوسته استفاده می‌شود. تقویت کننده‌های کلاس C را نمی‌توان برای تقویت سیگنال‌های با دامنه متغیر استفاده کرد. آنها یک سیگنال AM یا SSB را قطع می‌کنند یا به شکل دیگری مخدوش و معوج می‌کنند. با این حال، سیگنال‌های FM در دامنه متفاوت نیستند و بنابراین می‌توان با تقویت کننده‌های کلاس C غیرخطی کارآمدتر تقویت کرد. این نوع تقویت کننده همچنین یک ضرب کننده فرکانس خوبی هستند زیرا هارمونیک‌ها در فرآیند تقویت تولید می‌شوند.

تقویت کننده‌های سوئیچینگ مانند کلیدهای روشن/خاموش یا دیجیتال عمل می‌کنند. آنها به طور موثر یک خروجی موج مربعی تولید می‌کنند. چنین خروجی اعوجاج یافته‌ای نامطلوب است. با این حال، با استفاده از مدارهای هماهنگی با Q بالا در خروجی، هارمونیک‌های تولید شده به عنوان بخشی از فرآیند سوئیچینگ را می‌توان به راحتی خارج کرد. عمل کلید روشن/خاموش بسیار کارآمد است زیرا جریان تنها در نیمی از چرخه (سیکل) ورودی جریان دارد و زمانی که انجام می‌شود، افت ولتاژ در ترانزیستور بسیار کم است و در نتیجه اتلاف توان کم است. تقویت کننده‌های سوئیچینگ با کلاس D, E, F و S مشخص می‌شوند.

تقویت کننده‌های خطی

تقویت کننده‌های خطی عمدتاً در فرستنده‌های AM و SSB استفاده می‌شوند و از هر دو نسخه کم و پرقدرت استفاده می‌شود. چند نمونه در ادامه می‌آید.



شکل ۲۱.۸: تقویت کننده بافر RF (کلاس A) خطی.

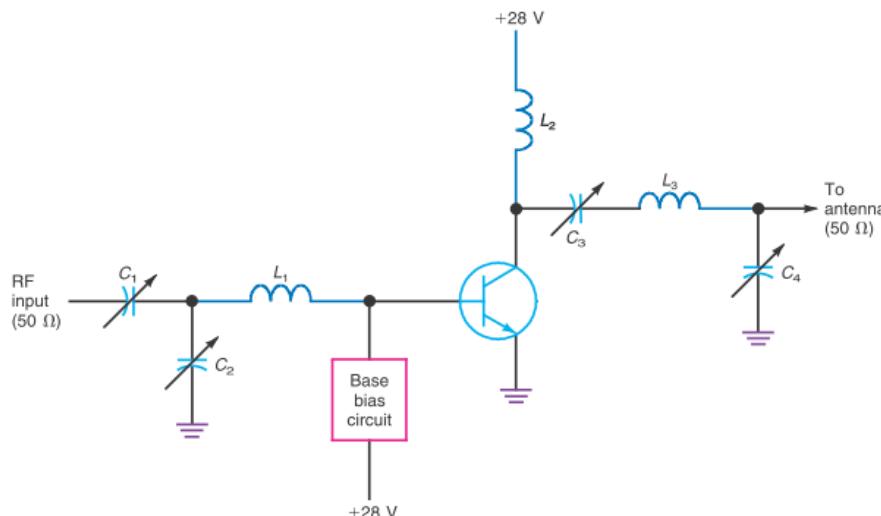
بافرهای کلاس A : یک تقویت کننده بافر ساده کلاس A در شکل (۲۱.۸) نشان داده شده است. این نوع تقویت کننده بین نوسان ساز سیگنال حامل و تقویت کننده قدرت نهایی برای جداسازی نوسانگر از بار تقویت کننده قدرت استفاده می‌شود که می‌تواند فرکانس نوسانگر را تغییر دهد. همچنین افزایش اندکی توان را برای تامین قدرت محرك مورد نیاز تقویت کننده نهایی فراهم می‌کند. چنین مدارهایی معمولاً میلی وات توان و به ندرت بیش از یک وات ارائه می‌دهند. سیگنال نوسان ساز حامل به صورت خازنی به ورودی کوپل می‌شود. بایاس از R_1 , R_2 و R_3 گرفته می‌شود. مقاومت امیتر R_3 برای ایجاد حداکثر بهره دور زده (بای پاس^{۳۰}) می‌شود. کلکتور با یک مدار LC تشیدی کننده در فرکانس کاری تنظیم می‌شود. یک حلقه ثانویه القایی تزویجی قدرت را به مرحله بعدی منتقل می‌کند.

تقویت کننده‌های خطی توان بالا : یک تقویت کننده خطی با توان بالا کلاس A در شکل (۲۲.۸) نشان داده شده است. یک ماسفت^{۳۱} قدرت نیز ممکن است در این مدار با کمی تغییرات استفاده شود. بایاس پایه توسط یک مدار جریان ثابت که با دما جبران می‌شود تامین می‌گردد. ورودی RF از یک منبع 5° ولتی از طریق یک مدار تطبیق امپدانس متشکل از C_1 , C_2 و L_1 به پایه متصل می‌شود. خروجی توسط شبکه تطبیق امپدانس متشکل از L_2 , C_3 و C_4 با بار 5° ولت تطبیق داده می‌شود. هنگامی که ترانزیستور به یک هیت سینک (مبدل گرمائی^{۳۲}) مناسب متصل می‌شود، می‌تواند تا ۱۰۰ وات برق تا حدود ۲۰۰ مگاهرتز تولید کند. تقویت کننده برای فرکانس خاصی طراحی

^{۳۰}Bypass^{۳۱}MOSFET^{۳۲}Heat Sink

شده است که توسط مدارهای تنظیم شده ورودی و خروجی تنظیم می‌شود. تقویت کننده‌های کلاس A حداقل بازدهی 50° درصد دارند. بنابراین تنها 50° درصد از توان dc به RF تبدیل می‌شود و 50° درصد باقی مانده در ترانزیستور تلف می‌شود. برای خروجی RF 100° وات، ترانزیستور 100° وات را تلف می‌کند. بازده کمتر از 50° درصد معمولی است.

ترانزیستورهای RF معمولاً در دسترس دارای حد بالای توان چند صد وات هستند. برای تولید توان بیشتر، دو یا چند دستگاه را می‌توان به صورت موازی، در یک پیکربندی پوش-پول یا به صورت ترکیبی بهم متصل کرد. سطوح توان تا چندین هزار وات با این ترتیبات امکان پذیر است. **تقویت کننده پوش-پول کلاس B**: یک تقویت کننده توان خطی کلاس B با استفاده از پوش-



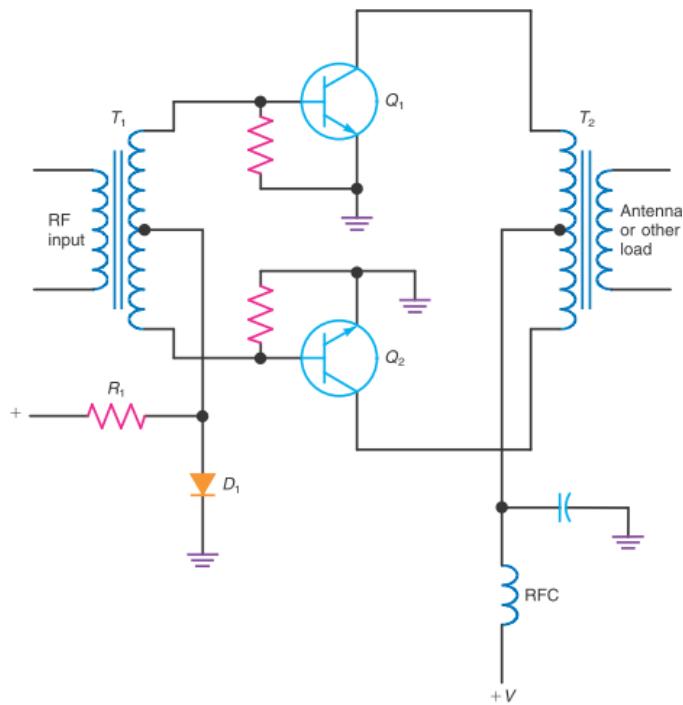
شکل ۲۲.۸: تقویت کننده RF خطی کلاس A توان بالا.

پول در شکل (۲۳.۸) نشان داده شده است. سیگنال راندگی RF از طریق ترانسفورماتور ورودی T_1 به Q_1 و Q_2 اعمال می‌شود. این سیگنال‌های تطبیق امپدانس و راه انداز (درایو) بیس (پایه) ^{۳۳} را به Q_1 و Q_2 ارائه می‌دهد که 180° درجه خارج از فاز هستند. یک ترانسفورماتور خروجی T_2 قدرت را به آنتن یا بار متصل می‌کند. بایاس توسط R_1 و D_1 تامین می‌شود.

برای عملکرد کلاس B، Q_1 و Q_2 باید دقیقاً در نقطه قطع بایاس شوند. اتصال پایه امیتر ترانزیستور تا زمانی که حدود 0.8° تا 0.6° ولت بایاس مستقیم اعمال نشود، بهدلیل سد پتانسیل داخلی، هدایت نمی‌کند. این اثر باعث می‌شود که ترانزیستورها به طور طبیعی فراتر از قطع، نه درست در آن، بایاس شوند. یک دیود سیلیکونی بایاس مستقیم D_1 حدود 0.7° ولت در دوسر خود دارد، و این برای قرار دادن Q_1 و Q_2 درست روی آستانه هدایت استفاده می‌شود.

در نیم سیگل مثبت ورودی RF، پایه Q_1 مثبت و پایه Q_2 منفی است. Q_2 در حالت قطع است، اما Q_1 هدایت می‌کند و به صورت خطی نیم سیگل مثبت را تقویت می‌کند. جریان کلکتور در نیمه بالایی T_2 جریان دارد که باعث القای ولتاژ خروجی در ثانویه می‌شود. در نیم سیگل منفی ورودی RF، پایه Q_1 منفی است، بنابراین قطع می‌شود. پایه (بیس) Q_2 مثبت است، بنابراین Q_2 نیم سیگل

^{۳۳}Base drive



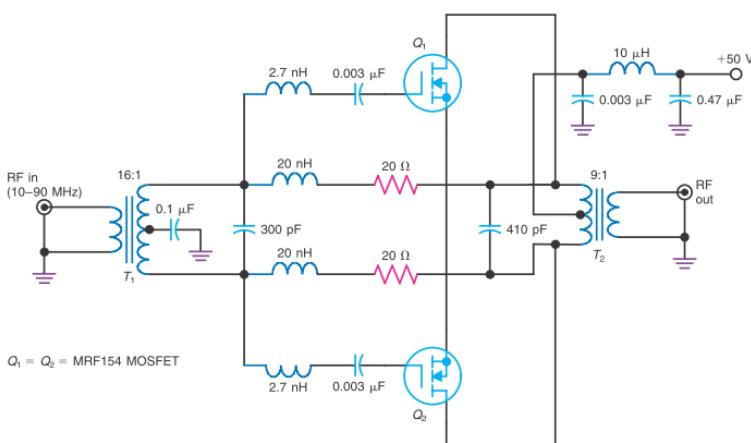
شکل ۲۳.۸: تقویت کننده پوش پول کلاس B.

منفی را تقویت می‌کند. \square فعلی در Q_2 و نیمه پایین T_2 وجود دارد و یک سیکل کامل را تکمیل می‌کند. توان بین دو ترانزیستور تقسیم می‌شود.

مدار در شکل (۲۳.۸) مدار پهن باند تنظیم نشده است که بتواند سیگنال‌ها را در یک محدوده فرکانس وسیع، معمولاً از 2 تا 30 مگاهرتز، تقویت کند. یک سیگنال AM یا SSB کم توان در فرکانس مورد نظر تولید می‌شود و سپس قبل از ارسال به آن تن بهاین تقویت کننده قدرت اعمال می‌شود. با مدارهای پوش پول، سطوح توان تا یک کیلووات امکان پذیر است. شکل (۲۴.۸) تقویت کننده قدرت RF پوش پول دیگری را نشان می‌دهد. این ماسفت از دو ماسفت توان استفاده می‌کند، بطوری که می‌تواند خروجی تا یک کیلووات را در محدوده 10 تا 90 مگاهرتز تولید کند و دارای بهره 12 دسیبل است. توان محرک ورودی RF باید 63 وات باشد تا خروجی کامل یک کیلووات را تولید کند. ترانسفورماتورهای حلقوی T_1 و T_2 در ورودی و خروجی برای تطبیق امپدانس استفاده می‌شوند. آنها عملیات پهنه‌ای باند را در محدوده 10 تا 90 مگاهرتز بدون تنظیم ارائه می‌دهند. چوک‌های H و مقاومت‌های 20Ω مدارهای خنثی سازی را تشکیل می‌دهند که با خورد خارج از فاز را از خروجی به ورودی برای جلوگیری از خود نوسانی ارائه می‌دهند.

تقویت کننده‌های کلاس C

مدار کلیدی در اکثر فرستندهای AM و FM تقویت کننده کلاس C است. این تقویت کننده‌ها برای تقویت توان به صورت راهانداز (درایور)، ضرب کننده فرکانس و تقویت کننده نهایی استفاده می‌شوند. تقویت کننده‌های کلاس C بایاس هستند، بنابراین برای کمتر از 180° درجه ورودی هدایت می‌شوند. یک تقویت کننده کلاس C معمولاً دارای زاویه هدایت 90° تا 150° درجه است. جریان به صورت



شکل ۲۴.۸: تقویت کننده قدرت RF یک کیلوواتی با استفاده از ماسفت.

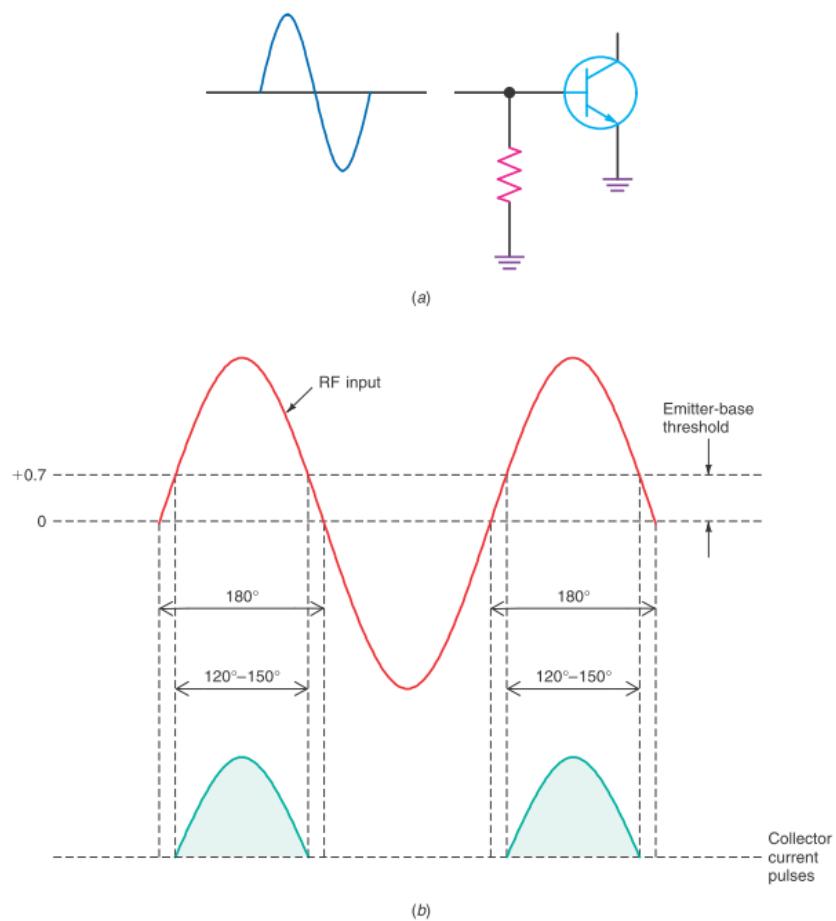
پالس‌های کوتاه از آن عبور می‌کند و از یک مدار هماهنگی تشدید شده برای تقویت کامل سیگنال استفاده می‌شود.

روش‌های بایاس کردن: شکل (۲۵.۸)(الف) یکی از راههای بایاس یک تقویت کننده کلاس C را نشان می‌دهد. پایه ترانزیستور به‌سادگی از طریق یک مقاومت به‌زمین متصل می‌شود. هیچ ولتاژ بایاس خارجی اعمال نمی‌شود. سیگنال RF که باید تقویت شود مستقیماً به پایه (بیس) اعمال می‌شود. ترانزیستور در نیم سیکل‌های مثبت موج ورودی هدایت می‌کند و در نیم سیکل‌های منفی قطع می‌شود. اگرچه این به‌نظر می‌رسد پیکربندی کلاس B باشد، اما اینطور نیست. به‌یاد بیاورید که اتصال امیتر-بیس ترانزیستور دوقطبی دارای آستانه ولتاژ مستقیم تقریباً ۷٪ ولت است. به‌عبارت دیگر، اتصال امیتر-بیس واقعاً هدایت نمی‌کند تا زمانی که پایه ۷٪ ولت مثبت‌تر از امیتر باشد. به‌همین دلیل است، که ترانزیستور دارای یک بایاس معکوس داخلی ذاتی است. هنگامی که سیگنال ورودی اعمال می‌شود، جریان کلکتور جریان نمی‌یابد تا زمانی که بیس با ۷٪ ولت مثبت شود. این در شکل (۲۵.۸)(ب) نشان داده شده است. نتیجه این است که جریان کلکتور با پالس‌های مثبت کمتر از ۱۸° درجه کاملاً تناوب ac مثبت از ترانزیستور عبور می‌کند.

خوب است بدانید که:

مقدار Q مدار هماهنگی در تقویت کننده‌های کلاس C باید به‌اندازه کافی بالا باشد تا هارمونیک‌ها را به‌اندازه کافی تضعیف کند. مدار هماهنگی همچنین باید دارای پهنای باند کافی برای عبور باندهای کناری ایجاد شده توسط فرآیند مدولاسیون باشد.

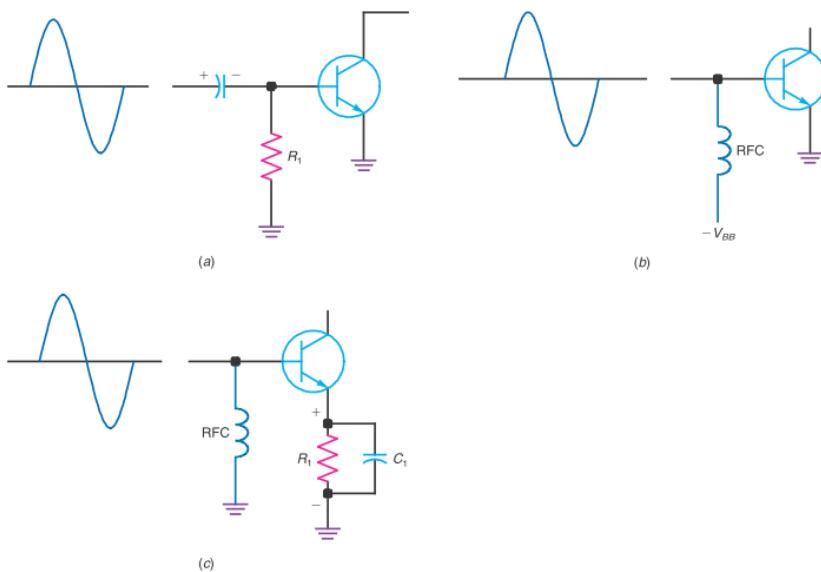
در بسیاری از طبقات راهاندازی و چند برابر کننده کم مصرف، هیچ مقررات بایاس خاصی به جز ولتاژ اتصال امیتر-بیس ذاتی مورد نیاز نیست. مقاومت بین بیس و زمین به‌سادگی باری را برای مدار راه انداز فراهم می‌کند. در برخی موارد، باید از یک زاویه هدایت باریکتر از زاویه ارائه شده توسط مدار در شکل (۲۵.۸)(الف) استفاده شود. در چنین مواردی، نوعی بایاس باید اعمال شود. یک راه ساده برای ارائه بایاس با شبکه RC نشان داده شده در شکل (۲۶.۸)(الف) است. در اینجا سیگنالی که باید



شکل ۲۵.۸: استفاده از آستانه بیس-امیتر برای بایاس کلاس C.

تقویت شود از طریق خازن C_1 اعمال می‌شود. هنگامی که اتصال امیتر-بیس در نیم سیکل مثبت هدایت می‌شود، C_1 به اوج ولتاژ اعمال شده پس از کاهش افت مستقیم در دوسر اتصال امیتر-بیس شارژ می‌شود. در نیم چرخه منفی ورودی، اتصال امیتر-بیس بایاس معکوس است، بنابراین ترانزیستور هدایت نمی‌کند. با این حال، در طول این مدت، خازن C_1 از طریق R_1 تخلیه می‌شود و یک ولتاژ منفی در دوسر R_1 تولید می‌کند که به عنوان یک بایاس معکوس در ترانزیستور عمل می‌کند. با تنظیم صحیح ثابت زمانی R_1 و C_1 ، می‌توان یک ولتاژ بایاس معکوس dc متوسط ایجاد کرد. ولتاژ اعمال شده باعث هدایت ترانزیستور می‌شود، اما فقط روی پیکها. هر چه میانگین ولتاژ بایاس dc بیشتر باشد، زاویه هدایت باریکتر و مدت زمان پالس‌های جریان کلکتور کمتر می‌شود. به این روش بایاس سیگنال می‌گویند.

البته، همانطور که در شکل ۲۶.۸(b) نشان داده شده است، بایاس منفی نیز می‌تواند از یک ولتاژ تغذیه ثابت dc به یک تقویت کننده کلاس C عرضه شود. پس از ایجاد زاویه هدایت مورد نظر، می‌توان مقدار ولتاژ معکوس را تعیین کرد و از طریق RFC به پایه اعمال کرد. سپس سیگنال ورودی به پایه کوپل و باعث می‌شود ترانزیستور فقط در قله‌های تناوب ورودی مثبت هدایت کند. این بایاس



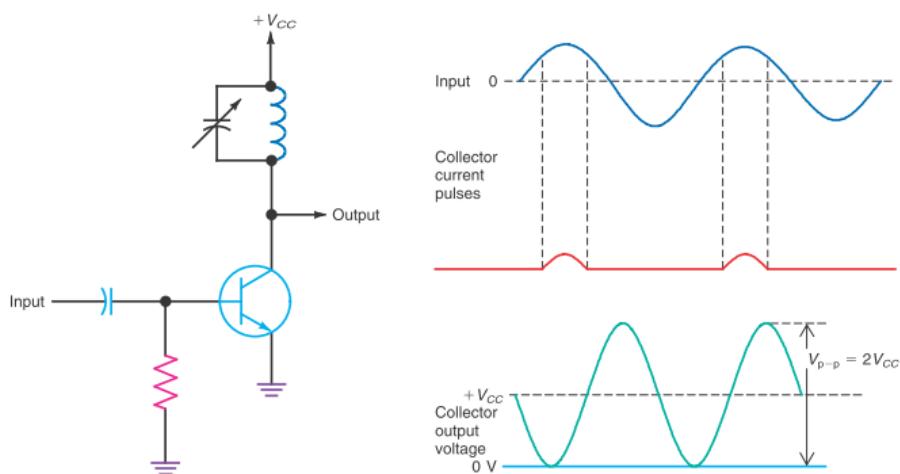
شکل ۲۶.۸: روش‌های بایاس کردن تقویت‌کننده کلاس C. (الف) بایاس سیگنال. (ب) بایاس خارجی. (ج) خود بایاس.

خارجی نامیده می‌شود و نیاز به منبع مستقیم منفی جداگانه دارد. یکی دیگر از روش‌های بایاس کردن در شکل (۲۶.۸)(ج) نشان داده شده است. همانطور که در شکل (۲۶.۸) (الف) نشان داده شده، مدار بایاس از سیگنال مشتق شده است. این ترتیب به روش خود بایاس معروف است. هنگامی که جریان در ترانزیستور عبور می‌کند، یک ولتاژ در دوسر R_1 ایجاد می‌شود. خازن C_1 شارژ و ولتاژ را ثابت نگه می‌دارد. این باعث می‌شود امیتر مثبت‌تر از پایه شود که همان تأثیر ولتاژ منفی روی پایه را دارد. یک سیگنال ورودی قوی برای عملکرد صحیح مورد نیاز است. این مدارها همچنین با ماسفت مود افزونگی^{۳۴} کار می‌کنند.

مدارات هماهنگی خروجی: همانطور که در شکل (۲۷.۸) نشان داده شده است، تمام تقویت کننده‌های کلاس C دارای نوعی مدار هماهنگی در کلکتور هستند. هدف اصلی این مدار هماهنگی تشكیل خروجی کامل موج سینوسی ac است. یک مدار هماهنگی موازی هر زمان که یک پالس dc دریافت می‌کند در فرکانس تشديد خود نوسان می‌کند. پالس خازن را شارژ می‌کند که بهنوبه خود به داخل سلف تخلیه می‌شود. میدان مغناطیسی در سلف افزایش می‌باید و سپس فرو می‌ریزد و ولتاژی را القا می‌کند که سپس خازن را در جهت مخالف شارژ می‌کند. این تبادل انرژی بین سلف و خازن که اثر فلایویل^{۳۵} نامیده می‌شود، یک موج سینوسی میرا در فرکانس تشديد ایجاد می‌کند. اگر مدار تشديد در هر نیم سیکل یک پالس جریان دریافت کند، ولتاژ در مدار تنظیم شده یک موج سینوسی با دامنه ثابت در فرکانس تشديد است. حتی اگر جریان از طریق ترانزیستور در پالس‌های کوتاه عبور کند، خروجی تقویت کننده کلاس C یک موج سینوسی پیوسته است.

^{۳۴}Enhancement Mode MOSFET

^{۳۵}Flywheel Effect



شکل ۲۷.۸: عملکرد تقویت کننده کلاس C.

راه دیگر برای بررسی عملکرد تقویت کننده کلاس C این است که ترانزیستور را به عنوان تامین کننده یک پالس قدرت بسیار ناهنجار به مدار هماهنگ مشاهده کنید. طبق نظریه فوریه، این سیگنال اعوجاج یافته حاوی یک موج سینوسی اصلی به اضافه هارمونیک‌های زوج و فرد است. مدار هماهنگی به صورت یک فیلتر میان گذر برای انتخاب موج سینوسی اصلی موجود در سیگنال ترکیبی اعوجاج یافته عمل می‌کند.

مدار هماهنگی در کلکتور نیز برای فیلتر کردن هارمونیک‌های ناخواسته استفاده می‌شود. پالس‌های کوتاه در یک تقویت کننده کلاس C از هارمونیک‌های دوم، سوم، چهارم، پنجم و غیره تشکیل شده‌اند. در فرستنده‌های پرقدرت، سیگنال‌ها در این فرکانس‌های هارمونیک و همچنین در فرکانس تشديد اصلی تابش می‌شوند. چنین تابش هارمونیکی می‌تواند باعث تداخل خارج از باند شود و مدار تهماهنگی به عنوان یک فیلتر انتخابی برای حذف این هارمونیک‌های مرتبه بالاتر عمل می‌کند. اگر Q مدار تنظیم شده به اندازه کافی بالا باشد، هارمونیک‌ها به اندازه کافی حذف می‌شوند.

مقدار Q مدار هماهنگی در تقویت کننده کلاس C باید به گونه‌ای انتخاب شود که تضعیف کافی هارمونیک‌ها را فراهم کند اما همچنین دارای پهنه‌ای باند کافی برای عبور از باندهای جانبی تولید شده توسط فرآیند مدولاسیون باشد. به‌یاد داشته باشید که پهنه‌ای باند و Q یک مدار هماهنگی با رابطه زیر مرتبط هستند

$$BW = \frac{f_r}{Q}, \quad Q = \frac{f_r}{BW}$$

اگر Q مدار هماهنگی خیلی زیاد باشد، پهنه‌ای باند بسیار باریک شده و برخی از باندهای فرکانس بالاتر حذف خواهند شد. این باعث ایجاد نوعی اعوجاج فرکانس به نام قطع باند جانبی می‌شود و ممکن است برخی سیگنال‌ها را نامفهوم کند یا حداقل صحت بازتولید را محدود کند.

یکی از دلایل اصلی ترجیح تقویت کننده‌های کلاس C برای تقویت توان RF نسبت به تقویت کننده‌های کلاس A و کلاس B، راندمان بالای آنها است. به‌یاد داشته باشید که راندمان نسبت توان خروجی به توان ورودی است. اگر تمام توان تولیدی یعنی توان ورودی به توان خروجی تبدیل شود، راندمان 100% درصد است. این در دنیای واقعی به دلیل تلفات اتفاق نمی‌افتد. اما در یک تقویت کننده

کلاس C، مقدار بیشتری از کل توان تولید شده بهار اعمال می‌شود. از آنجایی که جریان برای کمتر از 180° درجه سیکل ورودی ac جریان دارد، جریان متوسط در ترانزیستور نسبتاً کم است. یعنی توان تلف شده توسط دستگاه کم است. یک تقویت کننده کلاس C تقریباً به صورت کلید ترانزیستوری عمل می‌کند که برای بیش از 180° درجه از چرخه ورودی خاموش است. سوئیچ تقریباً 90° تا 150° درجه سیکل ورودی را هدایت می‌کند. در طول مدتی که هدایت می‌کند، مقاومت امیتر به جمع کننده (کلکتور) آن کم است. حتی اگر قله جریان ممکن است زیاد باشد، اتلاف کل توان بسیار کمتر از مدارهای کلاس A و کلاس B است. بهمین دلیل، مقدار بیشتری از توان dc به انرژی RF تبدیل می‌شود و به بار، معمولاً یک آنتن، منتقل می‌شود. راندمان بیشتر تقویت کننده‌های کلاس C در محدوده 60° تا 85° درصد است.

توان ورودی در تقویت کننده کلاس C، متوسط توان مصرفی مدار است که به سادگی حاصل ضرب ولتاژ تغذیه و جریان متوسط کلکتور است، یا

$$P_{in} = V_{CC}(I_C)$$

به عنوان مثال، اگر ولتاژ تغذیه 13.5 ولت و متوسط جریان کلکتور dc، $7A$ باشد، توان ورودی $P_{in} = 9.45W \times 13.5(0.7) = 9.45W$ است.

توان خروجی توانی است که در واقع بهار منتقل می‌شود. مقدار توان بستگی به راندمان تقویت کننده دارد. توan خروجی را می‌توان با عبارت توان معروف زیر محاسبه کرد

$$P_{out} = \frac{V^2}{R_L}$$

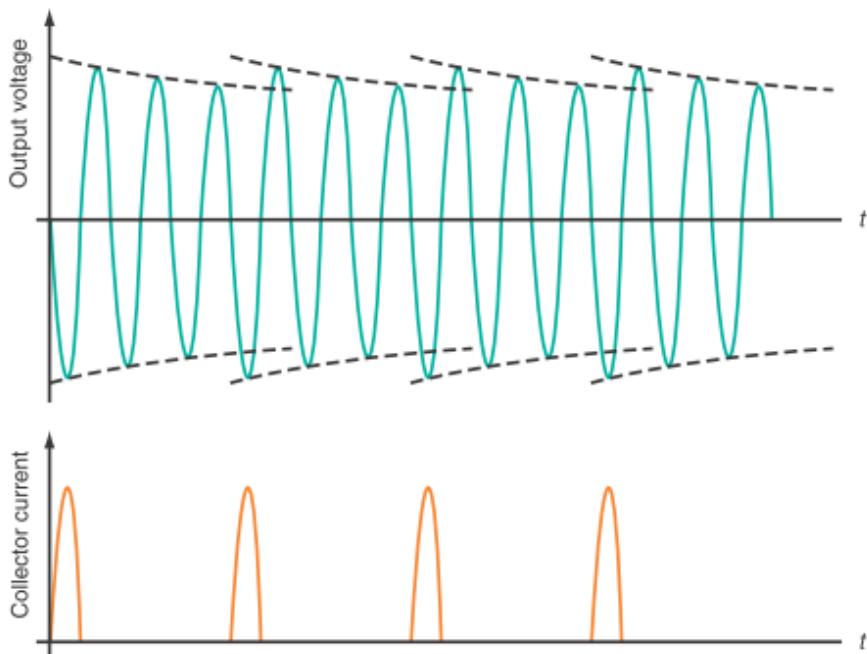
که در آن V ولتاژ خروجی RF در کلکتور تقویت کننده و R_L امپدانس بار است. هنگامی که یک تقویت کننده کلاس C به درستی راه اندازی و کار می‌کند، ولتاژ خروجی RF پیک به پیک دو برابر ولتاژ تغذیه یا $2V_{CC}$ است (شکل ۲۷.۸).

چند برابر کننده فرکانس: هر تقویت کننده کلاس C می‌تواند عمل چند برابر کننده فرکانس را انجام دهد اگر مدار هماهنگی در کلکتور در چند برابر عدد صحیح فرکانس ورودی تشید کند. به عنوان مثال، یک دو برابر فرکانس را می‌توان با اتصال یک مدار هماهنگی موازی در کلکتور تقویت کننده کلاس C ساخت که در فرکانس ورودی دو برابر تشید می‌کند. هنگامی که پالس جریان کلکتور رخ می‌دهد، مدار هماهنگی را با دو برابر فرکانس ورودی تحریک می‌کند. عبور پالس جریان برای هر سیکل دیگر ورودی است. یک مدار سه برابر کننده دقیقاً به همین روش ساخته می‌شود، با این تفاوت که مدار هماهنگی در سه برابر فرکانس ورودی تشید می‌کند و بازی هر سه سیکل نوسانی که تولید می‌کند، یک پالس ورودی دریافت می‌کند (شکل ۲۸.۸).

ضرب کننده‌ها را می‌توان برای افزایش فرکانس ورودی با هر ضریب صحیح تا تقریباً 10° ساخت. با افزایش ضریب، توان خروجی ضریب کاهش می‌یابد. برای اکثر کاربردهای عملی، بهترین نتیجه با ضرب کننده‌های ۲ و ۳ به دست می‌آید.

خوب است بدانید که:

اگرچه ضرب کننده‌هایی را می‌توان برای افزایش فرکانس ورودی با هر عدد صحیح تا تقریباً 10° ساخت، بهترین نتایج با ضربهای ۲ و ۳ به دست می‌آید.



شکل ۲۸.۸: رابطه بین جریان ترانزیستور و ولتاژ مدار هماهنگی در یک سه برابر کننده فرکانس.

راه دیگر برای بررسی عملکرد یک چند برابر کننده فرکانس کلاس C این است که به یاد داشته باشید که پالس جریان غیر سینوسی غنی از هارمونیک است. هر بار که پالس رخ می‌دهد هارمونیک‌های دوم، سوم، چهارم، پنجم و بالاتر تولید می‌شود. هدف مدار هماهنگی در کلکتور این است که به صورت یک فیلتر برای انتخاب هارمونیک مورد نظر عمل کند.

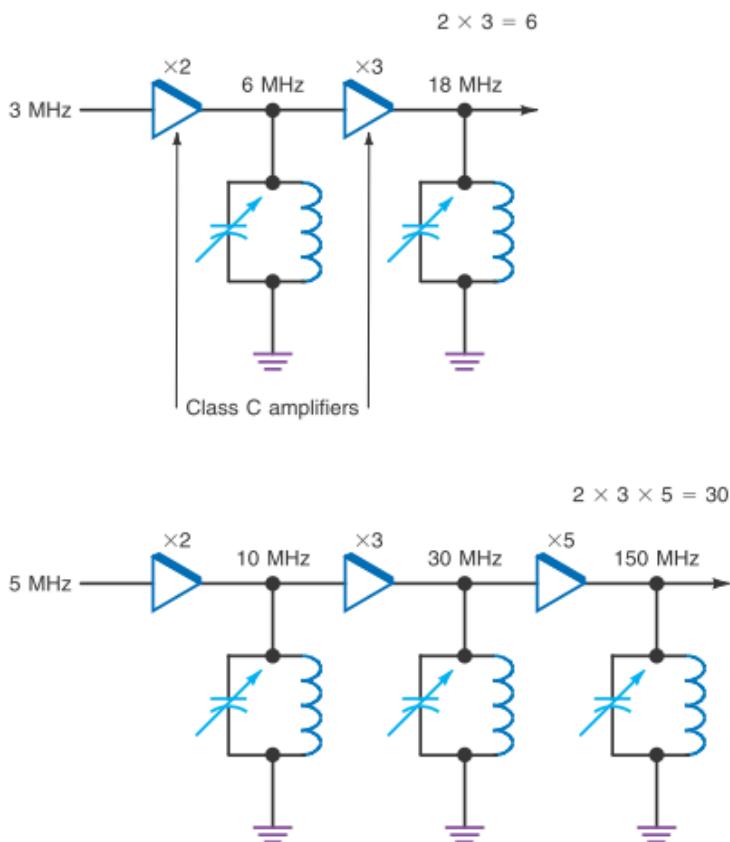
در بسیاری از کاربردها، ضریب چند برابر کننده بیشتر از آن چیزی که با یک مرحله چند برابری قابل دستیابی مورد نیاز است. در چنین مواردی، دو یا چند چند برابر کننده پشت سر هم (آبشاری) استفاده می‌شود. شکل (۲۹.۸) دو نمونه چند برابر کننده را نشان می‌دهد. در حالت اول، ضریب‌های ۲ و ۳ برای تولید ضریب کلی ۶ آبشاری قرار می‌گیرند. در حالت دوم، سه چند برابر کننده ضریب کلی ۳۰ را ارائه می‌دهند. ضریب کل حاصل ضرب ضریب‌های تک تک طبقات است.

بهره‌وری (کارایی، بازده، راندمان)

یک ویژگی کلیدی برای تمام تقویت کننده‌ای قدرت RF، بهویژه تقویت کننده‌های خطی، کارایی آنها است. بازده صرفاً نسبت توان خروجی تقویت کننده (P_o) به کل توان DC (P_{dc}) مورد استفاده برای تولید خروجی برابر است یا:

$$\eta = \frac{P_c}{P_{dc}} \times 100$$

کارایی درصد ریاضی توان ورودی DC است که به توان RF تبدیل می‌شود. ایده‌آل البته ۱۰۰ درصد است که نمی‌توان به آن دست یافت. اکثر طرح‌های تقویت کننده در صورت امکان بر راندمان خوب تاکید دارند. راندمان خوب به معنای مصرف انرژی کمتر است. هر توانی که به RF تبدیل نشود، به صورت گرمایی در ترانزیستورهای قدرت از بین می‌رود. یکی دیگر از معیارهای بازده، راندمان



شکل ۲۹.۸: چند برابر کننده فرکانس با تقویت کننده کلاس C.

توان افروده^{۳۶} (PAE) نامیده می‌شود که مقدار توان ورودی مورد نیاز برای راهاندازی (محركه) یک تقویت‌کننده با توان بالاتر به‌حذاکثر خروجی را در نظر می‌گیرد.

$$PAE = (P_o - P_{in}) / P_{dc} \times 100$$

برخی از تقویت‌کننده‌های پرقدرت، به‌ویژه در محدوده VHF/UHF و مایکروویو، به‌قدرت محركه بالایی نیاز دارند که به‌راندمان کلی می‌افزاید. به عنوان مثال، ممکن است ۱۰۰ وات قدرت راهاندازی برای بدست آوردن توان خروجی ۱۵۰۰ وات لازم باشد. قدرت محركه ۱۰۰ وات کم نیست. نرخ PAE این را فاکتور می‌کند.

تقویت‌کننده‌های توان خطی کمترین کارایی را در بین تمام تقویت‌کننده‌ها دارند. با این حال، بسیاری از تکنیک‌های مدولاسیون دیجیتالی جدیدتر، مانند OFDM، QAM، طیف گسترده دسترسی چندگانه تقسیم کد^{۳۷} (CDMA) و سایر روش‌ها (که در فصل یازدهم مورد بحث قرار خواهند گرفت) به‌تقویت خطی برای حفظ تمام اطلاعات مدوله کننده نیاز دارند. راندمان ضعیف یک مسئله مهم است، به‌ویژه در ایستگاه‌های پایه سلولی که در آن هزینه‌های خنک کننده و توان الکتریکی ملاحظات

^{۳۶}Power Added Efficiency (PAE)

^{۳۷}Code Division Multiple Access (CDMA)

عملیاتی اصلی هستند.

تقویت کننده‌های توان کلاس C و سوئیچینگ کارآمدترین تقویت کننده‌های توان RF هستند و در جاهایی که می‌توان از تقویت غیرخطی استفاده کرد، مانند برخی از انواع AM، FM، و PM. در غیر این صورت، چندین تکنیک ویژه برای بهبود راندمان در تقویت کننده‌های توان خطی ایجاد شده است.

جدول ۱.۸: رتبه‌بندی کارایی تقویت کننده‌های خطی توان

کلاس تقویت کننده	مقدار بیشینه نظری در صد کارائی	کارائی عملی در صد رتبه‌بندی
A	۵۰	۱۰ - ۲۵
B	۷۸/۵	۵۰ - ۶۵
AB	۶۰	۴۰ - ۵۰
C	۹۰	۶۵ - ۸۵

جدول (۱.۸) خلاصه‌ای از بازده‌های نظری و عملی است که می‌توان با تقویت کننده‌های توان خطی پایه به دست آورد.

راندمان واقعی به طراحی و در بیشتر موارد به سطح توان ورودی بستگی دارد. به عنوان مثال، تقویت کننده‌های کلاس A و AB زمانی کارآمدتر هستند که قبل از وقوع اعوجاج در حداکثر سطح ورودی ممکن کار کنند. ورودی کمتر منجر به راندمان کمتر و از دست رفتن توان قابل توجهی به صورت گرمایشی شود.

تقویت کننده‌های توان سوئیچینگ

همانطور که قبلاً گفته شد، مشکل اصلی تقویت کننده‌های توان RF ناکارآمدی و اتلاف توان بالا است. برای تولید توان RF برای انتقال به آتن، تقویت کننده باید مقدار قابل توجهی از توان خود را تلف کند. به عنوان مثال، یک تقویت کننده قدرت کلاس A با استفاده از ترانزیستور به طور پیوسته هدایت می‌کند. این یک تقویت کننده خطی است که هدایت آن با تغییر سیگنال تغییر می‌کند. به دلیل هدایت پیوسته، تقویت کننده کلاس A مقدار قابل توجهی توان تولید می‌کند که به بار منتقل نمی‌شود. بیش از ۵۰ درصد از کل توان مصرفی تقویت کننده را نمی‌توان به بار منتقل کرد. به دلیل اتلاف توان زیاد، توان خروجی یک تقویت کننده کلاس A به طور کلی محدود است. به همین دلیل، تقویت کننده‌های کلاس A معمولاً فقط در طبقات فرستنده کم توان استفاده می‌شوند.

برای تولید توان خروجی بیشتر از تقویت کننده‌های کلاس B استفاده می‌شود. هر ترانزیستور ۱۸۰ درجه از سیگنال حامل را هدایت می‌کند. دو ترانزیستور در آرایش پوش پول برای تشکیل یک موج سینوسی حامل کامل استفاده می‌شود. از آنجایی که هر ترانزیستور فقط ۱۸۰ درجه از هر چرخه (سیکل) سیگنال حامل را هدایت می‌کند، مقدار توانی که از بین می‌برد به طور قابل توجهی کمتر است و بازده ۷۰ تا ۷۵ درصد امکان پذیر است. تقویت کننده‌های قدرت کلاس C حتی کارآمدتر هستند، زیرا آنها برای کمتر از ۱۸۰ درجه سیگنال حامل، با تکیه بر مدار تنظیم شده در صفحه یا کلکتور برای تامین توان بار در زمانی که رسانا نیستند، هدایت می‌کنند. با جریان کمتر از ۱۸۰ درجه سیکل، تقویت کننده‌های کلاس C توان کمتری را تلف می‌کنند و بنابراین می‌توانند توان بیشتری را به بار

منتقل کنند. راندمان تا حدود ۸۵ درصد قابل دستیابی است، و بنابراین تقویت کننده‌های کلاس C پرکاربردترین نوع در تقویت کننده‌های قدرت هستند، زمانی که نوع مدولاسیون اجازه می‌دهد. راه دیگر برای دستیابی به راندمان بالا در تقویت کننده‌های قدرت استفاده از تقویت کننده سوئیچینگ است. تقویت کننده سوئیچینگ، ترانزیستوری است که به عنوان سوئیچ استفاده می‌شود و رسانا یا نارسانا است. هم ترانزیستورهای دوقطبی و هم ماسفت‌های مود افزونگی به طور گسترده در کاربردهای تقویت کننده سوئیچینگ استفاده می‌شوند. یک ترانزیستور دوقطبی به صورت سوئیچ یا قطع یا اشباع شده است. هنگامی که آن در حالت قطع است، هیچ توانی تلف نمی‌شود. هنگامی که اشباع است، جریان عبوری حداکثر است، اما ولتاژ امیتر-کلکتور بسیار کم است، معمولاً کمتر از یک ولت. در نتیجه، اتلاف توان بسیار کم است.

هنگامی که از ماسفت‌های مود افزونگی استفاده می‌شود، ترانزیستور یا قطع است یا روشن. در حالت قطع، هیچ جریانی عبور نمی‌یابد، بنابراین هیچ توانی تلف نمی‌شود. هنگامی که ترانزیستور در حال هدایت است، مقاومت آن بین منبع و تخلیه معمولاً دوباره بسیار کم است، بیش از چندین اهم و معمولاً بسیار کمتر از یک اهم. در نتیجه، اتلاف توان حتی با جریان‌های بالا بسیار کم است. استفاده از تقویت کننده‌های سوئیچینگ بازدهی بیش از ۹۰ درصد را ممکن می‌سازد. تغییرات جریان در تقویت کننده قدرت سوئیچینگ امواج مربعی است و در نتیجه هارمونیک تولید می‌شود. با این حال، با استفاده از مدارهای هماهنگی و فیلترهای بین تقویت کننده قدرت و آنتن، فیلتر کردن آنها نسبتاً آسان است.

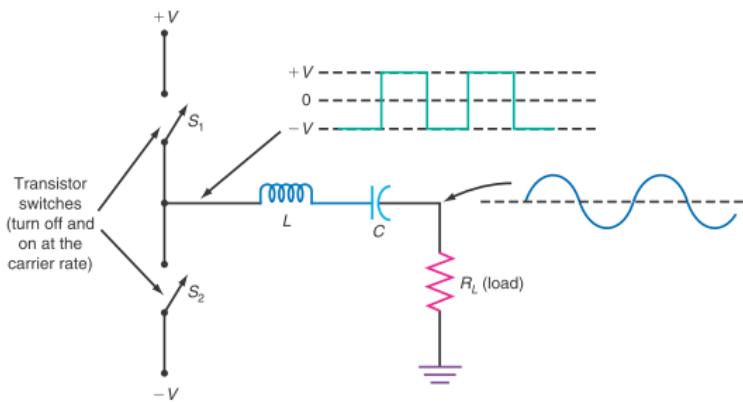
سه نوع اصلی تقویت کننده قدرت سوئیچینگ، کلاس D، E و S، در ابتدا برای کاربردهای صوتی با قدرت بالا توسعه داده شدند. اما با در دسترس بودن ترانزیستورهای سوئیچینگ پرقدرت و فرکانس بالا، اکنون به طور گسترده در طراحی فرستنده‌های رادیوئی استفاده می‌شود.

خوب است بدانید که:

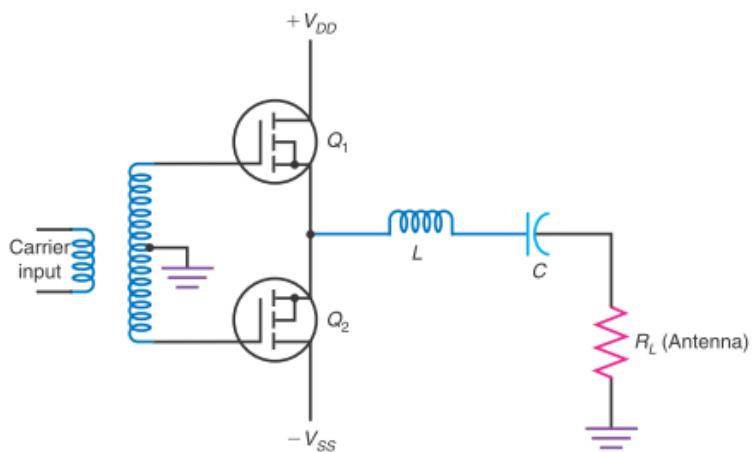
تقویت کننده‌های کلاس D، E و S در ابتدا برای استفاده در کاربردهای صوتی با قدرت بالا توسعه داده شدند، اما اکنون به طور گسترده در فرستنده‌های رادیوئی استفاده می‌شوند.

تقویت کننده‌های کلاس D: یک تقویت کننده کلاس D از یک زوج ترانزیستور برای تولید جریان موج مربعی در مدار تنظیم شده استفاده می‌کند. شکل (۳۰.۸) پیکربندی اصولی تقویت کننده کلاس D را نشان می‌دهد. دو کلید برای اعمال ولتاژ مستقیم و منفی dc به بار از طریق مدار هماهنگی استفاده می‌شود. هنگامی که سوئیچ S_1 بسته است، S_2 باز است. وقتی S_2 بسته است، S_1 باز است. هنگامی که S_1 بسته است، یک ولتاژ dc مثبت به بار اعمال می‌شود. هنگامی که S_2 بسته است، یک ولتاژ dc منفی به بار اعمال می‌شود. بنابراین مدار هماهنگی و بار یک موج مربع ac در ورودی دریافت می‌کند.

مدار رزونانس سری دارای Q بسیار بالایی است. در فرکانس سیگنال حامل تشدید می‌شود. از آنجایی که شکل موج ورودی یک موج مربعی است، از یک موج سینوسی اصلی و هارمونیک‌های فرد تشکیل شده است. به دلیل Q بالای مدار هماهنگی، هارمونیک‌های فرد فیلتر می‌شوند و یک موج سینوسی اصلی در دوسر بار باقی می‌ماند. با سوئیچ‌های ایده آل، یعنی بدون جریان نشتی در حالت خاموش و بدون مقاومت در هنگام هدایت، بازده نظری ۱۰۰ درصد است.



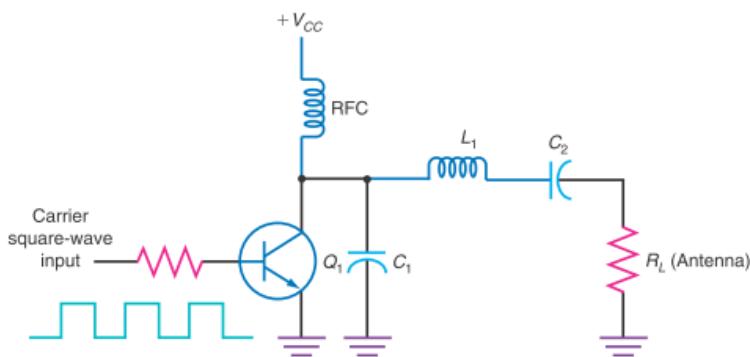
شکل ۳۰.۸: پیکر بندی اصولی تقویت کننده کلاس D



شکل ۳۱.۸: تقویت کننده کلاس D که از ماسفت مود افزونگی ساخته شده است.

شکل (۳۱.۸) یک تقویت کننده کلاس D را نشان می‌دهد که با ماسفتهای مود افزونگی اجرا شده است. سیگنال حامل با استفاده از یک ترانسفورماتور با سر وسط مدار ثانویه با بر روی دروازه‌های ماسفت با 180° درجه اختلاف فاز اعمال می‌شود. وقتی ورودی گیت Q_1 مثبت است، ورودی گیت Q_2 منفی است. بنابراین Q_1 هدایت می‌کند و Q_2 قطع می‌شود. در نیم چرخه بعدی ورودی، گیت Q_2 مثبت و گیت Q_1 منفی می‌شود. به یاد بیاورید که ماسفتهای مود افزونگی معمولاً تا زمانی که ولتاژ گیت بالاتر از یک مقدار آستانه خاص اعمال شود، نارسانا هستند و در آن زمان ماسفت هدایت می‌کند. مقاومت در حالت هدایت بسیار کم است. در عمل با استفاده از مداری مانند شکل (۳۱.۸) می‌توان بازدهی تا 90° درصد را به دست آورد.

تقویت کننده‌های کلاس E و F: در تقویت کننده‌های کلاس E فقط از یک ترانزیستور استفاده می‌شود. هر دو ماسفت و ترانزیستور دوقطبی را می‌توان استفاده کرد، اگرچه ماسفت بهدلیل



شکل ۳۲.۸: تقویت کننده RF کلاس E.

نیازهای پایین راهاندازی ترجیح داده می‌شود. شکل (۳۲.۸) یک تقویت کننده RF معمولی کلاس E را نشان می‌دهد. سیگنال حامل، که ممکن است در ابتدا یک موج سینوسی باشد، به یک مدار شکل دهی اعمال می‌شود که به طور موثر آن را به یک موج مربعی تبدیل می‌کند. سیگنال حامل معمولاً فرکانس مدوله شده است. سپس سیگنال حامل موج مربعی به‌پایه تقویت کننده توان ترانزیستور دوقطبی کلاس E اعمال می‌شود. Q_1 با نرخ سیگنال حامل خاموش و روشن می‌شود. سیگنال در کلکتور یک موج مربعی است که به یک فیلتر پایین گذر اعمال و مدار تطبیق امپدانس هماهنگی با C_2 ، C_1 و L_1 ایجاد می‌شود. هارمونیک‌های فرد فیلتر و یک موج سینوسی اصلی بر جای می‌گذارند که روی آنتن اعمال می‌شود. سطح بالایی از کارایی با این ترتیب به دست می‌آید.

تقویت کننده کلاس F، نوعی از تقویت کننده کلاس E است. این شامل یک شبکه تشیدید اضافی در کلکتور یا مدار تخلیه است. این مدار، یک LC تودهای یا حتی یک خط انتقال تنظیم شده در فرکانس‌های مایکروویو، در هارمونیک دوم یا سوم فرکانس کاری تشیدید می‌شود. نتیجه یک شکل موج در کلکتور (درن) است که بیشتر شبیه یک موج مربعی است. شکل موج تندتر سوئیچینگ ترانزیستور سریعتر و راندمان بهتری ایجاد می‌کند.

تقویت کننده‌های کلاس S : تقویت کننده‌های کلاس S، که از تکنیک‌های سوئیچینگ استفاده می‌کند، اما با طرح مدولاسیون عرض پالس، عمدتاً در کاربردهای صوتی یافت می‌شوند، اما در تقویت کننده‌های RF با فرکانس پایین و متوسط مانند آنهایی که در فرستنده‌های پخش AM استفاده می‌شوند، نیز استفاده می‌شوند. سیگنال صوتی سطح پایینی که باید تقویت شود به مداری به نام مدولاتور پهنه‌ای پالس اعمال می‌شود. یک سیگنال حامل با فرکانس ۵ تا ۱۰ برابر بالاترین فرکانس صوتی که باید تقویت شود نیز به مدولاتور عرض پالس اعمال می‌شود. در خروجی مدولاتور یک سری پالس با دامنه ثابت وجود دارد که عرض یا مدت پالس آنها با دامنه سیگنال صوتی متفاوت است. سپس این سیگنال‌ها به تقویت کننده سوئیچینگ از نوع کلاس D اعمال می‌شود. قدرت و راندمان بالا به دلیل عمل سوئیچینگ به دست می‌آید. یک فیلتر پایین گذر به خروجی تقویت کننده سوئیچینگ متصل می‌شود تا پالس‌ها را به شکل موج اصلی سیگنال صوتی برگرداند. یک خازن یا فیلتر پایین گذر روی بلندگو معمولاً کافی است. این تقویت کننده‌ها معمولاً در کاربردهای صوتی به عنوان تقویت کننده کلاس D شناخته می‌شوند. آنها به طور گسترش در واحدهای قابل حمل با باتری مورد استفاده قرار می‌گیرند که عمر باتری و کارایی آن بسیار مهم است.

ترانزیستورهای توان RF

اگرچه ترانزیستورهای دوقطبی هنوز در برخی از طرح‌های تقویت‌کننده قدرت RF (RF) استفاده می‌شوند، اکثر طرح‌های جدید از FET استفاده می‌کنند. آنها به درایو کمتری نیاز دارند و به طور کلی مدارها ساده‌تر هستند. مدل‌های جدیدتر می‌توانند به توان خروجی چند صد وات به فرکانس‌ها در مناطق گیگاهرتز دست یابند. پرکاربردترین دستگاه‌های RF مدرن استفاده می‌شوند LDMOS و GaN HEMT هستند.

ماسفت MOS (LDMOS) FET نفوذ جانبی معمولاً یک ماسفت با مود افزونگی نوع n با عناصر بسیار بزرگ برای کنترل توان و حرارت بالا است. هندسه دستگاه به گونه‌ای طراحی شده است که ظرفیت بازخورد تخلیه به دروازه را کاهش دهد تا محدوده عملیاتی فرکانس بالا را افزایش دهد. LDMOS FET‌های به طور گسترده‌های رادیویی برای ایستگاه‌های پایه سلولی استفاده می‌شوند. سایر کاربردهای RF در رادار و فرستنده‌های پرقدرت برای پخش و رادیوهای دو طرفه است. آنها می‌توانند ولتاژ تغذیه تخلیه تا ۵۰ ولت و سطوح توان ۶۰۰ وات در هر دستگاه را در خود جای دهند. LDMOS FET‌های می‌توانند تا فرکانس‌هایی تا حدود ۶ گیگاهرتز کار کنند.

شکل جدیدتری از FET قدرت گسسته، ساخته شده از نیترید گالیوم (GaN) به جای سیلیکون است. این مواد نیمه‌هادی به FET اجازه می‌دهد تا در ولتاژ تخلیه بالا تا ۱۰۰ ولت و جریان تخلیه تا چندین آمپر کار کند. FET‌ها نوعی اتصال فلز-نیمه‌هادی یا MESFET هستند. آنها ترانزیستورهای با تحرک الکترونی بالا (HEMT) نامیده می‌شوند. به جای اتصال فلز-نیمه‌هادی اتصال دروازه HEMT، MESFET از مواد نیمه‌هادی مختلف برای دروازه و کانال استفاده می‌کند. این هتروجانکشن نامیده می‌شود. یک ترکیب رایج GaAs برای کانال و آلومینیوم گالیم آرسنید (AlGaAs) برای دروازه است. HEMT‌ها نیز از GaN ساخته شده‌اند و ترانزیستورهای قدرت خوبی هستند. تغییری به نام شکل یا pHEMT از لایه‌های اضافی از مواد نیمه‌هادی مختلف، از جمله ترکیبات ایندیم (In) استفاده می‌کند. این لایه‌ها برای سرعت بیشتر انتقال الکترون بهینه‌سازی شده‌اند و توانایی آن‌ها برای تقویت به خوبی در محدوده موج میلی‌متری ۳۰ تا ۱۰۰ گیگاهرتز را افزایش می‌دهند.

ترانزیستور RF‌های قدرت GaN از نوع pHEMT در حالت تخلیه هستند و گرما را بهتر از ترانزیستورهای قدرت سیلیکونی کنترل می‌کنند. آنها می‌توانند در سطوح توان ده‌ها وات تا فرکانس‌های ۳۰ گیگاهرتز یا بیشتر کار کنند. آنها در رادار، ماهواره و ایستگاه‌های پایه سلولی استفاده می‌شوند.

تقویت کننده‌های توان باند عریض خطی

تقویت کننده‌های قدرتی که تاکنون در این فصل توضیح داده شد، تقویت کننده‌های باند باریک هستند. آنها خروجی با توان بالا در محدوده نسبتاً کوچکی از فرکانس‌ها ارائه می‌دهند. پهنهای باند سیگنالی که باید تقویت شود با روش مدولاسیون و فرکانس سیگنال‌های مدوله کننده تنظیم می‌شود. در بسیاری از کاربردها، کل پهنهای باند تنها درصد کمی از فرکانس سیگنال حامل است که مدارهای رزونانس LC معمولی را کاربردی می‌کند. برخی از تقویت‌کننده‌های قدرت پوش پول تنظیم نشده که قبل از توضیح داده شد (شکل‌های ۲۳.۸ و ۲۴.۸) دارای پهنهای باند وسیع‌تری تا چندین مگاهرتز هستند. با این حال، برخی از سیستم‌های بی‌سیم جدید اکنون به پهنهای باند بسیار گسترده‌تری نیاز دارند. یک مثال خوب استاندارد تلفن همراه با دسترسی چندگانه تقسیم کد CDMA (CDMA) است. سیستم

^{۲۳.۸}Code Division Multipleaccess (CDMA)

از یک تکنیک مدولاسیون/مولتی پلکس به نام طیف گسترده استفاده می‌کند که همانطور که از نامش پیداست سیگنال را در یک طیف فرکانسی بسیار گسترده پخش می‌کند. فناوری سلولی جدیدتر تکامل بلند مدت ^{۴۹} (LTE) در سیستم‌های تلفن همراه مدرن ۴G از یک تکنیک مدولاسیون پیشرفته به نام مولتی‌پلکس تقسیم فرکانس متعدد ^{۵۰} (OFDM) همراه با مدولاسیون دامنه مربعی (QAM) استفاده می‌کند. پهنانی باند سیگنال ۵ تا ۲۰ مگاهرتز رایج است. چنین طرح‌های مدولاسیون پیچیده‌ای مستلزم این است که تقویت در یک محدوده فرکانس وسیع خطی باشد تا از عدم وجود اعوجاج دامنه، فرکانس یا فاز اطمینان حاصل شود. برای رفع این نیاز، تکنیک‌های تقویت ویژه‌ای توسعه داده شده است. در اینجا چهار روش رایج مورد بحث قرار می‌گیرد.

تقویت کننده پیشخور: مفهوم پشت تقویت کننده پیشخور ^{۵۱} این است که اعوجاج تولید شده توسط تقویت کننده قدرت جدا شده و سپس از سیگنال تقویت شده کم می‌شود و سیگنال خروجی تقریباً بدون اعوجاج تولید می‌کند. شکل ^{۳۳A} (۳۳A) یکی از اجرای مشترک این ایده را نشان می‌دهد. سیگنال پهنانی باند گسترده‌ای که باید تقویت شود به یک تقسیم کننده توان تغذیه می‌شود که سیگنال را به دو سیگنال با دامنه مساوی تقسیم می‌کند. یک اسپلیتر ^{۵۲} (جدا کننده) معمولی ممکن است یک دستگاه ترانسفورماتور یا حتی یک شبکه مقاومتی باشد. امپدانس ثابت را حفظ می‌کند، معمولاً ۵۰ اهم، اما معمولاً مقداری تضعیف نیز ایجاد می‌کند. سپس نیمی از سیگنال در یک تقویت کننده توان خطی مشابه تقویت کننده‌های کلاس AB باند پهن که قبلاً بحث شد، تقویت می‌شود. یک کوپل کننده جهتی در کنار ضربه زدن به بخش کوچکی از سیگنال تقویت شده استفاده می‌شود که حاوی اطلاعات ورودی اصلی و همچنین هارمونیک‌های ناشی از اعوجاج است. کوپلر جهت دار وسیله ساده‌ای است که مقدار کمی از سیگنال را با کوپلینگ القایی دریافت می‌کند. معمولاً فقط یک خط مسی کوتاه است که در مجاورت خط سیگنال روی برد مدار چاپی قرار دارد. در فرکانس‌های مایکروویو، یک کوپلر جهتی ممکن است یک دستگاه پیچیده‌تر با ساختار کواکسیال باشد. در هر صورت، نمونه سیگنال تقویت شده نیز از یک تضعیف کننده مقاومتی عبور داده می‌شود تا سطح سیگنال کاهش یابد.

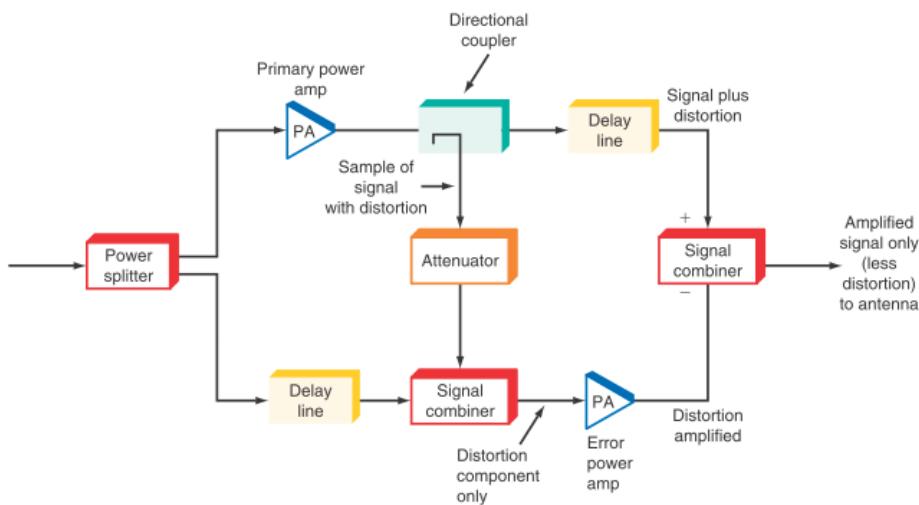
خروجی پایین تر اسپلیتر سیگنال به مدار خط تاخیر فرستاده می‌شود. خط تاخیر یک فیلتر پایین گذر یا بخشی از خط انتقال مانند کابل کواکسیال است که مقدار مشخصی تاخیر را به سیگنال وارد می‌کند. بسته به فرکانس عملکرد و نوع تقویت کننده قدرت مورد استفاده ممکن است چند نانوثانیه تا چند میکرو ثانیه باشد. تأخیر برای مطابقت با تأخیری که سیگنال ورودی بالایی در تقویت کننده قدرت با آن مواجه می‌شود، استفاده می‌شود. سپس این سیگنال تاخیری به همراه نمونه سیگنال ضعیف شده از خروجی تقویت کننده به یک ترکیب کننده سیگنال می‌رسد. کنترل‌های دامنه و فاز معمولاً در هر دو مسیر سیگنال ارائه می‌شوند تا اطمینان حاصل شود که دامنه و فاز یکسانی دارند. ترکیب کننده ممکن است مقاومتی یا یک دستگاه ترانسفورماتور باشد. در هر صورت، به طور موثر سیگنال اصلی را از سیگنال تقویت شده کم می‌کند و تنها اعوجاج هارمونیک باقی می‌ماند. اعوجاج هارمونیک اکنون توسط تقویت کننده قدرت دیگری با سطح توانی برابر با تقویت کننده قدرت سیگنال بالایی تقویت می‌شود. سیگنال تقویت کننده بالایی از طریق کوپلر جهتی عبور می‌کند

^{۴۹}Long Term Evolution (LTE)

^{۵۰}Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM)

^{۵۱}Feedforward Amplifier

^{۵۲}Power Splitter



شکل ۳۳.۸: تقویت کننده توان خطی تغذیه مستقیم.

و به خط تاخیری می‌رسد که تاخیر وارد شده توسط تقویت کننده سیگنال خطای پایین را جبران می‌کند. مجدداً، کنترل‌های دامنه و فاز معمولاً برای تنظیم سطوح توان سطوح سیگنال بالا و پایین ارائه می‌شوند، بنابراین آنها برابر هستند. در نهایت، سیگنال خطا اکنون از سیگنال ترکیبی تقویت شده در یک کوپلر یا ترکیب کننده سیگنال کم می‌شود. این کوپلر، مانند اسپلیت‌رور و روکی، معمولاً یک ترانسفورماتور است. خروجی حاصل سیگنال تقویت شده اصلی بدون اعوجاج است.

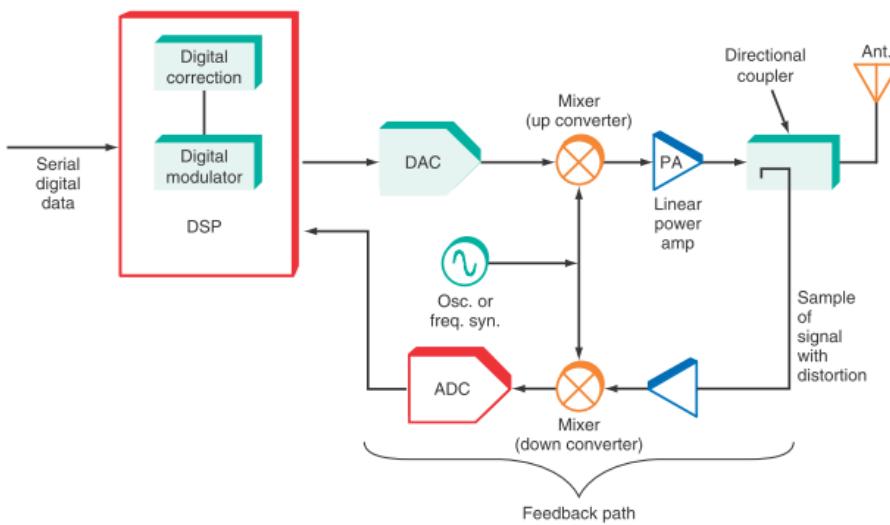
تقویت کننده‌های مانند این با سطوح توان از چند وات تا بیش از چند صد وات در دسترس هستند. سیستم کامل نیست زیرا لغو یا تفیر سیگنال بهدلیل عدم تطابق دامنه و فاز دقیق نیست. اعوجاج در تقویت کننده توان کمتر نیز به خروجی کلی کمک می‌کند. با این حال، با تنظیمات نزدیک، می‌توان این تفاوت‌ها را به حداقل رساند و در نتیجه خطی بودن تقویت کننده را نسبت به انواع دیگر بهبود بخشدید. این سیستم همچنین ناکارآمد است زیرا بهدو تقویت کننده قدرت نیاز است. اما معاوضه پهنای باند وسیع و اعوجاج بسیار کم است.

تقویت پیش اعوجاج دیجیتالی : این روش تقویت، که به عنوان پیش اعوجاج دیجیتالی^{۴۳} (DPD) نامیده می‌شود، از یک تکنیک پردازش سیگنال دیجیتالی (DSP) برای پیش اعوجاج سیگنال استفاده می‌کند، به گونه‌ای که هنگام تقویت، اعوجاج تقویت کننده، ویژگی‌های پیش اعوجاج را جبران یا حذف کرده و سیگنال خروجی بدون اعوجاج باقی می‌گذارد. سیگنال خروجی تقویت شده به طور پیوسته نظارت می‌شود و به عنوان بازخورد به DSP استفاده می‌شود، به طوری که محاسبات پیش از اعوجاج را می‌توان در جریان تغییر داد تا یک پیش اعوجاج معکوس ارائه شود که کاملاً با سیگنال اعوجاجی تقویت کننده مطابقت دارد.

شکل ۳۴.۸) یک سیستم نمونه را نشان می‌دهد. سیگنال اطلاعات دیجیتالی، در قالب سریال، به یک الگوریتم تصحیح دیجیتال در یک DSP تغذیه می‌شود. در داخل DSP الگوریتم‌های محاسباتی وجود دارد که سیگنال‌های منطقی اصلاحی را به الگوریتم تصحیح دیجیتال تغذیه می‌کنند تا سیگنال

^{۴۳}Digital Predistortion

را به‌گونه‌ای تغییر دهند که مطابقت معکوس با اعوجاج تولید شده توسط تقویت‌کننده قدرت باشد.



شکل ۳۴.۸: مفهوم تقویت پیش اعوجاج تطبیقی.

در حالی که روش DPD تقویت پنهانی باند پیچیده است، خروجی تقریباً بدون اعوجاج ارائه می‌دهد. تنها به‌یک تقویت کننده توان نیاز است که آن را نسبت به روش پیشخور کارآمدتر می‌کند. چندین تولید کننده نیمه‌هادی مدارهای پیش اعوجاج مورد نیاز برای این کار را می‌سازند. هنگامی که اقدام اصلاحی روی سیگنال دیجیتالی باند پایه انجام شد، به‌یک مدولاتور ارسال می‌شود که سیگنال مورد نظر را تولید کند. مدولاسیون توسط خود تراشه DSP به جای یک مدار مدولاتور جداگانه اداره می‌شود. سپس این سیگنال مدوله شده به‌یک مبدل دیجیتال به‌آنالوگ (DAC) وارد می‌شود که در آنجا سیگنال آنالوگ مورد نظر را برای ارسال تولید می‌کند.

سپس خروجی DAC به‌همراه سیگنال موج سینوسی از یک نوسان ساز یا سینتی‌سایزر فرکانس به‌یک مخلوط کن (میکسر) ارسال می‌شود. یک میکسر مشابه یک مدولاتور دامنه سطح پایین با چند برابر کننده آنالوگ است. خروجی آن از مجموع و اختلاف سیگنال‌های DAC و سینتی‌سایزر تشکیل شده است. در این کاربرد، سیگنال مجموع توسط فیلتری انتخاب می‌شود که میکسر را به تبدیل کننده افزایشی تبدیل می‌کند. فرکانس سینتی‌سایزر طوری انتخاب می‌شود که خروجی میکسر در فرکانس کاری مورد نظر باشد. هر مدولاسیون موجود نیز در خروجی میکسر موجود است. سپس سیگنال از پیش اعوجاج شده در یک تقویت کننده توان بسیار خطی کلاس AB (PA) تقویت می‌شود و به‌آنتن خروجی تقدیم می‌شود. در شکل (۳۴.۸) توجه داشته باشید که سیگنال خروجی در یک کوپلر جهت دار نمونه برداری، تقویت و به‌میکسر دیگری که به عنوان مبدل پایین استفاده می‌شود ارسال می‌گردد. سینتی‌سایزر ورودی دوم را نیز به‌این میکسر می‌دهد. فرکانس اختلاف توسط یک فیلتر انتخاب و نتیجه به‌مبدل آنالوگ به‌دیجیتال (ADC) ارسال می‌شود. خروجی دیجیتال ADC نشان دهنده سیگنال تقویت شده به‌اضافه هرگونه اعوجاج تولید شده توسط PA است. از این ورودی دیجیتال برای اصلاح الگوریتم خود برای تصحیح اعوجاج واقعی استفاده می‌کند. سپس سیگنال توسط الگوریتم تصحیح دیجیتال به‌گونه‌ای تغییر می‌یابد که بیشتر اعوجاج حذف شود.

در حالی که روش DPD تقویت پهنهای باند پیچیده است، خروجی تقریباً بدون اعوجاج ارائه می‌دهد. تنها به یک تقویت کننده توان نیاز است که آن را نسبت به روش پیشخور کارآمدتر می‌کند. چندین تولید کننده نیمه‌هادی مدارهای پیش اعوجاج مورد نیاز برای این کار را می‌سازند.

ردیابی پوشی: ردیابی پوشی^{۴۴} (ET) تکنیکی است که به تقویت کننده‌های کلاس A، AB و B اجازه می‌دهد کارآمدتر شوند. تقویت کننده‌های خطی باید برای تقویت سیگنال‌های استفاده شوند که از تکنیک‌های مدولاسیون پیشرفت‌هه مورد استفاده در رادیوهای سلولی ۳G و ۴G ۳G و QAM و OFDM، CDMA موجود ارائه می‌کند، اما کارایی آنها را افزایش می‌دهد و باعث می‌شود که خنک‌تر کار کنند و انرژی کمتری مصرف کنند.

روش‌های مدولاسیون پیشرفت‌ه دارای نوسانات دامنه سیگنال گسترهای هستند که باید حفظ شوند. این وضعیت به طور کلی به عنوان نسبت توان اوج به متوسط^{۴۵} (PAPR) شناخته می‌شود. این منجر به مشکل ذاتی تقویت کننده‌های کلاس A می‌شود، جایی که بازده حداکثر زمانی است که سطوح سیگنال بالا هستند و خروجی نزدیک به فشرده‌سازی است، که در آن سیگنال‌ها به سطوح ولتاژ تغذیه تقویت کننده نزدیک‌تر می‌شوند. راندمان زمانی بالاست که تقویت کننده در نزدیکی فشرده‌سازی است که در آن برش پیک اتفاق می‌افتد. با حداکثر سطح سیگنال اعوجاج نیافته، راندمان می‌تواند به حداکثر تئوری ۵۰ درصد نزدیک شود. با این حال، در سطوح سیگنال ورودی پایین‌تر، بازده به سطح بسیار پایینی کاهش می‌یابد. راندمان ممکن است زیر ۱۰ درصد باشد، به این معنی که بیشتر توان منبع dc به صورت گرما توسط ترانزیستورهای قدرت RF تلف می‌شود.

سیستم ET دامنه یا پوش مدولاسیون سیگنال RF را ردیابی می‌کند و از آن برای کنترل ولتاژ منبع تغذیه dc به تقویت کننده استفاده می‌کند. به عبارت دیگر، دامنه سیگنال ولتاژ تغذیه dc را مدوله می‌کند. این فرآیند شبیه به تکنیک مدولاسیون دامنه سطح بالا است که در فصل چهارم مورد بحث قرار گرفت (شکل ۳۴.۸). این به تقویت کننده اجازه می‌دهد تا همیشه نزدیک به نقطه فشرده سازی که در آن راندمان بالاتر است، باقی بماند.

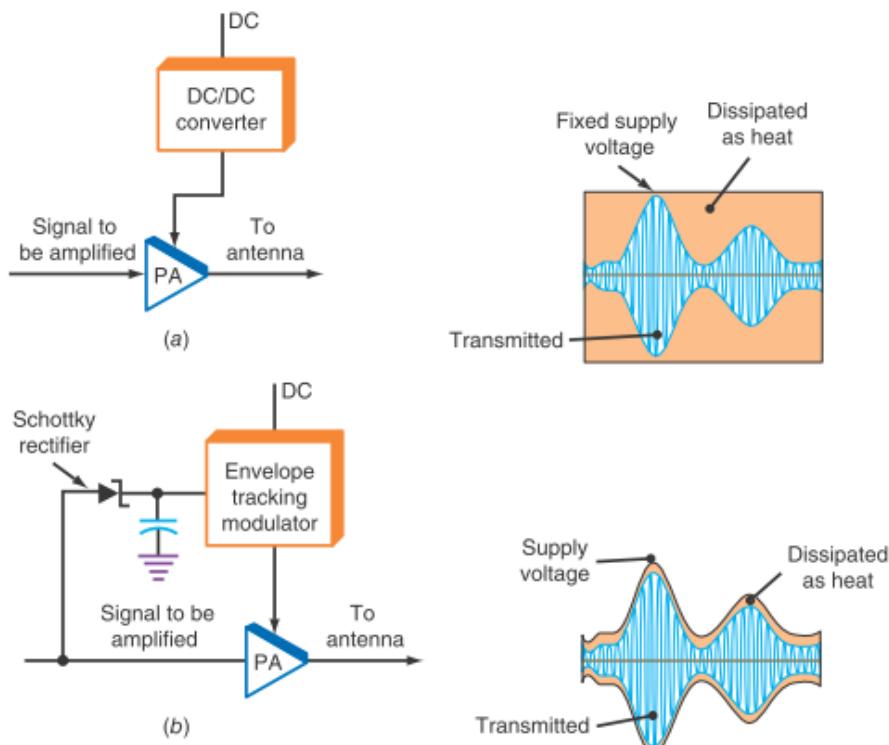
شکل (۳۵.۸)(الف) طبقات فرستنده را نشان می‌دهد که در آن سیگنال باند پایه آنالوگ به تقویت کننده توان RF خطی تغذیه می‌شود. تقویت کننده توان دارای یک ولتاژ منبع تغذیه ثابت است که معمولاً از مبدل ارگولاتور DC-DC می‌باشد. سیگنال خروجی به همراه سطح منبع تغذیه نشان داده شده است. ناحیه قرمز نشان دهنده قدرت از دست رفته به صورت حرارت است.

شکل (۳۵.۸)(ب) روش ET را نشان می‌دهد. سیگنال باند پایه آنالوگ نیز تقویت کننده قدرت را مانند قبل هدایت می‌کند. با این حال، توجه داشته باشید که سیگنال آنالوگ از طریق یکساز دیودی مشابه آنچه در مدولاسیون AM استفاده می‌شود، عبور داده می‌شود. این مدار یکسو کننده پوش سیگنال را بازیابی می‌کند و آن را به منبع تغذیه ET که ولتاژ را به PA می‌رساند اعمال می‌کند. بنابراین ولتاژ تغذیه dc پوش مدولاسیون را دنبال می‌کند و تقویت کننده را نزدیک فشرده نگه می‌دارد و در حداکثر راندمان کار می‌کند. منبع تغذیه ET اساساً یک مبدل DC-DC با پهنهای باند بسیار گستره است که می‌تواند به اندازه کافی دامنه سیگنال و تغییرات فرکانس را دنبال کند. ولتاژ تغذیه dc معمولی می‌تواند از ۰/۵ تا ۵ ولت باشد.

تکنیک ET با ردیابی ET ویژه و مدارهای مدولاسیون dc پیاده سازی می‌شود. اینها ممکن است

^{۴۴}Envelope Tracking

^{۴۵}Peak to Average Power Ratio (PAPR)



شکل ۳۵.۸: (الف) تقویت کننده توان RF معمولی (PA)، (ب) PA با ردیابی پوشی.

به شکل آی‌سی (مدارات مجتمع) باشند یا به طور کامل در آی‌سی دیگری ادغام شده باشند. تکنیک ET به طور گسترده در تقویت کننده‌های توان ایستگاه پایه سلولی و همچنین در گوشی‌های تلفن همراه با استفاده از فناوری‌های بی‌سیم دیجیتالی نسل ۳G و ۴G (LTE) استفاده می‌شود. راندمان عملی می‌تواند به ۴۰ تا ۵۰ درصد برسد که باعث صرفه جویی قابل توجهی در انرژی و گرمای در ایستگاه‌های پایه و عمر باتری و عملکرد خنک‌تر در تلفن همراه شود. تکنیک ET همچنین به طور گسترده در ترکیب با تکنیک DPD، که قبلاً توضیح داده شد، برای ارائه خطی بودن بیشتر و کارایی بالاتر استفاده می‌شود.

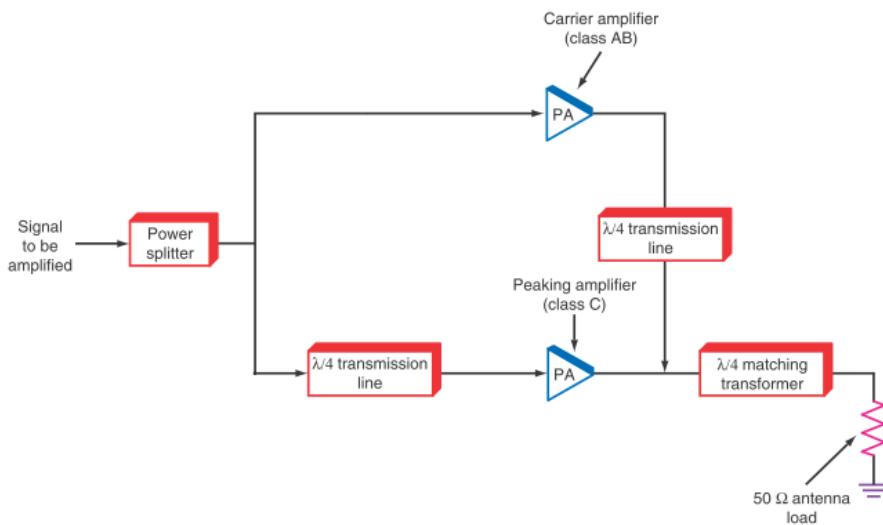
تقویت کننده دوهرتی: تقویت کننده دوهرتی^{۴۶} یک طراحی منحصر به فرد است که از دو تقویت کننده استفاده می‌کند که با هم کار می‌کنند تا خطی بودن را حفظ کنند و بازده را بهبود بخشنند. این طرح در سال ۱۹۳۶ به عنوان تلاشی برای آوردن قدرت و کارایی بیشتر به تقویت کننده‌های رادیویی موج کوتاه لامپ‌های خلاء^{۴۷} با قدرت بالا آغاز شد. این طرح در حال حاضر به طور گسترده در تقویت کننده‌های قدرت برای ایستگاه‌های پایه سلولی چند باندی چند حالته^{۴۸} (چند مودی) پذیرفته شده است.

شکل (۳۶.۸) ترتیب اولیه دوهرتی را نشان می‌دهد. تقویت کننده سیگنال حامل اصلی یک مدار

^{۴۶}Doherty Amplifier

^{۴۷}Vacuum Tube

^{۴۸}Multimode



شکل ۳۶.۸: تقویت کننده توان دوهرتی.

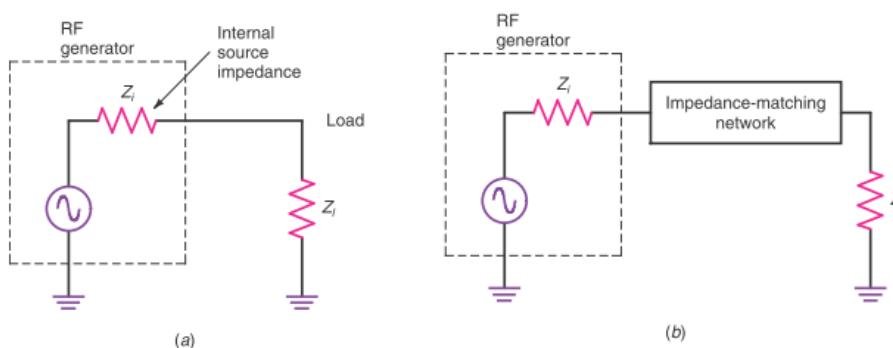
خطی کلاس AB است و تقویت کننده اوجی^{۴۹} معمولاً تقویت کننده کلاس C است. هر دو تقویت کننده توان را به بار (آنتن) می‌رسانند و چیزی را ایجاد می‌کنند که به عنوان یک مدار بار پوش پول شناخته می‌شود که امپدانس آن با سطوح سیگنال تغییر می‌کند. تقویت کننده سیگنال حامل توان را در سطوح سیگنال ورودی پایین‌تر به بار می‌رساند و تقویت کننده پیک(اوج) در سطوح توان بالاتر سوئیچ می‌کند.

سیگنالی که باید تقویت شود توسط یک مدار تقسیم کننده توان به طور مساوی تقسیم می‌شود. سیگنال مستقیماً به تقویت کننده سیگنال حامل و از طریق خط انتقال یک چهارم طول موج ($\lambda/4$) می‌رود که یک تغییر فاز 90° درجه‌ای سیگنال را به تقویت کننده پیک می‌دهد. خط انتقال معمولاً یک نوار مسی کوتاه روی برد مدار چاپی تقویت کننده (PCB) است. در سطوح سیگنال پایین، بایاس تقویت کننده اوجی آن را قطع نگه می‌دارد تا توان بار را تامین نکند. تقویت کننده سیگنال حامل نزدیک به فشرده سازی عمل می‌کند تا راندمان بالا را حفظ کند و توان بار را تامین کند. در سطوح ورودی بالاتر، تقویت کننده اوجی بار را قطع می‌کند و توان بیشتری را به بار می‌رساند.

تقویت کننده‌ها توسط یک خط انتقال $\lambda/4$ که به عنوان مبدل امپدانس و خط دیگر $\lambda/4$ که به عنوان ترانسفورماتور امپدانس استفاده می‌شود، توان را به بار می‌رسانند. این خطوط انتقال با هم تطبیق امپدانس بار دینامیکی را برای تقویت کننده‌ها بهمنظور افزایش کارایی فراهم می‌کنند. خطوط $\lambda/4$ راهی برای مدوله کردن امپدانس بار فراهم می‌کنند تا اطمینان حاصل شود که تقویت کننده‌ها برای تامین حداکثر توان با بهترین راندمان کار می‌کنند. (ویژگی‌ها و عملکرد خطوط انتقال در فصل سیزدهم پوشش داده شده است).

تقویت کننده دوهرتی که امروزه مورد استفاده قرار می‌گیرند، به دلیل توانمندی بالا و فرکانس بالا، با HEMT‌های GaN ساخته می‌شوند. آنها در محدوده ۷۰۰ مگاهرتز تا ۳ گیگاهرتز کار می‌کنند. راندمان معمولی ۱۲ تا ۲۰ درصد تقویت کننده خطی کلاس AB با ساختار دوهرتی به محدوده ۲۵ تا

^{۴۹}Peaking Amplifier



شکل ۳۷.۸: تطبیق امپدانس در مدارات RF.

۴۰ درصد افزایش می‌یابد. بیشتر تقویت کننده‌های دوهرتی با تکنیک خطی سازی DPD که قبلاً توضیح داده شد ترکیب می‌شوند تا کارایی را افزایش دهند.

۴.۸ شبکه‌های تطبیق امپدانس

شبکه‌های تطبیق که یک طبقه را به طبقه دیگر متصل می‌کنند، بخش‌های بسیار مهمی از هر فرستنده هستند. در یک فرستنده معمولی، نوسانگر سیگنال حامل اصلی را تولید و سپس قبل از رسیدن به آتن، معمولاً توسط چندین طبقه تقویت می‌شود. از آنجایی که ایده افزایش قدرت سیگنال است، مدارهای کوپلینگ (تزویج) بین طبقات باید امکان انتقال کارآمد توان از یک طبقه به طبقه دیگر را فراهم کنند. در نهایت، باید وسایلی برای اتصال طبقه تقویت کننده نهایی به آتن، مجدداً به منظور انتقال حداکثر توان ممکن در نظر گرفته شود. مدارهایی که برای اتصال یک طبقه به طبقه دیگر استفاده می‌شوند به نام شبکه‌های تطبیق امپدانس شناخته می‌شوند. در بیشتر موارد، آنها مدارهای LC، ترانسفورماتورها یا ترکیبی هستند. عملکرد اصلی یک شبکه تطبیق فراهم کردن انتقال بهینه را توان از طریق روش‌های تطبیق امپدانس است. شبکه‌های تطبیق نیز فیلتر کردن و گزینش پذیری را فراهم می‌کنند. فرستنده‌ها به گونه‌ای طراحی شده‌اند که در یک فرکانس یا محدوده‌ای از فرکانس قابل انتخاب کار کنند. مراحل مختلف تقویت کننده در فرستنده باید RF تولید شده را به این فرکانس‌ها منطبق کند. در تقویت کننده‌های کلاس C، D و E، تعداد قابل توجهی هارمونیک با دامنه بالا تولید می‌شود. برای جلوگیری از تشعشعات کاذب از فرستنده، اینها باید حذف شوند. شبکه‌های تطبیق امپدانس که برای کوپلینگ بین طبقات استفاده می‌شوند این کار را انجام می‌دهند.

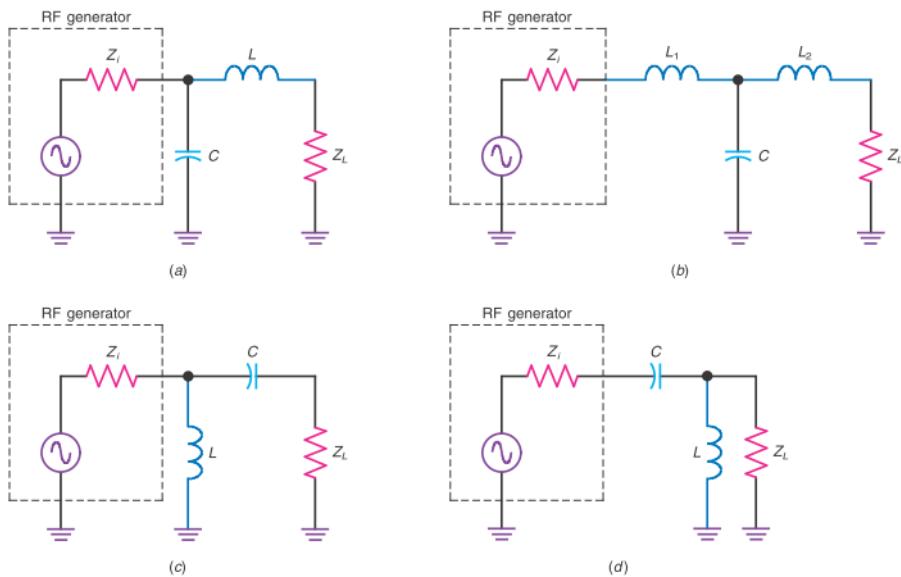
مسئله اساسی تزویج در شکل (الف) نشان داده شده است. طبقه راه انداز به صورت یک منبع سیگنال با امپدانس داخلی Z_i ظاهر می‌شود. طبقاتی که راهاندازی (تفذیه) می‌شود نشان دهنده باری برای ژنراتور با مقاومت داخلی آن Z_i است. در حالت ایده‌آل، Z_i و Z_L مقاومتی هستند. بهیاد بیاورید که حداکثر انتقال توان در مدارهای dc زمانی انجام می‌شود که Z_i برابر با Z_L باشد. این رابطه اساسی اصولاً در مدارهای RF نیز صادق است، اما رابطه بسیار پیچیده‌تری است. در مدارهای RF، Z_i و Z_L بهندرت صرفاً مقاومتی هستند و در واقع معمولاً شامل یک جزء واکنشی (رآکتانس) از نوعی هستند. علاوه بر این، همیشه لازم نیست حداکثر توان را از یک طبقه به طبقه دیگر منتقل کنید.

هدف این است که توان کافی را به طبقه بعدی منتقل کنیم تا بتواند حداکثر خروجی را که می‌تواند ارائه دهد.

در بیشتر موارد، دو امپدانس مربوطه به طور قابل توجهی با یکدیگر متفاوت هستند و بنابراین انتقال قدرت بسیار ناکارآمد انجام می‌شود. برای غلبه بر این مشکل، یک شبکه تطبیق امپدانس بین این دو معرفی شده است، همانطور که در شکل (۳۸.۴) (ب) نشان داده شده است. سه نوع اصلی از شبکه‌های تطبیق امپدانس LC وجود دارد: شبکه L، شبکه T و شبکه π .

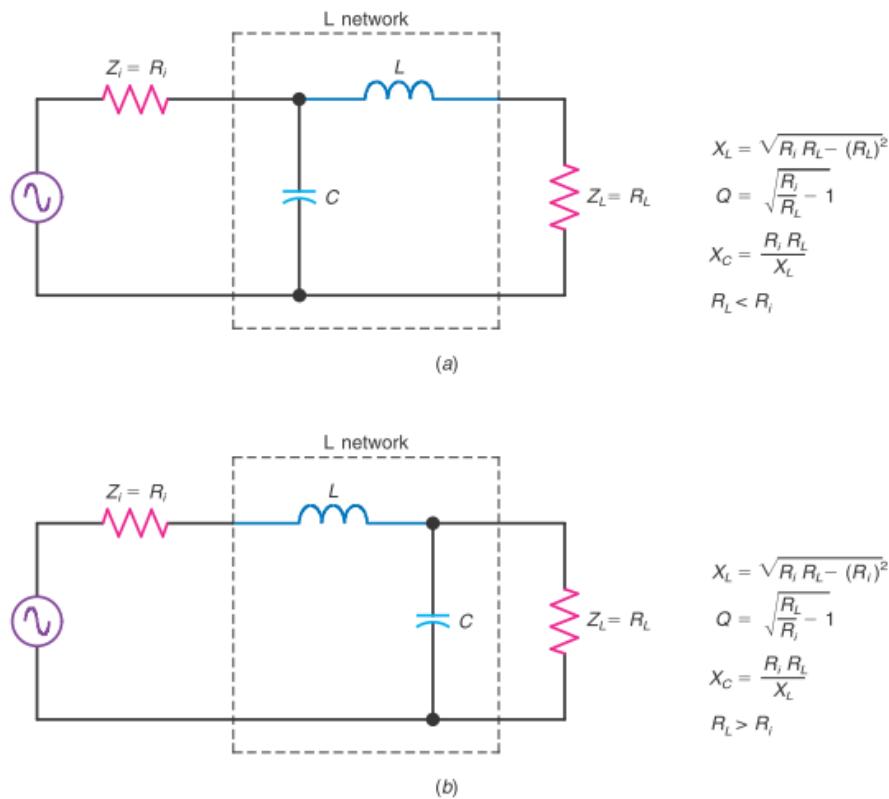
شبکه‌ها

شبکه‌های L شامل یک سلف و یک خازن هستند که در پیکربندی‌های L شکل مختلف متصل شده‌اند، همانطور که در شکل (۳۸.۵) نشان داده شده است. مدارهای شکل (۳۸.۵) (الف) و (ب) فیلترهای پایین گذر هستند. شکل (۳۸.۵) (ج) و (د) فیلترهای بالا گذر هستند. به طور معمول، شبکه‌های پائین گذر ترجیح داده می‌شوند تا فرکانس هارمونیک‌ها فیلتر شوند.



شکل ۳۸.۵: چهار شبکه تطبیق امپدانس نوع L. (الف) $Z_L < Z_i$. (ب) $Z_L > Z_i$. (ج) $Z_L > Z_i$. (د) $Z_L < Z_i$.

شبکه تطبیق L به گونه‌ای طراحی شده است که امپدانس بار با امپدانس منبع تطبیق کند. به عنوان مثال، شبکه در شکل (۳۸.۵) (الف) باعث می‌شود که مقاومت بار بزرگتر از آنچه هست به نظر برسد. مقاومت بار Z_L به صورت سری با سلف شبکه L ظاهر می‌شود. سلف و خازن برای تشدید در فرکانس فرستنده انتخاب می‌شوند. هنگامی که مدار در رزونانس است، X_L برابر با X_C است. برای امپدانس ژنراتور Z_i ، مدار کامل به صورت یک مدار تشدید موازی ظاهر می‌شود. در تشدید، امپدانس مدار بسیار زیاد است. مقدار واقعی امپدانس به مقادیر L و C و Q مدار بستگی دارد. هر چه Q بالاتر باشد امپدانس بالاتر است. Q در این مدار اساساً با مقدار امپدانس بار تعیین می‌شود. با انتخاب مناسب مقادیر مدار، امپدانس بار را می‌توان به عنوان هر مقدار دلخواه برای امپدانس منبع تا زمانی که Z_i بزرگتر از Z_L باشد، نشان داد.



شکل ۳۹.۸: معادلات طراحی شبکه L

با استفاده از شبکه L نشان داده شده در شکل (۳۸.۸)(ب)، امپدانس را می‌توان کاهش، یا آن را بسیار کوچکتر از آنچه هست نشان داد. با این آرایش، خازن به موازی امپدانس بار متصل می‌شود. ترکیب موازی C و Z_L دارای یک ترکیب سری RC معادل است. هر دو C و Z_L به صورت مقادیر سری معادل C_{eq} و Z_{eq} ظاهر می‌شوند. نتیجه این است که شبکه کلی به صورت یک مدار رزونانس سری، با رزونانس C_{eq} و L ظاهر می‌شود. به یاد آورید که یک مدار رزونانس سری دارای امپدانس بسیار کم در فرکانس تشديد است. امپدانس در واقع امپدانس بار معادل Z_{eq} که مقاومتی است.

معادلات طراحی برای شبکه‌های L در شکل (۳۹.۸) آورده شده است. با فرض اینکه منبع داخلی و امپدانس بار مقاومتی هستند، Z_L = R_L و Z_i = R_i. شبکه در شکل (۳۹.۸)(الف) (الف) و شبکه در شکل (۳۹.۸)(ب) (ب) را فرض می‌کند. فرض کنید می‌خواهیم امپدانس تقویت کننده ترانزیستور ۶Ω را با بار آنتن ۱۵۵۰Ω در ۵۰۰MHz تطبیق دهیم. در این مورد، R_i، R_L، R_L، R_i، R_L، R_i از روابط شکل (۳۸.۸)(ب) استفاده می‌کنیم.

$$X_L = \sqrt{R_i R_L - (R_i)^2} = \sqrt{6(50) - 36} = 16.25\Omega$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_i}} - 1 = \sqrt{\frac{50}{6}} - 1 = 2.7$$

$$X_C = \frac{R_L R_i}{X_L} = \frac{50(6)}{16.25} = 18.4\Omega$$

برای یافتن مقادیر L و C در ۱۵۵ مگاهرتز، روابط راکتانس ابتدائی را به صورت زیر مرتب می‌کنیم:

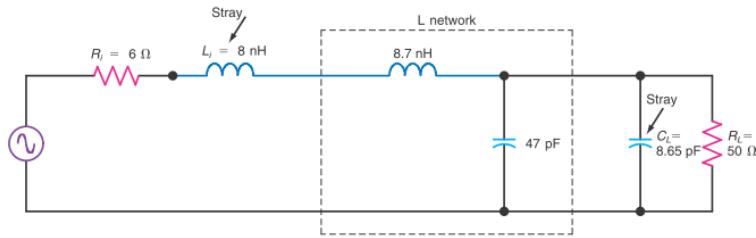
$$X_L = 2\pi f L$$

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{16.25}{6.28 \times 155 \times 10^6} = 16.7nH$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C}$$

$$C = \frac{1}{2\pi X_C} = \frac{1}{6.28 \times 155 \times 10^6 \times 18.46} = 55.65pF$$

در بیشتر موارد، راکتانس‌های داخلی و سرگردان، امپدانس داخلی و امپدانس‌های بار را، علی‌رغم داشتن صرفاً مقاومتی، پیچیده می‌کنند. شکل (۴۰.۸) نمونه‌ای را با استفاده از شکل‌های داده شده در بالا نشان می‌دهد. در اینجا مقاومت داخلی 6Ω است، اما اندوکتانس داخلی L_i برابر $8nH$ است. ظرفیت سرگردان C_L نیز برابر $8.65pF$ در سراسر بار وجود دارد. راه مقابله با این راکتانس‌ها به سادگی ترکیب آنها با مقادیر شبکه L است. در مثال بالا، محاسبات برای اندوکتانس $16.7nH$ نیاز دارد. از آنجایی که اندوکتانس سرگردان با اندوکتانس شبکه L در شکل (۴۰.۸) سری است، مقادیر اضافه خواهند شد. در نتیجه، اندوکتانس شبکه L باید کمتر از مقدار محاسبه شده با مقداری برابر با اندوکتانس سرگردان $8nH$ یا $L = 16.7 - 8 = 8.7nH$ باشد. اگر اندوکتانس شبکه $L = 8.7nH$ باشد، اندوکتانس کل مدار زمانی که به اندوکتانس سرگردان اضافه شود صحیح خواهد بود.



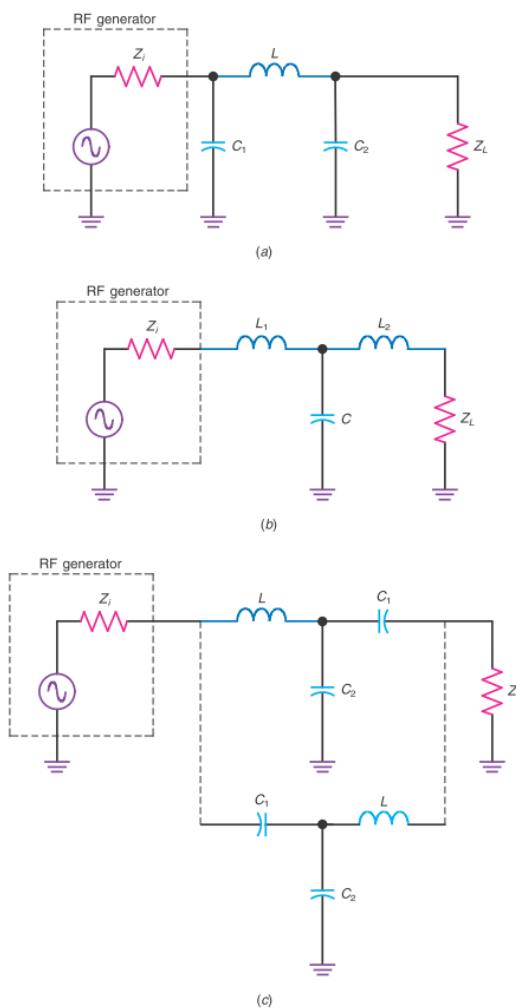
شکل ۴۰.۸: ترکیب راکتانس‌های داخلی و سرگردان در یک شبکه تطبیق.

چیزی مشابه با ظرفیت خازن اتفاق می‌افتد. محاسبات مدار بالا در مجموع $55.65pF$ است. ظرفیت شبکه L و ظرفیت سرگردان اضافه می‌شوند، زیرا موازی هستند. بنابراین، ظرفیت شبکه L می‌تواند کمتر از مقدار محاسبه شده با مقدار ظرفیت سرگردان یا $47pF$ باشد. ایجاد ظرفیت شبکه L به $47pF$ ، زمانی که به ظرفیت سرگردان اضافه شود، ظرفیت کل صحیح را نشان می‌دهد.

شبکه‌های T و π

هنگام طراحی شبکه‌های L ، کنترل بسیار کمی روی Q مدار وجود دارد که توسط مقادیر امپدانس داخلی و بار تعیین می‌شود و ممکن است همیشه آن چیزی نباشد که برای دستیابی به گزینش پذیری مورد نظر نیاز است. برای غلبه بر این مشکل می‌توان از شبکه‌های تطبیق با استفاده از سه عنصر واکنشی (راکتانس) استفاده کرد. سه شبکه تطبیق امپدانس که به طور گسترده مورد استفاده قرار می‌گیرند که شامل سه جزء واکنشی هستند در شکل (۴۱.۸) نشان داده شده است. شبکه در شکل (۴۱.۸)(الف) به صورت شبکه π شناخته می‌شود زیرا شکل آن شبیه حرف یونانی π است. مدار در

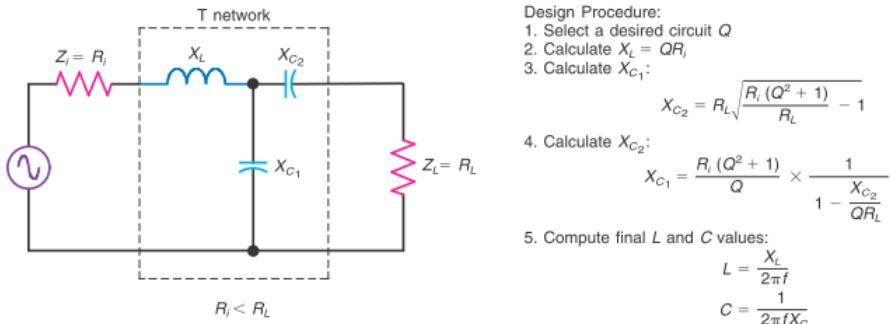
شکل (۴۱.۸)(ب) به صورت شبکه T شناخته می‌شود زیرا عناصر مدار شبیه حرف T هستند. مدار در شکل (۴۱.۸)(ج) نیز یک شبکه T است، اما از دو خازن استفاده می‌کند. توجه داشته باشید که همگی فیلترهای پائین گذر هستند که حداکثر تضعیف هارمونیک را ارائه می‌دهند. شبکه‌های π و T را می‌توان به گونه‌ای طراحی کرد که بر حسب نیاز مدار، امپدانس را افزایش یا کاهش دهنند. خازن‌ها معمولاً متغیر ساخته می‌شوند تا بتوان مدار را روی رزونانس تنظیم کرد و برای حداکثر توان خروجی تنظیم کرد.



شکل ۴۱.۸: شبکه‌های تطبیق سه عنصری (الف) شبکه π . (ب) شبکه T. (ج) شبکه T دو خازن.

پرکاربردترین این مدارها شبکه T شکل (۴۱.۸)(ج) است. این شبکه که اغلب شبکه LCC نامیده می‌شود، برای تطبیق امپدانس خروجی پایین تقویت کننده قدرت ترانزیستور با امپدانس بالاتر تقویت کننده یا آنتن دیگر استفاده می‌شود. روش طراحی و روابط مربوطه در شکل (۴۲.۸) آورده شده است. یک بار دیگر فرض کنید که یک منبع 6Ω برای R_i باید با یک بار 50Ω برای R_L در ۱۵۵ مگاهرتز

تطبیق داده شود. $Q = 10$ فرض کنید. (برای عملکرد کلاس C، جایی که بسیاری از هارمونیک‌ها باید ضعیف شوند، در عمل مشخص شده است که $Q = 10$ حداقل مطلق موردنیاز برای حذف رضایت بخش هارمونیک‌ها است). برای پیکربندی شبکه LCC، ابتدا اندوکتانس محاسبه می‌شود:



شکل ۴۲.۸: معادلات طرحی شبکه T

$$X_L = QR_i$$

$$X_L = 10(6) = 60\Omega$$

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{60}{6.28 \times 155 \times 10^6} = 51.4mH$$

سپس، C_2 بصورت زیر محاسبه می‌شود:

$$X_{C_1} = 50 \sqrt{\frac{6(101)}{50} - 1} = 50(3.33) = 166.73\Omega$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{6.28 \times 155 \times 10^6 \times 166.73} = 6.16pF$$

سرانجام، C_1 بصورت زیر محاسبه می‌شود:

$$X_{C_1} = \frac{6(10^2 + 1)}{10} \frac{1}{1 - 166.73/(10 \times 50)} = 91\Omega$$

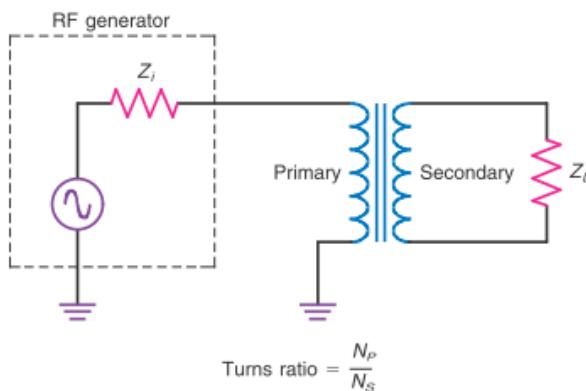
$$C_1 = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{6.28 \times 155 \times 10^6 \times 91} = 11.3pF$$

ترانسفورماتورها و بالون‌ها

یکی از بهترین اجزای تطبیق امپدانس ترانسفورماتور است. به خاطر داشته باشد که ترانسفورماتورهای هسته آهنی به طور گسترده در فرکانس‌های پایین برای تطبیق یک امپدانس با امپدانس دیگر استفاده می‌شوند. هر امپدانس بار را می‌توان با انتخاب مقدار صحیح نسبت دور ترانسفورماتور، شبیه امپدانس بار مورد نظر ساخت. علاوه بر این، ترانسفورماتورها را می‌توان در ترکیبات منحصر به‌فردی به‌نام بالون متصل کرد تا با امپدانس‌ها تطبیق کنند.

تطبیق امپدانس ترانسفورماتوری: با توجه به‌شکل (۴۳.۸)، رابطه بین نسبت دور و امپدانس ورودی و خروجی برابر است با:

$$\frac{Z_i}{Z_L} = \left(\frac{N_P}{N_S} \right)^2, \quad \frac{N_P}{N_S} = \sqrt{\frac{Z_i}{Z_L}}$$



شکل ۴۳.۸: تطبیق امپدانس با ترانسفورماتور هسته آهنی.

يعنى نسبت امپدانس ورودی Z_i به امپدانس بار Z_L برابر است با مجدور نسبت تعداد دورهای N_p اولیه به تعداد دورهای N_s ثانویه. به عنوان مثال، برای تطبیق امپدانس ژنراتور 6Ω با امپدانس بار 50Ω ، نسبت تعداد دورها باید به صورت زیر باشد:

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{Z_i}{Z_L}} = \sqrt{\frac{6}{50}} = 0.3464$$

$$\frac{N_s}{N_p} = 1/0.3464 = 2.887$$

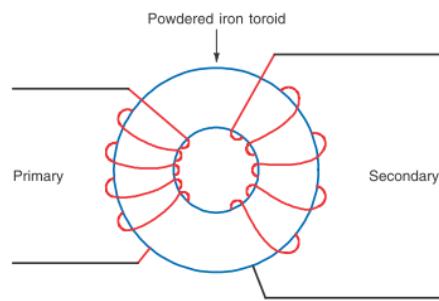
این به بدين معنى است که تعداد دور در قسمت ثانویه $2/89$ برابر دور اولیه وجود دارد. رابطه داده شده در بالا فقط در مورد ترانسفورماتورهای هسته آهنی صادق است. هنگامی که از ترانسفورماتورهای هسته هوا استفاده می‌شود، اتصال بین سیم پیچ‌های اولیه و ثانویه کامل نیست و بنابراین نسبت امپدانس آنطور که نشان داده شده نیست. اگرچه ترانسفورماتورهای هسته هوا به طور گسترده در RF استفاده می‌شوند و می‌توان از آنها برای تطبیق امپدانس استفاده کرد، آنها نسبت به ترانسفورماتورهای هسته آهنی کارایی کمتری دارند.

خوب است بدانید که:

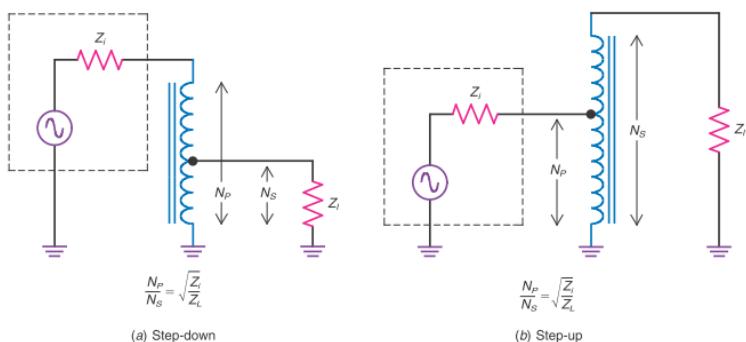
اگرچه ترانسفورماتورهای هسته هوا به طور گسترده در فرکانس‌های رادیوئی مورد استفاده قرار می‌گيرند، آنها نسبت به ترانسفورماتورهای هسته آهنی کارایی کمتری دارند.

فریت (سرامیک مغناطیسی) و آهن پودری را می‌توان به عنوان مواد هسته‌ای برای ایجاد اتصال نزدیک در فرکانس‌های بسیار بالا استفاده کرد. سیم پیچ اولیه و ثانویه هر دو بر روی هسته‌ای از مواد انتخاب شده پیچیده می‌شوند.

پرکاربردترین نوع هسته برای ترانسفورماتورهای RF، حلقوی است. توروئید هسته‌ای دایره‌ای شکل و دوناتی (نوعی شیرینی حلقوی) است که معمولاً از نوع خاصی از آهن پودری ساخته می‌شود. سیم مسی برای ایجاد سیم پیچ‌های اولیه و ثانویه بر روی توروئید پیچیده می‌شود. یک آرایش معمولی در شکل (۴۴.۸) نشان داده شده است. سیم پیچ‌های تک سیم پیچی به نام اتوترانسفورماتور نیز برای



شکل ۴۴.۸: ترانسفورماتور توروئیدی(حلقوی)



شکل ۴۵.۸: تطبیق امپدانس در اتوترانسفورماتور. (الف) پائین آرنده (ب) بالا برند.

تطبیق امپدانس بین طبقات RF استفاده می‌شود. شکل (۴۵.۸) کاهش و افزایش امپدانس را نشان می‌دهد. توروئیدها معمولاً در اتوترانسفورماتورها استفاده می‌شوند.

برخلاف ترانسفورماتورهای هسته‌ها، ترانسفورماتورهای حلقوی باعث می‌شوند که میدان مغناطیسی تولید شده توسط ترانسفورماتور اصلی به طور کامل در خود هسته قرار گیرد. این دو مزیت مهم دارد. اول اینکه یک توروئید انرژی RF ساطع نمی‌کند. سیم پیچ‌های هسته هوا تابش می‌کنند زیرا میدان مغناطیسی تولید شده در اطراف اصلی وجود ندارد. مدارهای فرستنده و گیرنده با استفاده از سیم پیچ‌های هسته هوا معمولاً با محافظه‌های (شیلد) مغناطیسی برای جلوگیری از تداخل آنها با مدارهای دیگر قرار دارند. از طرف دیگر، توروئید تمام میدان‌های مغناطیسی را محدود می‌کند و نیازی به محافظه‌تنداری ندارد. دوم، بیشتر میدان مغناطیسی تولید شده توسط اولیه، پیچ‌های سیم پیچ ثانویه را قطع می‌کند. بنابراین روابط نسبت تعداد دورهای اصلی، ولتاژ ورودی-خروجی و امپدانس برای ترانسفورماتورهای فرکانس پایین استاندارد برای ترانسفورماتورهای حلقوی فرکانس بالا اعمال می‌شود.

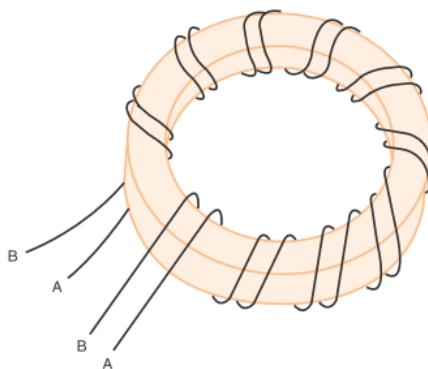
در اکثر طرح‌های جدید RF، ترانسفورماتورهای حلقوی برای تطبیق امپدانس RF بین طبقات استفاده می‌شود. علاوه بر این، سیم پیچ‌های اولیه و ثانویه گاهی به صورت سلف در مدارهای هماهنگی استفاده می‌شوند. از طرف دیگر، می‌توان سلفهای حلقوی را ساخت. سلفهای حلقوی هسته آهنی پودری نسبت به سلفهای هسته هوا برای کاربردهای RF مزیت دارند زیرا نفوذپذیری بالای هسته

باعث می‌شود اندوکتانس بالا باشد. به‌یاد داشته باشید که هرگاه یک هسته آهنی در یک سیم پیچ قرار داده شود، اندوکتانس به‌طور چشمگیری افزایش می‌یابد. برای کاربردهای RF، این بدان معنی است که مقادیر مورد نظر اندوکتانس را می‌توان با استفاده از سیم پیچ‌های کمتر ایجاد کرد و بنابراین خود سلف می‌تواند کوچکتر شود. علاوه بر این، پیچ‌های کمتر مقاومت کمتری دارند و به‌سیم پیچ Q بالاتری نسبت به‌سیم پیچ‌های هسته هوا می‌دهند.

توروئیدهای آهن پودری آنقدر موثر هستند که در اکثر مدارات فرستنده مدرن عملأ جایگزین کویلرهای هسته هوا شده‌اند. آنها در اندازه‌هایی از کسری از اینج تا چند اینج در قطر موجود هستند. در بیشتر کاربردها، حداقل تعداد دور برای ایجاد اندوکتانس مورد نیاز است.

خط انتقال ترانسفورماتوری و بالون‌ها

ترانسفورماتور خط انتقال یا پهن باند، نوع منحصر به‌فردی از ترانسفورماتور است که به‌طور گسترده

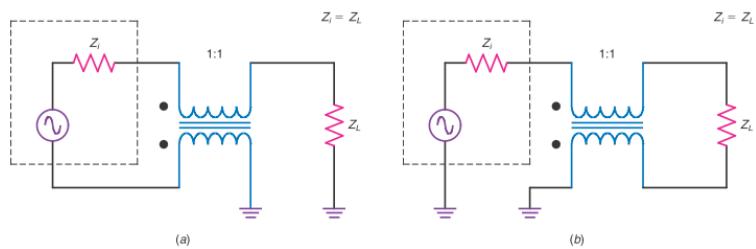


شکل ۴۶.۸: ترانسفورماتور خط انتقال

در تقویت کننده‌های قدرت برای اتصال بین طبقات و تطبیق امپدانس استفاده می‌شود. چنین ترانسفورماتور معمولاً با سیم پیچ دو سیم پیچ دو سیم موازی (یا یک زوج پیچ خورده) روی یک هسته حلقوی، شکل (۴۶.۸)، ساخته می‌شود. طول سیم پیچ معمولاً کمتر از یک هشت‌تیم طول موج در کمترین فرکانس کاری است. این نوع ترانسفورماتور در فرکانس‌های پایین‌تر به‌عنوان یک ترانسفورماتور ۱ : ۱، اما در بالاترین فرکانس کاری بیشتر به‌صورت یک خط انتقال عمل می‌کند.

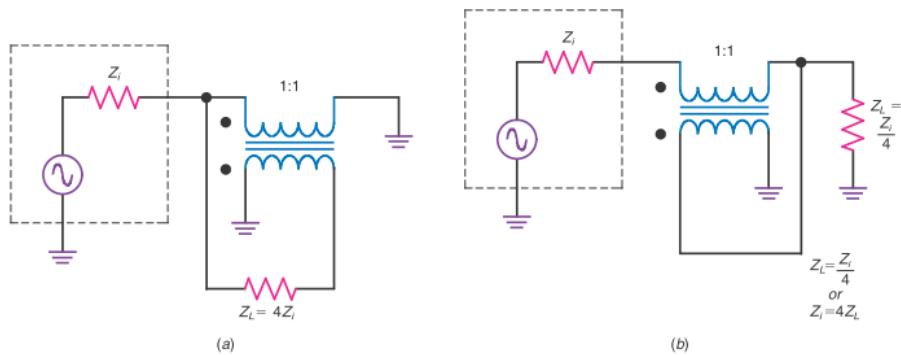
ترانسفورماتورها را می‌توان به‌روش‌های منحصر به‌فردی متصل کرد تا ویژگی‌های تطبیق امپدانس را در طیف وسیعی از فرکانس‌ها فراهم کند. یکی از پرکاربردترین پیکربندی‌ها در شکل (۴۷.۸) نشان داده شده است. با این شکل‌بندی، یک ترانسفورماتور معمولاً روی یک هسته حلقوی پیچیده می‌شود و تعداد دورهای اولیه و ثانویه برابر است و نسبت دورها ۱ : ۱ و نسبت تطبیق امپدانس ۱ : ۱ را به‌ترانسفورماتور می‌دهد. نقاط نشان دهنده فازبندی سیم پیچ‌ها هستند. به‌روش غیرمعمول اتصال سیم پیچ‌ها توجه کنید. ترانسفورماتور متصل به‌این روش عموماً به‌صورت بالون (از لغت متعادل به‌نامتعادل^{۵۰}) شناخته می‌شود زیرا این ترانسفورماتورها معمولاً برای اتصال منبع متعادل به‌بار نامتعادل یا بالعکس استفاده می‌شوند. در مدار شکل (۴۷.۸)(الف)، یک ژنراتور متعادل به‌یک بار نامتعادل (زمین شده) متصل است. در شکل (۴۷.۸)(ب)، یک ژنراتور نامتعادل (زمین شده) به‌یک

^{۵۰} Balun (balanced-unbalanced)



شکل ۴۷.۸: ترانسفورماتور بالون برای اتصال بارها یا زنرаторهای متعادل و نامتعادل استفاده می‌شود. (الف) متعادل به نامتعادل. (ب) نامتعادل به متعادل.

بار متعادل متصل شده است.



شکل ۴۸.۸: استفاده از بالون برای تطبیق امپدانس. (الف) افزایش امپدانس. (ب) کاهش امپدانس.

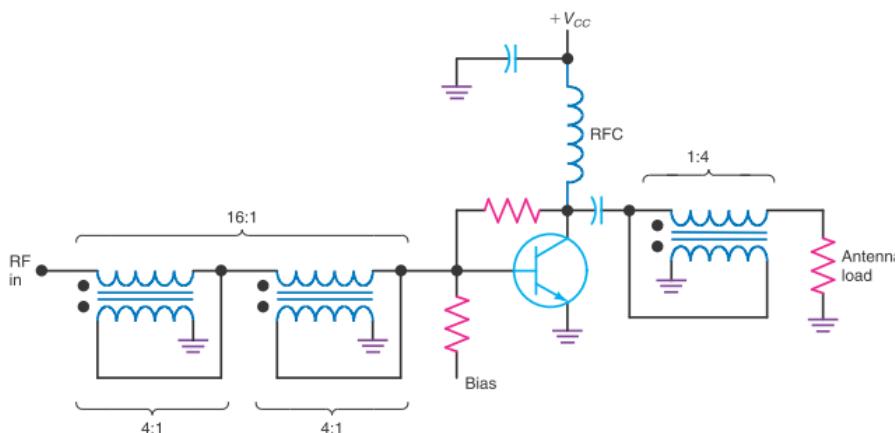
شکل (۴۸.۸) دو روش را نشان می‌دهد که در آنها می‌توان از بالون با نسبت دور ۱ : ۱ برای تطبیق امپدانس استفاده کرد. با آرایش نشان داده شده در شکل (۴۷.۸)(الف)، یک افزایش امپدانس به دست می‌آید. امپدانس بار چهار برابر امپدانس منبع Z_i تطبیق صحیحی را ارائه می‌دهد. بالون بار $4Z_i$ را شبیه Z_i می‌کند. در شکل (۴۸.۸) (ب)، یک کاهش امپدانس به دست آمده است. بالون بار Z_L را شبیه $Z_i/4$ می‌کند.

بسیاری دیگر از پیکربندی‌های بالون که نسبت‌های امپدانس متفاوتی را ارائه می‌دهند، امکان‌پذیر است. چندین بالون معمولی ۱ : ۱ را می‌توان برای هر دو نسبت تبدیل امپدانس ۱ : ۹ و ۱ : ۱۶ به هم متصل کرد. علاوه بر این، بالون‌ها را می‌توان به‌گونه‌ای آبشاری وصل کرد که خروجی یکی به عنوان ورودی برای دیگری ظاهر شود و غیره. بالون‌های آبشاری امکان افزایش یا کاهش امپدانس‌ها را با نسبت‌های وسیع تر فراهم می‌کنند.

توجه داشته باشید که سیم‌پیچ‌ها در یک بالون با خازن‌ها با فرکانس خاصی تشدید نمی‌شوند. اندوکتانس‌های سیم‌پیچ به‌گونه‌ای ساخته می‌شوند که راکتانس‌های سیم‌پیچ چهار یا بیشتر برابر بالاترین امپدانس تطبیق شوند. این طراحی به ترانسفورماتور اجازه می‌دهد تا تطبیق امپدانس تعیین شده را در محدوده وسیعی از فرکانس‌ها فراهم کند. این ویژگی ترانسفورماتورهای بالون پهن‌باند، به طرح‌ان اجازه می‌دهد تا تقویت‌کننده‌های قدرت RF پهن باند بسازند. چنین تقویت کننده‌هایی

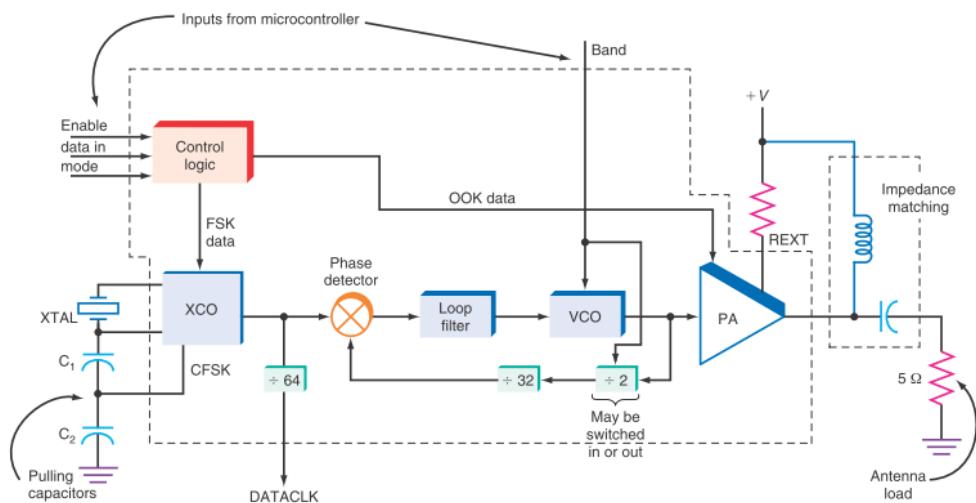
مقدار مشخصی از تقویت توان را در پهنهای باند وسیع فراهم می‌کنند و بنابراین بهویژه در تجهیزات ارتباطی که باید در بیش از یک محدوده فرکانسی کار کنند مفید هستند. به جای داشتن یک فرستنده جداگانه برای هر باند مورد نظر، می‌توان از یک فرستنده منفرد بدون مدارهای هماهنگی استفاده کرد.

هنگامی که از تقویت کننده‌های هماهنگی معمولی استفاده می‌شود، باید روشی برای تغییر مدار هماهنگی صحیح به مدار ارائه شود. چنین شبکه‌های سوئیچینگ پیچیده و گران هستند. علاوه بر این، آنها مشکلاتی را به خصوص در فرکانس‌های بالا ایجاد می‌کنند. برای اینکه آنها عملکرد موثری داشته باشند، سوئیچ‌ها باید بسیار نزدیک به مدارهای هماهنگی قرار گیرند تا اندوکتانس‌ها و خازن‌های سرگردان توسط سوئیچ و سیم‌های اتصال دهنده وارد نشوند. یکی از راههای غلبه بر این مسئله سوئیچینگ استفاده از تقویت کننده پهن باند است که نیازی به سوئیچینگ یا تنظیم ندارد. تقویت کننده پهنای باند تقویت لازم و همچنین تطبیق امپدانس را فراهم می‌کند. با این حال، تقویت کننده‌های پهن باند، فیلتر لازم برای خلاص شدن از شر هارمونیک‌ها را فراهم نمی‌کنند. یکی از راههای غلبه بر این مشکل، تولید فرکانس مورد نظر در سطح توان پایین‌تر است که به مدارهای هماهنگی اجازه می‌دهد تا هارمونیک‌ها را فیلتر کنند و سپس تقویت توان نهایی را با مدار پهن باند فراهم کنند. تقویت کننده توان پهن باند به صورت یک مدار پوش پول (فسار کششی) خطی کلاس A یا کلاس B عمل می‌کند به طوری که محتوای هارمونیک ذاتی خروجی بسیار کم است.



شکل ۴۹.۸: تقویت کننده توان خطی کلاس A پهن باند.

شکل (۴۹.۸) یک تقویت کننده خطی پهن باند معمولی را نشان می‌دهد. توجه داشته باشید که دو ترانسفورماتور بالون ۱ : ۴ در ورودی آبشاری شده‌اند به طوری که امپدانس ورودی پایه پایین شبه امپدانسی ۱۶ برابر بیشتر از آنچه هست به نظر برسد. خروجی از یک بالون ۴ : ۱ استفاده می‌کند که امپدانس خروجی بسیار پایین تقویت کننده نهایی را به امپدانسی چهار برابر بیشتر می‌کند تا با امپدانس بار آنتن برابر شود. در برخی از فرستنده‌ها، تقویت کننده‌های پهن باند توسط فیلترهای پایین گذر دنبال می‌شوند که برای حذف هارمونیک‌های نامطلوب در خروجی استفاده می‌شوند.



شکل ۵۰.۸

۵.۸ نمونه‌ای از مدارات فرستنده

بسیاری از فرستنده‌های مورد استفاده در طراحی‌های اخیر تجهیزات، ترکیبی از آی‌سی‌ها و مدارهای اجزای گستته هستند. در اینجا دو نمونه آورده شده است.

فرستنده‌های بی‌سیم برد کوتاه

بسیاری از کاربردهای بی‌سیم کوتاه برد وجود دارند که به‌یک فرستنده برای ارسال داده یا کنترل سیگنال‌ها به‌گیرنده نزدیک نیاز دارند. برخی از نمونه‌ها عبارتند از فرستنده‌های کوچک در دستگاه‌های ورود بدون کلید از راه دور^{۵۱} (RKE) که برای باز کردن درهای خودرو، سنسورهای فشار تایر، چراغ‌های کنترل از راه دور و پنکه‌های سقفی در خانه‌ها، درب بازکن‌های گاراژ و سنسورهای دما استفاده می‌شوند. این فرستنده‌های بدون مجوز از توان بسیار کم استفاده می‌کنند و در باندهای صنعتی-علمی-پزشکی^{۵۲} (ISM) FCC کار می‌کنند. اینها فرکانس‌هایی هستند که برای عملیات بدون مجوز در قسمت ۱۵ قوانین و مقررات FCC تعریف شده‌اند. رایج‌ترین فرکانس‌ها ۴۳۳/۹۲، ۳۱۵، ۴۳۳/۸۶۸، (اروپا) و ۹۱۵ مگاهرتز هستند.

شکل (۵۰.۸) یک IC فرستنده معمولی، Freescale MC33493/D CMOS را نشان می‌دهد. این دستگاه طوری طراحی شده است که در محدوده‌های ۳۱۵ تا ۴۳۴ مگاهرتز و ۸۶۸ تا ۹۲۸ مگاهرتز با فرکانس تنظیم شده توسط یک کریستال خارجی کار کند. دارای مدولاسیون OOK یا FSK است و می‌تواند سرعت داده سریالی تا ۱۰ کیلوبیت بر ثانیه را مدیریت کند. توان خروجی با یک مقاومت خارجی قابل تنظیم است.

مدار فرستنده اصلی به‌سادگی یک PLL است که به عنوان یک ضرب کننده فرکانس با تقویت کننده توان خروجی استفاده می‌شود. نوسان ساز داخلی XCO از یک کریستال خارجی استفاده

^{۵۱} Remote Keyless Entry (RKE)

^{۵۲} Industrial-Scientific-Medical (ISM) bands

می‌کند. PLL یک فرکانس کریستالی خارجی را در ضرب می‌کند تا یک سیگنال VCO در فرکانس کاری مورد نظر ایجاد کند. به عنوان مثال، اگر فرکانس خروجی مورد نظر ۳۱۵ مگاهرتز باشد، کریستال باید فرکانس $9,843,750 \text{ Hz} / 32 = 315,000 \text{ Hz}$ مگاهرتز داشته باشد. برای خروجی ۴۳۳,۹۲ مگاهرتز، یک کریستال ۱۳,۵۶۰ مگاهرتز مورد نیاز است. خروجی XCO به آشکارساز فاز همراه با سیگنال بازخورد از تقسیم کننده‌های فرکانس هدایت شده توسط خروجی VCO PLL اعمال می‌شود. تقسیم بر ۲ ممکن است در صورت نیاز به تقسیم بر ۲ روش شود. سیگنال ورودی BAND تقسیم کننده بر ۲ را انتخاب یا آن را خارج می‌کند. اگر سیگنال BAND کم باشد، مدار تقسیم بر ۲ دور زده می‌شود و ضرب ضرب کلی PLL ۳۲ است. اگر BAND زیاد باشد، مدار تقسیم بر ۲ وارد می‌شود و ضرب ضرب کلی ۶۴ است. با استفاده از کریستال ۱۳,۵۶۰ مگاهرتز با استفاده از ضرب تقسیم بر ۶۴، خروجی ۸۶۷,۸۴ مگاهرتز می‌دهد.

خروچی VCO PLL یک تقویت کننده قدرت کلاس C را هدایت می‌کند. ممکن است یک مقاومت خارجی در خط بین REXT و منبع تغذیه dc قرار داده شود تا توان را به سطح مورد نظر کاهش دهد. حداکثر خروجی بدون مقاومت خارجی $5dBm(3,1mW)$ است. ولتاژ تغذیه dc ممکن است هر چیزی در محدوده $1/9$ تا $3/6$ ولت باشد که معمولاً توسط باتری تامین می‌شود.

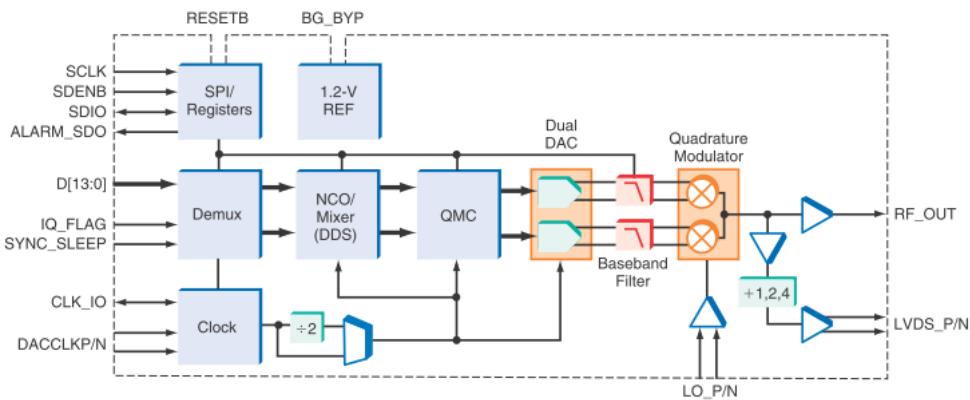
مدولاسیون توسط پین MODE انتخاب می‌شود. اگر MODE کم باشد، مدولاسیون OOK انتخاب می‌شود. سپس ورودی باینری سریال در پین DATA برای خاموش و روشن کردن توان dc کلاس C، برای باینری ۱ و برای باینری ۰ خاموش می‌شود. اگر MODE بالا باشد، FSK انتخاب می‌شود. سپس از خط ورودی DATA برای کشیدن فرکانس کریستالی بین دو فرکانس شیفت مورد نظر استفاده می‌شود. یک تغییر ۴۵ کیلوهرتز معمولی است. از دو خازن خارجی C_1 و C_2 برای کشیدن کریستال به فرکانس‌های مورد نظر استفاده می‌شود. بسته به نوع کریستال ممکن است از کشش سریالی یا موازی استفاده شود.

همانطور که در شکل (۵۰.۸) نشان داده شده است، خروجی PA در صورت نیاز به یک شبکه تطبیق امپدانس LC خارجی تغذیه می‌شود تا خروجی 50Ω را با آنتن انتخاب شده تطبیق دهد. معمولاً آنتن حلقه‌ای از مس روی برد مدار چاپی است که آی‌سی فرستنده را نگه می‌دارد.

یکی دیگر از ویژگی‌های این تراشه خط خروجی ساعت داده DATACLK است. این خروجی فرکانس کریستالی تقسیم بر ۶۴ است. برای یک کریستال ۹,۸۴۳,۷۵۰ مگاهرتز، خروجی DATACLK 153.8 KHz است. با یک کریستال ۱۳,۵۶۰ مگاهرتز، خروجی DATACLK 212 KHz است. این ساعت را می‌توان با یک میکروکنترلر تعییه شده خارجی برای همگام سازی جریان داده استفاده کرد. این تراشه فرستنده برای استفاده با میکروکنترلر خارجی طراحی شده است. سیگنال‌های MODE، BAND و ENABLE خود را از میکروکنترلر دریافت می‌کند.

فرستنده رادیوئی نرمافزاری

فرستنده معمولی امروزه بخشی از چیزی است که ما آن را رادیویی نرم افزاری (SDR) می‌نامیم. اطلاعاتی که قرار است منتقل شود به صورت دیجیتالی است و با استفاده از تکنیک‌های دیجیتال به یک سیگنال حامل مدوله می‌شود. مدولاسیون معمولاً توسط DSP است. بنابراین، این یک نوع نرم افزار است. بیشتر مدارهای موجود در فرستنده دیجیتالی یا نرم افزاری هستند. نمونه‌ای از یک مدار مجتمع که اکثر عملکردهای یک فرستنده SDR را فراهم می‌کند، Texas Instruments AFE7070 است.



شکل ۵۱.۸: Texas Instruments AFE7070 نمایشگر آی‌سی فرستنده رادیوی دیجیتالی است.

است که در شکل (۵۱.۸) نشان داده شده است.

داده‌هایی که قرار است منتقل شوند توسط یک DSP یا FPGA به‌اجزای هم‌فاز (I) و تربيع (Q) سازماندهی و مدوله می‌شوند. اینها به‌شکل کلمات ۱۴ بیتی هستند و به‌طور متناوب روی ورودی آی‌سی با برچسب $(0 : 13)$ اعمال می‌شوند. آنها به جریان‌های I و Q تبدیل شده و به‌یک نوسان‌ساز کنترل شده عددی (NCO)^{۵۳} از نوع DDS اعمال می‌شوند که ممکن است برای تولید سیگنال اضافی یا عملیات مخلوط کنندگی استفاده شود یا نباشد. جریان‌های I و Q سپس به‌مدار تصحیح مدولاتور تربيعی (QMC) فرستاده می‌شوند که راهی برای تطبیق با مقادیر بهره، فاز و آفست آنها ارائه می‌دهد. سیگنال‌های I و Q باید کاملاً متعادل باشند تا انتقال بدون خطأ بهینه را ارائه دهند.

سیگنال‌های I و Q سپس به‌یک تزویج DAC ۱۴ بیتی می‌روند که در آنجا به سیگنال‌های آنالوگ I و Q معادل تبدیل می‌شوند. اینها در یک زوج فیلتر پایین گذر فیلتر شده و روی یک مدولاتور تربيعی اعمال می‌شوند که آنها را با سیگنال حامل از یک نوسان‌ساز محلی (LO)^{۵۴} یا سینتی‌سایزر فرکانس مخلوط می‌کند. این سیگنال روی پین (پایه) LO_{PIN} وارد می‌شود. خروجی‌های میکسر با هم جمع می‌شوند تا سیگنال آنالوگ مدوله شده برای ارسال را تشکیل دهند. سیگنال تقویت شده و در پین RF_{OUT} ظاهر می‌شود. از آن برای راهاندازی تقویت کننده نهایی قدرت خارجی قبل از رفتن به آتن استفاده می‌شود. (در فصل‌های ۹، ۱۰ و ۱۱ در مورد دی‌مالتی‌پلکسرهای میکسرها و مدوله کننده‌های تربيعی بیشتر خواهد آموخت).

مدار دیگر در تراشه از مدارهای فرستنده اصلی پشتیبانی می‌کند. SPI یک رابط محیط سریالی استاندارد است که برای اتصال تراشه به مدارهای دیگر استفاده می‌شود. در اینجا SPI معمولاً به‌یک میکروکنترلر خارجی و حافظه متصل می‌شود که در آن داده‌های رجیسترهاي برنامه‌نویسي تولید و ذخیره می‌شوند. داده‌های سریالی روی پین SDIO وارد می‌شود. تمام توابع مدار دیگر برای نتیجه دلخواه توسط کدهای ثبت برنامه ریزی شده‌اند. ورودی ساعت CLK_{IO} سیگنال زمان بندی اصلی است که تمام مدارهای دیگر را نیز کنترل می‌کند. در خروجی، سیگنال آنالوگ به سیگنال دیجیتال تبدیل می‌شود و بر ۲، ۱ یا ۴ تقسیم می‌شود تا در صورت نیاز یک سیگنال ساعت خارجی ایجاد شود.

^{۵۳}Numerically Controlled Oscillator (NCO)

^{۵۴}Local Oscillator (LO)

AFE7070 در SDR‌های فشرده کم مصرف از هر نوع و ایستگاه‌های پایه سلولی کوچک استفاده می‌شود. این می‌تواند در هر نقطه‌ای در محدوده فرکانس ۱۰۰ مگاهرتز تا ۲/۷ گیگاهرتز کار کند. برای جزئیات بیشتر در مورد تراشه، برگه داده را در وب سایت www.ti.com :Texas Instruments پیدا کنید.

سؤالات:

۱. چه مدارهایی معمولاً بخشی از هر فرستنده رادیوئی هستند؟
۲. کدام نوع فرستنده از تقویت کننده‌های کلاس C استفاده نمی‌کند؟
۳. تقویت کننده کلاس B برای چند درجه موج سینوسی ورودی هدایت می‌کند؟
۴. نام بایاس برای تقویت کننده کلاس C که توسط شبکه RC ورودی تولید می‌شود چیست؟
۵. چرا از نوسانگرهای کریستالی به جای نوسانگرهای LC برای تنظیم فرکانس فرستنده استفاده می‌شود؟
۶. رایج‌ترین راه برای تغییر فرکانس خروجی نوسانگر کریستالی چیست؟
۷. فرکانس خروجی یک فرکانس سینتی‌سایزر PLL چگونه تغییر می‌کند؟
۸. پیش مقیاس کننده‌ها چیست و چرا در سینتی‌سایزرهای VHF و UHF استفاده می‌شود؟
۹. هدف از فیلتر حلقوی در یک PLL چیست؟
۱۰. چه مداری در یک سینتی‌سایزر دیجیتالی مستقیم (DDS) عملًا شکل موج خروجی را تولید می‌کند؟
۱۱. در DDS چه چیزی در رام ذخیره می‌شود؟
۱۲. خروجی فرکانس یک DDS چگونه تغییر می‌کند؟
۱۳. بازده‌ترین کلاس تقویت کننده قدرت RF کدام است؟
۱۴. حداکثر توان تقریبی تقویت کننده‌های توان RF ترانزیستور معمولی چقدر است؟
۱۵. کارایی توان افزوده را تعریف کنید.
۱۶. مزیت و عیب اصلی تقویت کننده‌های سوئیچینگ چیست؟
۱۷. تفاوت تقویت کننده کلاس D و کلاس E چیست؟
۱۸. نحوه عملکرد تقویت کننده قدرت ردیابی پوش^{۵۵} را توضیح دهید.
۱۹. توضیح دهید که چگونه یک تقویت کننده قدرت پیشخور^{۵۶} اعجاج را کاهش می‌دهد.

^{۵۵}Envelope Tracking

^{۵۶}Feedforward Power Amplifier

۲۰. در تقویت کننده قدرت پیش اعوجاج^{۵۷} سیگنال فیدبک چیست؟
۲۱. حداکثر انتقال توان زمانی اتفاق می‌افتد که چه رابطه‌ای بین امپدانس ژنراتور Z_i و امپدانس بار Z_L وجود دارد؟
۲۲. توروئید چیست و چگونه استفاده می‌شود؟ چه اجزایی از آن ساخته شده است؟
۲۳. سلف RF توروئید چه مزایایی دارد؟
۲۴. شبکه‌های LC علاوه بر تطبیق امپدانس چه عملکرد مهم دیگری را انجام می‌دهند؟
۲۵. نام ترانسفورماتور تک سیم پیچ چیست؟
۲۶. نام یک ترانسفورماتور RF با نسبت تعداد دور $1 : 1$ به طوری که تطبیق امپدانس $4 : 1$ یا $1 : 4$ را فراهم می‌کند چیست؟ یک برنامه مشترک ارائه دهد.
۲۷. چرا از ترانسفورماتورهای RF تنظیم نشده در تقویت کننده‌های قدرت استفاده می‌شود؟
۲۸. تطبیق امپدانس در تقویت کننده RF خطی باند پهن چگونه انجام می‌شود؟
۲۹. نسبت‌های متداول تطبیق امپدانس ترانسفورماتورهای خط انتقال که به صورت بالون استفاده می‌شوند چیست؟
۳۰. چرا شبکه‌های π و T بر شبکه‌های L ترجیح داده می‌شوند؟

مسائل:

۱. یک فرستنده FM دارای نوسانگر کریستالی فرکانس حامل $8/6$ مگاهرتز و چند برابر کننده فرکانس 2 و 4 است. فرکانس خروجی چیست؟
۲. یک کریستال تولرانس 0.003% درصد دارد. میزان تولرانس برحسب ppm چقدر است؟
۳. یک کریستال 25 مگاهرتز دارای تولرانس $200\pm ppm$ است. اگر فرکانس تا حداکثر تولرانس به سمت بالا حرکت کند، فرکانس کریستال چقدر است؟
۴. یک سینتی‌سایزر فرکانس PLL دارای فرکانس مرجع 25 کیلوهرتز است. تقسیم کننده فرکانس بر روی ضریب 345 هماهنگی است. فرکانس خروجی چیست؟
۵. یک سینتی‌سایزر فرکانس PLL دارای فرکانس خروجی $162/7$ مگاهرتز است. مرجع یک نوسان ساز کریستالی با فرکانس یک مگاهرتز و به دنبال آن یک تقسیم کننده بر 10 است. نسبت تقسیم کننده فرکانس اصلی چیست؟
۶. یک سینتی‌سایزر فرکانس PLL دارای فرکانس خروجی 470 مگاهرتز است. از پیش مقیاس کننده تقسیم بر 10 استفاده می‌شود. فرکانس مرجع 10 کیلوهرتز است. افزایش گام فرکانس چقدر است؟

^{۵۷}Predistortion

۷. یک سینتی‌سایزر فرکانس PLL دارای پیش مقیاس کننده مدول متغیر $M = 10/11$ و نسبت‌های تقسیم کننده شمارنده‌های A و N بترتیب برابر 40 و 260 است. فرکانس مرجع 50 کیلوهرتز است. فرکانس خروجی VCO و حداقل افزایش گام فرکانس چقدر است؟

۸. در یک DDS، ROM حاوی 4096 مکان ذخیره سازی است که یک سیکل از مقادیر موج سینوسی را در خود نگه می‌دارد. افزایش گام فاز چقدر است؟

۹. یک سینتی‌سایزر DDS دارای یک ساعت 200 مگاهرتز و مقدار ثابت 16 است. ثبت آدرس ROM دارای 16 بیت است. فرکانس خروجی چقدر است؟

۱۰. یک فرستنده ضرب کننده PLL باید با خروجی 915 مگاهرتز کار کند. با ضریب تقسیم 64 ، چه مقدار کریستال مورد نیاز است؟

۱۱. تقویت کننده کلاس C دارای ولتاژ تغذیه 36 ولت و جریان کلکتور $2/5$ آمپر است. راندمان آن درصد است. توان خروجی RF چقدر است؟

۱۲. مقادیر L و C یک شبکه L را که قرار است تقویت کننده قدرت ترانزیستور 9Ω را با آنتن 75Ω در فرکانس 122 مگاهرتز تطبیق دهد، محاسبه کنید.

۱۳. محاسبه کنید که چه اجزای شبکه L مقاومت داخلی 4Ω را به صورت سری با اندوکتانس داخلی $9nH$ با امپدانس بار 72Ω به موازات با ظرفیت سرگردان $24pF$ در فرکانس 46 مگاهرتز تطبیق می‌دهد.

۱۴. یک شبکه T طراحی کنید که مقاومت داخلی 5 اهمی را با بار 52 اهمی در 54 مگاهرتز تطبیق دهد. Q را برابر 12 فرض کنید.

۱۵. یک ترانسفورماتور دارای 6 دور در اولیه و 18 دور در ثانویه است. اگر امپدانس ژنراتور (منبع) 5Ω باشد، امپدانس بار چقدر باید باشد؟

۱۶. یک ترانسفورماتور باید یک ژنراتور 2500Ω را با بار 50Ω تطبیق دهد. نسبت دورها باید چقدر باشد؟

مسائل چالش برانگیز:

۱. پنج قسمت اصلی یک سینتی‌سایزر فرکانس PLL را نام ببرید. مدار را از حافظه رسم کنید. خروجی از کدام مدار گرفته می‌شود؟

۲. با نگاه کردن به یک موج سینوسی، توضیح دهید که چگونه ROM در یک DDS می‌تواند تنها از یک چهارم مکان‌های حافظه برای ذخیره جدول جستجوی سینوسی استفاده کند.

۳. یک شبکه LCC مانند شکل (۴۰.A) طراحی کنید تا یک تقویت کننده ترانزیستوری $22pf$ با یک سلف $7nH$ را با آنتنی با امپدانس 50Ω و ظرفیت شنت $22pf$ تطبیق دهد.

۴. برای تطبیق امپدانس تقویت کننده 6Ω با بار آنتن 72Ω ، یک ترانسفورماتور باید چه نسبت تعداد دور N_P/N_S داشته باشد؟

۵. چرا امروزه تقویت کننده‌ای توان خطی در اکثر فرستنده‌ها مورد نیاز است؟

فصل ۹

گیرنده‌های مخابراتی

در سیستم‌های ارتباطات رادیویی، سیگنال ارسالی هنگامی که به گیرنده می‌رسد بسیار ضعیف است، به‌ویژه زمانی که مسافت طولانی را طی کرده باشد. این سیگنال که محیط انتقال فضای آزاد را با هزاران سیگنال رادیویی دیگر بهاشتران گذاشته، نویزهای مختلفی را نیز دریافت کرده است. گیرنده‌های رادیویی باید حساسیت و گزینش‌پذیری را ارائه دهنده که امکان بازیابی کامل سیگنال اطلاعات اصلی را فراهم کند. این فصل اصول اولیه دریافت سیگنال را مرور می‌کند و گیرنده‌های سوپرهترودان، گیرنده‌های تعریف شده با نرم‌افزار دیجیتالی از جمله تبدیل مستقیم را مورد بحث قرار می‌دهد.

اهداف:

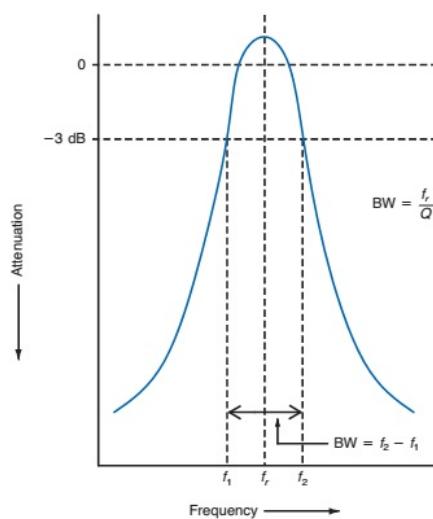
بعداز تکمیل این فصل، شما می‌توانید:

- عملکرد هر یک از اجزای یک گیرنده سوپرهتروودین را شناسایی کنید.
- رابطه بین IF، نوسان ساز محلی و فرکانس‌های سیگنال را به صورت ریاضی بیان کنید و هر یک از آنها را با توجه به دو مورد دیگر محاسبه کنید.
- توضیح دهید که چگونه طراحی گیرنده‌های تبدیل دوگانه^۱ به آنها اجازه می‌دهد تا گزینش‌پذیری را افزایش دهند و مشکلات فرکانس تصویر را حذف کنند.
- عملکرد رایج‌ترین انواع مدارهای میکسر را شرح دهید.
- معماری و عملکرد رادیوهای تبدیل مستقیم و دیجیتالی تعریف شده با نرم افزار را توضیح دهید.
- انواع عمدۀ نویزهای خارجی و داخلی را فهرست کنید و توضیح دهید که چگونه هر کدام با سیگنال‌ها قبل و بعد از رسیدن به گیرنده تداخل می‌کنند.
- ضریب نویز^۲، عدد نویز^۳ و دمای نویز^۴ گیرنده را محاسبه کنید.

^۱Dual Conversion Receivers

^۲Noise Factor

^۳Noise Figure



شکل ۱.۹: منحنی گزینش یک مدار هماهنگی

■ عملکرد و هدف مدار AGC را در یک گیرنده شرح دهید.

۱.۹ اصول اولیه باز تولید سیگنال

یک گیرنده ارتباطی باید بتواند یک سیگنال مورد نظر را از بین هزاران سیگنال دیگر موجود در طیف فرکانس (انتخابابی) شناسایی و انتخاب کند و تقویت کافی برای بازیابی سیگنال مدوله کننده (حساسیت) ارائه دهد. گیرندهای با گزینش پذیری خوب، سیگنال مورد نظر را در طیف RF ایزوله می‌کند و تمام سیگنال‌های دیگر را حذف یا حداقل تا حد زیادی تضعیف می‌کند. یک گیرنده با حساسیت خوب شامل بهره مدار بالا است.

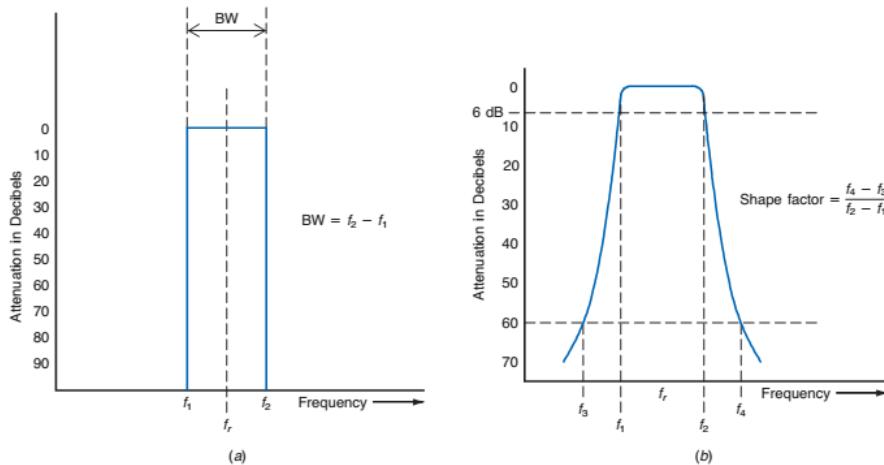
قابلیت گزینش

انتخابابی (قابلیت گزینش)^۴ در گیرنده با استفاده از مدارهای هماهنگی و/یا فیلترها به دست می‌آید. مدارهای هماهنگی LC انتخاب اولیه را فراهم می‌کنند. فیلترهایی که در مراحل بعدی مورد استفاده قرار می‌گیرند، گزینش پذیری بیشتری را فراهم می‌کنند.

پهنهای باند و Q: گزینش پذیری اولیه در یک گیرنده معمولاً با استفاده از مدارهای هماهنگی LC به دست می‌آید. با کنترل دقیق Q مدار رزونانس می‌توانید گزینش پذیری مورد نظر را تنظیم کنید. پهنهای باند بهینه به اندازه کافی گستردگی است تا سیگنال و باندهای جانبی آن را عبور دهد، اما همچنانین به اندازه کافی باریک است که سیگنال‌های فرکانس‌های مجاور را حذف یا تا حد زیادی تضعیف کند. همانطور که شکل (۱.۹) نشان می‌دهد، نرخ تضعیف یا افت مدار هماهنگی LC تدریجی است. سیگنال‌های مجاور ضعیف می‌شوند، اما در برخی موارد برای حذف کامل تداخل کافی نیستند.

^۴Noise Temperature

^۵Selectivity



شکل ۲.۹: منحنی‌های پاسخ گزینشی گیرنده (الف) منحنی پاسخ ایده‌آل. (ب) منحنی پاسخ عملی که ضریب شکل را نشان می‌دهد.

افزایش Q پهنهای باند را بیشتر باریک می‌کند و شیب تضعیف را بهبود می‌بخشد، اما باریک کردن پهنهای باند به این روش فقط تا اینجا قابل انجام است. در برخی مواقع، پهنهای باند مدار ممکن است آنقدر باریک شود که شروع به ضعیف شدن باندهای جانبی کند و در نتیجه اطلاعات را از دست بدهد.

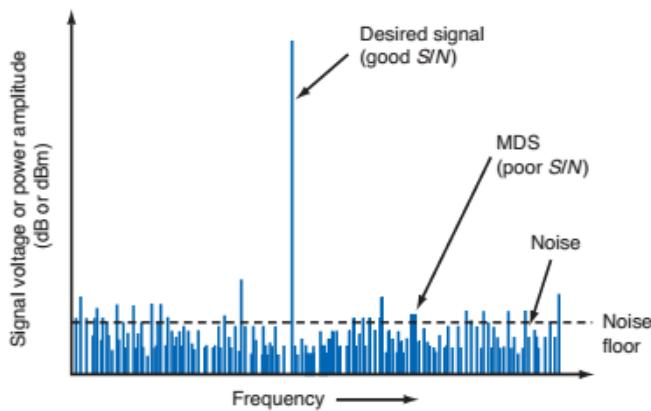
خوب است بدانید که:

اگر Q و فرکانس تشديد مدار هماهنگی را می‌دانید، می‌توانید پهنهای باند را با استفاده از معادله $BW = fr/Q$ محاسبه کنید.

منحنی انتخاب پذیری گیرنده ایده‌آل دارای اضلاع کاملاً عمودی خواهد بود، شکل (۲.۹)(الف). چنین منحنی را نمی‌توان با مدارهای هماهنگی به دست آورد. گزینش پذیری بهبود یافته با مدارهای هماهنگی آبشاری یا با استفاده از فیلترهای کریستالی، سرامیکی یا SAW به دست می‌آید. در فرکانس‌های پایین‌تر، پردازش سیگنال دیجیتالی^۶ (DSP) می‌تواند منحنی‌های پاسخ تقریباً ایده‌آلی را ارائه دهد. همه این روش‌ها در گیرنده‌های مخابراتی استفاده می‌شود.

ضریب شکل: دو طرف منحنی پاسخ مدار هماهنگی به عنوان دامن شناخته می‌شود. شیب دامنه‌ها، یا گزینش پذیری دامن، یک گیرنده به عنوان ضریب شکل، نسبت پهنهای باند پایین ۶۰ دسی‌بل به پهنهای باند پایین ۶ دسی‌بل بیان می‌شود. این در شکل (۲.۹)(ب) نشان داده شده است. پهنهای باند در نقاط پایین ۶۰ دسی‌بل f_3 – f_4 است. پهنهای باند نقاط پایین ۶ دسی‌بل f_1 – f_2 است. بنابراین ضریب شکل $(f_2 - f_1)/(f_4 - f_3)$ است. برای مثال فرض کنید که پهنهای باند ۶۰ دسی‌بل ۸ کیلوهرتز و پهنهای باند ۶ دسی‌بل ۳ کیلوهرتز است. ضریب شکل $= \frac{8}{3} = 2.67$ است. هرچه ضریب شکل کمتر باشد، دامن‌ها شیب بیشتری دارند و گزینش پذیری بهتری دارند. ایده‌آل، نشان داده شده در شکل (۲.۹)(الف)، ۱ است. فاکتورهای شکل نزدیک به ۱ را می‌توان با فیلترهای

⁶Digital Signal Processing (DSP)



شکل ۳.۹: نمایش نویز، MDS و حساسیت گیرنده.

DSP بدهست آورد. حساسیت

حساسیت گیرنده ارتباطی، یا توانایی دریافت سیگنال‌های ضعیف، عمدتاً تابعی از بهره کلی است، عاملی که توسط آن سیگنال ورودی برای تولید سیگنال خروجی ضرب می‌شود. به طور کلی، هر چه بهره یک گیرنده بیشتر باشد، حساسیت آن بهتر است. هر چه یک گیرنده بهره بیشتری داشته باشد، سیگنال ورودی لازم برای تولید سطح مطلوب خروجی کمتر است. بهره بالا در گیرنده‌های ارتباطی با استفاده از چند طبقه تقویت به دست می‌آید. عامل دیگری که بر حساسیت گیرنده تأثیر می‌گذارد، نسبت سیگنال به نویز^۴ (S/N) است. نویز تغییرات کوچک ولتاژ تصادفی از منابع خارجی و نویزهای تولید شده در مدارهای گیرنده است. این نویز گاهی اوقات می‌تواند آنقدر زیاد باشد (میکروولت‌های زیاد) که سیگنال مورد نظر را پنهان یا محو کند. شکل (۳.۹) نشان می‌دهد که یک نمایشگر آنالایزر طیف دو سیگنال ورودی و نویز پس زمینه را نشان می‌دهد. نویز کم است، اما دارای تغییرات تصادفی ولتاژ و اجزای فرکانس است که در طیف گسترهای پخش می‌شوند. سیگنال بزرگ بسیار بالاتر از نویز است و بنابراین به راحتی شناسایی، تقویت و آشکارسازی می‌شود. سیگنال کوچکتر به سختی بزرگتر از نویز است و بنابراین ممکن است با موفقیت دریافت نشود.

یکی از روش‌های بیان حساسیت گیرنده، ایجاد حداقل سیگنال قابل تشخیص^۵ (MDS) است. MDS سطح سیگنال ورودی است که تقریباً برابر با میانگین مقدار نویز داخلی است. این مقدار نویز، کف نویز^۶ گیرنده نامیده می‌شود. MDS مقدار سیگنالی است که می‌تواند همان خروجی صدا را با سیگنال نویز تولید کند. MDS معمولاً بر حسب dBm^۷ بیان می‌شود.

معیار دیگری که اغلب برای سنجش حساسیت گیرنده استفاده می‌شود، میکروولت یا دسی بل بالای یک میکرو ولت $1\mu V$ و دسی بل بالای یک میلی وات ($0^{\circ} dBm$) است.

^۴Signal to Noise (S/N) Ratio (SNR)

^۵Minimum Discernible Signal (MDS)

^۶Noise Floor

اکثر گیرنده‌ها دارای امپدانس ورودی آتنن 50Ω هستند. بنابراین یک سیگنال V_{μ} توان P را در 50Ω تولید می‌کند برابر است با:

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{1 \times 10^{-6}}{50} = 2 \times 10^{-14} W$$

بیان این بر حسب dBm (قدرت مرجع یک میلی وات) می‌دهد:

$$dBm = 10 \log \frac{P}{1mW} = 10 \log \frac{2 \times 10^{-14}}{10^{-9}} = -107 dBm$$

حال اگر یک گیرنده حساسیت اعلام شده 10 dBm میکروولت باشد، بیان آن بر حسب دسی‌بل نتیجه می‌دهد:

$$dB = 20 \log 10 = 20 dB$$

پس حساسیت بالاتر از یک میلی وات برابر است با:

$$dBm = 20 - 107 = -87 dBm$$

هیچ راه ثابتی برای تعریف حساسیت وجود ندارد. برای سیگنال‌های آنالوگ، نسبت سیگنال به نویز در سیگنال‌های آنالوگ در نظر گرفته می‌شود. برای انتقال سیگنال دیجیتالی، نرخ خطای بیت (BER) در نظر گرفته می‌شود. BER تعداد خطاهای ایجاد شده در انتقال بسیاری از بیت‌های داده سریالی است. به عنوان مثال، یک معیار این است که حساسیت به گونه‌ای است که BER برابر 10^{-10} یا یک بیت خطأ در هر 10^9 میلیارد بیت ارسال شده است.

بسته به نوع مدولاسیون مورد استفاده و عوامل دیگر، چندین روش برای بیان و اندازه‌گیری حساسیت در استانداردهای مختلف ارتباطات تعریف شده است.

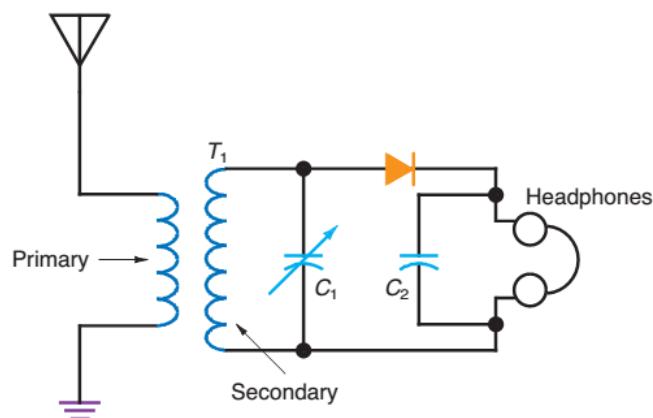
به عنوان مثال، حساسیت گیرنده مخابراتی فرکانس بالا معمولاً به صورت حداقل مقدار ولتاژ سیگنال ورودی بیان می‌شود که سیگنال خروجی را 10 dBm بالاتر از نویز پس زمینه گیرنده تولید می‌کند. برخی از مشخصات نسبت S/N برابر 20 dB (دسی‌بل) را بیان می‌کنند. یک حساسیت معمولی ممکن است ورودی V_{μ} باشد. هرچه این رقم کمتر باشد، حساسیت بهتر است. گیرنده‌های ارتباطی خوب معمولاً دارای حساسیت 5 dBm تا یک میکروولت هستند. گیرنده‌های AM و FM مصرفی که برای دریافت ایستگاه‌های محلی قوی طراحی شده‌اند، حساسیت بسیار کمتری دارند. گیرنده‌های FM معمولی دارای حساسیت 5 dBm تا 10 dBm میکروولت هستند. گیرنده‌های AM می‌توانند حساسیت 100 dBm میکروولت یا بالاتر داشته باشند. حساسیت‌های رایج فرستنده‌گیرنده^{۱۰} بی‌سیم در محدوده -85 dBm تا -140 dBm هستند.

پیکربندی ساده‌ترین گیرنده

شکل (۴.۹) ساده‌ترین گیرنده رادیویی را نشان می‌دهد: یک دستگاه گیرنده کریستالی متشكل از یک مدار هماهنگی، یک آشکارساز دیودی (کریستال) و گوشی است. مدار هماهنگی گزینش پذیری را فراهم می‌کند، دیود و C₂ به عنوان یک دمودولاتور (آشکار ساز) AM عمل می‌کنند، و هدفون (گوشی) سیگنال صوتی بازیابی شده را بازتولید می‌کند. گیرنده کریستالی در شکل (۴.۹) نوع گزینش پذیری و حساسیت لازم برای ارتباطات مدرن را ارائه نمی‌دهد. تنها قوی ترین سیگنال‌ها می‌توانند خروجی تولید کنند و انتخاب پذیری اغلب برای جداسازی سیگنال‌های ورودی کافی نیست. این گیرنده فقط می‌تواند ایستگاه‌های رادیویی محلی AM بسیار قوی را دریافت کند و به یک آتنن بسیار طویل

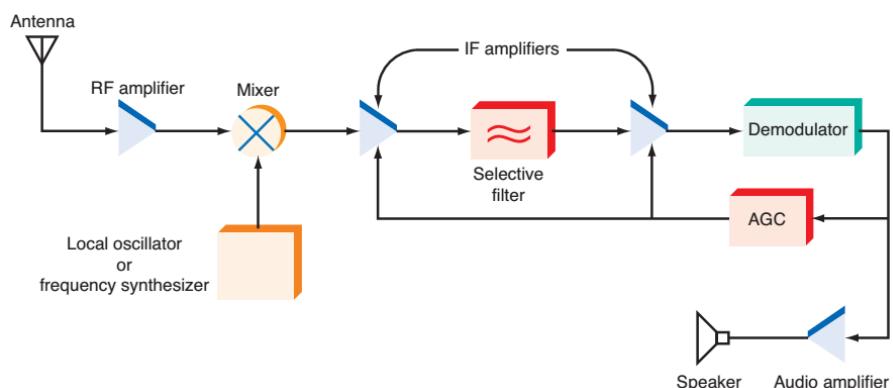
^{۱۰} Bit Error Rate (BER)

^{۱۱} Transceiver



شکل ۴.۹: ساده‌ترین گیرنده - گیرنده کریستالی

نیاز است. با این حال، دمودولاتور مانند این مدار اصلی در هر گیرنده است. تمام مدارهای دیگر در یک گیرنده برای بهبود حساسیت و گزینش طراحی شده‌اند، به‌طوری که دمودولاتور می‌تواند عملکرد بهتری داشته باشد.



شکل ۵.۹: نمودار جعبه‌ای یک گیرنده سوپرhetrodاین

۲.۹ گیرنده‌های سوپرhetrodاین

یک گیرنده حساس و گزینشی را می‌توان تنها با استفاده از تقویت کننده‌ها، فیلترهای گزینشی و یک دمودولاتور ساخت. این فرکانس رادیویی تنظیم شده^{۱۲} یا گیرنده TRF نامیده می‌شود. رادیوهای اولیه از این طرح استفاده می‌کردند. با این حال، چنین گیرنده‌ای معمولاً عملکرد مورد انتظار در کاربردهای ارتباط مدرن را ارائه نمی‌دهد. یک نوع گیرنده که می‌تواند این کارایی را ارائه دهد، گیرنده

^{۱۲}Tuned Radio Frequency (TRF)

سوپرهتروداین^{۱۳} است. گیرنده‌های سوپرهتروداین همه سیگنال‌های دریافتی را به فرکانس پایین تری تبدیل می‌کنند که به فرکانس میانی^{۱۴} (IF) معروف است، که در آن از یک مجموعه تقویت کننده و فیلتر برای ارائه سطح ثابتی از حساسیت و انتخاب‌پذیری استفاده می‌شود. بیشتر بهره و گزینش پذیری در گیرنده سوپرهتروداین در تقویت کننده‌های IF به دست می‌آید. مدار کلیدی میکسر است که بعنوان یک مدولاتور دامنه ساده برای تولید فرکانس‌های مجموع و اختلاف عمل می‌کند. سیگنال ورودی با یک سیگنال نوسانگر محلی برای ایجاد این تبدیل مخلوط می‌شود. شکل (۵.۹)^{۱۵} یک بلوك دیاگرام کلی از گیرنده سوپرهتروداین را نشان می‌دهد. در قسمت‌های بعدی عملکرد اصلی هر مدار مورد بررسی قرار می‌گیرد. اگرچه مدارهای جداگانه در بخش‌های بعدی مورد بحث قرار می‌گیرند، به‌خاطر داشته باشید که امروزه اکثر گیرنده‌ها از مدارهایی تشکیل شده‌اند که کاملاً روی یک تراشه از سیلیکون یا سایر مواد نیمه‌رسانا یکپارچه شده‌اند. چنین مدارهایی معمولاً قابل تغییر یا دسترسی نیستند.

تقویت کننده RF

آن‌تن سیگنال رادیویی ضعیف را دریافت می‌کند و آن را به تقویت کننده RF تغذیه می‌کند که تقویت کننده کم نویز^{۱۶} (LNA) نیز نامیده می‌شود. از آنجایی که تقویت کننده‌های RF مقداری بهره اولیه و گزینش پذیری را ارائه می‌دهند، گاهی اوقات به‌آنها پیش انتخابگر می‌گویند. مدارهای هماهنگی به انتخاب سیگنال مورد نظر یا حداقل محدوده فرکانسی که سیگنال در آن قرار دارد کمک می‌نمایند. به‌مدارهای هماهنگی در گیرنده‌های تنظیم شده می‌توان Q بسیار بالایی داد تا گزینش پذیری عالی به دست آید. با این حال، در گیرنده‌هایی که باید در یک محدوده فرکانس وسیع تنظیم شوند، انتخاب پذیری تا حدودی دشوارتر است. مدارهای هماهنگی باید در یک محدوده فرکانس وسیع تشدید کنند. بنابراین، Q، پهنه‌ای باند و گزینش پذیری تقویت کننده با فرکانس تغییر می‌کند.

در گیرنده‌های ارتباطی که از تقویت کننده RF استفاده نمی‌کنند، آن‌تن مستقیماً به یک مدار هماهنگی در ورودی به مخلوط کننده متصل می‌شود که انتخاب اولیه مورد نظر را فراهم می‌کند. این پیکربندی در کاربردهای فرکانس پایین که نیازی به بهره اضافی نیست، کاربردی است. (بیشتر بهره گیرنده در بخش تقویت کننده IF است، و حتی اگر سیگنال‌های نسبتاً قوی دریافت شوند، بهره اضافی لازم نیست). علاوه بر این، حذف تقویت کننده RF ممکن است نویز ناشی از چنین مداری را کاهش دهد. با این حال، به طور کلی، استفاده از تقویت کننده RF ترجیح داده می‌شود. تقویت کننده‌های RF حساسیت را به دلیل بهره اضافی بهبود می‌بخشند. بهبود گرینش پذیری، به دلیل مدارهای هماهنگی اضافه شده، و نسبت S/N را بهبود می‌بخشید. علاوه بر این، سیگنال‌های جعلی^{۱۷} به طور موثرتری حذف می‌شوند و تولید سیگنال ناخواسته را در مخلوط کننده به حداقل می‌رسانند.

تقویت کننده‌های RF نیز تشعشعات نوسانگر را به حداقل می‌رساند. سیگنال نوسان‌ساز محلی نسبتاً قوی است و مقداری از آن می‌تواند از طریق آن نشت کرده و در ورودی مخلوط کننده ظاهر شود. اگر ورودی مخلوط کننده مستقیماً به آن‌تن وصل شود، مقداری از سیگنال نوسانگر محلی تشعشع می‌کند و احتمالاً باعث ایجاد تداخل در سایر گیرنده‌های نزدیک می‌شود. تقویت کننده RF بین مخلوط کننده و آن‌تن این دو را ایزوله می‌کند و به طور قابل توجهی هرگونه تشعشع نوسانگر

^{۱۳}Superheterodyne Receiver

^{۱۴}]ntermediate Frequency (IF)

^{۱۵}Low Noise Amplifier (LNA)

^{۱۶}Spurious Signals

محلی را کاهش می‌دهد.

خوب است بدانید که:

مدار کلیدی در گیرنده‌های سوپرہتروداین، مخلوط کننده (میکسر) است که مانند یک مدولاتور دامنه ساده برای تولید فرکانس‌های مجموع و تفاضل عمل می‌کند.

هر دو ترانزیستور دوقطبی و اثر میدانی، ساخته شده با سیلیکون، SiGe یا GaAs می‌توانند به عنوان تقویت کننده RF استفاده شوند. انتخاب بر اساس فرکانس، هزینه، یکپارچگی در مقابل گسسته بودن، و عملکرد نویز مورد نظر انجام شود.

مخلوط کننده و نوسان‌ساز محلی

خروجی تقویت کننده RF به ورودی میکسر اعمال می‌شود. میکسر همچنین یک ورودی از نوسان ساز محلی یا سینتی‌سایزر فرکانس دریافت می‌کند. خروجی میکسر سیگنال ورودی، سیگنال نوسانگر محلی و مجموع و اختلاف فرکانس این سیگنال‌ها است. معمولاً یک مدار هماهنگی در خروجی میکسر فرکانس تفاضل یا فرکانس میانی^{۱۷} (IF) را انتخاب می‌کند. فرکانس مجموع ممکن است در برخی از کاربردها به عنوان IF نیز انتخاب شود. میکسر ممکن است یک دیود، یک مدولاتور متعادل یا یک ترانزیستور باشد. ماسفت‌ها و دیودهای حامل گرم به دلیل ویژگی‌های کم نویزشان به عنوان میکسر ترجیح داده می‌شوند.

خوب است بدانید که:

ماسفت‌ها و دیودهای حامل گرم به دلیل ویژگی‌های نویز کم به عنوان مخلوط کننده ترجیح داده می‌شوند.

نوسان‌ساز محلی قابل تنظیم است به طوری که فرکانس آن را می‌توان در محدوده نسبتاً وسیعی تنظیم کرد. همانطور که فرکانس نوسان ساز محلی تغییر می‌کند، میکسر طیف وسیعی از فرکانس‌های ورودی را به IF ثابت انتقال می‌دهد.

تقویت کننده IF

خروجی میکسر یک سیگنال IF است که حاوی همان مدولاسیونی است که در سیگنال RF ورودی ظاهر می‌شود. این سیگنال توسط یک یا چند طبقه تقویت کننده IF تقویت می‌شود و بیشتر بهره گیرنده در این طبقات به دست می‌آید. مدارهای هماهنگی انتخابی گزینش پذیری ثابتی را ارائه می‌دهند. از آنجایی که فرکانس میانی معمولاً بسیار کمتر از فرکانس سیگنال ورودی است، طراحی تقویت کننده‌های IF آسان‌تر است و انتخاب پذیری خوب آسان‌تر به دست می‌آید. فیلترهای کربستالی، سرامیکی یا SAW در اکثر بخش‌های IF برای به دست آوردن گزینش پذیری خوب استفاده می‌شوند. برخی از پیکربندی‌ها یا گیرنده‌ها از فیلترهای DSP برای انتخاب پذیری استفاده می‌کنند.

آشکارسازها (دمدولاتورها)

سیگنال IF بسیار تقویت شده در نهایت به دمدولاتور یا آشکارساز اعمال می‌شود که اطلاعات مدوله کننده اصلی را بازیابی می‌کند. دمدولاتور ممکن است یک آشکارساز دیودی (برای AM)، یک آشکارساز تربيعی (برای FM)، یا یک آشکارساز ضرب کننده (برای SSB) باشد. در رادیوهای

^{۱۷}Intermediate Frequency (IF)

سوپرهتروداين ديجيتالي مدرن، سيگنال IF ابتدا توسط يك مبدل آنانالوگ بهديجيتال (ADC) ديجيتالي می‌شود و سپس به يك پردازشگر سيگنال ديجيتالي (DSP) فرستاده می‌شود، جايی که دمدولاسيون توسط يك الگوريتم برنامه‌ريزي شده انجام می‌شود. سپس سيگنال بازيابي شده بهشكيل ديجيتالي توسيط يك مبدل ديجيتال بهآنالوگ (DAC) بهآنالوگ تبديل می‌شود. سپس خروجي دمدولاتور يا DAC معمولاً بهتقويت کننده صوتی با ولتاژ و قدرت کافی برای کار با بلندگو تغذие می‌شود. برای سيگنال‌های غير صوتی، خروجي آشكارساز ممکن است بهجای ديگر، بهتلويزيون، تبلت، صفحه نمایش تلفن همراه، رايانيه يا دستگاه ديگری ارسال شود.

کنترل خودکار بهره يا AGC

خروجی يك دمدولاتور معمولاً سيگنال مدوله کننده اصلی است که دامنه آن با دامنه سيگنال دريافته نسبت مستقيمه دارد. سيگنال بازيابي شده، که معمولاً ac است، توسط مداري بهنام مدار کنترل خودکار بهره^{۱۸} (AGC) يکسو شده و به ولتاژ dc فيلتر می‌شود. اين ولتاژ dc بهتقويت کننده‌های IF و گاهی اوقات تقويت کننده RF برای کنترل بهره گيرنده بازگردانده می‌شود. مدارهای AGC بهحفظ سطح ولتاژ خروجي ثابت در محدوده وسعيی از سطوح سيگنال ورودی RF کمک می‌كنند. آنها همچنین به گيرنده کمک می‌کنند تا در محدوده وسعيی کار کند تا سيگنال‌های قوي باعث ايجاد اعوجاج توسيط عملکرد دستگاه نشوند. تقریباً همه گيرنده‌های سوپرهتروداين از نوعی AGC استفاده می‌کنند.

دامنه سيگنال RF در آتنن گيرنده می‌تواند از کسری از ميكروولت تا هزاران ميكروولت متغير باشد. اين محدوده سيگنال گسترده به عنوان محدوده ديناميکي شناخته می‌شود. بهطور معمول، گيرنده‌ها با بهره بسيار بالا طراحی می‌شوند تا سيگنال‌های ضعيف بهطور قابل اعتمادی دريافت شوند. با اين حال، اعمال يك سيگنال با دامنه بسيار بالا به گيرنده باعث می‌شود مدارها بيش از حد فعال شوند و باعث ايجاد اعوجاج و کاهش درک سيگنال شوند.

با AGC، بهره کلي گيرنده بهطور خودکار بسته به سطح سيگنال ورودی تنظيم می‌شود. دامنه سيگنال در خروجي آشكارساز متناسب با دامنه سيگنال ورودی است. اگر خيلي زياد باشد، مدار AGC ولتاژ خروجي dc بالايی توليد می‌کند و در نتيجه بهره تقويت کننده‌های IF را کاهش می‌دهد. اين کاهش بهره، اعوجاجی را که معمولاً توسيط سيگنال ورودی ولتاژ بالا ايجاد ميشود، حذف می‌کند. هنگامی که سيگنال دريافته ضعيف است، خروجي آشكارساز کم است. سپس خروجي AGC يك ولتاژ DC کوچکter است. اين باعث می‌شود که بهره تقويت کننده IF بالا بماند و حداکثر تقويت را فراهم کند.

۳.۹ تبديل فركانس

همانطور که در فصل‌های قبلی بحث شد، تبديل فركانس فرآيند تبديل سيگنال مدوله شده به فركانس بالاتر یا پايانين تر در حالی که تمام اطلاعات ارسال شده اوليه حفظ می‌شود. در گيرنده‌های راديوبيري، سيگنال‌های راديوبيري فركانس بالا به طور منظم به فركانس پايانين تر و متوسط تبديل می‌شوند، جايی که می‌توان بهره و گزينش‌پذيری بهبود يافته را بهدست آورد. بهاين مبدل پائين آورنده^{۱۹} می‌گويند. در ارتباطات ماهواره‌ای، سيگنال اصلی در فركانس پايانين تری توليد و سپس برای ارسال به فركانس

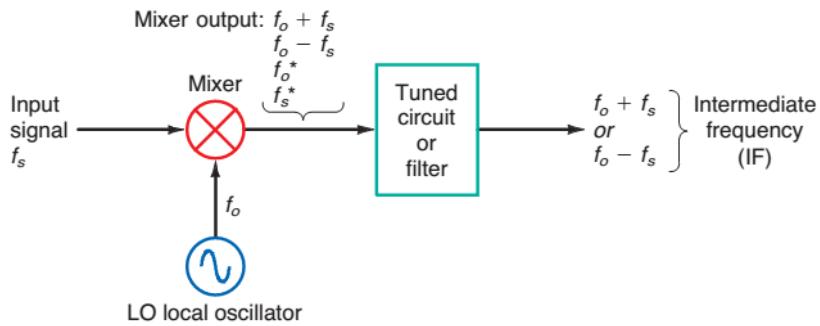
^{۱۸}Automatic gain control (AGC)

^{۱۹}Down Conversion

با الاتر تبدیل می‌شود. این را مبدل بالا برنده^{۲۰} می‌نامند.

اصول مخلوط کردن

تبدیل فرکانس شکلی از مدولاسیون دامنه یا ضرب آنالوگ است که توسط مدار یا مبدل میکسر انجام می‌شود. عملی که توسط میکسر انجام می‌شود هتروداینینگ^{۲۱} گویند.



* May or may not be in the output depending upon the type of mixer.

شکل ۶.۹: مفهوم مخلوط کردن

شکل (۶.۹) یک نمودار شماتیک از مدار میکسر است. میکسرها دو ورودی را می‌پذیرند. سیگنال f_s که قرار است به فرکانس دیگری انتقال شود به یک ورودی اعمال می‌شود و موج سینوسی از یک نوسان ساز محلی f_o به ورودی دیگر اعمال می‌شود. سیگنالی که باید انتقال شود می‌تواند یک موج سینوسی ساده یا هر سیگنال مدوله شده پیچیده‌ای باشد که حاوی باندهای کناری باشد. مانند یک مدولاتور دامنه، یک میکسر اساساً یک ضرب ریاضی دو سیگنال ورودی خود را طبق اصولی که در فصل دوم و سوم بحث شد انجام می‌دهد. اسیلاتور (نوسان‌ساز) سیگنال حامل و سیگنالی که باید انتقال شود سیگنال مدوله کننده است. خروجی نه تنها حاوی سیگنال حامل بلکه نوارهای جانبی است که هنگام مخلوط شدن نوسان ساز محلی و سیگنال ورودی ایجاد می‌شود. بنابراین خروجی میکسر از سیگنال‌های $f_o + f_s$ ، $f_o - f_s$ یا $f_o + f_s$ تشکیل شده است.

سیگنال نوسانگر محلی f_o معمولاً در خروجی میکسر ظاهر می‌شود، همانطور که سیگنال ورودی اصلی f_s در برخی از انواع مدارهای میکسر ظاهر می‌شود. اینها در خروجی مورد نیاز نیستند و بنابراین فیلتر می‌شوند. فرکانس مجموع یا تفاضل در خروجی سیگنال مورد نظر است. به عنوان مثال، برای انتقال سیگنال ورودی به فرکانس پایین‌تر، باند جانبی پایین یا سیگنال تفاضل $f_o - f_s$ انتخاب می‌شود. فرکانس نوسانگر محلی به گونه‌ای انتخاب می‌شود که وقتی سیگنال اطلاعاتی از آن کم می‌شود، سیگنالی با فرکانس کمتر مورد نظر به دست می‌آید. هنگام انتقال به فرکانس بالاتر، باند جانبی یا مجموع سیگنال $f_o + f_s$ انتخاب می‌شود. مجدداً، فرکانس نوسان ساز محلی تعیین می‌کند که فرکانس بالاتر جدید چقدر خواهد بود. یک مدار یا فیلتر هماهنگی در خروجی میکسر برای انتخاب سیگنال مورد نظر و حذف همه سیگنال‌های دیگر استفاده می‌شود.

به عنوان مثال، برای یک گیرنده رادیویی FM که سیگنال FM را در فرکانس 107.1 مگاهرتز به

^{۲۰}Up Conversion

^{۲۱}Heterodyning

فرکانس میانی 10MHz مگاهرتز برای تقویت و آشکارسازی انتقال دهد، از فرکانس نوسانگر محلی 96MHz مگاهرتز استفاده می‌کند. سیگنال‌های خروجی میکسر $f_s = 107\text{MHz}$ مگاهرتز، $f_o = 96\text{MHz}$ مگاهرتز، $f_o + f_s = 96\text{MHz} + 107\text{MHz} = 203\text{MHz}$ مگاهرتز، و $f_s - f_o = 107\text{MHz} - 96\text{MHz} = 10\text{MHz}$ هستند.

سپس یک فیلتر سیگنال 10MHz مگاهرتز (IF) را انتخاب و بقیه را حذف می‌کند. به عنوان مثالی دیگر، فرض کنید یک فرکانس نوسان ساز محلی مورد نیاز است که برای فرکانس سیگنال 88MHz مگاهرتز IF برابر 70MHz مگاهرتز تولید کند. از آنجایی که IF تفاوت بین سیگنال ورودی و فرکانس نوسان ساز محلی است، دو احتمال وجود دارد:

$$f_o = f_s + f_{IF} = 88\text{MHz} + 70\text{MHz} = 95\text{MHz}$$

$$f_o = f_s - f_{IF} = 88\text{MHz} - 70\text{MHz} = 81\text{MHz}$$

هیچ قانون مشخصی برای تصمیم‌گیری برای انتخاب کدام یک از این موارد وجود ندارد. با این حال، در فرکانس‌های پایین‌تر، مثلاً در فرکانس‌های کمتر از 100MHz مگاهرتز، فرکانس نوسان‌گر محلی به طور سنتی بالاتر از فرکانس سیگنال ورودی است و در فرکانس‌های بالاتر، فرکانس‌های بالای 100MHz فرکانس نوسان‌گر محلی کمتر از فرکانس سیگنال ورودی است.

به خاطر داشته باشید که فرآیند اختلاط در کل طیف سیگنال ورودی انجام می‌شود، خواه فقط یک حامل تک فرکانس داشته باشد یا حامل‌های متعدد و بسیاری از نوارهای جانبی پیچیده. در مثال بالا، سیگنال خروجی 10MHz مگاهرتز شامل مدولاسیون فرکانس اصلی است. نتیجه این است که گویی فرکانس حامل سیگنال ورودی، مانند همه فرکانس‌های باند جانبی تغییر کرده است. فرآیند تبدیل فرکانس این امکان را فراهم می‌کند که سیگنال را از یک قسمت از طیف به قسمت دیگر منتقل کنید، همانطور که کاربرد مورد نیاز است.

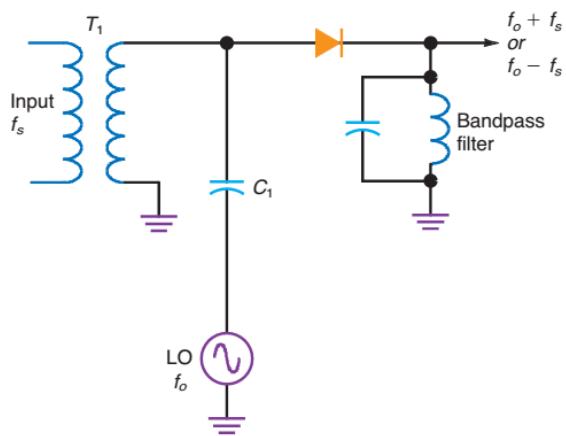
مخلوط کننده‌ها یا مدارات تبدیل کننده

از هر دیود یا ترانزیستوری می‌توان برای ایجاد مدار میکسر استفاده کرد، اما اکثر میکسرهای مدرن آی‌سی‌های پیچیده‌ای هستند. این بخش برخی از انواع رایج‌تر و پرکاربرد را پوشش می‌دهد.

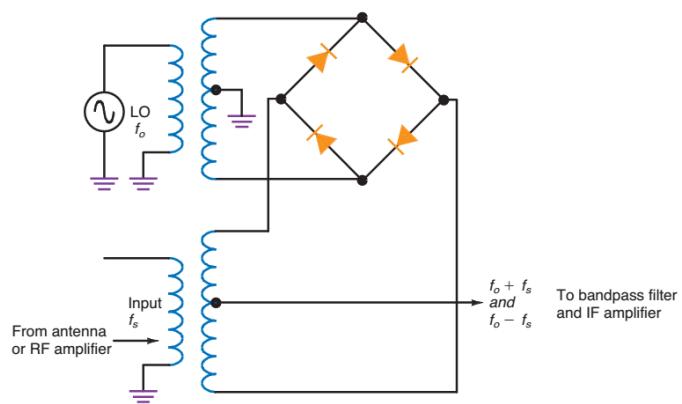
مخلوط کننده دیودی: مشخصه اصلی مدارهای میکسر غیرخطی بودن آنها است. هر وسیله یا مداری که خروجی آن با ورودی تغییرات خطی نداشته باشد می‌تواند به عنوان میکسر استفاده شود. به عنوان مثال، یکی از پرکاربردترین انواع میکسر، مدولاتور ساده اما موثر دیود است که در فصل سوم توضیح داده شده است. میکسرهای دیودی مانند این رایج‌ترین نوع موجود در کاربردهای مایکروویو هستند.

مدار میکسر دیودی با استفاده از یک دیود تکی در شکل (۷.۹) نشان داده شده است. سیگنال ورودی که از یک تقویت کننده RF یا در برخی گیرندهای مستقیماً از آتنن می‌آید، به سیم پیچ اولیه ترانسفورماتور T_1 اعمال می‌شود. سیگنال به سیم پیچ ثانویه کوپل شده و به میکسر دیودی اعمال و سیگنال نوسانگر محلی از طریق خازن C_1 به دیود کوپل می‌شود. سیگنال‌های ورودی و نوسان ساز محلی به این ترتیب به صورت خطی اضافه و به دیود اعمال می‌شوند که مشخصه غیرخطی خود را برای تولید فرکانس‌های مجموع و تفاضل انجام می‌دهد. سیگنال‌های خروجی، شامل هر دو ورودی، در دوسر مدار هماهنگی ایجاد می‌شوند، که به صورت یک فیلتر میان‌گذر عمل کرده و فرکانس مجموع یا تفاضل را انتخاب و بقیه را حذف می‌کند.

مخلوط کننده متعادل دوگانه: مدوله کننده‌های متعادل نیز به طور گستردگی به عنوان میکسر استفاده می‌شوند. این مدارها سیگنال حامل را از خروجی حذف کرده و کار فیلتر کردن را بسیار



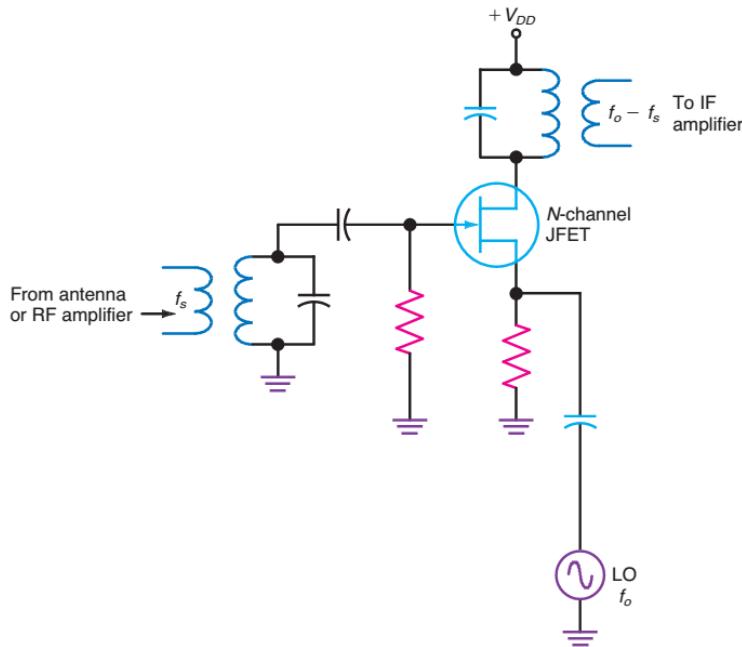
شکل ۷.۹: مخلوط کننده ساده دیودی



شکل ۸.۹: یک میکسر متعادل دوگانه بسیار محبوب در فرکانس‌های بالا.

آسان می‌کنند. هر یک از مدوله‌کننده‌های متعادل که قبلاً توضیح داده شد را می‌توان در کاربردهای مخلوط کننده‌گی استفاده کرد. هر دو مدولاتور متعادل کننده شبکه دیودی و مدولاتور متعادل کننده از نوع تقویت کننده دیفرانسیلی یکپارچه در کاربرد مخلوط کننده‌ها کاملاً مؤثر هستند. نوعی از مدولاتور متعادل کننده دیودی شکل (۲۴.۴)، که به عنوان یک میکسر متعادل دوگانه شناخته شده و در شکل (۸.۹) نشان داده شده است، احتمالاً بهترین میکسر موجود است، به ویژه برای فرکانس‌های UHF، VHF و مایکروویو. ترانسفورماتورها با سیم پیچ دقیق هستند و دیودها از نظر مشخصه‌ها مانند هم و مطابقت دارند به طوری که درجه بالایی از حذف سیگنال حامل یا نوسانگر محلی رخ می‌دهد. در محصولات تجاری، میرایی نوسانگر محلی ۵۰ تا ۶۰ دسی بل یا بیشتر است.

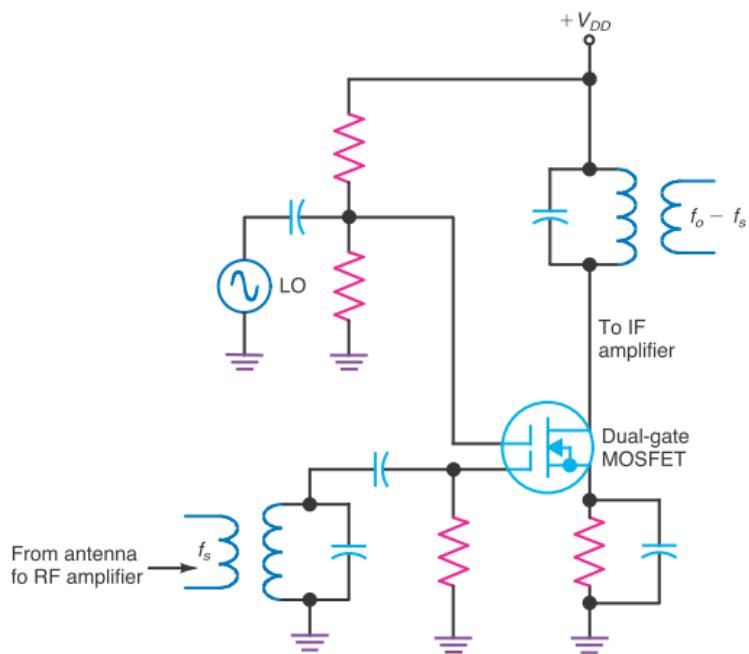
مخلوط کننده FET: یکی دیگر از میکسرهای محبوب FET، یکی با ماسفت دو گیتی (دروازه‌ای)، در شکل (۱۰.۹) نشان داده شده است. در اینجا سیگنال ورودی به یک گیت اعمال و نوسانگر محلی به گیت دیگر کوپل می‌شود. ماسفت‌های دو دروازه‌ای عملکرد عالی را در کاربردهای مخلوط کننده ارائه می‌کنند، زیرا جریان تخلیه ID آنها مستقیماً با حاصلضرب دو ولتاژ گیت متناسب



شکل ۹.۹: مخلوط کننده FET

است. در گیرنده‌های ساخته شده برای کاربردهای VHF، UHF و مایکروویو، FET‌های اتصالی و ماسفت‌های دو دروازه‌ای به‌دلیل بهره بالا و نویز کم به‌طور گستره‌های بعنوان میکسر استفاده می‌شوند. FET‌های گالیوم آرسناید به‌دلیل نویز کمتر و بهره بالاتر نسبت به FET‌های سیلیکونی در فرکانس‌های بالاتر ترجیح داده می‌شوند. آی‌سی مخلوط کننده از ماسفت استفاده می‌کنند.

یکی از بهترین دلایل استفاده از میکسر FET این است که مشخصه جریان تخلیه آن در برابر منحنی ولتاژ گیت یک تابع قانون مربع کامل است. (به یاد بیاورید که فرمول‌های قانون مربع نشان می‌دهند که چگونه باند کناری بالائی و پایینی و فرکانس‌های مجموع و تفاضل، فقط هارمونیک‌های مرتبه دوم تولید می‌شوند. میکسرهای دیگر، مانند دیودها و ترانزیستورهای دوقطبی، تابع قانون مربع را تقریب می‌کنند. با این حال، آنها غیر خطی هستند، به‌طوری که AM یا هتروداینیگ رخ می‌دهد. غیر خطی بودن به‌گونه‌ای است که جملات مرتبه بالاتر مانند هارمونیک‌های سوم، چهارم، پنجم و بالاتر تولید می‌شوند. بسیاری از این موارد را می‌توان با یک فیلتر میان‌گذر حذف کرد که تفاضل یا مجموع فرکانس را برای تقویت کننده IF انتخاب می‌کند. با این حال، وجود جملات با مرتبه بالاتر می‌تواند باعث ظاهر شدن سیگنال‌های سطح پایین ناخواسته در گیرنده شود. این سیگنال‌ها صداهایی شبیه صدای جیر جیر تولید می‌کنند که با وجود دامنه کم، می‌تواند با سیگنال‌های ورودی سطح پایین از آنتن یا تقویت کننده RF تداخل ایجاد کند. FET‌ها این مشکل را ندارند و بنابراین FET‌ها میکسر ترجیحی در اکثر گیرنده‌ها هستند.



شکل ۱۰.۹: مخلوط کننده ماسفت با گیت دوگانه

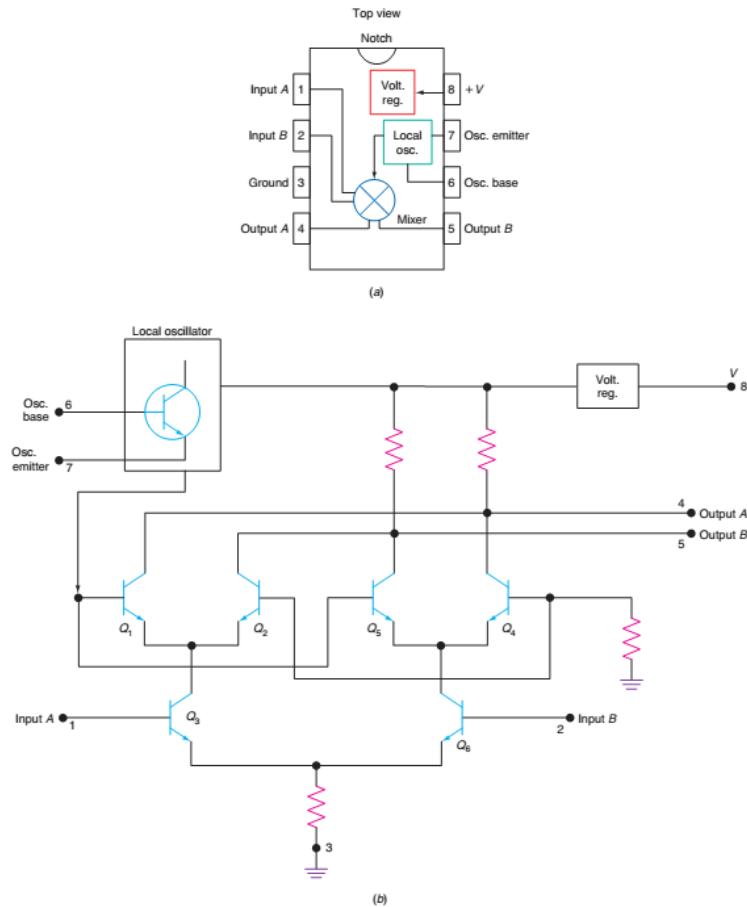
خوب است بدانید که:

هر دستگاه یا مداری که خروجی آن با ورودی تغییر خطی نداشته باشد می‌تواند به عنوان میکسر استفاده شود.

مخلوط کننده آی سی: یک مخلوط کننده آی سی معمولی، میکسر $NE602$ ، در شکل (۱۱.۹) (الف) نشان داده شده است. یک نوع بهبود یافته میکسر $SA612$ است که تقریباً همان ویژگی‌ها را دارد. $NE602/SA612$ که به صورت سلول ترانس‌کانداتنس (هدایت انتقالی) گیلبرت^{۲۲} یا سلول گیلبرت نیز شناخته می‌شود، از یک مدار میکسر متعادل مشتمل از دو تقویت کننده دیفرانسیلی مقاطعه تشکیل شده است. اگرچه اکثر میکسرهای دارای تعادل دوگانه، دستگاه‌های غیرفعال با دیود هستند، همانطور که قبلًا توضیح داده شد، $NE602$ از ترانزیستورهای دوقطبی استفاده می‌کند. همچنین روی تراشه یک ترانزیستور NPN وجود دارد که می‌تواند به عنوان یک مدار نوسانگر پایدار و یک تنظیم کننده ولتاژ dc متصل شود. دستگاه در یک آی سی هشت پین قرار گرفته است. این مدار از یک ولتاژ منبع تغذیه dc تکی ۴/۵ تا ۸ ولت کار می‌کند. مدار را می‌توان در فرکانس‌های تا ۵۰۰ مگاهرتز استفاده کرد که آن را در کاربردهای HF، VHF و UHF فرکانس پایین مفید است. اسیلاتور که تا حدود ۲۰۰ مگاهرتز کار می‌کند، در داخلی به ورودی میکسر متصل است. برای تنظیم فرکانس کاری یک مدار هماهنگی LC خارجی یا یک کریستال لازم است.

شکل (۱۱.۹)(ب) جزئیات مدار خود میکسر را نشان می‌دهد. ترانزیستورهای دوقطبی Q_1 و Q_2

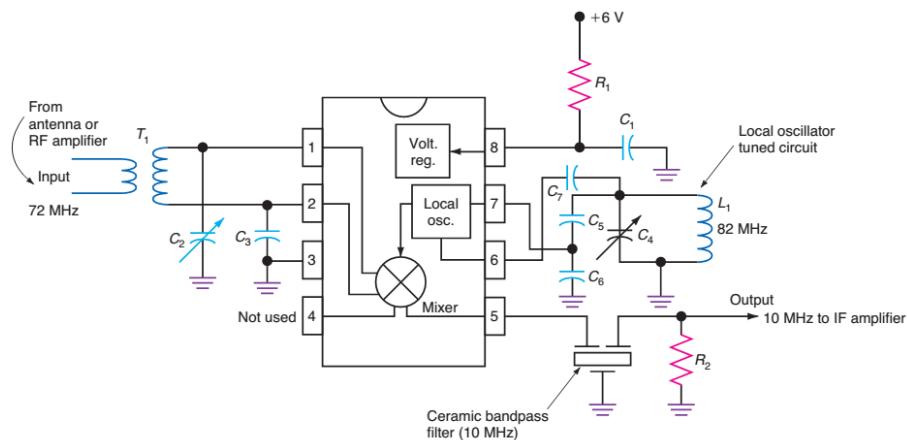
^{۲۲} Gilbert Transconductance Cell, or Gilbert cell



شکل ۱۱.۹: آی سی میکسر NE602/SA612. (الف) بلوک دیاگرام و سرهای خروجی. (ب) شماتیک ساده آن.

یک تقویت کننده دیفرانسیلی با منبع جریان Q_3 و Q_4 و Q_5 تقویت کننده دیفرانسیلی دیگری با منبع جریان Q_6 تشکیل می‌دهند. توجه داشته باشید که ورودی‌ها به صورت موازی متصل می‌شوند. کلکتورها به صورت متقاطع متصل هستند. یعنی کلکتور Q_1 به جای Q_3 به کلکتور Q_4 وصل می‌شود، همانطور که برای اتصال موازی چنین است، و کلکتور Q_2 به کلکتور Q_3 وصل می‌شود. این اتصال منجر به مداری می‌شود که مانند یک مدولاتور متعادل بوده بطوری که سیگنال نوسان‌ساز داخلی و سیگنال ورودی حذف شده و تنها سیگنال‌های مجموع و تفاضل در خروجی باقی می‌ماند. در صورت لزوم، خروجی ممکن است متعادل یا تک سر باشد. یک فیلتر یا مدار هماهنگی باید به خروجی متصل شود تا سیگنال مجموع یا تفاضل مورد نظر را انتخاب کند.

یک مدار معمولی با استفاده از میکسر آی سی NE602/SA612 در شکل ۱۲.۹ نشان داده شده است. هر دو R_1 و C_1 برای جداسازی استفاده می‌شوند و ترانسفورماتور رزونانس T_1 سیگنال ورودی ۷۲ مگاهرتز را به میکسر کوپل می‌کند. خازن C_2 با ترانسفورماتور ثانویه در فرکانس ورودی تشیدید می‌کند و C_3 یک بای‌پس (کنارگذر) ac است که پایه ۲ را به زمین متصل می‌کند. اجزای خارجی



شکل ۱۲.۹: میکسر NE602/SA612 برای انتقال فرکانس استفاده می‌شود.

L_1 و C_4 یک مدار تنظیم شده را تشکیل می‌دهند که نوسانگر را روی ۸۲ مگاهرتز تنظیم می‌کند. خازن‌های C_5 و C_6 یک تقسیم کننده ولتاژ خازنی را تشکیل می‌دهند که ترانزیستور NPN روی تراشه را به عنوان یک مدار نوسانگر کلپیتز^{۲۳} متصل می‌کند. خازن C_7 یک خازن کوپلینگ و مسدود کننده ac است. خروجی از پایه ۴ گرفته شده و به یک فیلتر میان‌گذر سرامیکی متصل می‌شود که انتخاب پذیری را فراهم می‌کند.

خروجی، در این مورد سیگنال تفاضل، $y = 10 - 72 = 82$ مگاهرتز، در دوسر R_2 ظاهر می‌شود. مدار میکسر متعادل سیگنال نوسانگر ۸۲ مگاهرتز را حذف می‌کند و سیگنال مجموع ۱۵۴ مگاهرتز فیلتر می‌شود. سیگنال IF خروجی به اضافه هر مدولاسیونی که در ورودی ظاهر می‌شود به تقویت کننده‌های IF برای افزایش بیشتر بهره قبل از دمودولاسیون منتقل می‌شود.

مخلوط کننده حذف فرکانس تصویر: از نوع خاصی از میکسر در طرح های استفاده می‌شود که تصاویر را نمی‌توان تحمل کرد. همه گیرنده‌های سوپرھترووداین از تصاویر رنج می‌برند (بخش ۹-۴)، اما برخی بیشتر از دیگران به دلیل فرکانس عملکرد، IF انتخابی و فرکانس سیگنال تداخلی. هنگامی که انتخاب مناسب IF و انتخاب جلویی نمی‌تواند تصاویر را حذف کند، می‌توان از میکسر حذف تصویر استفاده کرد. این دستگاه از میکسرهای سلول گیلبرت در شکلی مانند آنچه در یک ژنراتور SSB از نوع فازی استفاده می‌شود، استفاده کند. با اشاره به فصل چهارم و شکل (۲۸.۴)، می‌بینید که چگونه می‌توان از این مدار به عنوان میکسر استفاده کرد. یک مدولاتور متعادل نیز یک میکسر است. با این تکنیک می‌توان سیگنال مورد نظر را ارسال کرد، اما تصویر با تکنیک فازبندی جذف می‌شود. چنین مدارهایی نسبت به تنظیم حساس هستند، اما عملکرد تصویر برتر را در کاربردهای حیاتی دارند. این رویکرد در برخی از گیرنده‌های آی‌سی مدرن UHF و مایکروویو استفاده می‌شود.

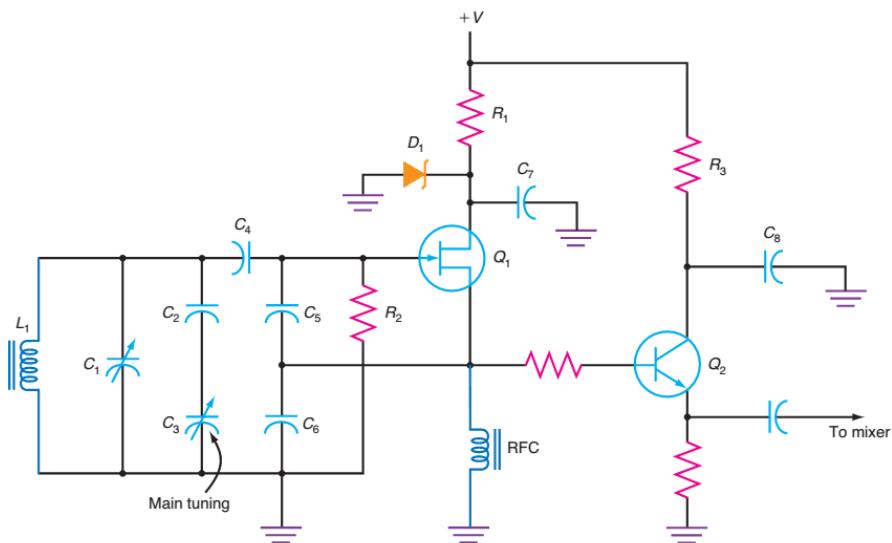
نوسان‌سازهای محلی و سینتی‌سایزرهای فرکانس

سیگنال نوسان ساز محلی برای میکسر یا از یک نوسان ساز هماهنگی LC معمولی مانند مدار کولپید یا کلامپ یا یک سنتز کننده فرکانس می‌آید. گیرنده‌های ساده‌تر که به طور مداوم تنظیم می‌شوند از یک نوسانگر LC استفاده می‌کنند. گیرنده‌های کانالیزه از سینتی‌سایزرهای فرکانس استفاده می‌کنند.

^{۲۳}Colpitts

نوسان‌سازهای LC: نمونه‌ای از یک نوسان ساز محلی نماینده در فرکانس‌های تا 100 مگاهرتز در شکل

(۱۳.۹) نشان داده شده است. این نوع مدار که گاهی اوقات به عنوان نوسانگر فرکانس متغیر^{۲۴} یا VFO نامیده می‌شود، از Q_1 که به صورت نوسانگر کولپیتر متصل شده است، استفاده می‌کند. بازخورد (فیدبک) توسط تقسیم کننده ولتاژ ایجاد می‌شود که از C_5 و C_6 تشکیل شده است. فرکانس توسط مدار هماهنگی موازی ساخته شده از L_1 به موازات C_1 تنظیم می‌شود که همچنین موازی با ترکیب سری C_2 و C_3 است. نوسانگر با یک تنظیم درشت خازن C_1 در مرکز محدوده عملیاتی مورد نظر خود تنظیم می‌شود. تنظیم درشت را می‌توان با ایجاد متغیر L_1 نیز انجام داد. یک هسته فریت هماهنگی قابل تنظیم که به داخل و خارج از L_1 حرکت می‌کند، می‌تواند محدوده فرکانس مورد نظر را تنظیم کند. تنظیم اصلی با خازن متغیر C_3 انجام و به صورت مکانیکی به نوعی مکانیسم شماره‌گیری که بر حسب فرکانس کالیبره شده است متصل می‌شود.



شکل ۱۳.۹: یک VFO برای سرویس نوسان‌ساز محلی گیرنده.

تنظیم اصلی را می‌توان با ورکتورها نیز انجام داد. به عنوان مثال، C_3 در شکل (۱۳.۹) را می‌توان با یک ورکتور با بایاس معکوس جایگزین کرد تا آن به عنوان خازن عمل کند. سپس یک پتانسیومتر یک بایاس dc متغیر را برای تغییر ظرفیت خازن و در نتیجه فرکانس اعمال می‌کند. خروجی نوسانگر از دو سر منبع Q_1 گرفته و به دنبال کننده امیتر بطور مستقیم تزویجی، اعمال می‌شود. دنبال کننده امیتر خروجی را بافر و نوسانگر را از تغییرات بار جدا می‌کند که می‌تواند فرکانس آن را تغییر دهد. بافر امیتر دنبال کننده منبعی با امپدانس کم برای اتصال به مدار میکسر فراهم می‌کند که اغلب دارای امپدانس ورودی پایینی است. اگر فرکانس پس از تنظیم یک ایستگاه مورد نظر تغییر کند، می‌تواند در نتیجه تأثیرات خارجی مانند تغییرات دما، ولتاژ و بار رخداد، سیگنال قطع و دیگر در باند عبور تقویت کننده IF متumerکز نمی‌شود. یکی از ویژگی‌های کلیدی

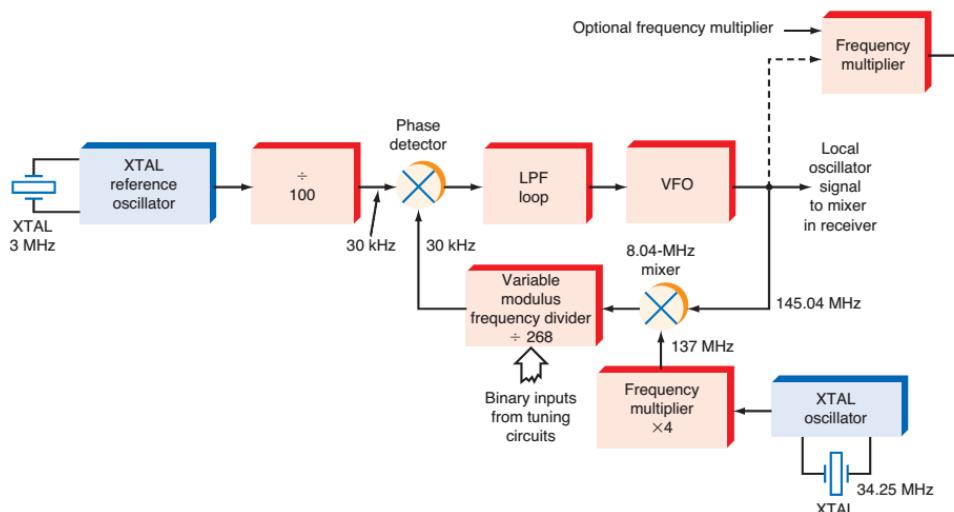
^{۲۴}Variable Frequency Oscillator (VFO)

نوسانگرهای محلی پایداری آنهاست، یعنی توانایی پایداری آنها در برابر تغییرات فرکانس است. دنبال کننده امپیر اساساً اثرات تغییرات بار از بین می‌برد. دیود زنر ورودی خود را از منبع تغذیه دریافت می‌کند که تنظیم شده است و یک جریان مستقیم را به مدار ارائه و حداکثر پایداری ولتاژ منبع تغذیه Q_1 را تضمین می‌کند.

بیشتر رانش از خود اجزای مدار IC می‌آید. حتی سلف‌هایی که نسبتاً پایدار هستند، دارای ضرایب دمایی مثبت اندکی هستند و خازن‌های خاصی که با دما تغییر کمی می‌کنند ضروری هستند. معمولاً خازن‌های سرامیکی با ضریب دمایی (NPO) برای جرمان ضریب دمایی مثبت سلف انتخاب می‌شوند. از خازن‌هایی با دیالکتریک میکا نیز استفاده می‌شود.

سینتی‌سایزرهای فرکانس: اکثر طرح‌های گیرنده جدید از سینتی‌سایزرهای فرکانس برای نوسانگر محلی استفاده می‌کنند که مزایای مهمی را نسبت به طرح‌های ساده VFO فراهم می‌کند. اول، از آنجایی که سینتی‌سایزرهای معمولاً از طرح حلقه قفل فاز (PLL) است، خروجی به یک مرجع نوسانگر کریستالی قفل می‌شود و درجه بالایی از پایداری را فراهم می‌کند. دوم، تنظیم با تغییر ضریب تقسیم فرکانس در PLL انجام می‌شود، که منجر به تغییرات فرکانس جزئی به جای پیوسته می‌شود. بیشتر ارتباطات کانالیزه می‌شود. به عنوان مثال، ایستگاه‌ها بر روی فرکانس‌های اختصاص داده شده کار می‌کنند که یک افزایش فرکانس جزئی شناخته شده از هم فاصله دارند، و تنظیم گام فرکانس PLL بر روی فاصله کانال اجازه می‌دهد تا هر کانال در طیف مورد نظر به سادگی با تغییر ضریب تقسیم فرکانس انتخاب شود. در برخی از گیرندهای دیجیتالی پیشرفته، یک سینتی‌سایزر DDS برای نوسان ساز محلی استفاده می‌شود و تمام تنظیم‌ها دیجیتالی است.

معایب قبلی سینتی‌سایزرهای فرکانس - هزینه بیشتر و پیچیدگی مدار بیشتر - با در دسترس بودن آی‌سی‌های سینتی‌سایزر PLL کم هزینه که طراحی نوسان ساز محلی را ساده و ارزان می‌کند جبران شده است. اکثر گیرندهای مدرن، از رادیوهای اتومبیل AM/FM، استریوها و دستگاه‌های تلویزیون گرفته تا گیرندهای نظامی و فرستندهای تجاری، از سنتز فرکانس استفاده می‌کنند.



شکل ۱۴.۹: یک سینتی‌سایزر فرکانس که به عنوان نوسانگر محلی گیرنده استفاده می‌شود.

سینتی‌سایزرهای فرکانس مورد استفاده در گیرنده‌ها تا حد زیادی با آنچه در فصل هشتم توضیح داده شد یکسان است. با این حال، برخی از تکنیک‌های اضافی، مانند استفاده از یک میکسر در حلقه بازخورد، استفاده می‌شود. مدار شکل (۱۴.۹) یک پیکر بندی PLL سنتی، با اضافه کردن یک میکسر متصل بین خروجی VFO و تقسیم کننده فرکانس است. یک نوسان‌ساز مرجع کریستالی ورودی را به آشکارساز فاز می‌دهد که با خروجی تقسیم کننده فرکانس مقایسه می‌شود. تنظیم با نسبت تقسیم فرکانس همراه با تغییر ورودی عدد باینری به مدار تقسیم کننده انجام می‌شود. این عدد باینری می‌تواند از یک سوئیچ، یک شمارنده، یک ROM یا یک ریزپردازنده باشد. خروجی آشکارساز فاز توسط فیلتر حلقه به یک ولتاژ کنترل dc فیلتر شده تا فرکانس نوسانگر فرکانس متغیر را تغییر دهد، که خروجی نهایی را ایجاد و به میکسر در گیرنده اعمال می‌شود.

خوب است بدانید که:

اکثر گیرنده‌های مدرن، از جمله استریو، رادیو ماشین، و گیرنده‌های نظامی و تجاری، از سنتز فرکانس PLL یا DDS استفاده می‌کنند.

همانطور که قبلاً گفته شد، یکی از معایب سینتی‌سایزرهای PLL با فرکانس بسیار بالا این است که فرکانس خروجی VFO اغلب از نظر فرکانس بالاتر از حد عملیاتی بالای آی‌سی‌های تقسیم کننده فرکانس متغیر مدول معمولی است. یک رویکرد برای این مشکل استفاده از پیش مقیاس کننده برای کاهش فرکانس VFO قبل از اعمال بر تقسیم کننده فرکانس متغیر است. یک دیگر از این موارد کاهش فرکانس خروجی VFO به مقدار کمتری در محدوده تقسیم کننده‌ها با تبدیل آن به پایین با یک میکسر است، همانطور که در شکل (۱۴.۹) نشان داده شده است. خروجی از گیرنده‌های UHF و مایکروویو، لازم است سیگنال نوسان‌ساز محلی در فرکانس کمتری تولید شود و سپس از یک ضرب کننده فرکانس PLL برای افزایش فرکانس به سطح بالاتر مورد نظر استفاده شود. موقعیت این ضرب اختیاری با خط نقطه چین در شکل (۱۴.۹) نشان داده شده است.

به عنوان مثال، فرض کنید که یک گیرنده باید روی $190/0^{\circ}4$ مگاهرتز تنظیم شود و IF برابر 45 مگاهرتز است. فرکانس نوسانگر محلی می‌تواند 45 مگاهرتز کمتر یا بیشتر از سیگنال ورودی باشد. با استفاده از فرکانس پایین‌تر، $190/0^{\circ}4 - 45 = 145/0^{\circ}4$ مگاهرتز داریم. اکنون، هنگامی که سیگنال ورودی $190/0^{\circ}4$ مگاهرتز با سیگنال $145/0^{\circ}4$ مگاهرتز برای تولید توسط سینتی‌سایزر در شکل (۱۴.۹) مخلوط می‌شود، آن فرکانس تفاضل $= 45MHz = 45/0^{\circ}4 - 145/0^{\circ}4 = 190/0^{\circ}4$ خواهد بود.

خروجی VFO در شکل (۱۴.۹) برابر $145/0^{\circ}4$ مگاهرتز است. آن با سیگنال نوسان‌ساز کریستالی که فرکانس آن 137 مگاهرتز است مخلوط می‌شود. نوسان‌ساز کریستالی که روی $34/25$ مگاهرتز تنظیم شده است، روی یک ضرب کننده فرکانس که در ضرب 4 ضرب می‌شود اعمال می‌شود. سیگنال $145/0^{\circ}4$ مگاهرتز از VFO با سیگنال 137 مگاهرتز مخلوط و فرکانس‌های مجموع و اختلاف تولید می‌شوند. فرکانس تفاضل برای $145/0^{\circ}4 - 137 = 8/0^{\circ}4$ مگاهرتز انتخاب شده است. این فرکانس به خوبی در محدوده تقسیم کننده‌های فرکانس آی‌سی مدول قابل برنامه ریزی قرار دارد.

تقسیم کننده فرکانس بر ضرب 268 تقسیم می‌شود و بنابراین خروجی تقسیم کننده $= 8, 0^{40}, 000 / 268 = 30$ کیلوهرتز است. این سیگنال به آشکارساز فاز اعمال می‌شود. این همان ورودی دیگر به آشکارساز فاز است، همانطور که برای شرایط قفل شدن باید باشد. ورودی مرجع به آشکارساز

فاز از یک نوسان‌ساز کریستالی 3 MHz مگاهرتز به دست می‌آید که با تقسیم بر 100 به 30 kHz کیلوهرتز تقسیم می‌شود. این به این معنی است که سینتی‌سایزر با افزایش جزئی 30 kHz کیلوهرتز است. حال فرض کنید برای تنظیم گیرنده ضریب تقسیم از 268 به 269 تغییر کرده است. برای اطمینان از قفل ماندن PLL، فرکانس خروجی VFO باید تغییر کند. برای دستیابی به 30 kHz کیلوهرتز در خروجی تقسیم کننده با نسبت 269 ، ورودی تقسیم کننده باید $269 \times 30\text{ kHz} = 8070\text{ kHz} = 8.07\text{ MHz}$ باشد. این سیگنال 8.07 MHz مگاهرتز از میکسر می‌آید که ورودی‌های آن VFO و نوسانگر مگاهرتز باشد. این نوسانگر کریستالی در 137 MHz مگاهرتز باقی می‌ماند، بنابراین فرکانس VFO کریستالی است. ورودی نوسانگر محلی گیرنده است. با ثابت ماندن IF برابر 45 MHz مگاهرتز، گیرنده اکنون باید 137 MHz بیشتر از خروجی 8.07 MHz مگاهرتز میکسر یا $145.07 - 8.07 = 145.07\text{ MHz}$ مگاهرتز باشد. این خروجی VFO و نوسانگر محلی گیرنده است. با ثابت ماندن IF برابر 45 MHz مگاهرتز، گیرنده اکنون روی IF به اضافه ورودی اسیلاتور محلی یا $145.07 + 45 = 190.07\text{ MHz}$ مگاهرتز تنظیم می‌شود. توجه داشته باشید که تغییر ضریب تقسیم با یک افزایش، از 268 به 269 ، فرکانس را به میزان دلخواه با یک افزایش جزئی 30 kHz تغییر می‌دهد. افزودن میکسر به مدار بر افزایش گام تأثیر نمی‌گذارد، که همچنان فرکانس توسط فرکانس ورودی مرجع کنترل می‌شود.

۴.۹ فرکانس میانی و تصویر

انتخاب IF معمولاً یک مصالحه در طراحی است. هدف اصلی دستیابی به گزینش پذیری خوب است. انتخاب باند باریک به بهترین وجه در فرکانس‌های پایین تر به دست می‌آید، به ویژه زمانی که مدارهای تنظیم شده LC معمولی استفاده می‌شوند. حتی فیلترهای RC فعال را می‌توان در صورت استفاده از IF کم از 50 kHz کیلوهرتز یا کمتر استفاده کرد. مزایای طراحی مختلفی برای استفاده از IF کم وجود دارد. در فرکانس‌های پایین، مدارها با بهره بالا بسیار پایدارتر هستند. در فرکانس‌های بالاتر، طرح‌بندی مدار باید اندوکتانس‌ها و خازن‌های سرگردان و همچنین نیاز به محافظت را در نظر بگیرد تا از مسیرهای بازخورد ناخواسته اجتناب شود. با بهره مدار بسیار بالا، بخشی از سیگنال می‌تواند در فاز برگشت داده شود و باعث نوسان شود. نوسان در فرکانس‌های پایین تر مشکل ساز نیست. با این حال، هنگامی که IF کم انتخاب می‌شود، با نوع دیگری از مشکل مواجه می‌شوند، به خصوص اگر سیگنال دریافتی فرکانس بسیار بالایی داشته باشد. این مشکل از تصاویر است. تصویر یک سیگنال RF بالقوه تداخلی است که از سیگنال ورودی مورد نظر با فرکانسی که دو برابر فرکانس میانی بالاتر یا پایین تر از فرکانس ورودی است فاصله دارد.

$$f_i = f_x + 2f_{IF} \quad f_i = f_s - 2f_{IF}$$

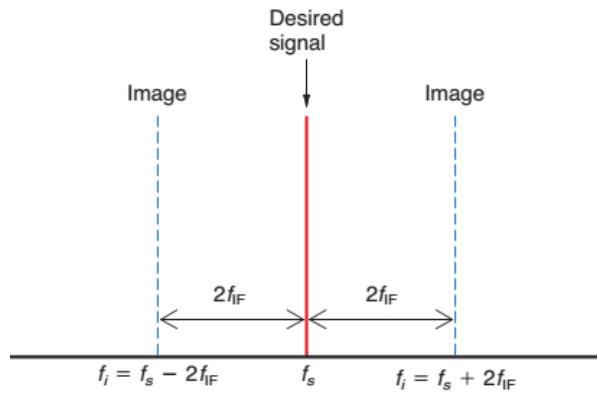
که در آن

$$f_i = \text{فرکانس تصویر}$$

$$f_s = \text{فرکانس سیگنال مطلوب}$$

$$f_{IF} = \text{فرکانس میانی}$$

این به صورت گرافیکی در شکل (۱۵.۹) نشان داده شده است. توجه داشته باشید که کدام یک از فرکانس تصویری که رخ می‌دهد بستگی به این دارد که آیا فرکانس اسیلاتور محلی f_o بالاتر یا پایین تر از فرکانس سیگنال است.



شکل ۱۵.۹: رابطه فرکانس سیگنال و تصویر.

خوب است بدانید که:

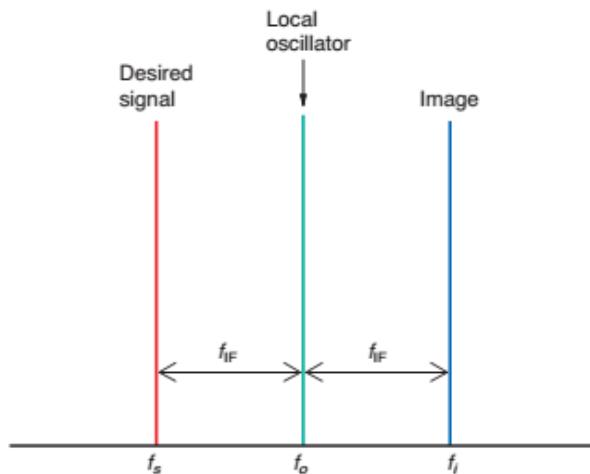
ازدحام طیف RF این احتمال را افزایش می‌دهد که سیگنال روی فرکانس تصویر باعث تداخل شود. برای کمک به رفع این مشکل، مدارهای هماهنگی با Q بالا باید جلوتر از میکسر یا تقویت کننده RF استفاده شوند.

روابط فرکانس سیگنال و تصویر

همانطور که قبلاً گفته شد، میکسر در یک گیرنده سوپرهتو دین، مجموع و اختلاف فرکانس سیگنال ورودی و سیگنال نوسان‌ساز محلی را تولید می‌کند. به طور معمول، فرکانس تفاضل به عنوان IF انتخاب می‌شود. فرکانس نوسان‌ساز محلی معمولاً به صورت فرکانس بالاتر از سیگنال ورودی توسط IF انتخاب می‌شود. با این حال، فرکانس نوسانگر محلی نیز می‌تواند کمتر از فرکانس سیگنال ورودی به میزانی برابر با IF باشد. هر کدام از این گزینه‌ها فرکانس تفاضل مورد نظر را ایجاد می‌کند. برای مثال زیر، فرض کنید که فرکانس نوسانگر محلی بالاتر از فرکانس سیگنال ورودی است.

حال اگر سیگنال تصویری در ورودی میکسر ظاهر شود، البته میکسر بدون توجه به ورودی‌ها، فرکانس‌های مجموع و تفاضل را تولید می‌کند. بنابراین، خروجی میکسر دوباره فرکانس تفاضل در مقدار IF خواهد بود. به عنوان مثال فرکانس سیگنال مورد نظر 90 MHz مگاهرتز و فرکانس نوسانگر محلی 100 MHz مگاهرتز را فرض کنید. IF تفاوت $100 - 90 = 10\text{ MHz}$ است. فرکانس تصویر $f_i = 90 + 2 \times 10 = 110\text{ MHz}$ مگاهرتز است.

اگر یک سیگنال نامطلوب، تصویر، در ورودی میکسر ظاهر شود، خروجی تفاوت $= 110 - 100 = 10\text{ MHz}$ خواهد بود. تقویت کننده IF آن را عبور می‌دهد. اکنون به شکل (۱۶.۹) نگاه کنید که روابط بین سیگنال، نوسانگر محلی و فرکانس‌های تصویر را نشان می‌دهد. میکسر تفاوت بین فرکانس نوسان‌ساز محلی و فرکانس سیگنال مورد نظر یا تفاوت بین فرکانس نوسان‌ساز محلی و فرکانس تصویر را تولید می‌کند. در هر دو مورد، IF برابر 10 MHz مگاهرتز است. این بدان معناست که سیگنالی با فاصله دو برابر IF از سیگنال مورد نظر می‌تواند نظر گیرنده دریافت و به IF تبدیل شود. هنگامی



شکل ۱۶.۹: فرکانس سیگنال، نوسانگر محلی، و فرکانس‌های تصویر در یک گیرنده سوپرهتروداین.

که این اتفاق می‌افتد، سیگنال تصویر با سیگنال مورد نظر تداخل می‌کند. در طیف پرجمعیت RF امروزی، احتمال وجود سیگنال در فرکانس تصویر زیاد است و تداخل تصویر حتی می‌تواند سیگنال مورد نظر را نامفهوم کند. بنابراین، طراحی سوپرهتروداین^{۲۵} باید راهی برای حل مشکل تصویر پیدا کرد.

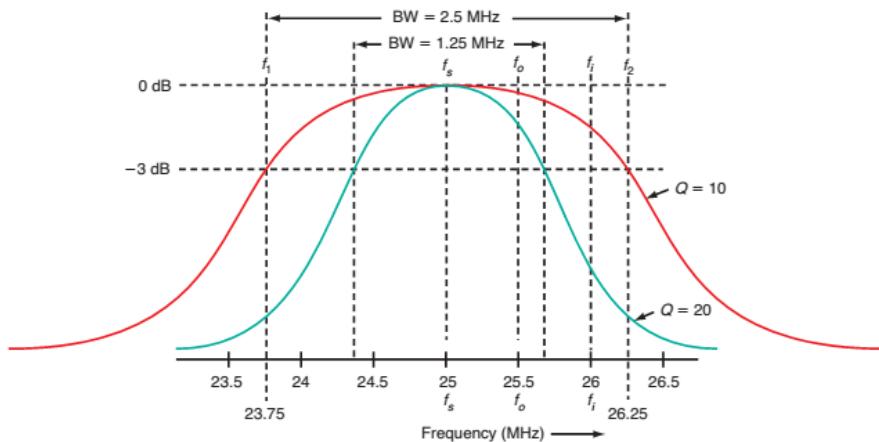
حل مشکل تصویر

تداخل تصویر تنها زمانی رخ می‌دهد که سیگنال تصویر در ورودی میکسر ظاهر شود. این دلیل استفاده از مدارهای هماهنگی با Q بالا در جلوی میکسر یا تقویت کننده RF انتخابی است. اگر گزینش پذیری تقویت کننده RF و مدارهای هماهنگی بهاندازه کافی خوب باشد، تصویر حذف می‌شود. در یک گیرنده تنظیمی طراحی شده برای فرکانس خاص، می‌توان قسمت جلویی گیرنده را برای انتخاب خوب لازم برای حذف تصاویر بهینه کرد. اما بسیاری از گیرندهای دارای تقویت کننده‌های RF باند پهن هستند که بسیاری از فرکانس‌ها در یک باند خاص اجازه عبور می‌دهند. سایر گیرندهای باید در یک محدوده فرکانس وسیع قابل تنظیم باشند. در چنین مواردی گزینش پذیری مسئله ساز می‌شود.

به عنوان مثال، فرض کنید که یک گیرنده برای دریافت سیگنال در فرکانس ۲۵ مگاهرتز طراحی شده است. IF برابر ۵۰۰ کیلوهرتز یا ۱/۵٪ مگاهرتز است. نوسان‌ساز محلی به فرکانس درست بالای سیگنال ورودی با مقداری برابر با IF یا $f_{IF} = 25/5 = 5$ مگاهرتز تنظیم می‌شود. هنگامی که نوسان‌ساز محلی و فرکانس سیگنال با هم مخلوط می‌شوند، اختلاف مطلوب ۱/۵٪ مگاهرتز است. فرکانس تصویر $f_i = f_s + 2f_{IF} = 25 + 2(5) = 35$ مگاهرتز است. فرکانس تصویر ۳۵ مگاهرتز باعث ایجاد تداخل در سیگنال مورد نظر در ۲۵ مگاهرتز می‌شود مگر اینکه حذف شود. سیگنال، نوسان‌ساز محلی و فرکانس‌های تصویر برای این وضعیت در شکل (۱۷.۹) نشان داده است.

حال فرض کنید یک مدار هماهنگی جلوتر از میکسر دارای Q برابر ۱۰ است. با توجه به این و فرکانس تشدید، پهنای باند مدار تشدید را می‌توان به صورت $BW = f_r/Q = 25/10 = 2.5$ مگاهرتز محاسبه کرد. منحنی پاسخ برای این مدار هماهنگی در شکل (۱۷.۹) نشان داده شده است.

^{۲۵}Superheterodyne



شکل ۱۷.۹: فرکانس IF پایین در مقایسه با فرکانس سیگنال با مدارهای هماهنگی با Q پایین باعث عبور و تداخل تصاویر می‌شود.

همانطور که مشاهده می‌کنید، پهنهای باند بر روی فرکانس سیگنال ۲۵ مگاهرتز مرکز شده است. فرکانس قطع بالا $f_2 = 26.25\text{MHz}$ و پهنهای باند $BW = f_2 - f_1 = 26.25 - 23.75 = 2.5\text{MHz}$ است. (بهیاد داشته باشید که پهنهای باند در نقاط پایین ۳ دسی‌بل در منحنی پاسخ مدار هماهنگی اندازه‌گیری می‌شود).

این واقعیت که فرکانس قطع بالایی بالاتر از فرکانس تصویر، ۲۶ مگاهرتز است، بهاین معنی است که فرکانس تصویر در باند عبور ظاهر می‌شود. بنابراین مدار هماهنگی نسبتاً بدون تضعیف عبور می‌کند و باعث تداخل می‌شود. واضح است که چگونه مدارهای هماهنگی و ساخت آنها با Q ‌های بالاتر می‌تواند به حل مشکل کمک کند. به عنوان مثال، به جای مقدار قبلی $10\text{, }Q = 20$ فرض کنید. پهنهای باند در فرکانس مرکزی ۲۵ مگاهرتز است، در این صورت $f_s/Q = 25/20 = 1.25$ مگاهرتز است.

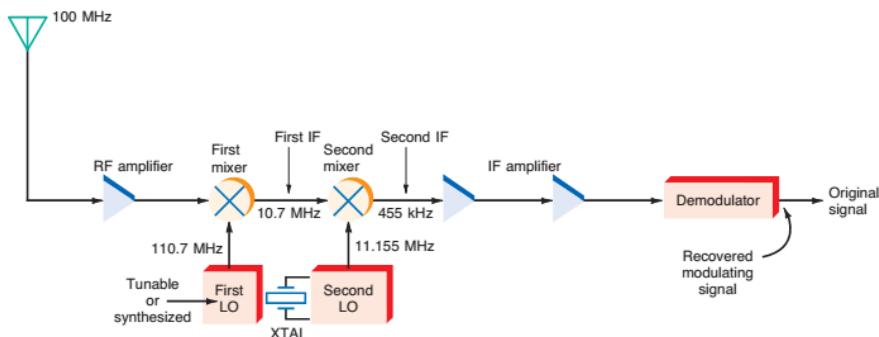
منحنی پاسخ به دست آمده با خط تیره در شکل (۱۷.۹) نشان داده شده است. تصویر اکنون خارج از باند عبور است و بنابراین ضعیف شده است. استفاده از $Q = 20$ مشکل تصویر را به طور کامل حل نمی‌کند، اما باز هم Q ‌های بالاتر پهنهای باند را محدودتر می‌کند و تصویر را حتی بیشتر کاهش می‌دهد.

با این حال، رسیدن به Q ‌های بالاتر دشوار است و اغلب طراحی گیرنده‌هایی را که باید در طیف وسیعی از فرکانس‌ها تنظیم شوند، پیچیده می‌کنند. راه حل معمول برای این مشکل، انتخاب یک IF بالاتر است. به عنوان مثال، فرض کنید که فرکانس میانی ۹ مگاهرتز انتخاب شده است (Q هنوز 10 است). اکنون فرکانس تصویر $f_i = 25 + 2(9) = 43\text{MHz}$ است. سیگنالی با فرکانس ۴۳ مگاهرتز در صورت عبور از میکسر، با سیگنال ۲۵ مگاهرتز مورد نظر تداخل خواهد داشت. اما ۴۳ مگاهرتز به خوبی از میان گذر مدار هماهنگی خارج است. انتخاب نسبتاً پایین $Q = 10$ برای حذف کردن تصویر کافی است. البته، انتخاب فرکانس میانی بالاتر، همانطور که قبلاً اشاره شد، باعث ایجاد برخی مشکلات طراحی می‌شود.

به طور خلاصه، IF تا آنجا که ممکن است برای رفع موثر مشکل تصویر ساخته شده است، اما به اندازه کافی پایین است تا از مشکلات طراحی جلوگیری کند. در اکثر گیرنده‌ها، IF متناسب با فرکانس‌هایی که باید پوشش داده شود، متفاوت است. در فرکانس‌های پایین، مقادیر پایین IF استفاده می‌شود. مقدار ۴۵۵ کیلوهرتز برای گیرنده‌های باند پخش AM و سایر گیرنده‌هایی که آن محدوده فرکانس عمومی را پوشش می‌دهند، رایج است. در فرکانس‌های تا حدود ۳۰ مگاهرتز، ۳۲۸۵ کیلوهرتز و ۹ مگاهرتز فرکانس‌های IF رایج هستند. در رادیوهای FM که ۱۰۸ تا ۸۸ مگاهرتز دریافت می‌کنند، ۱۰/۷ مگاهرتز یک IF استاندارد است. در گیرنده‌های تلویزیون، IF در محدوده ۴۰ تا ۵۰ مگاهرتز رایج است. در ناحیه مایکروویو، گیرنده‌های رادار معمولاً از IF در محدوده ۶۰ مگاهرتز و تجهیزات ارتباطی ماهواره‌ای از IF‌های ۷۰ و ۱۴۰ مگاهرتز استفاده می‌کنند.

گیرنده‌های تبدیل دوگانه

راه دیگر برای به دست آوردن گزینش پذیری در حین حذف مشکل تصویر، استفاده از گیرنده سوبرهتروداین با تبدیل دوگانه است، شکل (۱۸.۹) است. گیرنده نشان داده شده در شکل از دو میکسر و نوسانگر محلی استفاده می‌کند و بنابراین دارای دو IF است. اولین میکسر سیگنال ورودی را به یک فرکانس میانی نسبتاً بالا برای حذف تصاویر تبدیل می‌کند. میکسر دوم آن IF را به فرکانس بسیار پایین‌تری تبدیل می‌کند، جایی که انتخاب پذیری خوب آسان‌تر به دست می‌آید.



شکل ۱۸.۹: سوبرهتروداین تبدیل دوگانه

شکل (۱۸.۹) نشان می‌دهد که چگونه فرکانس‌های مختلف به دست می‌آیند. هر میکسر فرکانس اختلاف را تولید می‌کند. اولین نوسان‌ساز محلی متغیر است و تنظیم را برای گیرنده فراهم می‌کند. دومین نوسان‌ساز محلی در فرکانس ثابت است. از آنجایی که باید فقط یک IF ثابت را به IF پایین‌تر تبدیل کند، این نوسان‌ساز محلی نیازی به تنظیم ندارد. در بیشتر موارد فرکانس آن توسط یک کریستال کوارتز تنظیم می‌شود. در برخی از گیرنده‌ها اولین میکسر توسط نوسانگر محلی با فرکانس ثابت هدایت می‌شود و تنظیم با نوسانگر محلی دوم انجام می‌شود. گیرنده‌های تبدیل دوگانه فرکانس ثابت هدایت می‌شود و تنظیم با نوسانگر محلی دوم انجام می‌شود. گیرنده‌های تبدیل دوگانه نسبتاً رایج هستند. اکثر گیرنده‌های موج کوتاه و بسیاری در فرکانس‌های UHF، VHF و مایکروویو از تبدیل دوگانه استفاده می‌کنند. به عنوان مثال، یک گیرنده CB (آماتوری) که در محدوده ۲۷ مگاهرتز کار می‌کند، معمولاً از IF اول ۱۰/۷ مگاهرتز و IF دوم ۴۵۵ کیلوهرتز استفاده می‌کند. برخی از کاربردهای حیاتی، از گیرنده‌های تبدیل سه‌گانه برای به حداقل رساندن بیشتر مشکل تصویر استفاده می‌شود، اگرچه استفاده از آنها رایج نیست. یک گیرنده تبدیل سه‌گانه از سه میکسر و سه مدار

فرکانس میانی مختلف استفاده می‌کند.

مثال ۱-۹

یک گیرنده سوپرهتروداین باید محدوده ۲۲۰ تا ۲۴۴ مگاهرتز را پوشش دهد. اولین IF برابر $10/7$ مگاهرتز است. دومی $1/5$ مگاهرتز است. (الف) محدوده تنظیم نوسانگر محلی، (ب) فرکانس دومین نوسانگر محلی، و (ج) اولین محدوده تصویر IF را پیدا کنید. (فرکانس نوسانگر محلی را بالاتر از ورودی IF فرض کنید).

الف:

$$220 + 10/7 = 230.7 \text{ MHz}$$

$$224 + 10/7 = 234.7 \text{ MHz}$$

محدوده تنظیم برابر 230.7 MHz تا 234.7 MHz

ب: دومین فرکانس نوسانگر محلی $1/5$ مگاهرتز بالاتر از IF اول است.

$$10/7 + 1/5 = 12.2 \text{ MHz}$$

ج: اولین محدوده تصویر IF از $4/4$ تا $4/45$ مگاهرتز است.

$$230.7 + 10/7 = 241.4 \text{ MHz}$$

$$234.7 + 10/7 = 245.4 \text{ MHz}$$

خوب است بدانید که:

برای یک سوپرهتروداین با تبدیل دوگانه، اگر مقدار ورودی f_s و دو مقدار نوسانگر محلی f_{LO_1} و f_{LO_2} داشته باشد، می‌توانید تعیین کنید که دو فرکانس میانی (IF) چیست. ابتدا، تفاوت بین ورودی و اولین نوسان ساز محلی را تعیین کنید: $IF_1 = f_{LO_1} - f_s$. اکنون مقدار IF_2 ورودی برای میکسر دوم است. برای تعیین فرکانس میانی دوم، تفاوت بین اولین فرکانس میانی و دومین نوسانگر محلی را پیدا کنید: $IF_2 = f_{LO_2} - f_{LO_1}$.

گیرنده‌های تبدیل مستقیم

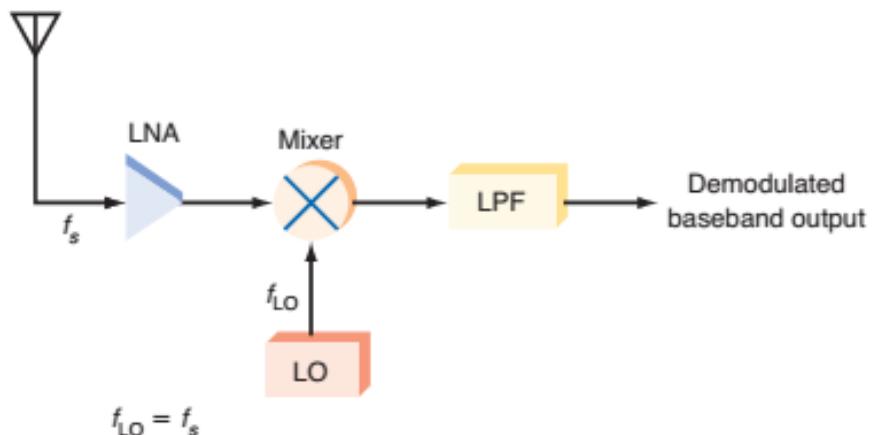
یک نوع خاص از سوپرهتروداین به عنوان گیرنده تبدیل مستقیم (DC) یا صفر (ZIF) IF شناخته می‌شود. گیرنده‌های dc به جای انتقال سیگنال ورودی به فرکانس میانی دیگری (معمولًاً پایین‌تر) سیگنال ورودی را مستقیماً به باند پایه تبدیل می‌کنند. به عبارت دیگر، آنها دمودولاسیون سیگنال را به صورت بخشی از انتقال انجام می‌دهند.

شکل (۱۹.۹) معماری گیرنده ZIF را نشان می‌دهد. تقویت کننده کم نویز^{۲۶} (LNA) سطح سیگنال را قبل از میکسر افزایش می‌دهد. فرکانس نوسان ساز محلی (LO)، معمولاً از یک سینتی‌سایزر فرکانس PLL f_{LO} ، روی فرکانس سیگنال ورودی f_s تنظیم می‌شود.

$$f_{LO} = f_s$$

مجموع و اختلاف فرکانس در نتیجه مخلوط کنندگی هستند

^{۲۶} Low Noise Amp.



شکل ۱۹.۹: یک گیرنده تبدیل مستقیم (IF صفر).

$$f_{LO} - f_s = 0$$

$$f_{LO} + f_s = 2f_{LO} = 2f_s$$

فرکانس اختلاف صفر است. بدون مدولاسیون، خروجی وجود ندارد. با AM، باندهای جانبی با LO مخلوط می‌شوند تا سیگنال باند پایه مدولاسیون اصلی را تولید کنند. در این مثال، میکسر نیز دمودولاتور است. مجموع دو برابر فرکانس LO است که توسط فیلتر پایین گذر (LPF) حذف می‌شود. یک حامل ۲۱ مگاهرتز و یک سیگنال مدولاسیون صوتی از ۳۰۰ هرتز و AM را فرض کنید. باندهای جانبی از ۲۰,۹۹۷,۰۰۰ تا ۲۱,۰۰۳,۰۰۰ هرتز گسترش می‌یابند. در گیرنده، LO روی ۲۱ مگاهرتز تنظیم شده است. میکسر تولید می‌کند:

$$21,000,000 - 20,997,000 = 3000 \text{ Hz}$$

$$21,003,000 - 20,000,000 = 3000 \text{ Hz}$$

$$21,000,000 + 21,003,000 = 42,003,000 \text{ Hz}$$

$$21,000,000 + 20,997,000 = 41,997,000 \text{ Hz}$$

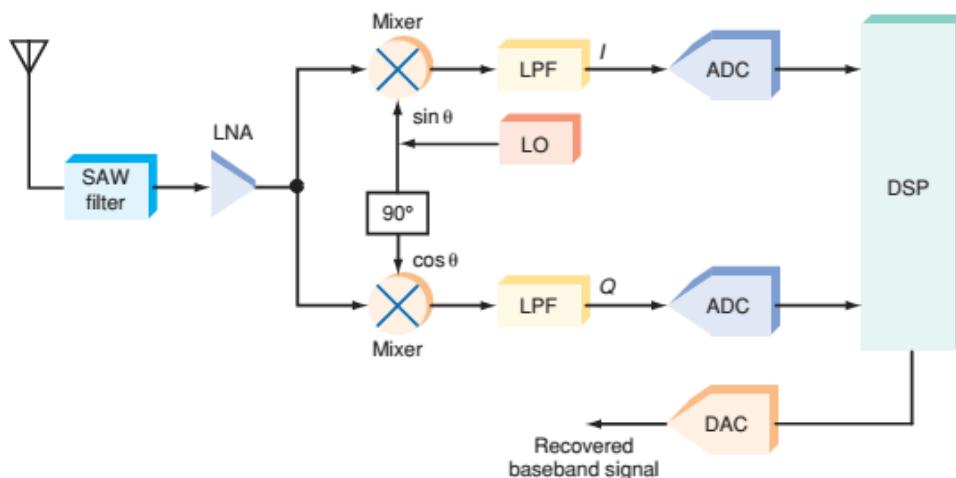
یک فیلتر پایین گذر در خروجی میکسر که فرکانس قطع آن روی ۳ کیلوهرتز تنظیم شده است به راحتی مولفه‌های ۴۲ مگاهرتز را فیلتر می‌کند.

گیرنده تبدیل مستقیم (DC) چندین مزیت کلیدی دارد. اول، هیچ فیلتر IF جداگانه‌ای لازم نیست. این فیلتر معمولاً یک فیلتر کربستالی، سرامیکی یا SAW است که گران است و فضای با ارزش برد مدار چاپی را در طرح‌های فشرده اشغال می‌کند. دوم، هیچ مدار آشکارساز جداگانه‌ای در خروجی میکسر، گزینش پذیری مورد نیاز را تامین می‌کند. ثالثاً، در فرستنده-گیرنده‌هایی که از نیمه دوبلکس استفاده می‌کنند و فرستنده و گیرنده در فرکانس یکسانی هستند، تنها به یک نوسان‌ساز

کنترل شده با ولتاژ سینتی‌سایزر فرکانس PLL نیاز است. همه این مزایا منجر به سادگی و هزینه کمتر آن می‌شود. چهارم اینکه مشکلی در فرکانس تصویر وجود ندارد.

معایب این گیرنده ظرفی است. در طرح‌هایی که قادر تقویت کننده (LNA) را هستند، سیگنال LO می‌تواند از طریق میکسر به آنتن نشت و تشعشع کند. یک LNA این احتمال را کاهش می‌دهد، اما با این وجود، طراحی دقیق برای به حداقل رساندن تشعشع مورد نیاز است. دوم، یک افست dc نامطلوب می‌تواند در خروجی ایجاد شود. مگر اینکه همه مدارها کاملاً متعادل باشند، آفست dc می‌تواند ترتیبات بایاس را در مدارهای بعدی برهم بزند و همچنین باعث اشباع مدار شود که از تقویت و سایر عملیات جلوگیری می‌کند. در نهایت، گیرنده ZIF فقط با CW، AM، SSB یا DSB قابل استفاده است. نمی‌تواند تغییرات فاز یا فرکانس را تشخیص دهد.

برای استفاده از این نوع گیرنده با PSK، PM، FSK، FM، یا ZIF یا هر شکلی از مدولاسیون دیجیتال، دو میکسر به همراه آرایش LO تربیعی مورد نیاز است. چنین طرح‌هایی در اکثر تلفن‌های همراه و سایر گیرنده‌های بی‌سیم استفاده می‌شود.



شکل ۲۰.۹: یک گیرنده تبدیل مستقیم برای PSK، FSK و مدولاسیون دیجیتال

شکل (۲۰.۹) یک گیرنده تبدیل مستقیم را نشان می‌دهد که نمونه‌ای از گیرنده‌هایی است که از مدولاسیون دیجیتال استفاده می‌کنند. سیگنال ورودی به یک فیلتر SAW ارسال می‌شود که مقداری انتخاب اولیه را فراهم می‌کند. آنرا تقویت می‌کند. خروجی LNA به دو میکسر تغذیه می‌شود. سیگنال نوسان‌ساز محلی (LO)، معمولاً از یک سینتی‌سایزر، مستقیماً به میکسر بالایی ($\sin u$) و به یک انتقال فاز 90° درجه تغذیه می‌شود که به‌نوبه خود، میکسر پایینی ($\cos u$) را تامین می‌کند. به‌یاد داشته باشید که فرکانس LO برابر با فرکانس سیگنال ورودی است. میکسرها سیگنال‌های باند پایه را در خروجی‌های خود ارائه می‌دهند. سیگنال‌های دو فرکانس LO حاصل از مخلوط کردن را با فیلترهای پایین گذر (LPF) حذف می‌کنند. دو سیگنال باند پایه در فاز 90° درجه از هم جدا می‌شوند. سیگنال بالایی معمولاً به عنوان سیگنال درون فازی در حالی که سیگنال پایینی به عنوان سیگنال Q تربیعی نامیده می‌شوند. (تسبیع به معنای اختلاف فاز 90° درجه است). سیگنال‌های I و Q سپس به مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال (ADC) ارسال و در آنجا به سیگنال‌های باینری تبدیل می‌شوند.

سپس سیگنال‌های باینری به یک پردازنده سیگنال دیجیتالی (DSP) ارسال می‌شود. DSP شامل یک برنامه فرعی از پیش ذخیره شده است که دمودولاسیون را انجام می‌دهد. این الگوریتم بهدو سیگنال تربیعی نیاز دارد تا داده‌های کافی برای تشخیص تغییرات فاز و فرکانس در سیگنال اصلی ناشی از مدولاسیون داشته باشد. خروجی از زیربرنامه دمودولاسیون به یک مبدل خارجی دیجیتال به‌آنalog (DAC) که در آن سیگنال مدولاسیون اصلی بازتولید می‌شود، تغذیه می‌شود. این معماری تبدیل مستقیم I-Q اکنون یکی از رایج‌ترین معماری‌های گیرنده است که در تلفن‌های همراه و آی‌سی‌های شبکه بی‌سیم استفاده می‌شود.

گیرنده IF پائین

یک جایگزین برای گیرنده تبدیل مستقیم، گیرنده IF کم است. این طرح برای کاهش یا حذف مشکلات نشتی LO و خروجی dc استفاده می‌شود. گیرنده حاصل هنوز یک سوپرهترودان است، اما استفاده از IF پایین مزایای دیگری مانند فیلترهای ساده‌تر را ارائه می‌دهد. IF کم چیست؟ بستگی به فرکانس کاری دارد. در طراحی‌های اولیه تلفن‌های همراه از یک IF در محدوده ۱۲۵ کیلوهرتز استفاده می‌شد که امکان استفاده از فیلترهای ساده RC روی تراشه را فراهم می‌کرد. در طرح‌های دیگر، اگر فرکانس کاری بالای یک گیگاهرتز باشد، IF پایین ممکن است در محدوده یک یا دو مگاهرتز باشد.

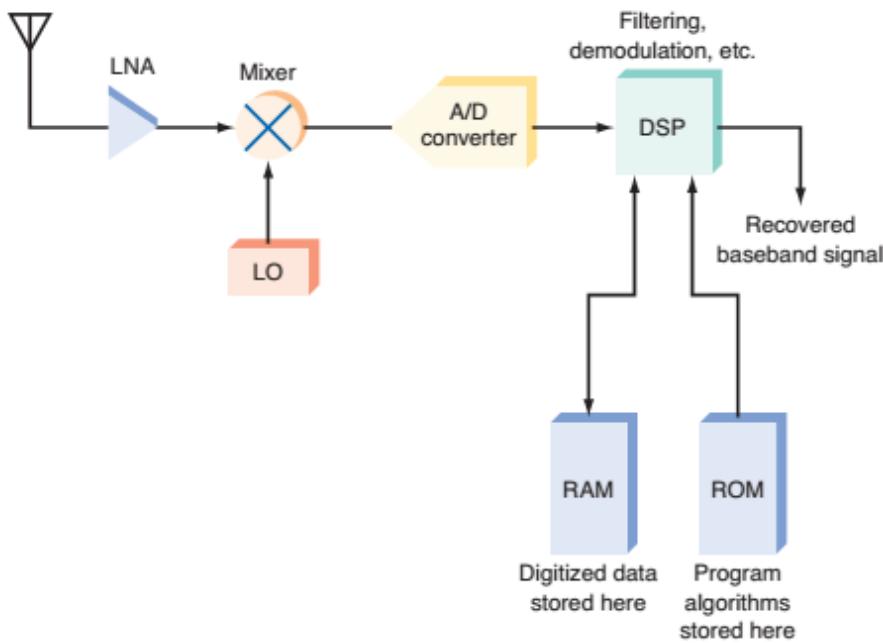
رادیو نرم افزاری

رادیو نرم افزاری ^{۴۷} (SDR) گیرنده‌ای است که در آن بیشتر عملکردها توسط یک پردازنده سیگنال دیجیتال انجام می‌شود. شکل (۲۱.۹) یک بلوك دیاگرام کلی از یک SDR است. در حالی که فقط یک میکسر و ADC نشان داده شده است، به خاطر داشته باشید که معماری I و Q شکل (۲۰.۹) معمولاً استفاده می‌شود. مانند اکثر گیرنده‌ها، یک LNA تقویت اولیه را فراهم و میکسر سیگنال را به IF یا باند پایه در گیرنده DC تبدیل می‌کند. سپس سیگنال IF یا باند پایه توسط یک مبدل آنالوگ به‌دیجیتال (A/D) دیجیتالی می‌شود. کلمات دو دویی نشان دهنده سیگنال IF با مدولاسیون آن در RAM ذخیره می‌شوند. سپس یک تراشه DSP عملیات فیلترینگ، دمودولاسیون و باند پایه (رمزگشایی صدا، ترکیب و غیره) را انجام می‌دهد.

سریع‌ترین مبدل‌های A/D موجود امروزی می‌توانند تا ۳۰۰ مگاهرتز دیجیتالی شوند. برای برآورده کردن نیاز نایکوئیست، این بدان معنی است که بالاترین فرکانس قابل دیجیتالی کردن کمتر از ۱۵۰ مگاهرتز است. به همین دلیل است که SDR باید سیگنال ورودی را به IF کمتر از ۱۵۰ مگاهرتز تبدیل کند. علاوه بر این، DSP باید به اندازه کافی سریع باشد تا بتواند ریاضیات DSP را در زمان واقعی (بلادرنگ) انجام دهد. اگرچه تراشه‌های DSP می‌توانند با نزدیکی کلک تا یک گیگاهرتز کار کنند، زمان لازم برای اجرا حتی در این سرعت‌ها، IF را به مقدار کمتری محدود می‌کند. یک مقدار عملی در محدوده ۴۰ تا ۹۰ مگاهرتز است، جایی که مبدل A/D و DSP می‌توانند کارهای محاسباتی را انجام دهند.

یک جایگزین استفاده از SDR با تبدیل دوگانه است. اولین میکسر سیگنال را به IF تبدیل می‌کند که سپس به مبدل D/A تغذیه می‌شود، جایی که داده‌ها را دیجیتالی می‌کند. سپس از تراشه DSP برای تبدیل سیگنال به IF حتی پایین‌تر استفاده می‌شود. این مخلوط کردن یا تبدیل به صورت دیجیتالی انجام می‌شود. این شبیه به فرآیند همپوشانی است که در آن فرکانس اختلاف کمتری ایجاد می‌شود. از آنجا DSP وظایف فیلتر و دمودولاسیون را انجام می‌دهد. امروزه، اکثر طرح‌های گیرنده

^{۴۷}Software Defined Radio (SDR)



شکل ۲۱.۹: رادیو نرم افزاری (SDR).

آی‌سی مشابه آنچه در شکل (۲۰.۹) نشان داده شده است. برای برخی از طرح‌ها، فرکانس نمونه‌گیری بحرانی ADC را می‌توان با استفاده از تکنیک‌های نمونه‌برداری کم که در فصل هفتم توضیح داده شد، کاهش داد.

البته فیلترینگ، دمودولاسیون و سایر فرآیندها توسط الگوریتم‌های ریاضی که بهنوبه خود با یک زبان کامپیوتری برنامه‌ریزی می‌شوند، تعریف می‌شوند. برنامه‌های حاصل در ROM DSP ذخیره می‌شوند.

تکنیک‌های SDR سال‌هاست که شناخته شده‌اند، اما فقط از اوایل تا اواسط دهه ۱۹۹۰ مدارهای مبدل A/D و تراشه‌های DSP به‌اندازه کافی سریع شده‌اند تا عملیات مورد نظر را در فرکانس‌های رادیویی انجام دهند. SDRها قبلاً به طور گسترده در گیرنده‌های نظامی، تلفن‌های همراه و ایستگاه‌های پایه تلفن همراه مورد استفاده قرار گرفته‌اند. با ادامه کاهش قیمت‌ها و با افزایش سرعت مبدل‌های A/D، این روش‌ها حتی در سایر تجهیزات ارتباطی به‌طور گسترده‌ای مورد استفاده قرار خواهند گرفت.

مزایای SDRها بهبود عملکرد و انعطاف پذیری است. فیلتر کردن DSP و سایر فرآیندها معمولاً نسبت به تکنیک‌های آنالوگ معادل برتری دارند. علاوه بر این، ویژگی‌های گیرنده (نوع مدولاسیون، انتخاب پذیری، وغیره) را می‌توان به راحتی با اجرای یک برنامه متفاوت تغییر داد. SDRها را می‌توان با دانلود یا جابجایی به یک برنامه پردازشی جدید که DSP می‌تواند اجرا کند، تغییر داد. هیچ تغییر سخت افزاری لازم نیست.

همانطور که مبدل‌های A/D و DSP‌ها سریعتر می‌شوند، انتظار می‌رود که عملکردهای گیرنده بیشتری به صورت نرم افزاری تعریف شوند. SDR نهایی یک LNA است که به‌آن‌تن متصل است و

خروجی آن مستقیماً به مبدل A/D سریع می‌رود. تمامی عملیات مخلوط، فیلترینگ، دمدولاسیون و سایر عملیات در نرم افزار DSP انجام می‌شود.

رادیو شناختی

رادیو شناختی اصطلاحی است که شکل پیشرفته‌ای از SDR را توصیف می‌کند که برای کمک به کاهش کمبود طیف فرکانس طراحی شده است. در حالی که بیشتر طیف فرکانس قابل استفاده قبلًاً توسط آژانس‌های تنظیم کننده مختلف دولتی اختصاص داده شده است، در هر زمان معینی بسیاری از این طیف، حداقل برای بخشی از زمان بلااستفاده می‌ماند. سوال این است که چگونه می‌توان آن طیف را به طور موثرتری اختصاص داد و از آن استفاده کرد؟ یک مثال خوب، طیف فرکانس اختصاص داده شده به ایستگاه‌های تلویزیونی UHF است. این طیف در محدوده ۵۰۰ تا ۸۰۰ مگاهرتز اساساً خالی است به جز ایستگاه تلویزیونی گاه به گاه UHF. تعداد کمی از مردم تلویزیون UHF را مستقیماً از طریق رادیو تماشا می‌کنند. در عوض، بیشتر تلویزیون‌های کابلی، ماهواره‌ای یا اینترنتی را تماشا می‌کنند، که ممکن است ایستگاه تلویزیونی UHF را دوباره ارسال کند. این اتلاف عظیم فضای طیف گرانبها است، با این حال پخش کنندگان تمایلی به صرف نظر از آن ندارند. شرکت‌های تلفن همراه که دائمًاً برای مشترکین جدید با کمبود طیف مواجه هستند، به این فضای بلااستفاده اما دست نیافتنی علاقه دارند.

یک رادیو شناختی برای جستجوی فضای طیف استفاده نشده طراحی شده است و سپس خود را برای دریافت و ارسال در بخش‌های استفاده نشده از طیفی که پیدا مجددًاً پیکربندی می‌کند. اکنون چنین رادیوهایی بهدلیل در دسترس بودن سینتی‌سایزرهای فرکانس بسیار چاک و با دامنه وسیع و تکنیک‌های DSP امکان پذیر است. رادیو می‌تواند بر راحتی فرکانس و همچنین روش‌های مدولاسیون/مالتی‌پلکس را در حال پرواز برای ارتباطات تغییر دهد. رادیوهای مصرفي، نظامی و خدمات دولتی اکنون شروع به استفاده از این تکنیک‌ها کرده‌اند. فصل بیست و یکم مورد خاصی از رادیو شناختی بهنام رادیو فضای سفید را مورد بحث قرار خواهد داد.

۵.۹ نویز

نویز یک سیگنال الکترونیکی است که مخلوطی از فرکانس‌های تصادفی زیاد در دامنه‌های مختلف است که هنگام انتقال از مکانی به مکان دیگر یا پردازش به سیگنال رادیویی یا اطلاعاتی اضافه می‌شود. نویز با تداخل سایر سیگنال‌های اطلاعاتی یکسان نیست.

هنگامی که گیرنده AM، FM یا موج کوتاه را روشن و آن را در موقعیتی بین ایستگاه‌ها تنظیم می‌کنید، صدای خش خش یا استاتیکی که در بلندگو می‌شوند نویز است. نویز همچنین روی صفحه تلویزیون سیاه و سفید به صورت برفک یا روی صفحه رنگی به صورت پولک رنگی ظاهر می‌شود. اگر سطح نویز به اندازه کافی بالا باشد و/یا سیگنال بهاندازه کافی ضعیف باشد، نویز می‌تواند سیگنال اصلی را کاملاً از بین ببرد. نویزهایی که در انتقال داده‌های دیجیتالی ایجاد می‌شود باعث خطا بیت‌ها شده و می‌تواند منجر به مخدوش یا از بین رفتن اطلاعات شود.

سطح نویز در یک سیستم با دما و پهنهای باند و با مقدار جریان در یک قطعه، بهره مدار و مقاومت مدار متناسب است. افزایش هر یک از این عوامل باعث افزایش نویز می‌شود. بنابراین، نویز کم با استفاده از مدارهای کم بهره، جریان مستقیم کم، مقادیر مقاومت کم و پهنهای باند باریک بهتر به دست می‌آید. پایین نگه داشتن دما نیز می‌تواند کمک کننده باشد.

نویز در سیستم‌های ارتباطی هر زمان که سیگنال‌های دریافتی دامنه بسیار کم باشند مشکل ایجاد می‌کنند. هنگامی که انتقال در فواصل کوتاه انجام یا از فرستنده‌های پرقدرت استفاده می‌شود، نویز معمولاً مشکلی ایجاد نمی‌کند. اما در اکثر سیستم‌های ارتباطی، سیگنال‌های ضعیف طبیعی است و نویز باید در مرحله طراحی در نظر گرفته شود. در گیرنده نویز پضروری است زیرا گیرنده باید سیگنال ضعیف را تقویت کند و اطلاعات را به طور قابل اعتماد بازیابی کند. نویز می‌تواند خارج از گیرنده باشد یا از درون خود گیرنده منشاء بگیرد. هر دو نوع در همه گیرنده‌ها یافت می‌شوند و هر دو بر نسبت سیگنال به نویز^{۷۸} SNR تأثیر می‌گذارند.

نسبت سیگنال به نویز

نسبت سیگنال به نویز (S/N) که نیز نامیده می‌شود، قدرت نسبی سیگنال و نویز در یک سیستم ارتباطی را نشان می‌دهد. هر چه سیگنال قوی‌تر و نویز ضعیف‌تر باشد، نسبت S/N بالاتر است. اگر سیگنال ضعیف و نویز قوی باشد، نسبت S/N پایین و دریافت غیر قابل اعتماد خواهد بود. تجهیزات ارتباطی برای تولید بالاترین نسبت S/N امکان پذیر طراحی شده‌اند. سیگنال‌ها را می‌توان بر حسب ولتاژ یا توان بیان کرد. نسبت S/N با استفاده از مقادیر ولتاژ یا توان محاسبه می‌شود:

$$\frac{S}{N} = \frac{V_s}{V_n} \quad \text{یا} \quad \frac{S}{N} = \frac{P_s}{P_n}$$

که در آن
 V_s = ولتاژ سیگنال
 V_n = ولتاژ نویز
 P_s = توان سیگنال
 P_n = توان نویز

فرض کنید، به عنوان مثال، ولتاژ سیگنال $1/2$ میکروولت و نویز $0/3$ میکروولت است. نسبت S/N برابر $= 4/0/3 = 1/2$ است. بیشتر نسبت‌های S/N بر حسب توان و نه ولتاژ بیان می‌شوند. به عنوان مثال، اگر قدرت سیگنال $W_{5\mu m}$ و توان برابر W_{125nW} باشد، نسبت S/N برابر $= 40 \times 10^{-6} / 125 \times 10^{-9} = 10^4$ است.

مقادیر S/N قبلی را می‌توان به صورت زیر بر حسب دسی‌بل تبدیل کرد:
 برای ولتاژ :

$$dB = 20 \log \frac{S}{N} = 20 \log 4 = 20(0,602) = 12dB$$

برای توان:

$$dB = 10 \log \frac{S}{N} = 10 \log 40 = 10(1,602) = 16dB$$

با این حال، اگر نسبت S/N کمتر از یک باشد، بصورت مقدار دسی‌بل منفی بیان می‌شود و نویز قوی‌تر از سیگنال خواهد بود.

نویز خارجی

نویز خارجی از منابعی می‌آید که کنترل صنعتی، جوی یا فضایی روی آنها کم است یا اصلاً کنترلی نداریم. صرف نظر از منبع آن، نویز به صورت یک ولتاژ AC تصادفی نشان داده می‌شود و در اسیلوسکوپ قابل مشاهده است. دامنه در محدوده وسیعی تغییر می‌کند، همانطور که فرکانس نویز متفاوت است.

^{۷۸}Signal to Noise Ratio (S/N), (SNR)

می‌توان گفت که نویز به‌طور کلی شامل تمام فرکانس‌ها است که به‌طور تصادفی متفاوت است. این به‌طور کلی به‌نام نویز سفید شناخته می‌شود.

نویز اتمسفر و نویز فضایی یک واقعیت زندگی هستند و به‌سادگی قابل حذف نیستند. برخی از نویزهای صنعتی را می‌توان در منبع کنترل کرد، اما از آنجایی که منابع این نوع نویز بسیار زیاد است، هیچ راهی برای حذف آن وجود ندارد. بنابراین، کلید ارتباط قابل اعتماد، تولید سیگنال‌هایی با قدرت کافی برای غلبه بر نویز خارجی است. در برخی موارد، محافظه‌دارهای حساس در محفظه‌های فلزی می‌تواند به کنترل نویز کمک کند.

نویز جوی: اختلالات الکتریکی که به‌طور طبیعی در جو زمین رخ می‌دهد یکی دیگر از منابع نویز است. نویز اتمسفر اغلب به‌عنوان استاتیک شناخته می‌شود. استاتیک معمولاً از رعد و برق ناشی می‌شود، تخلیه الکتریکی که بین ابرها یا بین زمین و ابرها رخ می‌دهد. بارهای ساکن عظیمی روی ابرها ایجاد می‌شود و زمانی که اختلاف پتانسیل به‌اندازه کافی زیاد باشد، یک قوس ایجاد و الکتریسیته به‌معنای واقعی کلمه در هوا جریان می‌یابد. رعد و برق بسیار شبیه بارهای ساکنی است که در طول یک دوره خشکی در زمستان تجربه می‌کنیم. با این حال، ولتاژهای در گیر بسیار زیاد هستند و این سیگنال‌های الکتریکی گذرا با توان مکاوات انرژی هارمونیک تولید می‌کنند که می‌تواند در مسافت‌های بسیار طولانی حرکت کنند.

مانند نویز صنعتی، نویز اتمسفر عمدهاً به‌صورت تغییرات دامنه ظاهر و به‌سیگنال اضافه می‌شود و با آن تداخل می‌کند. نویز اتمسفر بیشترین تاثیر خود را بر سیگنال‌های فرکانس‌های زیر ۳۰ مگاهرتز دارد.

نویز فرازمینی: سر و صدای (نویز) فرازمینی، خورشیدی و کیهانی، از منابع موجود در فضا می‌آید. یکی از منابع اولیه نویز فرازمینی، خورشید است که طیف وسیعی از سیگنال‌ها را در طیف وسیعی از نویز ساطع می‌کند. شدت نویز تولید شده توسط خورشید با زمان متفاوت است. در واقع، خورشید یک دوره نویز ۱۱ ساله قابل تکرار دارد. در طول اوج دوره، خورشید مقدار بسیار زیادی نویز تولید می‌کند که باعث تداخل سیگنال رادیویی فوق العاده می‌شود و بسیاری از فرکانس‌ها را برای ارتباط غیرقابل استفاده می‌کند. در سال‌های دیگر، نویز در سطح پایین‌تر است.

نویز تولید شده توسط ستارگان خارج از منظومه شمسی به‌طور کلی به‌نام نویز کیهانی شناخته می‌شود. اگرچه سطح آن به‌اندازه نویز تولید شده توسط خورشید نیست، اما به‌دلیل فواصل زیاد بین آن ستارگان و زمین، با این وجود منبع مهم نویز است که باید مورد توجه قرار گیرد. در درجه اول در محدوده ۱۰ مگاهرتز تا ۱/۵ گیگاهرتز نشان داده می‌شود، اما بیشترین اختلالات را در محدوده ۱۵ تا ۱۵۰ مگاهرتز ایجاد می‌کند.

نویز داخلی

اجزای الکترونیکی موجود در گیرنده مانند مقاومت‌ها، دیودها و ترانزیستورها منابع اصلی نویز داخلی هستند. نویز داخلی، اگرچه سطح آن پایین است، اما اغلب به‌اندازه کافی زیاد است که با سیگنال‌های ضعیف تداخل داشته باشد. منابع اصلی نویز داخلی در گیرنده نویز حرارتی، نویز نیمه‌هادی و اعوجاج درون مدولاسیونی است. از آنجایی که منابع نویز داخلی به‌خوبی شناخته شده‌اند، کنترل طراحی روی این نوع نویز وجود دارد.

نویز حرارتی: بیشتر نویزهای داخلی ناشی از پدیده‌ای است که به نام آشفتگی حرارتی^{۲۹}

^{۲۹}Thermal Agitation

شناخته می‌شود، حرکت تصادفی الکترون‌های آزاد در یک هادی ناشی از گرما. افزایش دما باعث افزایش این حرکت اتمی می‌شود. از آنجایی که اجزا رسانا هستند، حرکت الکترون‌ها جریانی را تشکیل می‌دهد که باعث می‌شود ولتاژ کمی در آن جزء تولید شود. الکترون‌هایی که از یک هادی عبور می‌کنند به عنوان عبور جریان، در مواجهه با اتم‌های آشفتگی حرارتی، موانع زودگذری را در مسیر خود تجربه می‌کنند. بنابراین مقاومت ظاهری هادی نوسان می‌کند و باعث ایجاد ولتاژ تصادفی حرارتی می‌شود که آن را نویز می‌نامیم.

شما در واقع می‌توانید این نویز را به سادگی با اتصال یک مقاومت با مقدار بالا (مگا اهم) به یک اسیلوسکوپ با بهره بسیار بالا مشاهده کنید. حرکت الکترون‌ها به دلیل دمای اتاق در مقاومت باعث ایجاد ولتاژ در آن می‌شود. تغییرات ولتاژ کاملاً تصادفی و در سطح بسیار پایین است. نویز ایجاد شده در یک مقاومت متناسب با دمایی است که در معرض آن قرار می‌گیرد.

آشفتگی حرارتی اغلب به عنوان نویز سفید^{۳۰} یا نویز جانسون نامیده می‌شود، پس از جانسون^{۳۱} که آن را در سال ۱۹۲۸ کشف کرد. همانطور که نور سفید شامل تمام فرکانس‌های نور دیگر است، نویز سفید شامل تمام فرکانس‌هایی است که به طور تصادفی در دامنه‌های تصادفی رخ می‌دهند. بنابراین، یک سیگنال نویز سفید، حداقل از نظر تئوری، پهنه‌ای باند اولیه را اشغال می‌کند. نویز فیلتر شده یا باند محدود به نویز صورتی^{۳۲} گفته می‌شود.

در یک مقاومت نسبتاً بزرگ در دمای اتاق یا بالاتر، ولتاژ نویز در سراسر آن می‌تواند به اندازه چندین میکرو ولت باشد. این همان مرتبه بزرگی یا بالاتر از بسیاری از سیگنال‌های RF ضعیف است. سیگنال‌های دامنه ضعیف‌تر به طور کامل توسط این نویز پوشانده می‌شوند.

از آنجایی که نویز یک سیگنال بسیار پهن باند است که دارای طیف وسیعی از فرکانس‌های تصادفی است، سطح آن را می‌توان با محدود کردن پهنه‌ای باند کاهش داد. اگر یک سیگنال نویز به یک مدار هماهنگی انتخابی وارد شود، بسیاری از فرکانس‌های نویز حذف می‌شوند و سطح کلی نویز پایین می‌آید. توان نویز متناسب با پهنه‌ای باند هر مداری است که به آن اعمال می‌شود. فیلتر کردن می‌تواند سطح نویز را کاهش دهد، اما آن را به طور کامل حذف نمی‌کند.

مقدار ولتاژ نویز مدار باز که در یک مقاومت یا امپدانس ورودی به گیرنده ظاهر می‌شود را می‌توان طبق فرمول جانسون محاسبه کرد.

$$v_n = \sqrt{4kTBR}$$

که در آن

v_n = ولتاژ نویز موثر

k = ثابت بولترمن ($1/38 \times 10^{-23} J/K$)

T = دما، ($^{\circ}C + 273$)

B = پهنه‌ای باند Hz

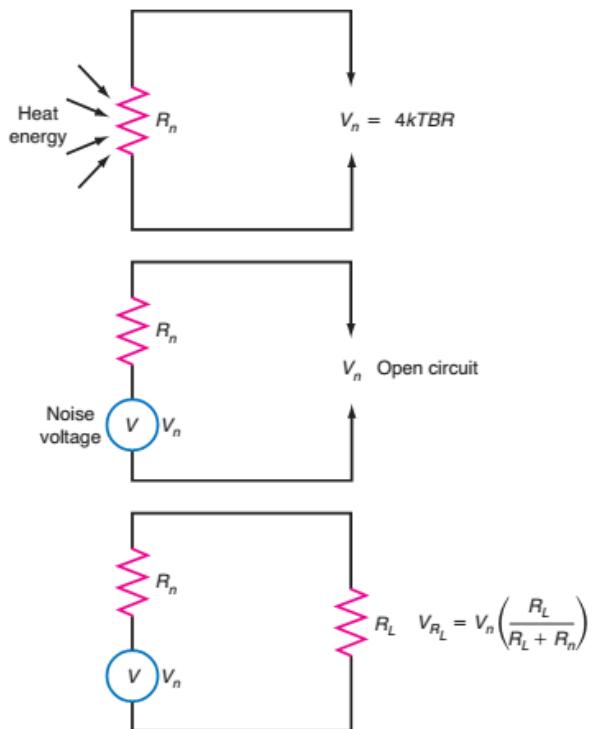
R = مقاومت

مقاومت به عنوان یک ژنراتور ولتاژ با مقاومت داخلی برابر با مقدار مقاومت [شکل ۲۲.۹]^{۳۳} عمل می‌کند، به طور طبیعی، اگر باری به ژنراتور مقاومت متصل شود، در نتیجه عمل تقسیم کننده ولتاژ، ولتاژ کاهش می‌یابد.

^{۳۰} White Noise or Johnson Noise

^{۳۱} J. B. Johnson

^{۳۲} Pink Noise



شکل ۲۲.۹: مقاومت به عنوان یک مولد کوچک ولتاژ نویز عمل می‌کند.

خوب است بدانید که:

نویز سفید یا نویز جانسون شامل تمام فرکانس‌ها و دامنه‌ها می‌شود.

مثال ۲-۹

ولتاژ نویز مدار باز در مقاومت ۱۰۰ کیلو ولت در محدوده فرکانس جریان مستقیم تا ۲۰ کیلوهرتز در دمای اتاق (۲۵ درجه سانتیگراد) چقدر است؟

$$\begin{aligned} v_n &= \sqrt{4kTBR} \\ &= \sqrt{4(1/۳۸ \times 10^{-۲۳})(25 + 273)(20 \times 10^3)(100 \times 10^3)} \\ v_n &= 5.74 \mu V \end{aligned}$$

مثال ۳-۹

پهنانی باند یک گیرنده با مقاومت ورودی $\Omega = 75$ در فرکانس ۶ مگاهرتز است. دما ۲۹ درجه سانتی‌گراد است. ولتاژ نویز حرارتی ورودی چقدر است؟

$$T = 29 + 273 = 302K$$

$$v_n = \sqrt{4kTBR}$$

$$v_n = \sqrt{4(1/38 \times 10^{-23})(302)(6 \times 10^6)(75)} = 2.74\mu V$$

مقیاس‌های دما و تبدیل آنها

سه مقیاس درجه حرارت رایج هستند: مقیاس فارنهایت، که در درجه فارنهایت (${}^{\circ}F$) بیان می‌شود. مقیاس سلسیوس (سانتی‌گراد سابق)، که بر حسب درجه سانتی‌گراد (${}^{\circ}C$) بیان می‌شود. و مقیاس کلوین که بر حسب کلوین (K) بیان می‌شود. مقیاس کلوین که توسط دانشمندان استفاده می‌شود به مقیاس مطلق نیز معروف است. در $15^{\circ}C$ و $-45^{\circ}F$ ، یا صفر مطلق، حرکت مولکولی متوقف می‌شود. هنگام محاسبه مقادیر نویز، اغلب باید از یکی از این مقیاس‌های دما به دیگری تبدیل کنیم. رایج‌ترین روابط تبدیل در اینجا آورده شده است.

$$T_c = 5(T_F - 32)/9 \quad T_c = T_k - 273$$

$$T_F = \frac{9T_c}{5} + 32$$

$$Tk = T_c + 273$$

از آنجایی که ولتاژ نویز متناسب با مقدار مقاومت، دما و پهنانی باند است، ولتاژ نویز را می‌توان با کاهش مقاومت، دما و پهنانی باند یا هر ترکیبی به حداقل سطح قابل قبول برای کاربرد معین کاهش داد. البته در بسیاری از موارد، مقادیر مقاومت و پهنانی باند قابل تغییر نیستند. با این حال، یک چیز که همیشه تا حدودی کنترل است دما است. هر کاری که بتوان برای خنک کردن مدارها انجام داد، نویز را تا حد زیادی کاهش می‌دهد. سینک‌های (چاهک‌های) حرارتی، فن‌های خنک کننده و تهویه خوب می‌توانند به کاهش نویز کمک کنند. بسیاری از گیرنده‌های کم نویز برای سیگنال‌های مایکروویو ضعیف از فضایپیماها و در تلسکوپ‌های رادیویی فوق خنک هستند. یعنی دمای آنها با نیتروژن مایع یا هلیوم مایع به سطح بسیار پایین (برودتی) کاهش می‌یابد.

نویز حرارتی را می‌توان به عنوان سطح توان نیز محاسبه کرد. رابطه جانسون بقرار زیر است:

$$P_n = kTB$$

که در آن P_n توان متوسط نویز بر حسب وات است.

توجه داشته باشید که وقتی با قدرت سر و کار دارید، مقدار مقاومت وارد معادله نمی‌شود.

مثال ۴-۹

میانگین توان نویز دستگاهی که در دمای 90° درجه فارنهایت با پهنهای باند 30 کیلوهرتز کار می‌کند چقدر است؟

$$T_C = 5(T_F - 32)/9 = 5(90 - 32)/9 = 32/2^\circ C$$

$$T_K = T_C + 273 = 32/2 + 273 = 305/2 K$$

$$P_n = (1/38 \times 10^{-19})(30 \times 10^3) = 1/26 \times 10^{-19} W$$

نویز نیمه‌هادیها: قطعات الکترونیکی مانند دیودها و ترانزیستورها از عوامل اصلی ایجاد نویز هستند. علاوه بر نویز حرارتی، نیمه‌هادی‌ها نویز ساچمه‌ای^{۳۳}، نویز زمان گذرا^{۳۴} و نویز سوسوزدن^{۳۵} تولید می‌کنند.

raigچرین نوع نویز نیمه‌هادی نویز ساچمه‌ای است. جریان عبوری در هیچ دستگاهی مستقیم و خطی نیست. حامل‌های جریان، الکترون‌ها یا حفره‌ها، گاهی اوقات مسیرهای تصادفی را از منبع به مقصد طی می‌کنند، خواه مقصده یک عنصر خروجی، صفحه لوله‌ای، یا جمع کننده یا تخلیه‌(درین) در ترانزیستور باشد. این حرکت تصادفی است که اثر ساچمه‌ای را ایجاد می‌کند. نویز ساچمه‌ای نویز با حرکت تصادفی الکترون‌ها یا حفره‌ها در یک اتصال PN تولید می‌شود. حتی اگر عبور جریان توسط ولتاژهای بایاس خارجی ایجاد شود، برخی از حرکت‌های تصادفی الکترون‌ها یا حفره‌ها در نتیجه ناپیوستگی در دستگاه رخ می‌دهد. به عنوان مثال، رابط بین هادی مس و مواد نیمه هادی یک ناپیوستگی را تشکیل می‌دهد که باعث حرکت تصادفی حامل‌های جریان می‌شود.

نویز ساچمه‌ای همچنین نویز سفید است، زیرا شامل تمام فرکانس‌ها و دامنه‌ها در یک محدوده بسیار گسترده است. دامنه ولتاژ نویز غیرقابل پیش‌بینی است، اما از منحنی توزیع گاووسی پیروی می‌کند که نموداری از احتمال وقوع دامنه‌های خاص است. میزان نویز ساچمه‌ای مستقیماً با مقدار بایاس dc جریان در یک دستگاه متناسب است. پهنهای باند دستگاه یا مدار نیز مهم است. جریان نویز موثر(rms) در دستگاه I_n با رابطه زیر محاسبه می‌شود.

$$I_n = \sqrt{2qIB}$$

که در آن

$$q = \text{بار یک الکترون}, 10^{-19} C$$

$$I = \text{جریان مستقیم}, A$$

$$B = \text{پهنهای باند}, Hz$$

به عنوان مثال، بایاس جریان مستقیم(dc) $1/10^\circ$ میلی آمپر و پهنهای باند $12/5$ کیلوهرتز را در نظر بگیرید. جریان نویز برابر است با:

$$I_n = \sqrt{2(1/6 \times 10^{-19}(0/0001)(12/500))} = \sqrt{4 \times 10^{-19}} = 0/632 A$$

$$I_n = 0/632 nA$$

حال فرض کنید که جریان در دوسر محل اتصال امیتر به پایه یک ترانزیستور دوقطبی است. مقاومت دینامیکی این اتصال r'_e را می‌توان با عبارت $25\Omega = 0/025/0/001 = 0/025/0/001$ جایی که I_e جریان امیتر

^{۳۳}Shot Noise

^{۳۴}Transit-time Noise

^{۳۵}Flicker Noise

است، محاسبه کرد. با فرض جریان امیتر یک میلی آمپر، $V = 25V$ و $r'_e = 0.025/0.001 = 25\Omega$ داریم. ولتاژ نویز در دوسر اتصال با قانون اهم پیدا می‌شود:

$$v_n = I_n r'_e = 0.623 \times 10^{-9} \times 25 = 15.8 \times 10^{-9} V = 15.8 nV$$

این مقدار ولتاژ ممکن است ناچیز به نظر برسد، اما به خاطر داشته باشد که ترانزیستور دارای بهره است و بنابراین این تغییر را تقویت و آن را در خروجی بزرگتر می‌کند. نویز ساقمه‌ای معمولاً با پایین نگه داشتن جریان ترانزیستور کاهش می‌یابد زیرا جریان نویز مناسب با جریان واقعی است. این در مورد ماسفت‌ها صادق نیست، زیرا در آنها صدای ساقمه علی‌رغم سطح فعلی نسبتاً ثابت است.

نوع دیگری از نویز که در ترانزیستورها ایجاد می‌شود، نویز زمان گذرا^{۲۶} نام دارد. اصطلاح زمان گذرا به مدت زمانی که طول می‌کشد تا یک حامل جریان مانند یک حفره یا الکترون از ورودی به خروجی حرکت کند. خود دستگاه‌ها بسیار کوچک هستند، بنابراین فواصل درگیر حداقل هستند، با این حال زمان لازم برای حرکت حامل‌های فعلی حتی در فاصله کوتاه محدود است. در فرکانس‌های پایین، این زمان ناچیز است. اما زمانی که فرکانس عملیات زیاد باشد و دوره سیگنال در حال پردازش همان مرتبه بزرگی زمان گذرا باشد، ممکن است مشکلاتی رخ دهد. نویز زمان گذرا به عنوان نوعی تغییر تصادفی حامل‌های جریان در یک دستگاه نشان داده می‌شود که در نزدیکی فرکانس قطع بالایی رخ می‌دهد. نویز زمان گذرا مستقیماً با فرکانس کارکرد مناسب است. از آنجایی که بیشتر مدارها طوری طراحی شده‌اند که در فرکانس بسیار کمتر از حد بالای ترانزیستور کار کنند، نویز زمان گذرا به ندرت مشکل ساز است.

نوع سوم نویز نیمه‌هادی، نویز سوسو زدن یا نویز اضافی نیز در مقاومت‌ها و هادی‌ها رخ می‌دهد. این اختلال نتیجه تغییرات تصادفی کوچک مقاومت در مواد نیمه‌هادی است. با جریان و دما نسبت مستقیم دارد. با این حال، با فرکانس نسبت معکوس دارد و به همین دلیل گاهی اوقات به آن نویز $f/1$ نیز می‌گویند. نویز سوسو زدن در فرکانس‌های پایین بالاتر است و بنابراین نویز سفید خالص نیست. به دلیل کمبود قطعات با فرکانس بالا، نویز $f/1$ را نویز صورتی نیز می‌گویند.

در برخی فرکانس‌های پایین، نویز سوسو زدن از نویز حرارتی و ساقمه‌ای فراتر می‌رود. در برخی از ترانزیستورها، این فرکانس انتقال به چند صد هرتز می‌رسد. در برخی دیگر، نویز ممکن است در فرکانس بالای ۱۰۰ کیلوهرتز شروع به افزایش کند. این اطلاعات در برگه داده ترانزیستور، بهترین منبع داده نویز، فهرست شده است.

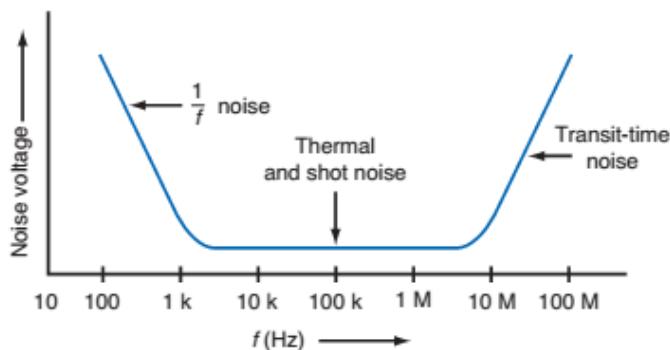
TYPE OF RESISTOR	NOISE VOLTAGE RANGE, μV
Carbon-composition	0.1–3.0
Carbon film	0.05–0.3
Metal film	0.02–0.2
Wire-wound	0.01–0.2

شکل ۲۳.۹: نویز سو سو در مقاومت‌ها (نوع مقاومت و ولتاژ نویز بر حسب میکرو ولت).

میزان نویز سو سو موجود در مقاومت‌ها به نوع مقاومت بستگی دارد. شکل (۲۳.۹) محدوده ولتاژ‌های نویز تولید شده توسط انواع مختلف مقاومت‌های رایج را نشان می‌دهد. در این اعداد مقدار

^{۲۶}Transit Time

مقاومت، دما و پهنهای باند مشترک را فرض می‌کنند. از آنجایی که مقاومت‌های با ترکیب کربن مقدار زیادی نویز سوسو زدن را نشان می‌دهند - مرتبه‌ای بیشتر از سایر انواع - در تقویت‌کننده‌های کم نویز و مدارهای دیگر از آنها اجتناب می‌شود. مقاومت‌های فیلم کربنی و فلزی بسیار بهتر هستند، اما مقاومت‌های فیلم فلزی ممکن است گران‌تر باشند. مقاومت‌های سیم‌پیچ کمترین صدای سوسو زدن را دارند، اما بهندرت مورد استفاده قرار می‌گیرند زیرا اندوکتانس زیادی به مدار می‌دهند که در مدارهای RF غیرقابل قبول است.



شکل ۲۴.۹: نویز در ترانزیستور با توجه به فرکانس.

شکل (۲۴.۹) تغییرات ولتاژ کل نویز در یک ترانزیستور را نشان می‌دهد که ترکیبی از منابع مختلف نویز است. در فرکانس‌های پایین، ولتاژ نویز زیاد است، زیرا نویز f^{-1} است. در فرکانس‌های بسیار بالا، افزایش نویز بهدلیل اثرات زمان گذرا نزدیک فرکانس قطع بالای دستگاه است. نویز در رده میانی کمتر است، جایی که اکثر دستگاه‌ها در آن کار می‌کنند. نویز در این محدوده بهدلیل اثرات حرارتی و ساقمه‌ای است، که گاهی اوقات نویز ساقمه‌ای بیشتر از نویز حرارتی کمک می‌کند.

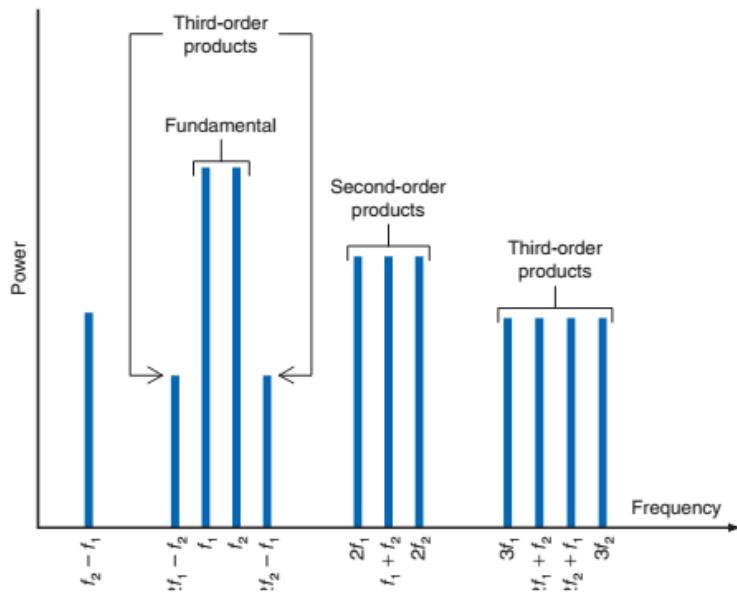
اعوجاج میان مدولاسیون: اعوجاج میان مدولاسیون^{۳۷} از تولید سیگنال‌ها و هارمونیک‌های جدید ناشی از غیرخطی‌های مدار ناشی می‌شود. همانطور که قبلًا گفته شد، مدارها هرگز نمی‌توانند کاملاً خطی باشند، و اگر ولتاژ‌های بایاس در تقویت‌کننده نادرست باشد یا به سمت قطع شدن هدایت شود، احتمالاً غیرخطی‌تر از آنچه در نظر گرفته شده است خواهد بود.

غیرخطی‌ها اثرات مدولاسیون یا هترودینی ایجاد می‌کنند. هر فرکانس در مدار با هم مخلوط می‌شود و فرکانس‌های مجموع و تفاضل را تشکیل می‌دهد. وقتی فرکانس‌های زیادی در گیر می‌شوند، یا با پالس‌ها یا امواج مستطیلی شکل، تعداد زیاد هارمونیک‌ها تعداد بیشتری از فرکانس‌های مجموع و اختلاف را تولید می‌کنند.

هنگامی که دو سیگنال نزدیک به یک فرکانس هستند، برخی فرکانس‌های مجموع و اختلاف جدید توسط یک غیرخطی تولید می‌شوند و می‌توانند در پهنهای باند تقویت‌کننده ظاهر شوند. در بیشتر موارد، چنین سیگنال‌هایی را نمی‌توان فیلتر کرد. در نتیجه آنها به سیگنال‌های تداخلی برای سیگنال‌های اولیه برای تقویت تبدیل می‌شوند. آنها نوعی نویز (سر و صدا) هستند.

شکل (۲۵.۹) این را نشان می‌دهد. سیگنال‌های f_1 و f_2 در پهنهای باند یک تقویت‌کننده ظاهر

^{۳۷}Intermodulation Distortion (IMD)



شکل ۲۵.۹: تصویری از نتایج اعوجاج میان مدولاسیون تولید شده از دو سیگنال ورودی f_1 و f_2 تقویت کننده غیرخطی.

می‌شوند. هر غیرخطی بودن سیگنال‌های جدید $f_2 - f_1$ و $f_2 + f_1$ تولید می‌کند. علاوه بر این، این سیگنال‌های جدید با برخی از هارمونیک‌های تولید شده توسط غیرخطی ($2f_2$ ، $2f_1$ ، $3f_1$ ، $3f_2$ و غیره) شروع به مخلوط شدن می‌کنند. برخی از این سیگنال‌های جدید در باند گذرا تقویت کننده رخ خواهند داد. سیگنال‌های جدیدی که بیشترین دردسر را ایجاد می‌کنند، نتایج به اصطلاح مرتبه سوم، به طور خاص $f_2 \pm f_1$ و $2f_2 \pm f_1$ (به شکل مراجعه کنید) هستند. آنهایی که به احتمال زیاد در پهنه‌ای باند تقویت کننده $f_2 - f_1$ و $2f_1 - f_2$ هستند. اینها نتایج درجه سوم هستند. کلید به حداقل رساندن این نتایج میان مدولاسیون خارجی، حفظ خطی بودن خوب از طریق بایاسینگ و کنترل سطح سیگنال ورودی است.

نتایج IMD به دست آمده از نظر دامنه کوچک هستند، اما می‌توانند به اندازه‌ای بزرگ باشند که اختلال ایجاد کنند که می‌تواند به صورت نوعی نویز در نظر گرفته شود. این نویز که سفید یا صورتی نیست را می‌توان پیش بینی کرد زیرا فرکانس‌های مربوط به تولید محصولات میان مدولاسیون مشخص است. به دلیل همبستگی قابل پیش بینی بین فرکانس‌های شناخته شده و نویز، اعوجاج میان مدولاسیون نیز نویز همبسته^{۳۸} نامیده می‌شود. نویز همبسته تنها زمانی تولید می‌شود که سیگنال وجود داشته باشد. انواع نویز که قبلاً مورد بحث قرار گرفت، گاهی اوقات به عنوان نویز ناهمبسته معروف هستند. نویز همبسته به صورت سیگنال‌های سطح پایین به نام پرنده‌ها^{۳۹} آشکار می‌شود. با طراحی خوب می‌توان آن را به حداقل رساند.

بیان سطوح نویز

^{۳۸}Correlated Noise

^{۳۹}Birdies

کیفیت نویز یک گیرنده را می‌توان به صورت عدد نویز، ضریب نویز، دمای نویز و SINAD بیان کرد.
ضریب نویز و عدد نویز^{۴۰}: ضریب نویز N نسبت توان S/N در ورودی به توان S/N در خروجی است. دستگاه مورد نظر می‌تواند کل گیرنده یا یک طبقه تقویت کننده واحد باشد. ضریب نویز یا نسبت نویز (NR) با عبارت زیر محاسبه می‌شود.

$$NR = \frac{S/N}{S/N - 1}$$

هنگامی که ضریب نویز بر حسب دسی بل بیان می‌شود، به آن عدد نویز ^{۴۱} (NF) می‌گویند:

$$NF = 10 \log NR \quad dB$$

تقویت کننده‌ها و گیرنده‌ها همیشه نویز بیشتری در خروجی نسبت به ورودی دارند به دلیل نویز داخلی که به سیگنال اضافه می‌شود. و حتی زمانی که سیگنال در طول مسیر تقویت می‌شود، نویز تولید شده در فرآیند نیز همراه با آن تقویت می‌شود. نسبت N در خروجی کمتر از نسبت S/N در خروجی خواهد بود و بنابراین عدد نویز همیشه بزرگتر از یک یا صفر دسی بل که در عمل قابل دستیابی نیست، خواهد بود. یک تقویت کننده ترانزیستوری در یک گیرنده ارتباطی معمولاً دارای نویز چند دسی بل است. هرچه میزان نویز کمتر باشد، تقویت کننده یا گیرنده بهتر است. اعداد نویز کمتر از ۲ دسی بل عالی هستند.

۵-۹ مثال

یک تقویت کننده RF دارای نسبت S/N در ورودی ۸ و نسبت S/N در خروجی ۶ است. فاکتور نویز و عدد نویز چیست؟

$$NR = \frac{8}{6} = 1.333$$

$$NF = 10 \log 1.333 = 10(0.125) = 1.25dB$$

دمای نویز: بیشتر نویز تولید شده در یک دستگاه نویز حرارتی است که با دما نسبت مستقیم دارد. بنابراین راه دیگری برای بیان نویز در تقویت کننده یا گیرنده بر حسب دمای نویز ^{۴۲} T_N است. دمای نویز بر حسب کلوین بیان می‌شود. به یاد داشته باشید که مقیاس دمای کلوین به مقیاس سلسیوس با رابطه $T_K = T_C + 273$ مرتبط است. رابطه بین دمای نویز و NR بصورت زیر است:

$$T_N = 290(NR - 1)$$

به عنوان مثال، اگر نسبت نویز $1/5$ باشد، دمای نویز معادل $= 290(0.5 - 1) = 145K$ است. واضح است، اگر تقویت کننده یا گیرنده کمک کند

^{۴۰}Noise Factor

^{۴۱}Noise Figure

^{۴۲}Noise Temperature

مثال ۶-۹

یک گیرنده با مقاومت ورودی 75Ω در دمای $31^\circ C$ درجه سانتیگراد کار می‌کند. سیگنال دریافتی 89 مگاهرتز با پهنای باند 6 مگاهرتز است. ولتاژ سیگنال دریافتی $8/3$ میکروولت به تقویت کننده‌ای با نویز $2/8$ دسی‌بل اعمال می‌شود. (الف) توان نویز ورودی، (ب) توان سیگنال ورودی، (ج) S/N بر حسب دسی‌بل، (د) ضریب نویز و S/N تقویت کننده، و (ه) دمای نویز تقویت کننده تقویت کننده را پیدا کنید.

(الف):

$$T_C = 273 + 31 = 304 K$$

$$v_n = \sqrt{4kTBR}$$

$$v_n = \sqrt{4(1/38 \times 10^{-13})(304)(6 \times 10^6)(75)} = 2.75 \mu V$$

$$P_n = \frac{(v_n)^2}{R} = \frac{(2.75 \times 10^{-6})^2}{75} = 0.1 pW$$

(ب):

$$P_s = \frac{(v_s)^2}{R} = \frac{(8/3 \times 10^{-6})^2}{75} = 0.918 pW$$

(ج):

$$\frac{S}{N} = \frac{P_s}{P_n} = \frac{0.918}{0.1} = 9.18$$

$$dB = 10 \log \frac{S}{N} = 10 \log 9.18$$

$$\frac{S}{N} = 9.18 dB$$

(د):

$$NF = 10 \log NR$$

$$NR = antilog\left(\frac{NF}{10}\right) = 10^{NF/10}$$

$$NF = 2.8 dB$$

$$NR = 10^{2.8/10} = 1.9$$

$$NR = \frac{S/N}{S/N} \text{ خروجی} / \text{ خروجی} \text{ ورودی}$$

$$S/N = \frac{S/N}{NR} \text{ خروجی} / \text{ خروجی} \text{ ورودی} = \frac{9.18}{1.9} = 4.83$$

$$\text{تقویت کننده} = S/N \text{ خروجی}$$

(ه):

$$T_N = 290(NR - 1) = 190(1.9 - 1) = 261 K$$

بدون نویز، سپس NR همانطور که قبلاً نشان داده شد یک خواهد بود. با وصل کردن این مقدار به عبارت بالا، دمای نویز معادل K بدست می‌آید:

$$T_N = 290(1 - 1) = 0 K$$

اگر نسبت نویز بیشتر از یک باشد، دمای نویز معادل تولید خواهد شد. دمای نویز معادل دمایی است که برای تولید همان V_n که دستگاه تولید می‌کند، باید مقاومتی برابر با مقدار Z_0 دستگاه افزایش یابد.

دمای نویز فقط در مدارها یا تجهیزاتی که در فرکانس‌های VHF، UHF یا مایکروویو کار می‌کنند استفاده می‌شود. فاکتور نویز یا عدد نویز در فرکانس‌های پایین‌تر استفاده می‌شود. یک ترانزیستور یا طبقه تقویت‌کننده کم نویز خوب معمولاً دمای نویز کمتر از 100°C دارد. هر چه دمای نویز کمتر باشد، دستگاه بهتر است. اغلب دمای نویز یک ترانزیستور را در برگه داده مشاهده می‌کنید.

SINAD: روش دیگر برای بیان کیفیت و حساسیت گیرنده‌های ارتباطی SINAD است - سیگنال ترکیبی ترکیبی به اضافه نویز و اعوجاج تقسیم بر نویز و اعوجاج ناشی از گیرنده. به‌شکل نمادین،

$$SINAD = \frac{S + N + D}{N + D}$$

(سیگنال ترکیبی)
(گیرنده)

اعوجاج به‌هارمونیک‌های موجود در سیگنال ناشی از غیرخطی‌ها اشاره دارد. نسبت SINAD همچنین برای بیان حساسیت یک گیرنده استفاده می‌شود. توجه داشته باشید

که نسبت SINAD هیچ تلاشی برای تمایز یا جداسازی سیگنال‌های نویز و اعوجاج ندارد.

برای به‌دست آوردن نسبت SINAD، یک سیگنال RF مدوله شده توسط یک سیگنال صوتی (معمولأ 400 هرتز یا یک کیلوهرتز) به‌ورودی تقویت کننده یا گیرنده اعمال می‌شود. سپس خروجی مرکب اندازه‌گیری می‌شود و عدد $S + N + D$ را می‌دهد. در طبقه بعد، یک فیلتر بسیار انتخابی ناج (باند حذف) برای حذف سیگنال صوتی مدوله کننده از خروجی استفاده می‌شود و نویز و اعوجاج یا $N + D$ باقی می‌ماند.

مقدار SINAD یک نسبت توان است و تقریباً همیشه در دسی‌بل بیان می‌شود:

$$SINAD = 10 \log \frac{S + N + D}{N + D} \quad dB$$

مقدار SINAD رایج‌ترین معیار سنجش حساسیت برای گیرنده‌های FM است که در رادیوهای دو طرفه استفاده می‌شود. همچنین می‌توان از آن برای رادیوهای AM و SSB استفاده کرد. حساسیت به‌عنوان یک سطح میکروولت ذکر شده است که یک SINAD 12 دسی‌بل را ارائه می‌دهد. مشخص شده است که صدا را می‌توان به‌اندازه کافی درک با مقدار 12 دسی‌بل بازیابی کرد. یک درجه حساسیت معمولی ممکن است 35% میکروولت برای SINAD 12 دسی‌بل باشد.

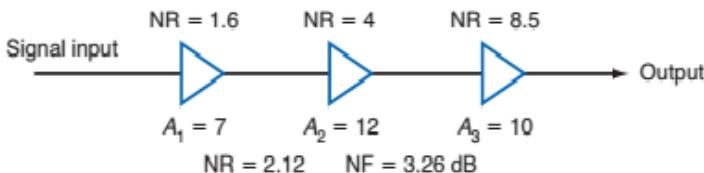
نویز در محدوده مایکروویو (ریزموج)

نویز در همه فرکانس‌های ارتباطی یک ملاحظه مهم است، اما بهویژه در منطقه مایکروویو بسیار مهم است زیرا نویز با پهنه‌ای باند افزایش می‌یابد و سیگنال‌های فرکانس بالا را بیشتر از سیگنال‌های فرکانس پایین تحت تاثیر قرار می‌دهد. عامل محدود کننده در اکثر سیستم‌های ارتباطی مایکروویو، مانند ماهواره‌ها، رادارها و نجوم تلسکوپ رادیویی، نویز داخلی است. در برخی از گیرنده‌های مایکروویو، خاص، همانطور که قبل ذکر شد، با خنک کردن مراحل ورودی به گیرنده، سطح نویز کاهش می‌یابد. به‌این روش عملیات با شرایط برودتی گفته می‌شود، اصطلاح برودتی به‌شرايط سرد نزديک به‌صرف مطلق اشاره دارد.

نویز در طبقات آبشاری

نویز بیشترین تأثیر خود را در ورودی گیرنده دارد، زیرا در آن نقطه‌ای است که سطح سیگنال در آن کمتر است. عملکرد نویز یک گیرنده همیشه در همان طبقه اول گیرنده، معمولاً تقویت کننده

یا میکسر RF تعیین می‌شود. طراحی این مدارها باید استفاده از قطعات بسیار کم نویز را با در نظر گرفتن جریان، مقاومت، پهنای باند و مقدار بهره در مدار تضمین کند. فراتر از طبقه اول و دوم، نویز اساساً دیگر مشکلی نیست.



شکل ۲۶.۹: نویز در مراحل آبشاری تقویت.

رابطه مورد استفاده برای محاسبه عملکرد کلی نویز یک گیرنده یا مراحل چندگانه تقویت RF که رابطه فریز^{۴۳} نامیده می‌شود، آن خواهد بود:

$$NR = NR_1 + \frac{NR_2 - 1}{A_1} + \frac{NR_3 - 1}{A_1 A_2} + \cdots + \frac{NR_n - 1}{A_1 A_2 \cdots A_{n-1}}$$

که در آن

$$NR = \text{نسبت نویز}$$

NR_1 = نسبت نویز ورودی یا تقویت کننده اول که سیگنال را دریافت می‌کند.

NR_2 = نسبت نویز تقویت کننده دوم

NR_3 = نسبت نویز تقویت کننده سوم و الی آخر

A_1 = بهره توان تقویت کننده اول

A_2 = بهره توان تقویت کننده دوم

A_3 = بهره توان تقویت کننده سوم و الی آخر

توجه داشته باشید که از نسبت نویز به جای عدد نویز استفاده می‌شود و بنابراین بهره‌ها به جای دسی بل به نسبت توان داده می‌شوند.

به عنوان مثال، مدار نشان داده شده در شکل (۲۶.۹) را در نظر بگیرید. نسبت کلی نویز برای ترکیب به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$NR = 1/6 + \frac{4 - 1}{7} + \frac{8/5 - 1}{(7)(12)} = 1/6 + 0,4286 + 0,0893 = 2,12$$

عد نویز برابر است با

$$NF = 10 \log NR = 10 \log 2,12 = 10(0,326) = 3,26 \text{ dB}$$

معنی این محاسبه این است که طبقه اول عملکرد نویز را برای کل زنجیره تقویت کننده کنترل می‌کند. این درست است حتی اگر طبقه اول دارای کمترین NR باشد، زیرا پس از طبقه اول، سیگنال به اندازه کافی بزرگ است که بر نویز غلبه کند. این نتیجه تقریباً برای همه گیرنده‌ها و سایر تجهیزاتی که تقویت کننده‌های چند طبقه‌ای دارند صادق است.

^{۴۳}Friis' formula

خوب است بدانید که:

کرایوژنیک علم رفتار ماده در دماهای بسیار پایین یا دمای نزدیک به صفر مطلق است.

نویز گاوی سفید افزودنی

نویز گوسی سفید افزودنی^۱ (AWGN) یک اصطلاح نویز است که هنگام بحث در مورد عملکرد گیرنده‌ها یا سیستم‌های ارتباطی به طور کلی می‌شنوید. AWGN یک نویز واقعی نیست، بلکه به منظور آزمایش و مقایسه گیرنده‌ها و سایر تجهیزات ارتباطی ایجاد شده است. بیشتر در تست سیستم‌های دیجیتال استفاده می‌شود که در آن معیار یک سیستم برای بازتولید سیگنال دریافتی نرخ خطای بیت^۲ (BER) است. BER نسبت خطاهای بیتی است که به تعداد کل بیت‌های ارسال شده رخ می‌دهد. به عنوان مثال، اگر بیت ارسال شود و یک خط رخ دهد، $BER = 1/1000000 = 10^{-6}$ است.

مقدار AWGN یک نویز تصادفی آماری با محدوده فرکانس وسیع است. این افزودن یک نویز مسطح سفید یا حرارتی به نویز گاوی است، که نویزی است که از نظر آماری به صورت منحنی گاوی یا استاندارد زنگ‌شکل توزیع می‌شود. AWGN در مدل سازی یا شبیه‌سازی گیرنده‌ها یا دستگاه‌های ارتباطی مانند مودم‌ها با الگوریتم‌های ریاضی در نرم‌افزار استفاده می‌شود. نرم افزار نویز ایجاد می‌کند. همچنین می‌تواند با ساخت افزار در تجهیزات تست برای آزمایش تولید شود. استفاده از یک نوع نویز استاندارد توافق شده به مهندسان اجازه می‌دهد تا تعیین کدام گیرنده‌ها، مدارها یا تجهیزات بهترین BER را تولید می‌کنند.

حساسیت گیرنده

همانطور که مشاهده کردید، حساسیت گیرنده اساساً با سطح نویز موجود در گیرنده تعیین می‌شود. نویز از منابع خارجی و همچنین از اجزای گیرنده مانند ترانزیستورها و مقاومت‌ها می‌باشد. تقویت کننده RF در قسمت جلویی گیرنده، عامل اصلی سطح نویز است. به همین دلیل، تقویت کننده کم نویز (LNA) ضروری است.

اندازه‌گیری حساسیت گیرنده را می‌توان به صورت نسبت سیگنال به نویز (SNR)، ضریب نویز (NF) یا SINAD بیان کرد. همچنین می‌توان آن را به عنوان سطح میکروولت سیگنال ورودی بیان کرد. در هر صورت، معیارهایی باید بیان شود تا اطمینان حاصل شود که حساسیت برای کاربرد کافی است. برای مثال، رادیوهای FM، اندازه‌گیری SINAD برابر ۱۲ دسی‌بل است. همچنین ممکن است یک SNR خاص باشد. در رادیوهای دیجیتالی، نرخ خطای بیت (BER) یک معیار رایج است. حساسیت بر حسب اینکه حداقل سطح سیگنال یک BER اعلام شده را ارائه می‌دهد، بیان می‌شود. به عنوان مثال، حساسیت گیرنده ممکن است حداقل ۹۴- دسی‌بل برای حداقل BER برابر^۳ 10^{-5} باشد.

یکی از راه‌های محاسبه حساسیت استفاده از عبارت زیر است:

$$dBm = -174 + 10 \log(B) + NF(dB) + SNR(dB)$$

^۱Additive White Gaussian Noise (AWGN)

^۲Bit Error Rate (BER)

ادامه:

عدد ۱۷۴ - دسی بل چیزی است که ما آن را کف نویز گیرنده می‌نامیم. کف نویز کمترین مقدار نویز برای پهنهای باند یک هرتز در دمای اتاق $K = ۲۹۰$ درجه سانتیگراد است و با عبارت:

$$P = kTB$$

مقدار k ثابت بولتزمن $= ۱۰^{-۲۳} \times ۱/۳۸$ و $T = ۲۹۰K$ و $B = ۱$ هرتز است. P بر حسب وات است.

$$P = (۱/۳۸ \times ۱۰^{-۲۳})(۲۹۰)(1) = ۴ \times ۱۰^{-۲۱}$$

$$dBm = ۱۰ \log(۴ \times ۱۰^{-۲۱}/۰,۰۰۱) = -۱۷۴$$

حال فرض کنید یک گیرنده با پهنهای باند ۵ مگاهرتز به SNR حداقل ۱۰ دسی بل برای بدست آوردن BER مورد نظر نیاز دارد. عدد نویز گیرنده ۶ دسی بل است. حداقل حساسیت گیرنده عبارت است از:

$$dBm = -۱۷۴ + ۶ + ۱۰ \log(B) + NF(dB) + SNR(dB) = -۱۷۴ + ۶ + ۱۰ = -۹۱$$

حداقل حساسیت $-۹۱dBm$ - مورد نیاز است.

به یاد داشته باشید که هر چه عدد منفی بزرگتر باشد، حساسیت بهتر است. حساسیت $-۱۰۸ dBm$ بهتر از حساسیت $-۹۱ dBm$ است. هرچه حساسیت بهتر باشد، برای یک توان خروجی فرستنده معین، برد بین فرستنده و گیرنده بیشتر است.

۶.۹ مدارهای گیرنده معمولی

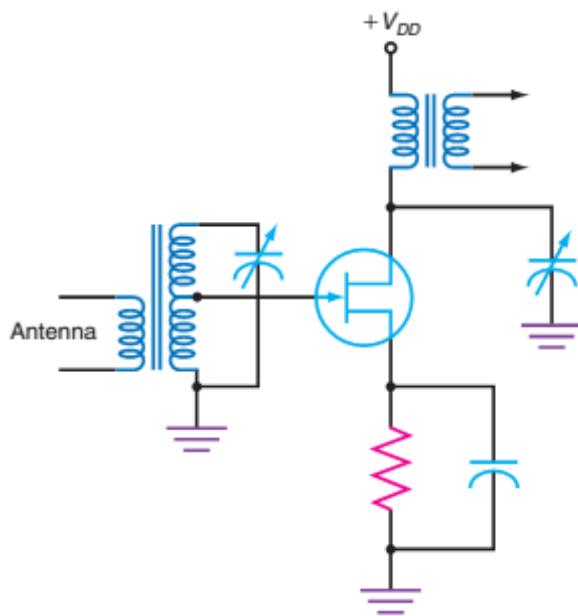
این بخش بر تقویت کننده‌های RF و IF، مدارهای AGC و AFC و دیگر مدارهای ویژه موجود در گیرنده‌ها تمرکز دارد.

تقویت کننده‌های ورودی RF

مهتمرین بخش گیرنده ارتباطی قسمت جلویی است که معمولاً از تقویت کننده RF، میکسر و مدارهای تنظیم شده مرتبط تشکیل شده است و گاهی اوقات به عنوان تیونر (تنظیم کننده) شناخته می‌شود. تقویت کننده RF که تقویت کننده کم نویز (LNA) نیز نامیده می‌شود، سیگنال‌های ورودی بسیار ضعیف را پردازش می‌کند و دامنه آنها را قبل از مخلوط کردن افزایش می‌دهد. ضروری است که از اجزای کم نویز برای اطمینان از نسبت S/N بدانداره کافی بالا استفاده شود. علاوه بر این، انتخاب پذیری باید به گونه‌ای باشد که به طور موثر تصاویر را حذف کند.

در برخی از گیرنده‌های ارتباطی، تقویت کننده RF استفاده نمی‌شود، به عنوان مثال، در گیرنده‌های طراحی شده برای فرکانس‌های کمتر از حدود ۳۰ مگاهرتز، که در آن بهره اضافی یک تقویت کننده ضروری نیست و تنها سهم آن نویز بیشتر است. در چنین گیرنده‌هایی، تقویت کننده RF حذف و آنتن مستقیماً از طریق یک یا چند مدار تنظیم شده به ورودی میکسر متصل می‌شود. مدارهای تنظیم شده باید گزینش پذیری ورودی لازم برای حذف تصویر را فراهم کنند. در گیرنده‌هایی از این نوع، میکسر نیز باید از انواع کم نویز باشد. بسیاری از میکسرها ماسفت هستند که کمترین میزان نویز را دارند. میکسرهای ترانزیستوری دوقطبی کم نویز در میکسرهای آی‌سی استفاده می‌شود.

اکثر LNA‌ها از یک ترانزیستور استفاده می‌کنند و افزایش ولتاژی در محدوده ۱۰ تا ۳۰ دسی بل



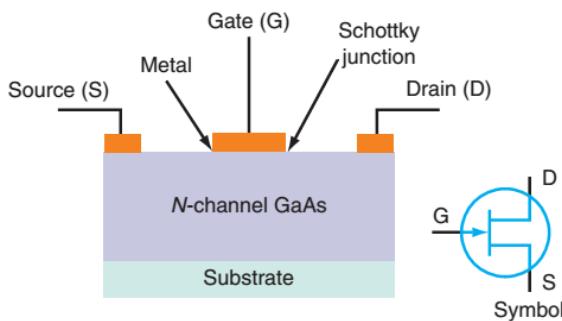
شکل ۲۷.۹: یک تقویت کننده معمولی RF که در انتهای گیرنده استفاده می‌شود.

ارائه می‌دهند. ترانزیستورهای دوقطبی در فرکانس‌های پایین‌تر استفاده می‌شوند، در حالی که در فرکانس‌های VHF، UHF و مایکروویو FET ترجیح داده می‌شوند. تقویت کننده RF معمولاً یک مدار کلاس A ساده است. یک مدار FET معمولی در شکل (۲۷.۹) نشان داده شده است. مدارهای FET بهویژه مؤثر هستند زیرا امپدانس ورودی بالای آنها بارگذاری را در مدارهای تنظیم شده به حداقل می‌رساند و اجزا می‌دهد Q مدار بالاتر و گرینش پذیری واضح‌تر باشد. بیشتر FET‌ها نسبت به دوقطبی‌ها میزان نویز کمتری دارند.

خوب است بدانید که:

ترانزیستورهای MESFET در فرکانس‌های بالا بهره بالایی می‌دهند زیرا الکترون‌ها از طریق گالیم آرسناید سریع‌تر از سیلیکون حرکت می‌کنند. آنها همچنین کم نویز‌ترین ترانزیستورهای موجود هستند.

در فرکانس‌های مایکروویو (بالایی یک گیگاهرتز)، از FET‌های نیمه‌هادی فلزی یا MESFET استفاده می‌شود. این دستگاه‌ها همچنین به عنوان GASFET، ترانزیستورهای اثر میدان اتصال ساخته شده با گالیم آرسناید (GaAs)، شناخته می‌شوند. مقطعی از یک MESFET معمولی در شکل (۲۸.۹) نشان داده شده است. اتصال دروازه (گیت) یک رابط فلز به نیمه‌هادی است زیرا در یک دیود شاتکی یا حامل گرم قرار دارد. مانند سایر مدارهای FET اتصال، دروازه به منبع بایاس معکوس است و ولتاژ سیگنال بین منبع و گیت هدایت جریان بین منبع و درین را کنترل می‌کند. زمان عبور الکترون‌ها از طریق گالیم آرسناید بسیار کوتاه‌تر از سیلیکون است و به MESFET اجزا می‌دهد بهره بالایی در فرکانس‌های بسیار بالا ارائه دهد. MESFET‌ها همچنین دارای نویز بسیار کم، معمولاً ۲ دسی‌بل یا کمتر هستند. اکثر MESFET‌ها دمای نویز کمتر از ۲۰۰ کلوین دارند.



شکل ۲۸.۹: پیکربندی و نماد یک MESFET

از آنجایی که تکنیک‌های پردازش نیمه‌هادی، ترانزیستورها را کوچک‌تر و کوچک‌تر کرده است، هر دو LNA دوقطبی و CMOS به طور گسترده در فرکانس‌های تا ۱۰ گیگاهرتز استفاده می‌شوند. ژرمانیوم سیلیکونی (SiGe) به طور گسترده برای ساخت LNA‌های دوقطبی استفاده می‌شود و طرح‌های BiCMOS (مخلوطی از مدارهای دوقطبی و CMOS) در سیلیکون نیز محبوب هستند. البته سیلیکون ترجیح داده می‌شود زیرا مانند SiGe و GaAs به پردازش خاصی نیاز نیست.

اگرچه تقویت‌کننده‌های یک طبقه RF محبوب هستند، برخی از کاربردهای سیگنال کوچک به تقویت کمی قبل از میکسو نیاز دارند. این را می‌توان با تقویت کننده کاسکد^{۴۴}، همانطور که در شکل (۲۹.۹) نشان داده شده است، انجام داد. این LNA از دو ترانزیستور نه تنها برای دستیابی به نویز کم، بلکه افزایش ۴۰ دسی‌بل یا بیشتر استفاده می‌کند.

ترانزیستور Q_1 به صورت یک طبقه منبع مشترک عادی عمل می‌کند. این به طور مستقیم به طبقه دوم Q_2 ، که یک تقویت کننده گیت معمولی است، کوپل شده است. گیت از طریق C_2 در زمین قرار دارد. محدوده فرکانس توسط مدار هماهنگی ورودی $L_2 - C_1$ و مدار هماهنگی خروجی $C_3 - C_4$ تنظیم می‌شود. سوگیری (بایاس) توسط R_1 ارائه شده است.

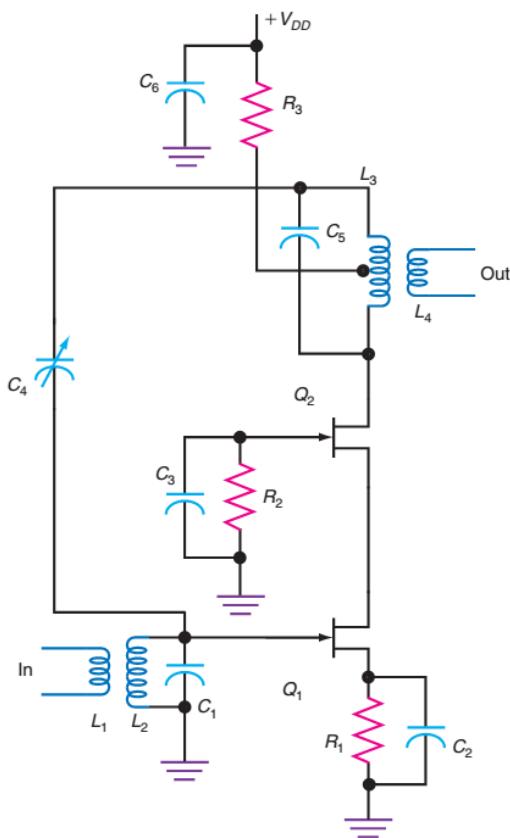
یکی از مزایای کلیدی مدار کاسکد این است که به طور موثر اثر مشکل خازن میلر مرتبط با تقویت کننده‌های RF تک طبقه‌ای را به حداقل می‌رساند. ترانزیستورهای مورد استفاده برای اجرای این تقویت کننده‌ها، JFET، BJT، MOSFET، یا C_{cb} در BJT و بین درین و گیت در FET‌ها (C_{dg}) نشان می‌دهند. این خازن بازخوری را پایه C_{cb} در BJT و بین درین و گیت در FET‌ها (C_{dg}) نشان می‌دهند. این خازن بازخوری را ارائه می‌دهد که به نظر می‌رسد یک ظرفیت معادل بزرگتر به نام خازن میلر بین پایه یا دروازه به زمین ظاهر می‌شود. این ظرفیت میلر^{۴۵} معادل C_m برابر است با ظرفیت بین الکترود ضرب در بهره تقویت کننده A کمتر از یک.

$$C_m = C_{dg}(A - 1) \quad \text{یا} \quad C_m = C_{cb}(A - 1)$$

این ظرفیت یک فیلتر پایین گذر را با امپدانس خروجی مدار که تقویت کننده را هدایت می‌کند، تشکیل می‌دهد. نتیجه این است که حد فرکانس بالایی تقویت کننده محدود می‌شود. مدار کاسکد شکل (۲۹.۹) به طور موثر این مشکل را برطرف می‌کند زیرا سیگنال خروجی در

^{۴۴}Cascode Amplifier

^{۴۵}Miller capacitance



شکل ۲۹.۹: یک LNA کاسکد.

تخلیه Q_2 نمی‌تواند برای معرفی ظرفیت میلر به گیت Q_1 برگردد. در نتیجه، تقویت‌کننده کاسکد دارای محدوده فرکانس بالایی بسیار گسترده‌تر است.

بسیاری از تقویت‌کننده‌های RF به خصوص در فرکانس‌های UHF، VHF و مایکروویو به دلیل بازخورد مثبتی که در ظرفیت‌های بین الکترودی ترانزیستورها رخ می‌دهد، ناپایدار می‌شوند. این بازخورد می‌تواند باعث نوسان شود. برای رفع این مشکل، معمولاً از نوعی خنثی‌سازی استفاده می‌شود، مانند تقویت‌کننده‌های قدرت RF. در شکل ۲۹.۹، مقداری از خروجی فیدبک از طریق خازن خنثی‌سازی C_4 است. این بازخورد منفی بازخورد مثبت را حذف می‌کند و ثبات لازم را فراهم می‌کند.

اگرچه این مدار با JFET نشان داده می‌شود، اما می‌توان آن را با BJT یا MOSFET نیز ساخت. این مدار در تلفن‌های همراه مدار مجتمع و سایر گیرنده‌های بی‌سیم رایج است و با ترانزیستورهای دوقطبی CMOS، BiCMOS یا SiGE اجرا می‌شود.

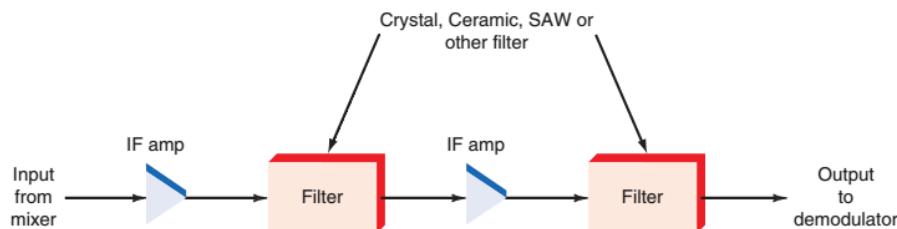
تقویت کننده‌های IF

همانطور که قبلاً گفته شد، بیشتر بهره و گزینش پذیری در گیرنده سوپرهتروداین در تقویت کننده IF به دست می‌آید و انتخاب IF مناسب برای طراحی خوب بسیار مهم است. با این حال، امروزه اکثر

گیرنده‌ها از نوع تبدیل مستقیم با میکروراهای I و Q هستند، بنابراین از مراحل IF استفاده نمی‌شود.

با این حال، برخی از گیرنده‌های سوپرهتروداين معمولی هنوز استفاده می‌شوند.

مدارهای تقویت کننده IF سنتی



شکل ۳۰.۹: تقویت کننده IF دو طبقه‌ای با استفاده از کریستال تنظیم شده ثابت، سرامیک، SAW یا سایر فیلترهای بسیار انتخابی.

تقویت کننده‌های کلاس A تنظیم شده‌ای هستند که قادر بهارائه بهره‌ای در محدوده ۱۰ تا ۳۰ دسی‌بل هستند. معمولاً از دو یا چند تقویت کننده IF برای تأمین بهره کلی گیرنده کافی استفاده می‌شود. شکل (۳۰.۹) یک تقویت کننده IF دو طبقه‌ای را نشان می‌دهد. تقویت کننده‌ها ممکن است ترانزیستورهای یک طبقه‌ای BJT، JFET یا MOSFET یا یک تقویت کننده دیفرانسیل باشند. اکثر تقویت کننده‌های IF تقویت کننده‌های دیفرانسیلی، معمولاً مدار مجمع دوقطبی یا ماسفت هستند.

گیرنده‌های ارتباطی قدیمی تر از مدارهای هماهنگی LC رزونانس تزویجی با ترانسفورماتور به عنوان فیلتر استفاده می‌کردند. با این حال، آنها نمی‌توانند انتخاب برتر مورد نیاز در کاربردهای بی‌سیم امروزی را ارائه دهند. چنین فیلترهایی در طراحی‌های جدید استفاده نمی‌شوند. در عوض، تقویت کننده‌های IF از فیلترهای کریستالی، سرامیکی یا SAW برای انتخاب پذیری استفاده می‌کنند. آنها معمولاً کوچکتر از مدارهای هماهنگی LC هستند، انتخاب پذیری بالاتری را ارائه می‌دهند و نیازی به هماهنگی یا تنظیم ندارند. امروزه گیرنده‌های ارتباطی با کارایی بالا از فیلترهای DSP نیز برای دستیابی به گزینش پذیری استفاده می‌کنند.

محدود کننده‌ها: در گیرنده‌های FM، یک یا چند طبقه تقویت کننده IF به عنوان محدود کننده استفاده می‌شود تا هرگونه تغییرات دامنه در سیگنال FM قبل از اعمال سیگنال به دمودلاتور حذف شود. به طور معمول، محدود کننده‌ها به سادگی تقویت کننده‌های IF کلاس A معمولی هستند. در واقع، اگر سیگنال ورودی به اندازه کافی بالا باشد، هر تقویت کننده‌ای به عنوان یک محدود کننده عمل می‌کند. هنگامی که یک سیگنال ورودی بسیار بزرگ به یک مرحله ترانزیستور اعمال می‌شود، ترانزیستور به طور متناوب بین اشباع و قطع حرکت می‌کند.

خوب است بدانید که:

اگر سیگنال ورودی به اندازه کافی بالا باشد، هر تقویت کننده‌ای به عنوان یک محدود کننده عمل می‌کند.

هدايت ترانزیستور بین اشباع و قطع به طور موثر، پیک‌های مثبت و منفی سیگنال ورودی را تحت تأثیر قرار می‌دهد یا قطع می‌کند و هرگونه تغییر دامنه را حذف می‌کند. بنابراین سیگنال خروجی

یک موج مربعی است. مهم‌ترین بخش طراحی محدود کننده، تنظیم سطح بایاس پایه اولیه به نقطه‌ای است که در آن برش متقارن - یعنی مقادیر مساوی برش روی قله‌های مثبت و منفی - اتفاق می‌افتد. تقویت کننده‌های دیفرانسیلی برای محدود کننده‌ها ترجیح داده می‌شوند زیرا متقارن‌ترین برش را ایجاد می‌کنند. موج مربعی در خروجی، که از هارمونیک‌های نامطلوب زیادی تشکیل شده است، به طور موثر توسط فیلتر خروجی به یک موج سینوسی فیلتر می‌شود.

مدارهای کنترل خودکار بهره

بهره کلی یک گیرنده ارتباطی معمولاً بر اساس ضعیف‌ترین سیگنال دریافتی انتخاب می‌شود. در اکثر گیرنده‌های ارتباطی مدرن، افزایش ولتاژ بین آنتن و دمودولاتور بیش از ۱۰۰ دسی‌بل است. تقویت کننده RF معمولاً دارای بهره‌ای در محدوده ۵ تا ۱۵ دسی‌بل است. بهره میکسر در محدوده ۲ تا ۱۰ دسی‌بل است، اگرچه میکسرهای دیودی، در صورت استفاده، چندین دسی‌بل از دست می‌دهند. تقویت کننده‌های IF دارای بهره‌های طبقات جداگانه ۲۰ تا ۳۰ دسی‌بل هستند. آشکارسازهای نوع دیودی غیرفعال ممکن است، معمولاً بین ۲۲ تا ۲۵ دسی‌بل، اثلاف ایجاد کنند. بهره طبقه تقویت کننده صدا در محدوده ۲۰ تا ۴۰ دسی‌بل است. به عنوان مثال مداری با بهره‌های زیر را فرض کنید:

تقویت کننده RF	۱۰ dB
میکسر	-۲ dB
تقویت کننده‌های IF (سه طبقه)	۲۷ dB (۲۷ × ۳ = ۸۱)
دمولاتور	-۳ dB
تقویت کننده صدا	۳۲ dB

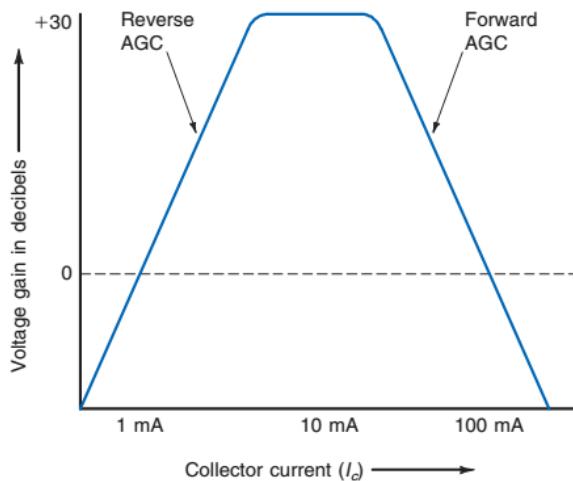
بهره کل صرفاً مجموع جبری تک تک بهره هر طبقه یا $118 = 32 + 27 + 27 + 27 - 3 + 2 + 2 + 27$ دسی‌بل است.

در بسیاری از موارد، بهره بسیار بیشتر از میزان مورد نیاز برای دریافت کافی است. بهره بیش از حد معمولاً باعث می‌شود سیگنال دریافتی مخدوش شده و اطلاعات ارسالی کمتر قابل درک باشد. یک راه حل برای این مشکل، ارائه کنترل‌های افزایش در گیرنده است. به عنوان مثال، یک پتانسیومتر را می‌توان در نقطه‌ای از مرحله تقویت کننده RF یا IF برای کنترل دستی بهره RF متصل کرد. علاوه بر این، همه گیرنده‌ها دارای کنترل صدا در مدار صوتی هستند.

کنترل‌های بهره ذکر شده در بالا تا حدی استفاده می‌شوند تا بهره کلی گیرنده در توانایی گیرنده برای کنترل سیگنال‌های بزرگ تداخل نداشته باشد. با این حال، یک راه مؤثر برای برخورد با سیگنال‌های بزرگ، شامل مدارهای AGC است. همانطور که قبلاً بحث شد، استفاده از AGC دامنه دینامیکی بسیار وسیعی را به گیرنده می‌دهد، که نسبت بزرگ‌ترین سیگنالی است که می‌توان آن را کنترل کرد به کمترین میزان بیان شده بر حسب دسی‌بل. محدوده دینامیکی یک گیرنده ارتباطی معمولی با AGC معمولاً در محدوده ۶۰ تا ۱۰۰ دسی‌بل است.

کنترل بهره مدار: اگر تقویت کننده‌های IF و RF همان‌طور که در گیرنده‌های قدیمی‌تر استفاده می‌شوند، تقویت کننده‌های معمولی ساده باشند، AGC را می‌توان با کنترل جریان کلکتور ترازیستورها پیاده‌سازی کرد. بهره تقویت کننده ترازیستور دوقطبی متناسب با مقدار جریان کلکتور است. افزایش جریان کلکتور از سطح بسیار پایین باعث افزایش متناسب بهره می‌شود. در نقطه‌ای، بهره در یک محدوده جریان کلکتور باریک صاف می‌شود و سپس با افزایش بیشتر جریان شروع به کاهش می‌کند. شکل (۳۱.۹) تقریبی از رابطه بین تغییر بهره و جریان کلکتور یک ترازیستور دوقطبی معمولی را

نشان می‌دهد. اوج بهره در 3° دسی‌بل در محدوده ۶ تا ۱۵ میلی‌آمپر است.



شکل ۳۱.۹: افزایش تقریبی ولتاژ تقویت کننده ترانزیستور دوقطبی در مقابل جریان کلکتور.

البته مقدار جریان کلکتور در ترانزیستور تابعی از بایاس پایه اعمال شده است. مقدار کمی از جریان پایه مقدار کمی جریان کلکتور تولید می‌کند و بالعکس. در تقویت کننده‌های IF، سطح بایاس معمولاً توسط یک تقسیم کننده ولتاژ ثابت نمی‌شود، بلکه توسط مدار AGC کنترل می‌شود. در برخی مدارها، ترکیبی از بایاس تقسیم کننده ولتاژ ثابت بهاضافه یک ورودی dc از مدار AGC بهره کلی را کنترل می‌کند.

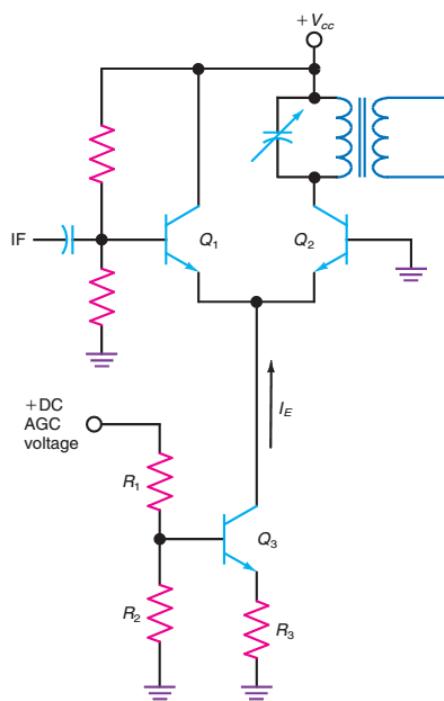
۱. بهره را می‌توان با کاهش جریان کلکتور کاهش داد. مدار AGC که جریان جریان در تقویت کننده را کاهش می‌دهد تا بهره را کاهش دهد، AGC معکوس نامیده می‌شود.

۲. بهره را می‌توان با افزایش جریان کلکتور کاهش داد. همانطور که سیگنال قوی‌تر می‌شود، ولتاژ AGC افزایش می‌یابد. این جریان پایه (بیس) را افزایش و بهنوبه خود جریان کلکتور را افزایش و بهره را کاهش می‌دهد. این روش کنترل بهره به عنوان AGC رو به جلو^{۴۶} شناخته می‌شود.

به طور کلی، معکوس AGC بیشتر در گیرنده‌های ارتباطی رایج است. AGC رو به جلو معمولاً برای عملکرد بهینه به ترانزیستورهای خاصی نیاز دارد.

تقویت کننده‌های دیفرانسیلی مدار مجتمع به طور گسترده‌ای به عنوان تقویت کننده IF استفاده می‌شود. بهره تقویت کننده دیفرانسیلی به طور مستقیم با مقدار جریان امیتر عوری است. بهمین دلیل، ولتاژ AGC را می‌توان به راحتی به ترانزیستور منبع جریان ثابت در یک تقویت کننده دیفرانسیلی اعمال کرد. یک مدار معمولی در شکل ۳۲.۹ نشان داده شده است. بایاس در منبع جریان ثابت Q_3 توسط R_2 ، R_1 و R_{T2} تنظیم می‌شود تا سطح ثابتی از جریان امیتر I_E به ترانزیستورهای دیفرانسیلی Q_1 و Q_2 ارائه کند. به طور معمول، مقدار جریان امیتر در یک طبقه بهره ثابت تشییت و جریان بین Q_1 و Q_2 تقسیم می‌شود. با تغییر سوگیری (بایاس) در Q_3 ، بهره به راحتی قابل کنترل است. در مدار

^{۴۶} Forward AGC

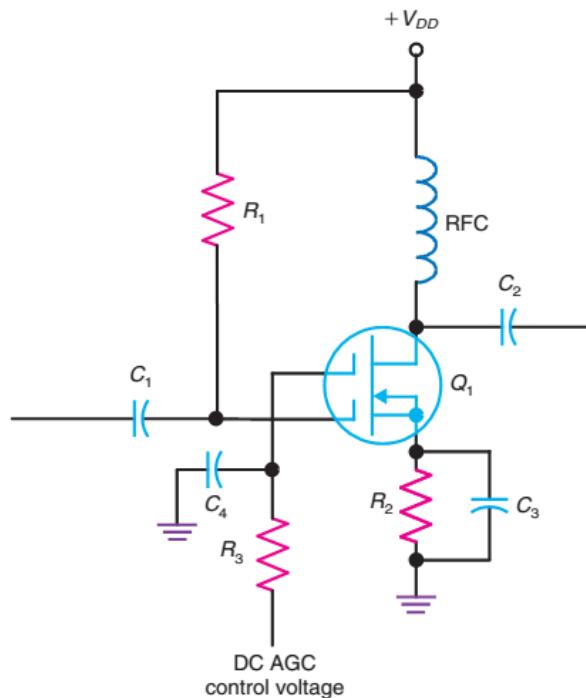


شکل ۳۲.۹: تقویت کننده IF دیفرانسیلی با AGC

نشان داده شده، افزایش ولتاژ AGC مثبت باعث افزایش جریان امیتر و افزایش بهره می‌شود. کاهش ولتاژ AGC باعث کاهش بهره می‌شود. چنین مداری معمولاً در داخل یک مدار مجتمع با مدارهای مرتبط دیگر قرار دارد.

شکل (۳۳.۹) راه دیگری را برای کنترل بهره تقویت کننده نشان می‌دهد. در اینجا Q_1 یک ماسفت با حالت تخلیه دو گیتی (دوازه) است که به عنوان یک تقویت کننده کلاس A متصل شده است. ممکن است تقویت کننده RF یا تقویت کننده IF باشد. ماسفت دو گیتی در واقع یک آرایش مدار کاسکد را پیاده سازی می‌کند که در تقویت کننده‌های RF رایج است. بایاس معمولی از طریق R_1 به گیت پایین اعمال می‌شود. بایاس اضافی از مقاومت منبع R_2 راه اندازی شده است. سیگنال ورودی از طریق C_1 به گیت پایینی اعمال می‌شود. سیگنال تقویت و در درین، جایی که از طریق R_2 به مرحله بعدی کوپل می‌شود، ظاهر می‌شود. اگر این مدار تقویت کننده RF است که جلوتر از میکسر استفاده می‌شود، مدارهای هماهنگی LC معمولاً در ورودی و خروجی استفاده می‌شوند تا مقداری انتخاب اولیه و تطابق امپدانس را فراهم کنند. در تقویت کننده‌های IF، چندین مرحله مانند این ممکن است آبشاری شوند تا بهره را با گزینش پذیری حاصل از یک فیلتر تک کریستالی، سرامیکی، SAW یا مکانیکی در خروجی آخرین مرحله فراهم کنند.

ولتاژ کنترل AGC از طریق R_3 به گیت دوم اعمال می‌شود. خازن C_4 یک خازن فیلتر و جداکننده است. از آنجایی که هر دو گیت جریان درین (تخلیه) را کنترل می‌کنند، ولتاژ AGC جریان درین را تغییر می‌دهد که به نوبه خود بهره ترانزیستور را کنترل می‌کند. در اکثر گیرندهای مدرن، مدارهای AGC به سادگی همراه با مراحل تقویت کننده IF در داخل

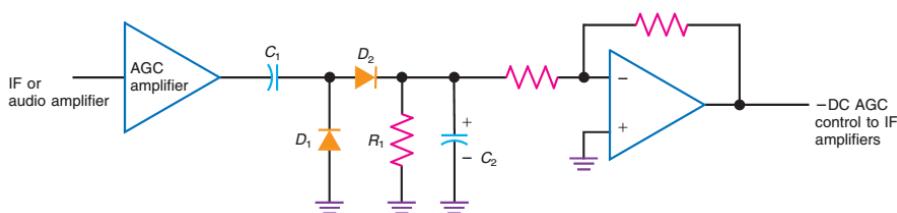


شکل ۳۳.۹: بهره یک ماسفت دو گیتی را می‌توان با یک ولتاژ dc در گیت دوم کنترل کرد.

یک آی‌سی یکپارچه می‌شوند. برخی از این آی‌سی‌ها ممکن است یک میکسر یکپارچه یا دمدولاتور یکپارچه نیز داشته باشند. در برخی از طراحی‌ها از یک آی‌سی مخصوص بهنام تقویت کننده بهره متغیر^{۴۵} (VGA) استفاده می‌شود. همچنین ممکن است با مدارهای دیگر ادغام شود. برخی دیگر از مدارهایی استفاده می‌کنند که ولتاژ کنترل AGC را توسعه می‌دهند.

استخراج ولتاژ کنترل:

ولتاژ dc مورد استفاده برای کنترل بهره معمولاً با تصحیح سیگنال IF یا سیگنال اطلاعات بازیابی شده پس از دمدولاتور به دست می‌آید.



شکل ۳۴.۹: یکسو ساز AGC و تقویت کننده.

^{۴۵}Variable Gain Amplifier (VGA)

در بسیاری از گیرنده‌ها، یک مدار یکسو کننده ویژه که بهطور دقیق بهاستخراج ولتاژ AGC اختصاص دارد، استفاده می‌شود. شکل (۳۴.۹) یک مدار معمولی از این نوع را نشان می‌دهد. ورودی، که می‌تواند سیگنال تعدیل کننده بازیابی شده یا سیگنال IF باشد، به تقویت کننده AGC اعمال می‌شود. یک مدار یکسو کننده ولتاژ-دوبل کننده مشکل از D_1 ، D_2 و C_1 برای افزایش سطح ولتاژ بهاندازه کافی برای اهداف کنترل استفاده می‌شود. فیلتر $R_1 - C_2$ RC هرگونه تغییرات سیگنال را حذف و یک ولتاژ dc خالص تولید می‌کند. در برخی مدارها، تقویت بیشتر ولتاژ کنترل dc ضروری است. برای این منظور می‌توان از یک آپ امپ ساده آی سی مانند آنچه در شکل (۴۰.۹) نشان داده شده است استفاده کرد. اتصال یکسو کننده و هر وارونگی فاز در آپ امپ، قطبیت ولتاژ AGC را تعیین می‌کند که بسته به نوع ترانزیستورهای مورد استفاده در IF و اتصالات بایاس آنها می‌تواند مثبت یا منفی باشد.

مدارهای خفه کن

مدار دیگری که در اکثر گیرنده‌های ارتباطی یافت می‌شود، مدار اسکولچ است. همچنین مدار قطع صدا نامیده می‌شود، از اسکوالچ برای خاموش نگه داشتن صدای گیرنده تا زمانی که سیگنال RF در ورودی گیرنده ظاهر شود استفاده می‌شود. بیشتر ارتباطات دو طرفه شامل مکالمات کوتاهی است که بهطور مداوم انجام نمی‌شود. در اکثر موقع گیرنده را روشن می‌گذارند تا در صورت دریافت تماس، شنیده شود. هنگامی که سیگنال RF در ورودی گیرنده وجود ندارد، خروجی صدا صرفاً نویز پس زمینه است. بدون سیگنال ورودی، AGC گیرنده را روی حداکثر بهره تنظیم می‌کند و نویز را تا حد بالایی تقویت می‌کند. در سیستم‌های AM مانند رادیوهای CB، سطح نویز نسبتاً زیاد است و می‌تواند بسیار آزاردهنده باشد. سطح نویز در سیستم‌های FM نویز می‌تواند بالا باشد. در برخی موارد، شنوندگان ممکن است برای اجتناب از گوش دادن بهنویز، صدای صدا را کاهش دهند و احتمالاً سیگنال مورد نظر را از دست بدهنند. مدارهای اسکولچ وسیله‌ای برای خاموش نگه داشتن تقویت کننده صدا در طول زمانی که نویز در پس زمینه دریافت می‌شود و هنگامی که سیگنال RF در ورودی ظاهر می‌شود فعال می‌کند.

خوب است بدانید که:

مدارهای خفه کن یا مدارهای بی صدا در سیستم‌های مانند رادیوهای CB برای خاموش نگه داشتن صدای گیرنده تا زمانی که سیگنال RF دریافت شود استفاده می‌شود.

خفه کن ناشی از نویز: مدارهای اسکولچ ناشی از نویز، که معمولاً در گیرنده‌های FM استفاده می‌شوند، نویز پس زمینه با فرکانس بالا را هنگامی که سیگنالی وجود ندارد تقویت می‌کند و از آن برای خاموش نگه داشتن صدا استفاده می‌کنند. هنگامی که یک سیگنال دریافت می‌شود، مدار نویز بیش از حد کنترل و تقویت کننده صدا روشن می‌شود.

سیستم خفه کن کنترل مداوم صدا: شکل پیچیده‌تری از اسکوالچ(خفه کن)^{۴۸} که در برخی سیستم‌ها استفاده می‌شود، بهنام سیستم اسکوالچ با کد پیوسته (CTCSS) شناخته می‌شود. این سیستم با صدای فرکانس پایین که همراه با صدا ارسال می‌شود فعال می‌شود. هدف از CTCSS ارائه برخی حریم خصوصی ارتباطی در یک کانال خاص است. انواع دیگر مدارهای اسکولچ هنگامی که

^{۴۸}Squelch

سیگنال ورودی دریافت نمی‌شود، بلندگو را ساخت نگه می‌دارند. با این حال، در سیستم‌های ارتباطی که در آن یک کانال فرکانس خاص بهشدت شلوغ است، ممکن است مطلوب باشد که اسکوالج فقط زمانی که سیگنال مورد نظر دریافت می‌شود، فعال شود. این کار با ارسال یک موج سینوسی با فرکانس بسیار پایین، معمولاً در محدوده ۶۰ تا ۲۵۴ هرتز توسط فرستنده انجام می‌شود که قبل از اعمال به مدولاتور، به صورت خطی با صدا محلوط می‌شود. صدای فرکانس پایین در خروجی دمودولاتور در گیرنده ظاهر می‌شود. معمولاً در بلندگو شنیده نمی‌شود، زیرا پاسخ صوتی اکثر سیستم‌های ارتباطی از حدود ۳۰۰ هرتز شروع می‌شود، اما می‌توان از آن برای فعال کردن مدار خفه کن استفاده کرد.

اکثر فرستنده‌های مدرن که از این سیستم استفاده می‌کنند، انتخابی از فرکانس‌های چندگانه دارند، به طوری که گیرنده‌های راه دور مختلف را می‌توان به طور مستقل آدرس دهی یا کلید زد و یک کانال ارتباطی تقریباً خصوصی را فراهم کرد. ۵۲ فرکانس تون که بیشترین استفاده را دارند (به هر تر داده شده‌اند) در اینجا فهرست شده‌اند:

۶۰/۰	۱۰۰/۰	۱۵۱/۴	۱۹۲/۸
۶۷/۰	۱۰۳/۵	۱۵۶/۷	۱۹۶/۶
۶۹/۳	۱۰۷/۲	۱۵۹/۸	۱۹۹/۵
۷۱/۹	۱۱۰/۹	۱۶۲/۲	۲۰۳/۵
۷۴/۴	۱۱۴/۸	۱۶۵/۵	۲۰۶/۵
۷۷/۰	۱۱۸/۸	۱۶۷/۹	۲۱۰/۷
۷۹/۷	۱۲۰/۰	۱۷۱/۳	۲۱۸/۱
۸۲/۵	۱۲۳/۰	۱۷۳/۸	۲۲۵/۷
۸۵/۴	۱۲۷/۳	۱۷۷/۳	۲۲۹/۱
۸۸/۵	۱۳۱/۸	۱۷۹/۹	۱۳۳/۶
۹۱/۵	۱۳۶/۵	۱۸۳/۵	۲۴۱/۸
۹۴/۸	۱۴۱/۳	۱۸۶/۲	۲۵۰/۳
۹۷/۴	۱۴۶/۲	۱۸۹/۹	۲۵۴/۱

در گیرنده، یک فیلتر میان‌گذر بسیار انتخابی که بر روی صدای دلخواه تنظیم شده است، آهنگ را در خروجی دمودولاتور انتخاب می‌کند و آن را روی فیلتر RC و یکسو کننده اعمال می‌کند تا یک ولتاژ dc تولید کند که مدار اسکوالج را کار اندازد.

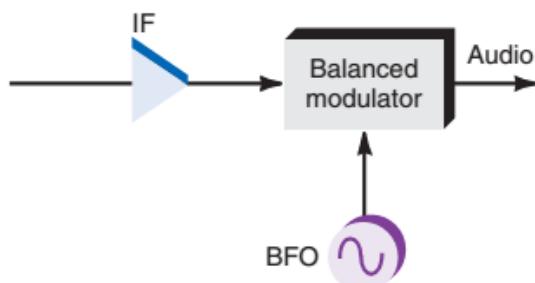
سیگنال‌هایی که صدای مورد نظر را منتقل نمی‌کنند باعث ایجاد اسکولچ نمی‌شوند. هنگامی که سیگنال مورد نظر می‌آید، صدای فرکانس پایین دریافت می‌شود و به یک ولتاژ dc تبدیل می‌شود که اسکولچ را اجرا و صدای گیرنده را روشن کند.

سیستم‌های کنترل دیجیتالی اسکولچ، که به نام اسکوالج رمزگذار دیجیتالی (DCS)^{۴۹} شناخته می‌شوند، در برخی از گیرنده‌های مدرن موجود هستند. این سیستم‌ها یک کد باینری سریالی را همراه با صدا ارسال می‌کنند. ۱۰۶ کد مختلف استفاده شده است. در گیرنده، کد به یک شیفت رجیستر منتقل شده و رمزگشایی می‌شود. اگر گیت رمزگشایی AND کد را تشخیص دهد، گیت اسکولچ فعال و صدا را ارسال می‌کند.

سیستم SSB و دریافت موج پیوسته

^{۴۹}Digital Coded Squelch (DCS)

گیرنده‌های ارتباطی که برای دریافت سیگنال‌های SSB یا موج پیوسته طراحی شده‌اند دارای یک نوسان‌ساز داخلی هستند که امکان بازیابی اطلاعات ارسال شده را فراهم می‌کند. این مدار که نوسانگر فرکانس ضربان^{۳۰} (BFO) نامیده می‌شود، معمولاً برای کار در نزدیکی فرکانس IF طراحی شده و به همراه سیگنال IF حاوی مدولاسیون به دمودولاتور اعمال می‌شود.



شکل ۳۵.۹: استفاده از BFO

به یاد آورید که دمودولاتور اصلی یک مدولاتور متعادل است (شکل ۳۵.۹). یک مدولاتور متعادل دارای دو ورودی است، سیگنال SSB ورودی در فرکانس میانی و حاملی که با سیگنال ورودی ترکیب می‌شود تا فرکانس‌های مجموع و اختلاف را تولید کند، تفاوت در صدای اصلی است. سیگنال حامل را در IF به مدولاتور متعادل می‌دهد. اصطلاح بیت beat روی مقداری بالاتر یا پایین‌تر از فرکانس سیگنال SSB با مقداری برابر با فرکانس سیگنال مدوله کننده تنظیم می‌شود. معمولاً متغیر ساخته می‌شود تا بتوان فرکانس آن را برای دریافت بهینه تنظیم کرد. تغییر BFO در یک محدوده فرکانس باریک باعث می‌شود که زیر و بمی صدای دریافتی از کم به بالا تغییر کند. معمولاً برای اکثر صدای طبیعی تنظیم می‌شود. BFO‌ها همچنین در دریافت CW استفاده می‌شوند. هنگامی که نقطه و خط ارسال می‌شود، حامل برای مدت کوتاه و طولانی خاموش و روشن می‌شود. دامنه حامل تغییر نمی‌کند و فرکانس آن نیز تغییر نمی‌کند. با این حال، ماهیت روشن/خاموش حامل، در اصل، نوعی مدولاسیون دامنه است.

برای لحظه‌ای در نظر بگیرید که اگر سیگنال CW به آشکارساز دیودی یا دیگر دمودولاتور اعمال شود چه اتفاقی می‌افتد. خروجی آشکارساز دیود پالس‌های ولتاژ dc خواهد بود که نشان دهنده نقط و خط تیره‌ها است. هنگامی که روی تقویت کننده صدا اعمال می‌شود، نقط و خط تیره‌ها نویز را خالی می‌کنند اما قابل تشخیص نیستند. برای شنیدن نقط و خط تیره‌ها، سیگنال IF با سیگنال یک BFO مخلوط می‌شود. سیگنال BFO معمولاً مستقیماً به مدولاتور متعادل تزریق می‌شود، همانطور که در شکل (۳۵.۹) نشان داده شده است، جایی که سیگنال CW در سیگنال IF با سیگنال BFO مخلوط یا هترودین شده است. از آنجایی که BFO متغیر است، فرکانس اختلاف را می‌توان به‌مر صدای دلخواه، معمولاً در محدوده ۴۰۰ تا ۹۰۰ هرتز، تنظیم کرد. اکنون نقطه‌ها و خط تیره‌ها به عنوان یک صدای صوتی ظاهر می‌شوند که تقویت شده و در بلندگو یا هدفون شنیده می‌شود. البته BFO برای دریافت سیگنال استاندارد AM خاموش است.

^{۳۰} Beat Frequency Oscillator (BFO)

۷.۹ گیرنده‌ها و گیرنده فرستنده‌ها

مدار ارتباطات هوایی VHF

اکثر گیرنده‌های مدرن به صورت آی‌سی هستند. تقریباً تمام مدارها را می‌توان در یک تراشه واحد گنجاند. برخی از اجزای مجذب خارجی هنوز مورد نیاز هستند اما حداقل هستند. اینها ممکن است شامل سیم پیچ‌ها، خازن‌های با پس و تنظیم، آنتن‌ها، کریستال‌ها، فیلترها، و در مورد صدا، تقویت کننده توان و بلندگو یا هدفون باشد.

برخی از طرح‌های گسسته هنوز وجود دارند و نمونه‌های خوبی از معماری کلی گیرنده هستند. مثالی که باید دنبال شود یک گیرنده VHF برای رادیو هوایی است.

مدار گیرنده VHF معمولی نشان داده شده در شکل (۳۶.۹) برای دریافت ارتباطات دو طرفه هوایی بین هوایی‌ها و کنترلهای فروگاه طراحی شده است که در محدوده VHF ۱۱۸ تا ۱۳۵ مگاهرتز انجام می‌شود. مدولاسیون دامنه استفاده می‌شود. مانند اکثر گیرنده‌های مدرن، مدار ترکیبی از اجزای گسسته و آی‌سی‌ها است.

سیگنال توسط یک آنتن دریافت و از طریق یک خط انتقال به جک ورودی J_1 تغذیه می‌شود. سیگنال از طریق C_1 به یک فیلتر تنظیم شده متصل از مدارهای سری و موازی هماهنگی از L_5-L_1 و C_6-C_2 کوپل می‌شود. این فیلتر باند پهن کل محدوده ۱۱۸ تا ۱۳۵ مگاهرتز را عبور می‌دهد.

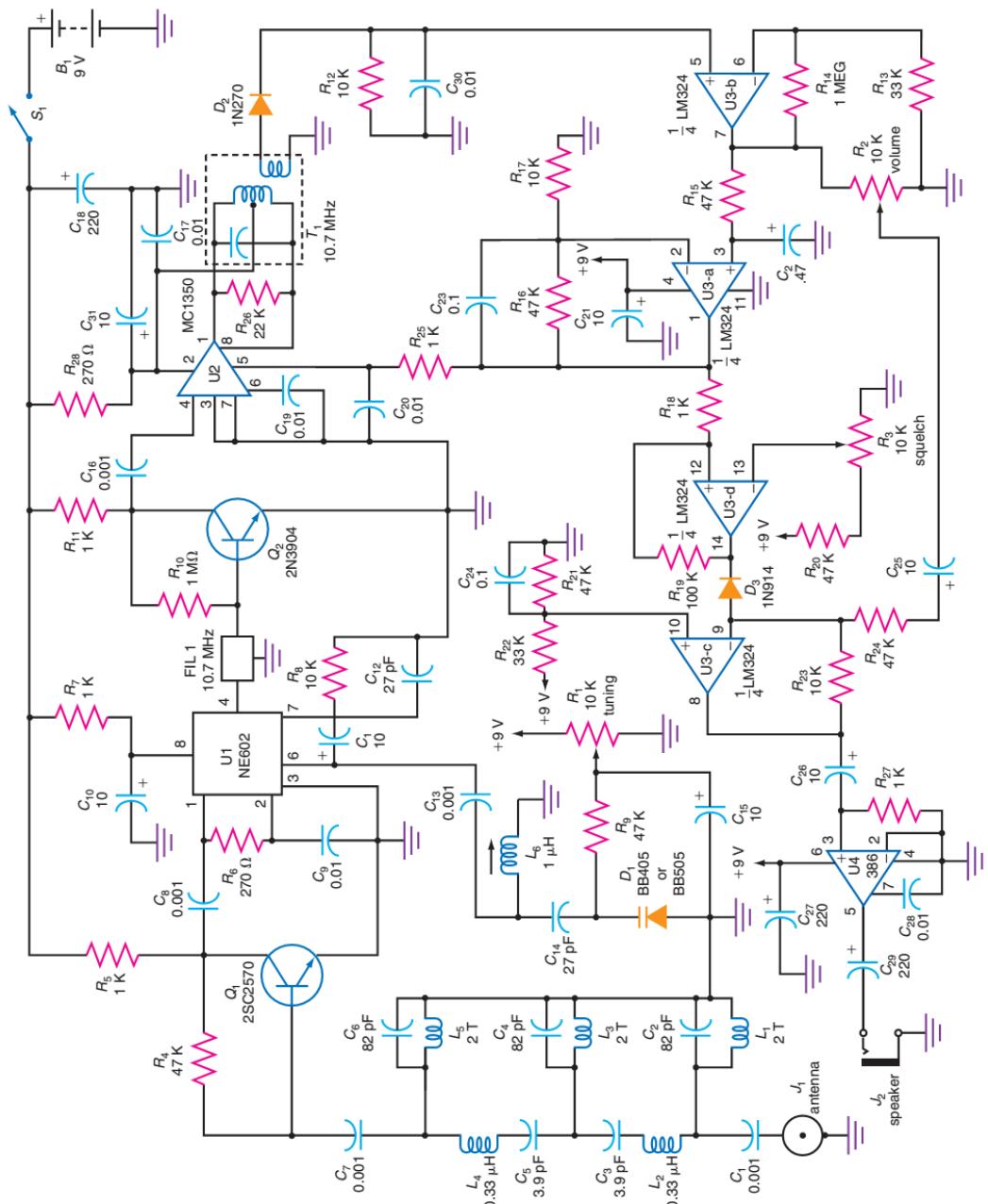
خروجی فیلتر از طریق C_7 به تقویت کننده RF متصل می‌شود که از ترانزیستور Q_1 و مقاومت بایاس R_4 و بار کلکتور R_5 تشکیل شده است. سپس سیگنال به آی‌سی NE602، C_8-U_1 اعمال می‌شود که حاوی یک میکسر متعادل و یک نوسان ساز محلی است. فرکانس نوسانگر محلی توسط مداری که از سلف L_6 و اجزای مربوطه تشکیل و تنظیم می‌شود. و C_{14} و D_1 به صورت موازی خازنی را تشکیل می‌دهند که با L_6 تشدید می‌شود تا فرکانس نوسان ساز محلی را تنظیم کند. تنظیم نوسان ساز با تغییر بایاس dc در وارکتور D_1 انجام می‌شود. پتانسیومتر R_1 بایاس معکوس را تنظیم می‌کند که به نوبه خود ظرفیت خازنی را برای تنظیم نوسانگر تغییر می‌دهد.

یک گیرنده سوپرھترودانین با تغییر فرکانس نوسانگر محلی که بر روی فرکانس بالاتر از سیگنال ورودی با مقدار IF است، تنظیم می‌شود. در این گیرنده، IF برابر $10/7$ مگاهرتز است که یک مقدار استاندارد برای بسیاری از گیرنده‌های VHF است. برای تنظیم محدوده ۱۱۸ تا ۱۳۵ مگاهرتز، نوسان ساز محلی از $128/7$ تا $145/7$ مگاهرتز تغییر می‌کند.

خروجی میکسر، که تفاوت بین فرکانس سیگنال ورودی و فرکانس نوسانگر محلی است، در پایه آی‌سی NE602 ظاهر و به یک فیلتر میان گذر سرامیکی که روی $IF = 10/7$ مگاهرتز تنظیم شده، تغذیه می‌شود. این فیلتر بیشترین قابلیت انتخاب گیرنده را فراهم می‌کند. افت عبوری^{۵۱} فیلتر توسط یک تقویت کننده ساخته شده از Q_2 ، مقاومت بایاس R_{11} و بار کلکتور R_{11} جبران می‌شود. خروجی این تقویت کننده یک آی‌سی MC1350 را از طریق C_{16} IF راه اندازی می‌کند. یک تقویت کننده IF یکپارچه، U_2 افزایش و گزینش پذیری بیشتری را ارائه می‌دهد. گزینش پذیری از مدار هماهنگی تشکیل شده از ترانسفورماتور T_1 IF ناشی می‌شود. MC1350 همچنین شامل تمام مدارهای AGC است.

سپس سیگنال در ثانویه T_1 به یک آشکارساز دیود ساده AM متشکل از R_{12} و C_{20} وارد می‌شود. سیگنال صوتی دمودوله شده در دوسر R_{12} ظاهر و سپس به تقویت کننده عملیاتی U_{2b}

^{۵۱} Insertion Loss



شکل ۳۶.۹: گیرنده هوانوردی - یک واحد سوپرهتروداین که در اطراف چهار آی‌سی ساخته شده است - برای دریافت سیگنال‌های AM در محدوده فرکانس ۱۱۸ تا ۱۳۵ مگاهرتز طراحی شده است.

یک مدار غیر معکوس بایاس شده توسط R_{13} و R_{14} که تقویت اضافی را برای صدای دمودوله شده و متوسط جریان مستقیم در خروجی آشکارساز فراهم می‌کند، تغذیه می‌شود. این تقویت کننده کنترل صدا، پتانسیومتر R_2 را تغذیه می‌کند. سیگنال صوتی از آنجا از طریق C_{25} و R_{24} به یک تقویت کننده عملیاتی دیگر، U_{2c} می‌رود. در اینجا سیگنال بیشتر تقویت و به تقویت کننده قدرت IC 386 اعمال می‌شود. این مدار بلندگو را به حرکت در می‌آورد که از طریق جک J_2 متصل می‌شود.

سیگنال صوتی از آشکارساز دیودی حاوی سطح dc ناشی از تشخیص (تصحیح) است. هم صدا و هم جریان مستقیم توسط U_{2b} تقویت می‌شوند و توسط فیلتر پایین گذر ساخته شده از R_{15} و C_{22} به جریان مستقیم تقریباً خالص فیلتر می‌شوند. این سیگنال dc به تقویت کننده عملیاتی U_{2a} ، جایی که به یک ولتاژ کنترل dc تقویت می‌شود، اعمال می‌شود. این جریان مستقیم در پایه خروجی ۱ به پین ۵ در آی سی MC1350 برمی‌گردد تا کنترل AGC را فراهم کرده و با وجود تغییرات گسترده در قدرت سیگنال، سطح گوش دادن راحت و ثابت را تضمین می‌کند.

ولتاژ AGC از U_{2a} نیز به مدار مقایسه کننده آپ امپ (تقویت کننده عملیاتی) ساخته شده از تقویت کننده U_{2d} تغذیه می‌شود. ورودی دیگر این مقایسه کننده یک ولتاژ dc از پتانسیومتر R_3 است که به عنوان کنترل اسکولچ استفاده می‌شود. از آنجایی که ولتاژ U_{2a} AGC از U_{2a} مستقیماً با قدرت سیگنال متناسب است، از آن به صورت پایه‌ای برای تنظیم اسکولچ در تراز استفاده کرده که گیرنده را تا زمانی که سیگنالی با قدرت از پیش تعیین شده بیاید خالی نگه میدارد.

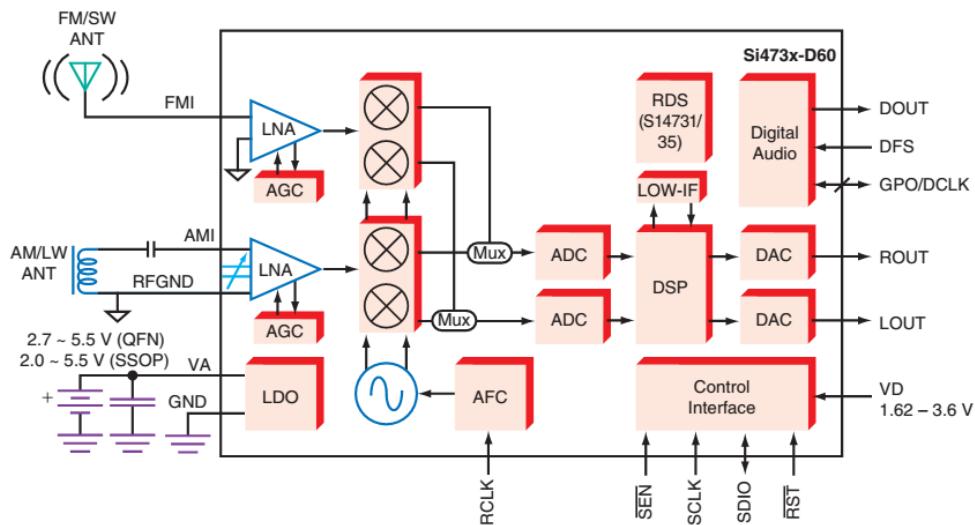
اگر قدرت سیگنال بسیار کم باشد یا هیچ سیگنالی تنظیم نشود، ولتاژ AGC بسیار کم یا وجود ندارد. این باعث می‌شود D_2 هدایت شود و به طور موثر تقویت کننده U_{2c} را غیرفعال و از عبور سیگنال صوتی از کنترل صدا به تقویت کننده قدرت جلوگیری می‌کند. اگر یک سیگنال قوی وجود داشته باشد، بایاس معکوس خواهد بود و بنابراین با تقویت کننده U_{2c} تداخلی نخواهد داشت. در نتیجه سیگنال کنترل صدا به تقویت کننده قدرت می‌رسد و در بلندگو شنیده می‌شود.

رادیو آی سی AM/FM/SW

نمونه خوبی از گیرنده آی سی مدرن Si473x-D60 Silicon Laboratories است. این برای اجرای رادیوهای آنالوگ استاندارد AM و FM و همچنین رادیوهای موج کوتاه (SW) و موج بلند (LW) طراحی شده است. این از سیلیکون CMOS ساخته شده و شامل تمام مدارات لازم به جز مدارهای مورد نیاز برای خروجی صدا است. این در یک بسته پلاستیکی ۲۰ پین روی سطح قرار دارد که ابعاد آن ۳ میلی‌متر و ۳ میلی‌متر است.

بلوک دیاگرام این گیرنده در شکل (۳۷.۹) آورده شده است. این در اصل دو گیرنده است، یکی برای AM و SW و دیگری برای FM. گیرنده AM محدوده ۵۲۰ تا ۱۷۱۰ کیلوهرتز را پوشش می‌دهد. گیرنده FM محدوده ۶۴ تا ۱۰۸ مگاهرتز را پوشش می‌دهد. پوشش موج کوتاه از ۲/۳ تا ۲۶/۱ مگاهرتز گسترش می‌یابد. پوشش موج بلند از ۱۵۳ تا ۲۷۹ کیلوهرتز است. این تراشه از منبع تغذیه dc در محدوده ۲/۷ تا ۵/۵ ولت کار می‌کند. به همراه یک خازن با پس خارجی به پین VA اعمال می‌شود. این ولتاژ توسط یک رگولاتور داخلی پایین آورنده (LDO) تنظیم می‌شود. یک منبع دیجیتال و ورودی/خروجی جداگانه ۱/۶۲ تا ۳/۶ ولت در پین VD مورد نیاز است.

تقویت کننده کم نویز (LNA) سیگنال ورودی را از آنتن متصل به پین FMI تقویت می‌کند. برای کنترل بهره استفاده می‌شود. سپس سیگنال به یک روج میکسر متصل به عنوان میکسر حذف تصویر فرستاده می‌شود که فرکانس RF ورودی را به IF برابر ۱۲۵ کیلوهرتز پائین آورده و انتقال دهد. نوسان ساز محلی یک سینتی‌سایزر PLL روی تراشه است. سینتی‌سایزر از کنترل فرکانس خودکار



شکل ۳۷.۹: بلوک دیاگرام عملکرد AM/FM/SW/LW Silicon Labs si473x-D60 مدار مجتمع گیرنده

(AFC) استفاده می‌کند و به ساعت مرجع خارجی ۳۲/۷۶۸ کیلوهرتز (RCLK) قفل می‌شود. یک کریستال ۳۲/۷۶۸ کیلوهرتز در خارج از تراشه قرار دارد. تنظیم FM در گام ۱۰ کیلوهرتز است. یک زوج مالتی پلکسر (Mux) سیگنال‌های I و Q را از میکسرها انتخاب می‌کند و آنها را به یک زوج مبدل آنالوگ به‌دیجیتال (ADC) می‌فرستد. خروجی‌های ADC به یک پردازنده سیگنال دیجیتال (DSP) می‌روند که در آن فیلتر کردن IF کم، دمودولاسیون، کاهش تأکید، پردازش استریو و سایر عملیات‌ها انجام می‌شود. خروجی‌های دیجیتالی به مبدل‌های دیجیتال به‌آنالوگ (DAC) می‌روند که سیگنال‌های خروجی صدای استریو آنالوگ چپ و راست را در پین‌های ROUT و LOUT تولید می‌کنند. این تراشه همچنین می‌تواند سیگنال‌های صوتی دیجیتال سریالی (DOUT) را در فرمتهای مختلف شبیه به صدای CD خروجی دهد. بخش صوتی دیجیتالی ممکن است برای ۲۰، ۱۶، ۸ یا ۴ بیت با نرخ نمونه برداری استاندارد ۳۲ کیلوهرتز، ۱/۴۴ کیلوهرتز، یا ۴۸ کیلوهرتز فرمت شود.

گیرنده AM/SW/LW مشابه است، با ورودی از یک آنتن حلقه در پین AMI و LNA و میکسر حذف تصویر. مالتی پلکسرها خروجی‌های میکسر I و Q را به ADC‌ها و سپس به DSP می‌فرستند، جایی که دمودولاسیون رخ می‌دهد. تنظیم SW، AM، LW در گام یک کیلوهرتز است. تنظیم برای هر دو گیرنده به صورت دیجیتالی توسط یک میکروکنترلر خارجی از طریق رابط کنترل روی تراشه انجام می‌شود. سیگنال‌های رابط از گذرگاه I^2C با سیگنال‌های SCLK و SDIO و SCL استفاده می‌کنند. یکی دیگر از ویژگی‌های تراشه گنجاندن مدار سیستم داده‌های رادیویی (RDS) است که به ایستگاه‌های پخش اجازه می‌دهد شناسایی ایستگاه، عنوان آهنگ و سایر اطلاعات را به نمایشگر روی گیرنده ارسال کنند.

گیرنده ارتباطی SDR

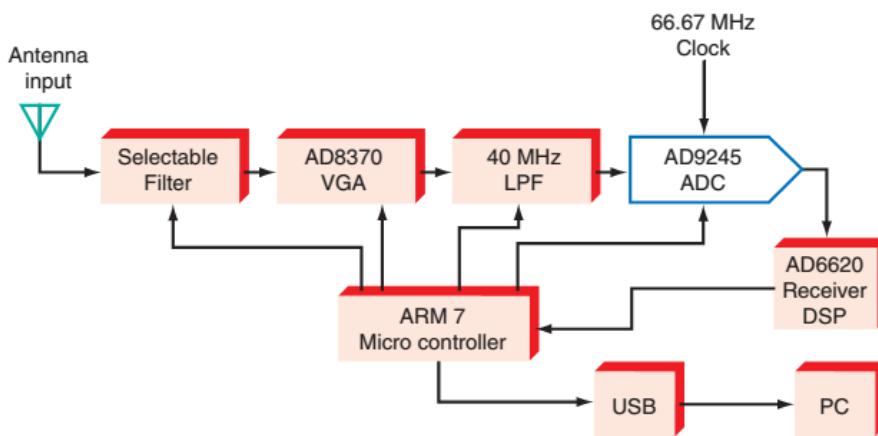
گیرنده‌های رادیویی نرمافزاری^{۵۲} (SDR) امروزه به رایج‌ترین شکل رادیو، چه به صورت مدار مجتمع یا

^{۵۲} Software Defined Radio (SDR)

به عنوان یک محصول تکمیل شده، تبدیل شده‌اند. نمونه‌ای از گیرنده‌های رادیویی موج کوتاه/آماتور تجاری با استفاده از مفاهیم SDR-IQ، SDR RFSPACE Inc. توسط ساخته شده است. شکل ۳۸.۹) گیرنده را به همراه یک تیونر آنتن نشان می‌دهد که انواع آنتن‌ها را با ورودی ۵۰ اهم را به گیرنده تطبیق می‌دهد. گیرنده SDR-IQ برای استفاده با رایانه رومیزی یا لپ تاپ طراحی شده است. گیرنده فقط قسمت جلویی است، در حالی که رایانه شخصی برای DSP و نمایشگر استفاده می‌شود. محدوده فرکانس عمومی ۵۰۰ کیلوهرتز تا ۳۰ مگاهرتز است. این می‌تواند سیگنال‌های AM، SSB، DSB، CW، و FM (موج پیوسته یا کد مورس) را آشکار سازی کند.



شکل ۳۸.۹: یک گیرنده SDR تجاری.



شکل ۳۹.۹: بلوك دیاگرام ساده شده گیرنده ارتباطی .RFSPACE SDR-IQ

بلوك دیاگرام گیرنده در شکل ۳۹.۹) نشان داده شده است. فیلترهای ورودی یکی از سه محدوده را انتخاب می‌کنند: ۰ تا ۵ مگاهرتز، ۵ مگاهرتز تا ۱۵ مگاهرتز، یا ۱۵ مگاهرتز تا ۳۰ مگاهرتز. پهنای باند انتخاب شده سیگنال‌ها به تقویت کننده با بهره متغیر (VGA) دستگاه‌های آنالوگ AD8370 اعمال

می‌شود. این تقویت کننده بهره گیرنده را به صورت دیجیتالی در دو محدوده انتخاب می‌کند: ۱۱ دسی‌بل تا ۳۴ دسی‌بل یا +۶ دسی‌بل تا +۱۷ دسی‌بل. بهره به صورت دیجیتالی برای ارائه AGC متفاوت است.

خروجی VGA به یک فیلتر پایین گذر ۴۰ مگاهرتز می‌رود که به عنوان فیلتر ضد همپوشانی برای ADC عمل می‌کند. ADC یک دیجیتايزر دستگاه آنالوگ AD9245 است که با سرعت ۶۶,۶۶۶۷ مگاهرتز نمونه برداری می‌کند که بیش از دو برابر ورودی سیگنال بالایی ۳۰ مگاهرتز است. خروجی از نمونه‌های موازی ۱۴ بیتی تشکیل شده است.

نمونه‌های ۱۴ بیتی به دستگاه‌های آنالوگ AD6620، یک پردازنده سیگنال دیجیتال برای گیرنده‌ها ارسال می‌شوند. این شامل میکسرهای دیجیتال و یک نوسانگر عددی کنترل شده (NCO) است که سیگنال را به باند پایه کاهش می‌دهد. NCO یک نوسان‌ساز محلی است و شبیه بخش تولید سیگنال یک سینتی‌سایزر DDS است که در فصل هشتم بحث شد. خروجی‌های میکسر سیگنال‌های باند پایه I و Q هستند. مدارهایی به نام دسیماتور decimator نرخ نمونه برداری را کاهش می‌دهند و سیگنال دیجیتال I و Q را به میکروکنترلر ARM7 ارسال می‌کنند. میکروکنترلر سیگنال‌های I و Q را در بسته‌ها قرار می‌دهد و آنها را به رابط USB (گذرگاه سریال جهانی) می‌فرستد، که سپس به رابط شخصی متصل می‌شود. میکروکنترلر همچنین انتخاب فیلتر، AGC و ADC را اجرا می‌کند. گیرنده همچنین به طور کامل توسط ۵ ولت dc مجهز به اتصال پورت (پایانه) USB تغذیه می‌شود.

رایانه شخصی از پردازنده داخلی پنتیوم یا معادل آن با سیگنال‌های I و Q برای انجام دمودولاسیون استفاده می‌کند. سپس یک تبدیل فوریه سریع^{۵۳} (FFT) روی داده‌ها انجام می‌شود تا یک خروجی حوزه فرکانس ارائه شود. نرم افزار روى کامپیوتر همچنین کنترل‌های گیرنده و نمایشگر را پیاده سازی می‌کند. شکل

(۴۰.۹) نمایشگر مانیتور ویدیویی رایانه شخصی را نشان می‌دهد. برای انتخاب فرکانس و حالت عملکرد از موس و صفحه کلید کامپیوتر استفاده می‌شود. قسمت بالای صفحه نمایش (پس زمینه تاریک) نمایشگر دامنه فرکانس FFT است، مشابه آنچه در یک تحلیلگر طیف مشاهده می‌کنید. یک قطعه ۱۹۰ کیلوهرتز از طیف دریافتی نشان داده شده است. سیگنال مرکزی ایستگاه رادیویی AM WOAI در ۱۲۰۰ کیلوهرتز است. شما حتی می‌توانید نوارهای کناری بالا و پایین را ببینید.

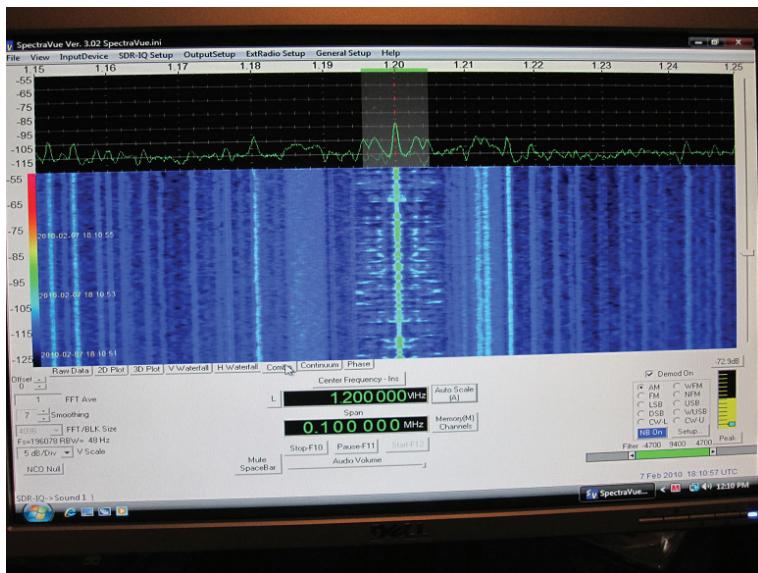
قسمت پایین نمایشگر (آبی) نمایشگر آ Bashar نامیده می‌شود. قدرت سیگنال را با سطح رنگ سیگنال‌ها در پهنهای باند ۱۹۰ کیلوهرتز سیگنال‌های نمایش داده شده نشان می‌دهد. نمایشگر آ Bashar در حال حرکت است و در طول زمان به آرامی به سمت پایین جریان می‌یابد و شبیه یک آ Bashar است. بنابراین اپراتور گیرنده یک نمایش مداوم از شرایط سیگنال فعلی و گذشته دریافت می‌کند.

فرستنده گیرنده

در گذشته تجهیزات ارتباطی به صورت جداگانه در واحدها بر اساس عملکرد بسته بندی می‌شدند و بنابراین فرستنده‌ها و گیرنده‌ها تقریباً همیشه واحدهای جداگانه‌ای بودند. امروزه اکثر تجهیزات ارتباط رادیویی دو طرفه به گونه‌ای بسته بندی می‌شوند که فرستنده و گیرنده هر دو در واحدی به نام فرستنده و گیرنده قرار دارند. تلفن‌های همراه مانند واحدهای شبکه محلی بی‌سیم روی رایانه‌های شخصی فرستنده گیرنده هستند.

فرستنده‌های گیرنده مزایای زیادی دارند. فرستنده‌ها و گیرنده‌ها علاوه بر داشتن یک محفظه مشترک و منبع تغذیه، می‌توانند مدارهای مشترکی را به اشتراک بگذارند و در نتیجه باعث صرفه‌جویی

^{۵۳}Fast Fourier Transform (FFT)



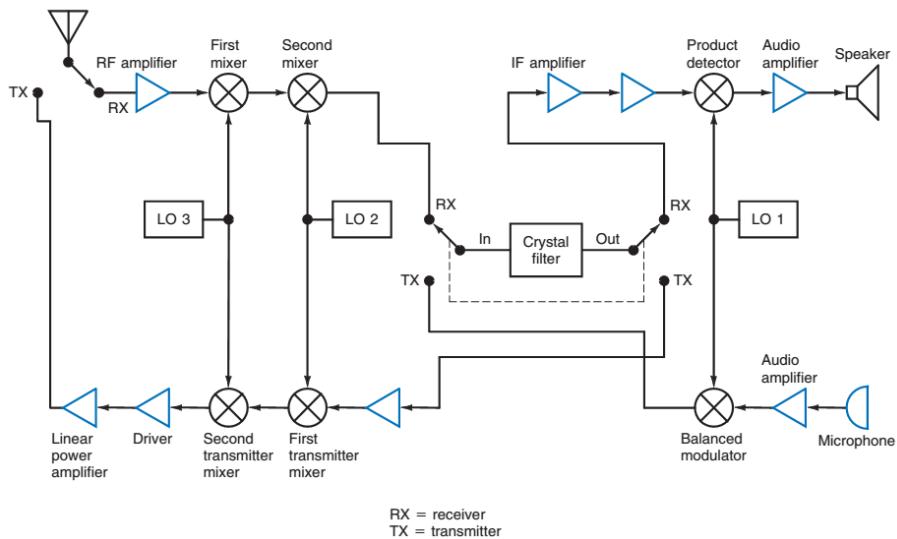
شکل ۴۰.۹: این یک نمایشگر ویدئویی معمولی از یک گیرنده SDR است که نمایشگر طیف فرکانس و نمایشگر آبشار را نشان می‌دهد.

در هزینه و در برخی موارد اندازه کوچک‌تر می‌شوند. برخی از مدارهایی که می‌توانند عملکرد دوگانه‌ای را انجام دهند عبارتند از: آنتن‌ها، نوسان‌سازها، سینتی‌سایزرها فرکانس، منابع تغذیه، مدارهای هماهنگی، فیلترها و انواع مختلف تقویت‌کننده‌ها. به لطف فناوری نیمه‌هادی مدرن، اکثر فرستنده‌های گیرنده یک تراشه سیلیکونی هستند.

فرستنده گیرنده SSB : شکل (۴۱.۹) یک بلوك دیاگرام کلی از یک فرستنده گیرنده فرکانس بالا با قابلیت عملکرد CW و SSB است. هم گیرنده و هم فرستنده از تکنیک‌های عمل هترووداین برای تولید فرکانس‌های انتقال IF و داخلی استفاده می‌کنند و انتخاب مناسب این فرکانس‌های میانی به فرستنده و گیرنده اجازه می‌دهد تا نوسانگرهای محلی را به‌اشتراک بگذارند. نوسان‌ساز محلی ۱ یک BFO برای آشکارساز ضرب کننده گیرنده و حامل برای مدولاتور متعادل برای تولید DSB است. بعداً، نوسانگر محلی کریستالی ۲ دومین میکسر را در گیرنده و اولین میکسر فرستنده مورد استفاده برای تبدیل بالا را هدایت می‌کند. نوسان‌ساز محلی ۳ اولین میکسر گیرنده و میکسر فرستنده دوم را تامین می‌کند.

در حالت (مود) انتقال، فیلتر کریستالی (مدار مشترک دیگر) انتخاب باند جانبی را پس از مدولاتور متعادل فراهم می‌کند. در حالت دریافت، فیلتر قابلیت انتخاب بخش گیرنده IF را فراهم می‌کند. مدارهای هماهنگی ممکن است به‌اشتراک گذاشته شوند. مدار هماهنگی می‌تواند ورودی تنظیم شده برای گیرنده یا خروجی تنظیم شده برای فرستنده باشد. سوئیچینگ مدار ممکن است دستی باشد، اما اغلب با استفاده از رله یا کلیدهای الکترونیکی دیودی انجام می‌شود. در اکثر طرح‌های جدیدتر، فرستنده و گیرنده یک سینتی‌سایزر فرکانس مشترک دارند.

سینتی‌سایزرها CB : شکل (۴۲.۹) یک سینتی‌سایزر PLL را برای یک فرستنده گیرنده CB ۴۰ کانالی نشان می‌دهد. با استفاده از دو نوسان‌ساز کریستالی برای مرجع و یک PLL تک



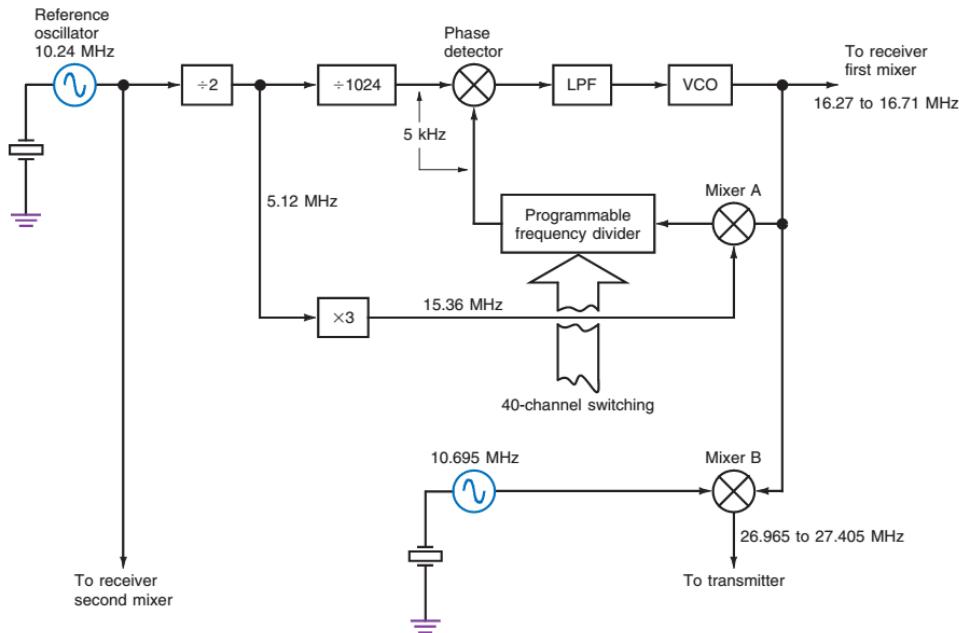
شکل ۴.۹: یک فرستنده گیرنده SSB که اشتراک مدار را نشان می‌دهد.

حلقه، فرکانس فرستنده و دو فرکانس نوسانگر محلی را برای یک گیرنده تبدیل دوگانه برای همه ۴۰ کanal CB سنتز می‌کند. نوسانگر کریستالی مرجع، که در $10/24$ مگاهرتز کار می‌کند، با یک فلیپ فلاپ به دو تقسیم و سپس تقسیم کننده فرکانس باینری که بر $10/24$ تقسیم می‌شود تا فرکانس ۵ کیلوهرتز ($5kHz = 5/24MHz / 10 = 10/24MHz$) تولید شود. و سپس به آشکارساز فار اعمال می‌شود. بنابراین فاصله کanal ها ۵ کیلوهرتز است.

آشکارساز فاز فیلتر پایین گذر و یک VCO را رامی اندازد و سیگنالی در محدوده $16/27$ تا $16/21$ مگاهرتز تولید می‌کند. این فرکانس نوسانگر محلی برای اولین میکسر گیرنده است. فرض کنید، به عنوان مثال، دریافت آن در کanal CB شماره یک یا $10/965$ مگاهرتز مورد نظر است. تقسیم کننده قابل برنامه ریزی روی نسبت صحیح تنظیم شده است تا زمانی که $16/27$ VCO $10/695$ است، خروجی ۵ کیلوهرتز تولید کند. میکسر گیرنده اول فرکانس اختلاف $10/695 - 10/27 = 10/424$ مگاهرتز را تولید می‌کند. این اولین فرکانس میانی است. سیگنال $16/27$ مگاهرتز VCO نیز به میکسر A اعمال می‌شود. ورودی دیگر این میکسر $10/36$ مگاهرتز است که از نوسانگر مرجع $10/24$ مگاهرتز و یک سه برابر کننده ($\times 3$) فرکانس گرفته شده است. خروجی میکسر A تقسیم کننده قابل برنامه ریزی را راه می‌اندازد که آشکارساز فاز را تغذیه کند. خروجی مرجع $10/24$ مگاهرتز نیز به عنوان سیگنال نوسانگر محلی برای میکسر گیرنده دوم استفاده می‌شود. با اول IF $10/695$ دوم پس از آن، تفاضل $10/455MHz = 10/24MHz - 10/695$ یا $10/455$ کیلوهرتز است.

خروجی VCO نیز به همراه یک سیگنال $10/695$ مگاهرتز از یک نوسانگر کریستالی دوم به میکسر B اعمال می‌شود. مجموع خروجی انتخاب شده است و فرکانس ارسال $10/695 + 16/27 = 26/965$ کلاس C و تقویت کننده‌های قدرت را راه اندازی می‌کند. این سیگنال راه اندازه‌های کلاس C و تقویت کننده‌های قدرت را راه اندازی می‌کند.

انتخاب کanal با تغییر نسبت تقسیم فرکانس در تقسیم کننده قابل برنامه ریزی، معمولاً با یک



شکل ۴۲.۹: یک سینتی‌سایزر فرکانس برای یک فرستنده گیرنده CB.

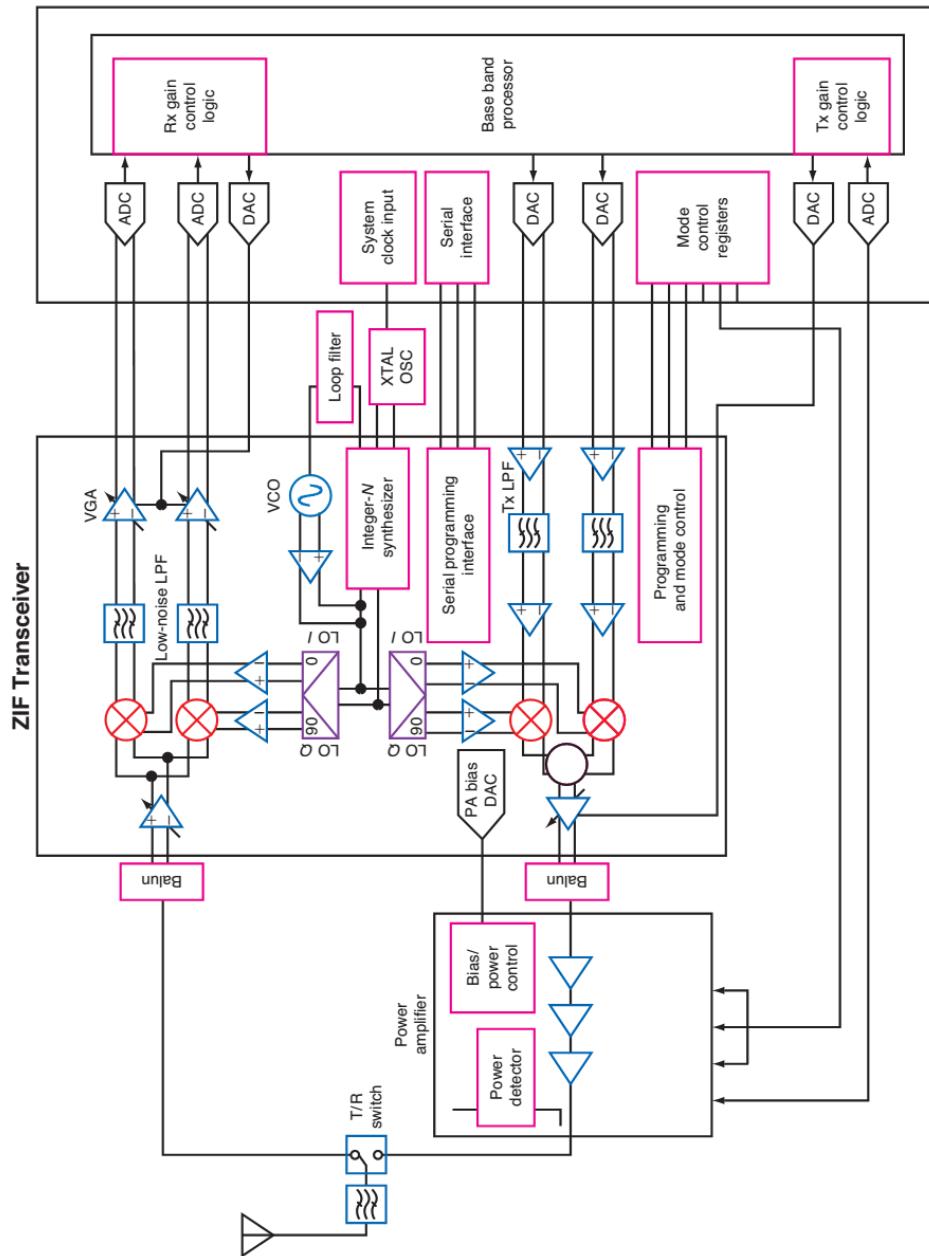
سوئیچ چرخشی یا یک صفحه کلید دیجیتالی که یک ریزپردازنده را کنترل می‌کند، به دست می‌آید. مدار در سینتی‌سایزر معمولاً روی یک تراشه آی‌سی قرار می‌گیرد.

فرستنده گیرنده IC Wi-Fi^{۵۴} : شکل (۴۳.۹) یک فرستنده گیرنده یکپارچه را نشان می‌دهد که معمولاً در شبکه‌های محلی بی‌سیم (WLAN)^{۵۵} استفاده می‌شود. فرستنده و گیرنده در رایانه‌های شخصی، لپ تاپ‌ها و سایر دستگاه‌ها تعبیه شده است تا به صورت بی‌سیم با یک کامپیوتر دیگر و یک شبکه ارتباط برقرار کند. این فرستنده گیرنده خاص با مشخصات تعیین شده توسط استاندارد IEEE802.11b برای شبکه‌های WLAN تطبیق است. همچنین به نام Wi-Fi بی‌سیم با کیفیت خوب شناخته می‌شود، در باند پزشکی علمی صنعتی (ISM)^{۵۶} از ۲/۴ تا ۲/۴۸۳ گیگاهرتز کار می‌کند. این به طور کامل از سیلیکون CMOS و BiCMOS ساخته شده است و شامل بیشتر مدارهای مورد نیاز برای تشکیل یک رادیو دو طرفه کامل برای ارسال و دریافت داده‌های دیجیتالی است. این دستگاه که در یک بسته کوچک 7×7 میلی‌متری قرار دارد، با دو آی‌سی دیگر، تقویت کننده قدرت (PA) برای فرستنده، و یک پردازنده باند پایه به همراه مدارهای پشتیبانی مانند مبدل‌های A/D و D/A همراه است.

فرستنده و گیرنده می‌تواند با سرعت ۱۱ مگابیت بر ثانیه ارسال کند اما همچنین می‌تواند با نرخ‌های کمتر $5/5$ ، 2 و 1 مگابیت بر ثانیه بسته به سطح نویز، برد و محیط عملیاتی ارسال کند. مدولاسیون نوعی کلیدزن با تغییر فاز است. حداکثر برد حدود 100 متر است، اگرچه با شرایط کار متفاوت است. سرعت انتقال بسته به شرایط محیط به طور خودکار تنظیم می‌شود. تمام این عملیات

^{۵۴}Wireless Local Area Networks (WLAN)

^{۵۵}Industrial Scientific Medical (ISM)



شکل ٤٣.٩: فرستنده گیرنده تک تراشه $2/4 GHz$

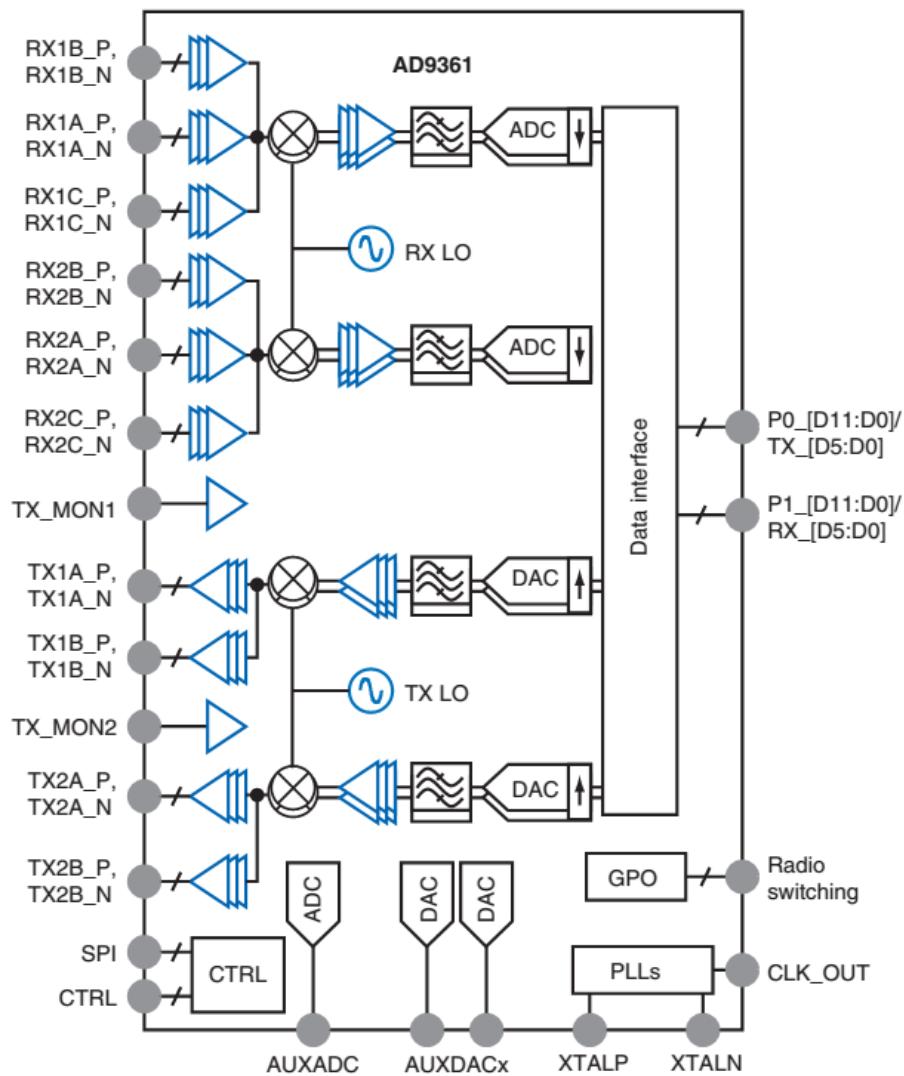
به صورت خودکار توسط پردازنده خارجی انجام می‌شود.

آنتن یک فیلتر دو طرفه مانند فیلتر SAW را تغذیه می‌کند تا مقداری گزینش‌پذیری در عملیات ارسال و دریافت را فراهم کند. خروجی فیلتر به یک سوئیچ انتقال/درباره (T/R) که با ترانزیستورهای GaAs یا دیودهای پین اجرا می‌شود تغذیه و تعویض خودکار از ارسال به دریافت را فراهم می‌کند. یک بالون خارجی تراشه مقداری تطبیق امپدانس با ورودی گیرنده فراهم می‌کند. قسمت بالایی تراشه فرستنده گیرنده است. طبقه اول یک تقویت کننده با بهره متغیر کم نویز (VGA) است. این تقویت کننده یک زوج میکسر را اهاندازی می‌کند که با سیگنال‌های نوسان ساز محلی که ۹۰ درجه اختلاف فاز دارد نیز تغذیه می‌شوند. از آنجایی که این یک رادیو IF صفر^{۵۶} (ZIF) است، سیگنال نوسانگر محلی (LO) در فرکانس کاری است. این سیگنال LO از یک سینتی‌سایزر فرکانس PLL داخلی گرفته شده است. نوسان ساز کریستالی مرجع و خازن فیلتر حلقوی خارج از تراشه هستند. سیگنال‌های I و Q تولید شده توسط میکسرها توسط فیلترهای RC پائین گذر فعال روی تراشه فیلتر شده و توسط تقویت کننده‌های با بهره متغیر تقویت می‌شوند. سیگنال‌های I و Q تقویت شده به مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال (ADC) ارسال می‌شوند بطوری که خروجی‌های آن‌ها پردازنده باند پایه را، جایی که دمودولاسیون و سایر عملیات روى داده‌های دریافتی انجام می‌شود، تغذیه می‌کنند. چندین ویژگی دیگر از گیرنده وجود دارد که باید در نظر گرفته شود. ابتدا توجه داشته باشید که تمام خطوط انتقال بین مدارها دو سیمه هستند. این بدان معنی است که سیگنال‌ها نسبت به زمین متعادل هستند و به صورت متفاوت ارسال و دریافت می‌شوند. این چیدمان به حداقل رساندن نویز کمک می‌کند. دوم، توجه داشته باشید که یک خروجی دیجیتالی از پردازنده باند پایه DAC را تغذیه می‌کند که خروجی آن برای کنترل بهره تقویت کننده‌های بهره متغیر استفاده می‌شود. این شکلی از AGC است. سوم، توجه داشته باشید که سینتی‌سایزر فرکانس توسط سیگنال ورودی سریالی از پردازنده باند پایه کنترل می‌شود. کانال عملیاتی توسط پردازنده انتخاب و دنیای کنترل سریالی تولید شده و از طریق رابط سریالی به رابط برنامه نویسی ارسال می‌شود تا فرکانس عملکرد سینتی‌سایزر را تنظیم کند.

فرستنده در قسمت پایین نمودار تراشه در شکل (۴۳.۹) قرار دارد. سیگنال‌های دودویی نشان‌دهنده داده‌های مدوله شده برای انتقال توسط پردازنده توسعه داده می‌شوند و به شکل I و Q به ارسال DAC می‌شوند. سیگنال‌ها همه دیفرانسیلی هستند. تقویت کننده‌ها و فیلترهای تغذیه خروجی DAC در تراشه فرستنده گیرنده و در آنجا به دو میکسر I و Q ارسال می‌شوند. در اینجا سیگنال‌های باند پایه به فرکانس ارسال نهایی تبدیل می‌شوند. سینتی‌سایزر روی تراشه فرکانس حامل را برای میکسرها تولید می‌کند در حالی که تغییر فاز سیگنال‌های تریبیعی را تولید می‌کند. خروجی میکسر اضافه و سپس به یک تقویت کننده کم توان با بهره متغیر تغذیه می‌شود. این تقویت کننده یک بالون خارجی را تغذیه می‌کند که با تقویت کننده قدرت (PA) تطبیق است. پاور آمپلی فایر یک تقویت کننده توان کلاس AB با توان خروجی ۲ dBm است. تقویت کننده قدرت یک تراشه جداگانه است و روی تراشه فرستنده گیرنده ادغام نشده زیرا گرمایی تولید می‌کند و به یک بسته جداگانه نیاز دارد.

خروجی تقویت کننده قدرت از طریق فیلتر به سوئیچ انتقال/درباره و سپس آنتن می‌رسد. توجه داشته باشید که PA یک آشکارساز نظارت بر توان دارد که خروجی آن توسط یک ADC جداگانه دیجیتالی و این خروجی در یک طرح بازخورد برای کنترل توان فرستنده استفاده می‌شود. پردازنده توان مورد نظر را محاسبه و یک سیگنال باینری به DAC می‌فرستد که به‌نوبه خود تقویت

^{۵۶}Zero IF (ZIF)



شکل ۴۴.۹: فرستنده گیرنده آی‌سی دوگانه.

کننده بهره متغیر را در خروجی فرستنده گیرنده راه اندازی می‌کند. رجیسترها و مدارهای کنترل حالت مختلف نیز برای اجرای عملیات مختلف دیکته شده توسط استاندارد ارائه شده است. امروزه فرستنده‌های Wi-Fi حتی پیچیده‌تر هستند، زیرا استانداردهای جدیدتر IEEE 802.11a/g/n/ac را پیاده‌سازی می‌کنند. با این حال، ساختار و اجزای اصلی همان مواردی است که در اینجا مورد بحث قرار گرفت.

فرستنده گیرنده بی‌سیم : شکل (۴۴.۹) یک آی‌سی فرستنده گیرنده را نشان می‌دهد که برای ایستگاه‌های پایه سلولی یا سایر تجهیزات بی‌سیم طراحی شده است. این در واقع دو فرستنده

گیرنده در یک تراشه است تا ایستگاه پایه بتواند ویژگی ورودی خروجی چندگانه^{۵۷} (MIMO) را پیاده سازی کند. MIMO تکنیکی است برای استفاده از دو یا چند آنتن، فرستنده و گیرنده که بر روی یک فرکانس کار می‌کنند تا اثرات محو شدن سیگنال را برای عملکرد مطمئن‌تر به حداقل برساند و سرعت داده‌های دیجیتالی را چند برابر کند. MIMO در فصل شانزدهم توضیح داده خواهد شد.

این تراشه فرستنده گیرنده دستگاه‌های آنالوگ AD9361 دارای محدوده فرکانس کاری ۷۰ مگاهرتز تا ۶ گیگاهرتز است. پهنهای باند کانال را می‌توان در هر جایی در محدوده ۲۰۰ کیلوهرتز تا ۵۶ مگاهرتز تنظیم کرد. بخش بالایی شکل (۴۴.۹) نشان دهنده دو گیرنده (RX) است. سه LNA سیگنال‌های ورودی فیلترهای خارجی را تقویت می‌کنند. عدد نویز گیرنده ۲ دسی‌بل در ۸۰۰ مگاهرتز است. سپس سیگنال‌ها توسط میکسرها پائین آورنده به باند پایه تبدیل، سپس با AGC تقویت شده و فیلتر می‌شوند. یک سینتی‌سایزر داخلی PLL و N کسری، سیگنال LO را برای تنظیم فراهم می‌کند. سیگنال‌ها سپس در ADC‌های ۱۲ بیتی دیجیتالی و سیگنال‌های موازی I و Q به رابط داده، جایی که برای دمودولاسیون و سایر پردازش‌ها به DSP می‌روند، ارسال می‌شوند.

فرستندهای دوگانه (TX) در قسمت پایینی شکل (۴۴.۹) نشان داده شده است. داده‌های موازی دیجیتال I و Q با مدولاسیون وارد رابط داده شده و روی DAC‌های ۱۲ بیتی اعمال، سپس فیلتر و تقویت می‌شوند. در این صورت میکسرها سیگنال‌ها را به فرکانس خروجی نهایی تبدیل می‌کنند. یک سینتی‌سایزر PLL جداگانه به عنوان نوسان ساز محلی TX استفاده می‌شود. حداکثر توان خروجی RF بسته به فرکانس کاری ۷/۵dBm است. یک PA خارجی برای افزایش سطح سیگنال به توان مورد نظر استفاده می‌شود.

فرکانس‌های سینتی‌سایزر PLL توسط برنامه نویسی دیجیتالی خارجی تنظیم می‌شود که از طریق یک رابط سریالی وارد می‌شود. سایر ویژگی‌ها و عملکردهای تراشه نیز با داده‌های یک میکروکنترلر خارجی به‌این ترتیب برنامه ریزی می‌شوند.

ملاحظات نهایی مهم

یک نکته مهم را در نظر داشته باشید. تجهیزات ارتباطی مدرن با آی‌سی‌هایی مانند مواردی که در اینجا مورد بحث قرار گرفت، پیاده سازی می‌شوند. بزرگترین جزئیاتی که تا به حال خواهید دید یک نمودار جعبه‌ای و مجموعه‌ای از مشخصات است. شما هرگز مدار دقیق را نمی‌بینید، که در بیشتر موارد انحصاری سازنده است. در حالی که برخی از نمودارهای شماتیک اجزای گستته در این فصل و سایر فصل‌ها نشان داده شده است، آنها به عنوان نمونه و برای پس زمینه کلی نشان داده شده‌اند و به‌این معنی نیست که در داخل IC‌ها استفاده می‌شوند. شما باید روی عملکردها و مشخصات آی‌سی، نه عملکرد مدار خاص یا سایر جزئیات داخلی، تمرکز کنید. فرقی نمی‌کند مدار چه باشد، چه مهندس طراح باشید یا یک تکنسین تعمیر و نگهداری. آنچه اهمیت دارد عملکرد و کارکردن آن است. تنها چیزی که باید نگران آن باشید سطوح سیگنال ورودی و خروجی و سطوح توان dc است.

سؤالات:

۱. کاهش Q در یک مدار تشید چه تاثیری بر پهنهای باند آن دارد؟

۲. ساده‌ترین گیرنده ممکن را شرح دهید.

^{۵۷}Multiple Input Multiple Output (MIMO)

۳. اگر گزینش‌پذیری مدار هماهنگی بیش از حد تیز باشد، برای سیگنال مدوله شده چه اتفاقی می‌افتد؟
۴. چه چیزی گزینش‌پذیری یک گیرنده را تعیین می‌کند؟
۵. از دو فیلتر $\frac{1}{2}MHz$ برای IF، یکی دارای ضریب شکل $2/3$ و دیگری $1/8$ یکی باید انتخاب شود. کدام گزینش‌پذیری بهتری دارد؟
۶. چه نوع گیرنده‌ای فقط از تقویت کننده و آشکارساز استفاده می‌کند؟
۷. چه نوع گیرنده‌ای از میکسر برای تبدیل سیگنال دریافتی به فرکانس کمتر استفاده می‌کند؟
۸. برای تولید IF از چه مداری استفاده می‌شود؟
۹. بیشترین بهره و گزینش‌پذیری در گیرنده سوپرهترووداین در چه طبقه‌ای به دست می‌آید؟
۱۰. برای جبران سطح وسیعی از سیگنال ورودی، چه مداری در یک گیرنده استفاده می‌شود؟
۱۱. خروجی میکسر معمولاً تفاوت بین کدام دو فرکانس ورودی است؟
۱۲. ولتاژ AGC بهره کدام دو طبقه از گیرنده را کنترل می‌کند؟
۱۳. سیگنال تداخلی که با سیگنال مورد نظر دو برابر IF فاصله داشته باشد را چه می‌نامید؟
۱۴. علت اصلی ظاهر شدن فرکانس تصویر در ورودی میکسر چیست؟
۱۵. سوپرهت با تبدیل دوگانه چه مزیتی نسبت به سوپرهت تک تبدیلی دارد؟
۱۶. چگونه می‌توان مشکل تصویر را در طول طراحی یک گیرنده بهترین وجه حل کرد؟
۱۷. اصطلاحاتی که برای خروجی‌های یک میکسر با ورودی‌های آن f_1 و f_2 را بیان کنید.
۱۸. بهترین نوع میکسر غیرفعال را نام ببرید.
۱۹. بهترین نوع میکسر ترانزیستوری را نام ببرید.
۲۰. فرآیند مخلوط کردن شبیه به چه نوع مدولاسیونی است؟
۲۱. میکسر حذف تصویر چیست؟
۲۲. مشخصات اولیه VFO که برای وظیفه نوسان‌ساز محلی استفاده می‌شود چیست؟
۲۳. در اکثر گیرنده‌های مدرن از چه نوع نوسان‌ساز محلی استفاده می‌شود؟
۲۴. چرا میکسرها گاهی در سینتی‌سایزرها فرکانس مانند شکل (۱۴.۹) استفاده می‌شوند؟
۲۵. سه منبع اصلی نویز خارجی را نام ببرید.
۲۶. گیرنده تبدیل مستقیم چیست؟ مزایای اصلی آن چیست؟

۲۷. معماری و عملکرد یک رادیو نرمافزاری را توضیح دهید. چه فناوری کامپیوترا این امکان را فراهم می‌کند؟
۲۸. چرا استفاده از میکسرهای تربیعی I و Q در گیرنده (Zero-IF) ضروری است؟
۲۹. انواع اصلی نویز داخلی که در گیرنده ایجاد می‌شود را نام ببرید.
۳۰. منبع اصلی نویز جو چیست؟
۳۱. چهار منبع رایج نویز صنعتی را فهرست کنید.
۳۲. منبع اصلی نویز داخلی در یک گیرنده چیست؟
۳۳. نسبت سیگنال به نویز (S/N) معمولاً در چه واحدهایی بیان می‌شود؟
۳۴. افزایش دمای یک قطعه چه تاثیری بر توان نویز آن دارد؟
۳۵. باریک شدن پهنای باند مدار چه تاثیری بر سطح نویز دارد؟
۳۶. سه نوع نویز نیمه‌هادی را نام ببرید.
۳۷. درست یا غلط؟ نویز خروجی گیرنده کمتر از نویز ورودی است.
۳۸. سه جزء تشکیل دهنده SINAD کدامند؟
۳۹. چه مراحلی از گیرنده بیشترین نویز را ایجاد می‌کند؟
۴۰. مزایا و معایب استفاده از تقویت کننده RF در قسمت جلویی گیرنده چیست؟
۴۱. نام ترانزیستور کم نویز ترجیح داده شده در تقویت کننده‌های RF در فرکانس‌های مایکروویو چیست؟
۴۲. چه نوع مخلوط کننده‌های تلفات دارند؟
۴۳. معمولاً گزینش پذیری در تقویت کننده IF مدرن چگونه به دست می‌آید؟
۴۴. AWGN چیست؟
۴۵. نام تقویت کننده IF که پیکهای (قله‌های) مثبت و منفی سیگنال را قطع می‌کند چیست؟
۴۶. چرا بریدن (قطع کردن) در مرحله IF مجاز است؟
۴۷. بهره تقویت کننده کلاس A دوقطبی را می‌توان با تغییر چه پارامتری تغییر داد؟
۴۸. برد کلی IF-RF یک گیرنده چقدر است؟
۴۹. فرآیند استفاده از دامنه سیگنال ورودی برای کنترل بهره گیرنده چیست؟
۵۰. تفاوت بین AGC جلو و معکوس چیست؟

۵۱. بهره تقویت کننده دیفرانسیلی چگونه برای تولید AGC تغییر می‌کند؟
۵۲. دو نام برای مداری که صدا را تا دریافت سیگنال مسدود می‌کند چیست؟
۵۳. چگونه فرکانس نوسان‌ساز محلی را در گیرنده تبدیل مستقیم تعیین می‌کنید؟
۵۴. هدف و عملکرد یک CTCSS در یک گیرنده را شرح دهید.
۵۵. یک BFO برای دریافت چه دو نوع سیگنال لازم است؟
۵۶. بطور خلاصه سیگنال‌های I و Q را در گیرنده SDR توصیف می‌کند.
۵۷. سه منبع اصلی گزینش‌پذیری گیرنده‌های پیاده سازی شده با آی‌سی را نام ببرید.
۵۸. در فرستنده گیرنده تک تراشه فرکانس عملکرد چگونه تغییر می‌کند
۵۹. در یک دستگاه فرستنده گیرنده چه مداری را می‌توانند در فرستنده و گیرنده به‌اشتراک بگذارند؟
۶۰. مدارهای مشترک فرستنده و گیرنده در یک فرستنده گیرنده SSB چیست؟
۶۱. حلقه قفل فاز اغلب با چه مداری ترکیب می‌شود تا فرکانس‌های متعدد در یک فرستنده گیرنده تولید کند؟
۶۲. سینتی‌سایزر در یک فرستنده گیرنده معمولاً چه فرکانس‌هایی را تولید می‌کند؟
۶۳. آیا یک گیرنده ZIF می‌تواند FM یا PM را آشکارسازی کند؟ چگونه؟
۶۴. چهار عملکردی که می‌تواند توسط DSP در SDR انجام شود را نام ببرید.
- سوالات زیر به گیرنده در شکل (۳۶.۹) اشاره دارد.**
۶۵. چه اجزا یا مدارهایی پنهانی باند گیرنده را تعیین می‌کنند؟
۶۶. از آنجایی که R_1 طوری تغییر می‌کند که ولتاژ روی بازوی پتانسیومتر به سمت $+9$ ولت افزایش می‌باید، فرکانس نوسانگر محلی چگونه تغییر می‌کند؟
۶۷. چه قسمت بیشترین بهره را در این گیرنده فراهم می‌کند؟
۶۸. آیا سیگنال اسکولج از سیگنال یا نویز ناشی می‌شود؟
۶۹. آیا این گیرنده حاوی BFO است؟
۷۰. آیا این مدار می‌تواند سیگنال‌های CW یا SSB را دریافت کند؟
۷۱. اگر ولتاژ dc AGC در پایه U_2 کاهش یابد، در بهره U_2 چه اتفاقی می‌افتد؟
۷۲. سیگنال صوتی برای تست قسمت کامل صوتی این گیرنده کجا تزریق می‌شود؟
۷۳. برای تست بخش IF این گیرنده از چه سیگنال فرکانسی استفاده و به کجا وصل می‌شود؟

۷۴. اگر $C_{۳۱}$ اتصال کوتاه شود، چه جزء غیرقابل استفاده خواهد بود؟

مسائل:

۱. یک مدار هماهنگی دارای $Q = ۸۰$ در فرکانس تشدید آن ۴۸۰ کیلوهرتز است. پهنهای باند آن چقدر است؟
۲. یک مدار هماهنگی LC موازی دارای سیم پیچ $۴\mu H$ و ظرفیت $۶۸pF$ است. مقاومت سیم پیچ ۹Ω است. پهنهای باند مدار چقدر است؟
۳. یک مدار هماهنگی دارای فرکانس تشدید ۱۸ مگاهرتز و پهنهای باند ۱۲۰ کیلوهرتز است. فرکانس‌های قطع بالا و پایین کدامند؟
۴. چه مقدار Q برای دستیابی به پهنهای باند ۴ کیلوهرتز در فرکانس $۳/۶$ مگاهرتز مورد نیاز است؟
۵. یک فیلتر دارای پهنهای باند در ۶ دسی‌بل ۳۵۰۰ هرتز و پهنهای باند در ۶۰ دسی‌بل ۸۴۰۰ هرتز است. فاکتور شکل چقدر است؟
۶. یک گیرنده سوپرهتروداين دارای سیگنال ورودی $۱۴/۵$ مگاهرتز است. نوسان‌ساز محلی روی ۱۹ مگاهرتز تنظیم شده است. IF چقدر است؟
۷. یک سیگنال مورد نظر در فرکانس ۲۹ مگاهرتز با یک نوسان ساز محلی $۳۷/۵$ مگاهرتز مخلوط می‌شود. فرکانس تصویر چقدر است؟
۸. یک گیرنده سوپرهتروداين با تبدیل دوگانه دارای فرکانس ورودی ۶۲ مگاهرتز و نوسان‌گرهای محلی ۷۱ و $۸/۶$ مگاهرتز است. این دو IF چقدر هستند؟
۹. خروجی یک میکسر با ورودی ۱۶۲ و ۱۸۹ مگاهرتز چیست؟
۱۰. محتمل‌ترین IF برای یک میکسر با ورودی ۱۶۲ و ۱۸۹ مگاهرتز چیست؟
۱۱. یک سینتی‌سایزر فرکانس مانند شکل (۱۴.۹) فرکانس مرجع ۱۰۰ کیلوهرتز دارد. نوسان ساز کریستالی و ضرب کننده سیگنال ۲۴۰ مگاهرتز را به میکسر می‌دهند. تقسیم کننده فرکانس روی ۱۵۰ تنظیم شده است. فرکانس خروجی VCO چقدر است؟
۱۲. یک سینتی‌سایزر فرکانس دارای مرجع ورودی آشکارساز فاز $۱۲/۵$ کیلوهرتز است. نسبت تقسیم کننده ۲۹۵ است. فرکانس خروجی و افزایش تغییر فرکانس چقدر است؟
۱۳. قدرت سیگنال ورودی به یک گیرنده $۶/۲$ نانووات است. قدرت نویز $۱/۸nW$ است. نسبت S/N چقدر است؟ نسبت S/N بر حسب دسی‌بل چقدر است؟
۱۴. ولتاژ نویز تولید شده در مقاومت ورودی ۵۰Ω در دمای ۲۵ درجه سانتی‌گراد با پهنهای باند $۲/۵$ مگاهرتز چقدر است؟
۱۵. دمای نویز در چه فرکانس‌هایی برای بیان نویز در یک سیستم استفاده می‌شود؟

۱۶. نسبت نویز یک تقویت کننده $1/8$ است. دمای نویز بر حسب کلوین چقدر است؟
۱۷. کدام درجه حساسیت گیرنده بهتر است؟ $-87dBm$ یا $-126dBm$ –
۱۸. حداقل حساسیت لازم برای یک گیرنده با نویز 5 دسی بل، SNR برابر 11 دسی بل و پهنهای باند 10 مگاهرتز برای رسیدن به BER 5×10^{-10} چقدر است؟

مسائل چالش برانگیز:

۱. چرا دمای نویز $155K$ امتیاز بهتری نسبت به دمای نویز $K = 21^\circ K$ دارد؟
۲. یک فرستنده FM در فرکانس $470/6$ مگاهرتز کار می‌کند. IF اول 45 مگاهرتز و IF دوم 50° کیلوهرتز است. فرستنده دارای یک زنجیره ضرب فرکانس $3 \times 2 \times 2$ است. سینتی‌سایزر فرکانس باید چه سه سیگنالی را برای فرستنده و دو میکسر در گیرنده ایجاد کند؟
۳. توضیح دهید که چگونه یک شمارنده دیجیتال می‌تواند به گیرنده در شکل (۳۶.۹) متصل شود تا فرکانس سیگنالی را که به آن تنظیم شده است بخواند.
۴. نمایشگرهای گیرنده SDR که به رایانه شخصی متصل است را توضیح دهید.
۵. مدارهای یک گیرنده سوپرهتروداين دارای مزایای زیر هستند: تقویت کننده RF، 8 دسی بل. میکسر، $22/5$ دسی بل؛ تقویت کننده IF، 80 دسی بل؛ دمدولاتور، $20/8$ دسی بل؛ تقویت کننده صوتی، 23 دسی بل. بهره کل چقدر است؟
۶. یک گیرنده سوپرهتروداين سیگنالی را روی $10/8$ مگاهرتز دریافت می‌کند. دامنه آن توسط تون 700 هرتز مدوله می‌شود. نوسان ساز محلی روی فرکانس سیگنال تنظیم شده است. IF چقدر است؟ خروجی آشکارساز دیودی چقدر است؟
۷. یک رادیو نرم افزاری در فرکانس 1900 مگاهرتز کار می‌کند. نوسان ساز محلی روی 1750 مگاهرتز تنظیم شده است. حداقل فرکانس نمونه برداری مورد نیاز در مبدل A/D چقدر است؟

فصل ۱۰

مالتیپلکس و دیمالتیپلکس

کanal ارتباطی یا پیوند بین دو نقطه زمانی برقرار می‌شود که کابلی متصل شود یا فرستنده و گیرنده رادیویی بین دو نقطه تنظیم شود. هنگامی که تنها یک پیوند وجود دارد، تنها یک عملکرد - خواه شامل انتقال سیگнал یا عملیات کنترل باشد - می‌تواند در یک زمان انجام شود. برای ارتباط دو طرفه، یک فرآیند نیمه‌دو طرفه تنظیم شده است: هر دو انتهای پیوند ارتباطی می‌توانند ارسال و دریافت کنند اما نه به طور همزمان.

انتقال دو یا چند سیگنال به طور همزمان می‌تواند با اجرای کابل‌های متعدد یا تنظیم یک زوج فرستنده/گیرنده برای هر کanal انجام شود، اما این یک رویکرد گران است. در واقع، یک کابل یا پیوند رادیویی تکی می‌تواند چندین سیگنال را به طور همزمان با استفاده از تکنیکی به نام مالتیپلکسینگ کنترل کند، که به صدها یا حتی هزاران سیگنال اجازه می‌دهد تا روی یک محیط واحد ترکیب و ارسال شوند. مالتیپلکس ارتباطات همزمان را عملی تر و اقتصادی تر کرده است و به حفظ فضای طیف کمک کرده و اجازه می‌دهد تا عملیات کاربردی جدید و پیچیده را اجرا کنند.

اهداف:

بعداز تکمیل این فصل، شما می‌توانید:

- توضیح دهید که چرا تکنیک‌های مالتیپلکس در تله‌متري (سنجه از دور)، سیستم‌های تلفن، پخش رادیو و تلویزیون و دسترسی به اینترنت ضروری است.
- مالتیپلکس تقسیم فرکانس را با مالتیپلکس تقسیم زمان مقایسه کنید.
- مراحل ارسال و دریافت سیگنال‌های چندگانه را ردیابی کنید.
- انواع فرعی اصلی مالتیپلکسینگ تقسیم زمان را فهرست کنید.
- مدولاسیون کد پالس را تعریف کنید، نمودار یک مالتیپلکسر PCM معمولی را رسم کنید و مزیت اصلی PCM را نسبت به سایر اشکال مدولاسیون پالس بیان کنید.
- مشخصات سیستم T-carrier را فهرست کنید.

■ تفاوت بین زمان و فرکانس دوبلکس را توضیح دهید.

۱.۱۰ اصول مالتی‌پلکسینگ

مالتی‌پلکسینگ^۱ فرآیند انتقال همزمان دو یا چند سیگنال از طریق یک کانال ارتباطی واحد، کابل یا بی‌سیم است. در واقع تعداد کانال‌های ارتباطی را افزایش می‌دهد تا اطلاعات بیشتری منتقل شود. اغلب در ارتباطات لازم یا مطلوب است که بیش از یک سیگنال صوتی یا داده به طور همزمان ارسال شود. یک کاربرد ممکن است به سیگنال‌های متعدد نیاز داشته باشد، یا می‌توان با استفاده از یک کانال ارتباطی برای ارسال سیگنال‌های اطلاعاتی متعدد، در هزینهٔ صرفه جویی کرد. چهار کاربرد که بدون مالتی‌پلکس بسیار گران یا غیرممکن خواهد بود عبارتند از: سیستم‌های تلفن، تله‌متري، ماهواره‌ها و پخش راديوسي و تلویزیونی مدرن.

بیشترین استفاده از مالتی‌پلکس در سیستم تلفن است، جایی که میلیون‌ها تماس روی کابل‌ها، خطوط فيبر نوري مسافت طولاني، ماهواره‌ها و مسیرهای بی‌سیم مالتی‌پلکس می‌شوند. مالتی‌پلکسینگ توانايي اپراتور تلفن برای رسيدگي به تماس‌های بيشتر را افزایش می‌دهد و در عين حال هزینه‌های سیستم و استفاده از طيف را به حداقل ميرساند.

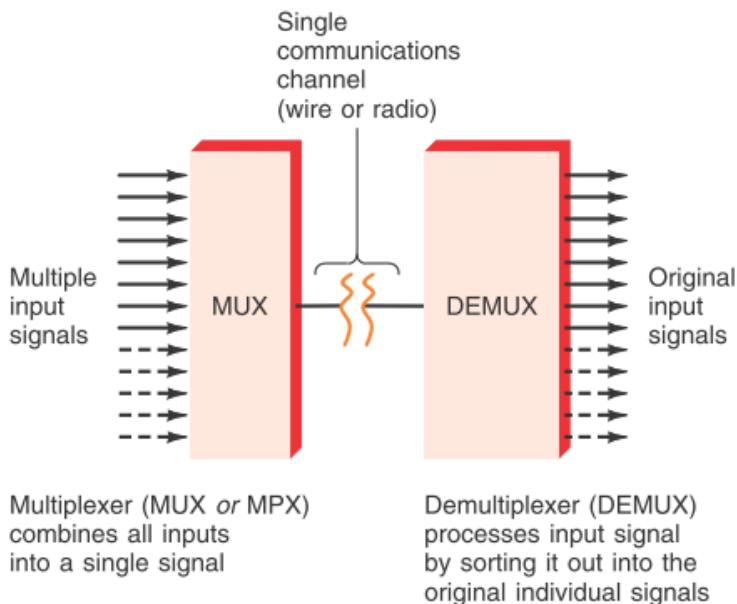
در تله‌متري، ويژگی‌های فيزیکی یک برنامه کاربردی توسط مبدل‌های حساس کنترل می‌شوند که سیگنال‌های الکترونيکی تولید می‌کنند که در پاسخ به تغييرات در وضعیت ويژگی‌های فيزیکی مختلف متفاوت است. اطلاعات تولید شده توسط حسگر می‌تواند برای نظارت به یک مكان مرکزی ارسال شود یا می‌تواند به عنوان بازخورد در یک سیستم کنترل حلقه بسته استفاده شود. به عنوان مثال، بيشتر فضاپيمها و بسياري از کارخانه‌های شيميايی، از سیستم‌های تله‌متري برای نظارت بر ويژگی‌هایي مانند دما، فشار، سرعت، سطح نور، سرعت جريان و سطح مایع استفاده می‌کنند.

استفاده از یک کانال ارتباطی واحد برای هر مشخصه‌اي که در یک سیستم تله‌متري اندازه گيري می‌شود عملی نخواهد بود، زيرا هم احتمال متعدد برای تحریب سیگنال و هم هزینه بالا وجود دارد. به عنوان مثال، نظارت بر پرواز شاتل فضائي را در نظر بگيريد. بدويه است که کابل‌های سیم خارج از بحث هستند و چندين فرستنده غيرعملی هستند. اگر از کاوشگر فضائي عميق استفاده می‌شود، استفاده از مبدل‌های متعدد ضروري است و فرستنده‌های زيادي برای ارسال سیگنال‌ها به زمین مورد نياز است. به دليل هزينه، پيچيدگي و اندازه و وزن تجهيزات، اين رو يك در نظر نخواهد بود. واضح است که تله‌متري یک برنامه ايده‌آل برای مالتی‌پلکسی است که با آن سیگنال‌های اطلاعاتي مختلف می‌توانند از طریق یک کانال ارسال شوند.

در نهاييت، پخش استريو FM مدرن به تكنيك‌های مالتی‌پلکس نياز دارد، مانند انتقال صدا و رنگ استريو در تلویزيون. تلویزيون ديجيتالي مالتی‌پلکس است.

مالتی‌پلکس شدن توسط یک مدار الکترونیکی به نام مالتی‌پلکس انجام می‌شود. یک مالتی‌پلکسر ساده در شکل (۱.۱۰) نشان داده شده است. سیگنال‌های ورودی چندگانه توسط مالتی‌پلکسر به یک سیگنال ترکيبی منفرد که از طریق محیط ارتباطی منتقل می‌شود، ترکيب می‌شوند. متابوبا، سیگنال‌های چندگانه می‌توانند یک حامل را قبل از انتقال مدوله کنند. در انتهای دیگر پيوند ارتباطی، یک دمولتی‌پلکسر برای پردازش سیگنال ترکيبی برای بازيابي تک تک سیگنال‌های استفاده می‌شود.

^۱Multiplexing



شکل ۱.۱۰: مفهوم مالتیپلکسینگ

دو نوع متدال مالتیپلکس عبارتند از: مالتیپلکسینگ تقسیم فرکانس^۴ (FDM) و مالتیپلکسینگ تقسیم زمانی^۵ (TDM). دو نوع از این روش‌های اساسی دسترسی چندگانه تقسیم فرکانس^۶ (FDMA) و دسترسی چندگانه تقسیم زمانی^۷ (TDMA) هستند. بهطور کلی از سیستم‌های FDM برای اطلاعات آنالوگ و سیستم‌های TDM برای اطلاعات دیجیتال استفاده می‌شود. البته، تکنیک‌های TDM در بسیاری از کاربردهای آنالوگ نیز یافت می‌شوند، زیرا فرآیندهای تبدیل D/A و A/D بسیار رایج هستند. تفاوت اصلی بین این تکنیک‌ها این است که در FDM، تک تک سیگنال‌های که باید ارسال شوند، فرکانس متفاوتی در یک پهنه‌ای باند مشترک اختصاص می‌دهند. در TDM، سیگنال‌های متعدد در شکاف‌های زمانی مختلف در یک تک کانال منتقل می‌شوند.

خوب است بدانید که:

سیستم‌های FDM برای اطلاعات آنالوگ و سیستم‌های TDM برای اطلاعات دیجیتال استفاده می‌شوند، اگرچه سیگنال‌های آنالوگ یا دیجیتال ممکن است از هر نوع مالتیپلکسینگ استفاده کنند.

شکل دیگری از دسترسی چندگانه به نام دسترسی چندگانه تقسیم کد^۸ (CDMA) شناخته می‌شود. این بهطور گسترده در سیستم‌های تلفن همراه استفاده می‌شود تا بهبیاری از مشترکان تلفن همراه اجازه دهد تا از پهنه‌ای باند مشترک بهطور همزمان استفاده کنند. این سیستم از کدهای ویژه اختصاص

^۴Frequency Division Multiplexing (FDM)

^۵time-division multiplexing (TDM)

^۶Frequency Division Multiple Access (FDMA)

^۷Time Division Multiple Access (TDMA)

^۸Code Division Multiple Access (CDMA)

داده شده به هر کاربر استفاده می‌کند که قابل شناسایی است. CDMA از تکنیکی به نام طیف گستردگی^۵ برای امکان پذیر ساختن این نوع مالتی‌پلکسینگ استفاده می‌کند. طیف گستردگی در فصل دوازدهم پوشش داده شده است.

مالتی‌پلکسینگ مکانی

مالتی‌پلکس مکانی اصطلاحی است که برای توصیف انتقال سیگنال‌های بی‌سیم متعدد بر روی یک فرکانس مشترک به گونه‌ای که با یکدیگر تداخل نداشته باشند. یکی از راه‌های انجام این کار استفاده از انتقال‌های کم مصرف است تا سیگنال‌ها با یکدیگر تداخل نداشته باشند. هنگامی که از توان بسیار کم استفاده می‌شود، سیگنال‌ها خیلی دور حرکت نمی‌کنند. فاصله انتقال تابعی از سطح توان، فرکانس و ارتفاع آتن است. به عنوان مثال، این عوامل ممکن است برای اطمینان از اینکه سیگنال‌ها بیش از مثلاً سه مایل حرکت نمی‌کنند، استفاده شوند. فراتر از سه مایل، همین فرکانس‌ها ممکن است دوباره برای حمل سیگنال‌های مختلف استفاده شوند.

روش دیگر استفاده از الگوهای تابش^۱ آتن با دقت کنترل شده برای هدایت سیگنال‌ها به مکان‌های مختلف به گونه‌ای که سیگنال‌های مشترک کانال فرکانس مشابه با یکدیگر تداخل نداشته باشند. آتن‌های ویژه با استفاده از عناصر ارسال و دریافت چندگانه و مدارهای تغییر فاز، پرتوهای انرژی رادیویی را به گونه‌ای تشکیل می‌دهند که تداخل سیگنال‌های مجاور را در یک کانال مشترک به حداقل می‌رساند یا در برخی موارد کاملاً از بین می‌برد.

مالتی‌پلکس مکانی گاهی اوقات به عنوان استفاده مجدد فرکانس نامیده می‌شود. این تکنیک به طور گستردگی در سیستم‌های ماهواره‌ای و تلفن همراه استفاده می‌شود.

^۱Radiation Patterns

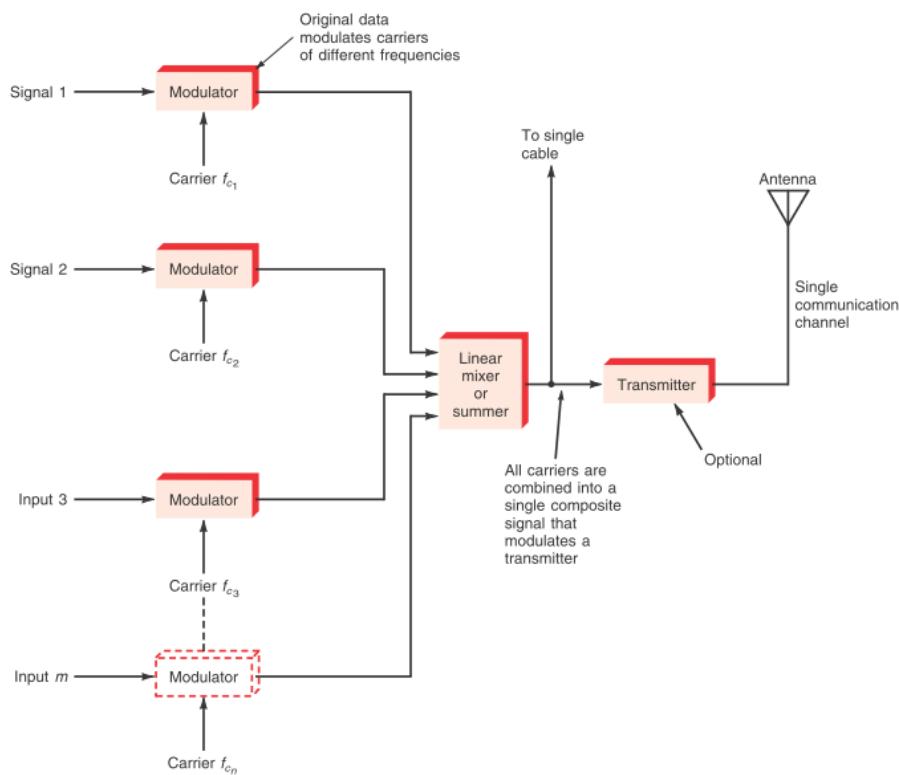
۲.۱۰ مالتی‌پلکسینگ تقسیم فرکانس

در مالتی‌پلکسینگ تقسیم فرکانس (FDM)، چندین سیگنال پهنای باند یک کانال ارتباطی را به اشتراک می‌گذارند. به یاد داشته باشید که همه کانال‌ها دارای پهنای باند مشخصی بوده و برخی از آنها نسبتاً گستردگی هستند. یک کابل کواکسیال، به عنوان مثال، پهنای باندی در حدود یک گیگاهرتز دارد. پهنای باند کانال‌های رادیویی متفاوت است و معمولاً توسط مقررات FCC و نوع خدمات رادیویی درگیر تعیین می‌شود. صرف نظر از نوع کانال، پهنای باند گستردگی را می‌توان به منظور انتقال سیگنال‌های متعدد به طور همزمان با اشتراک گذاشت.

مولتی‌پلکس-فرستنده

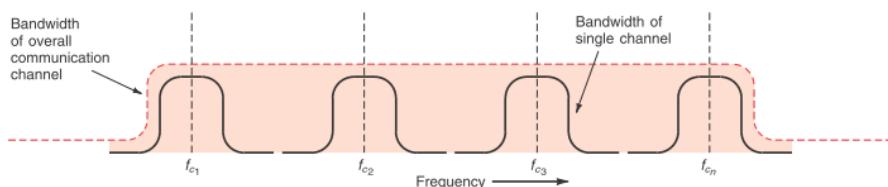
شکل (۲.۱۰) بلوک دیاگرام کلی یک سیستم FDM را نشان می‌دهد. هر سیگنالی که باید ارسال شود یک مدار مدولاتور را تغذیه می‌کند. حامل برای هر مدولاتور (f_c) در فرکانس متفاوتی قرار دارد. فرکانس‌های حامل معمولاً در یک محدوده فرکانس خاص به طور مساوی از یکدیگر فاصله دارند. این حامل‌ها به نام حامل‌های فرعی شناخته می‌شوند. بهر سیگنال ورودی بخشی از پهنای باند داده می‌شود. طیف حاصل در شکل (۳.۱۰) نشان داده شده است. هر یک از انواع استاندارد مدولاسیون، از

^۱Spread Spectrum



شکل ۲.۱۰: فرستنده سیستم FDM

جمله AM، FM، SSB، یا هر یک از روش‌های مختلف مدولاسیون دیجیتال را می‌توان استفاده کرد. فرآیند FDM پهنای باند یک کanal را به کانال‌های کوچکتر با فاصله مساوی تقسیم می‌کند که هر کدام قادر به حمل اطلاعات در باندهای جانبی هستند.



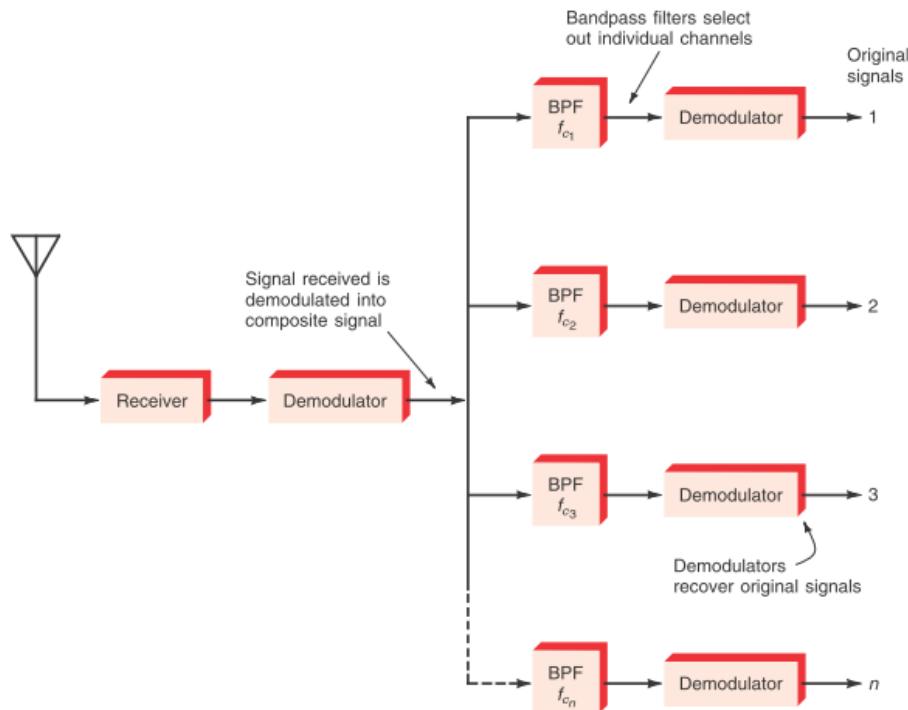
شکل ۳.۱۰: طیف سیگنال FDM پهنای باند یک کanal به کانال‌های کوچکتر تقسیم می‌شود.

خروجی‌های مدولاتور حاوی اطلاعات باند کناری به صورت جبری در یک میکسر خطی اضافه می‌شوند. هیچ مدولاسیون یا تولید باندهای جانبی صورت نمی‌گیرد. سیگنال خروجی حاصل ترکیبی از تمام زیرحامل‌های مدوله شده است. این سیگنال می‌تواند برای مدوله کردن یک فرستنده رادیویی استفاده شود یا خود می‌تواند از طریق کانال ارتباطی تکی منتقل شود. متناوباً، سیگنال ترکیبی می‌تواند به یک ورودی به سیستم مالتیپلکس دیگری تبدیل شود.

دی‌مولتی‌پلکسر - گیرنده

بخش دریافت کننده یک سیستم FDM در شکل (۴.۱۰) نشان داده شده است. گیرنده سیگنال را دریافت و آن را تغییر شکل داده و سیگنال ترکیبی را بازیابی می‌کند. این به گروهی از فیلترهای میان گذر فرستاده می‌شود که هر کدام بر روی یکی از فرکانس‌های حامل متتمرکز هستند. هر فیلتر فقط کanal خود را عبور می‌دهد و بقیه را حذف می‌کند. سپس یک دمودولاتور کanal هر سیگنال ورودی اصلی را بازیابی می‌کند.

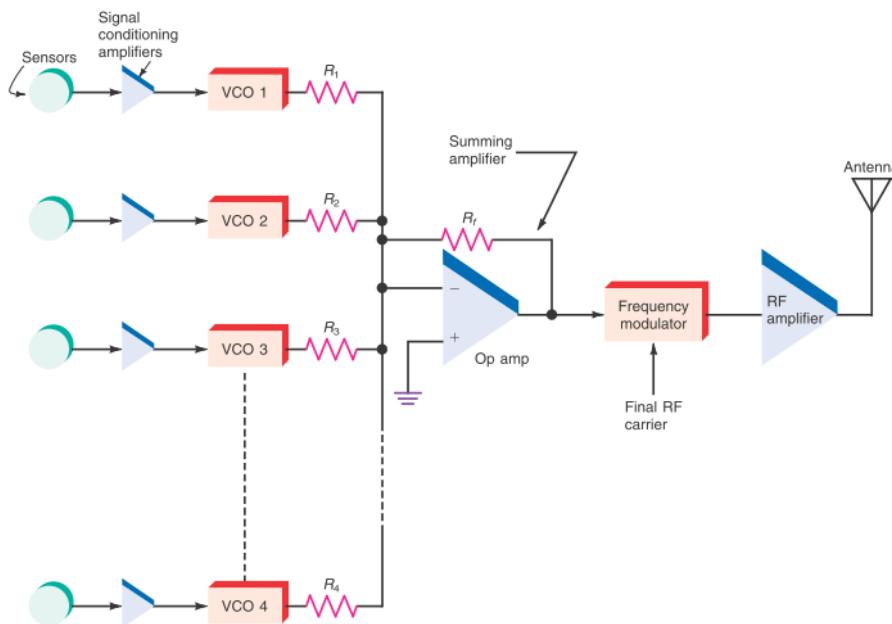
کاربردهای FDM



شکل ۴.۱۰: گیرنده سیستم FDM

تله‌متري (سنجهش از دور) : همانطور که قبلاً اشاره شد، حسگرها در سیستم‌های تله‌متري سیگنال‌های الکتریکی تولید کرده که بهنوعی در پاسخ به تغییرات در ویژگی‌های فیزیکی تغییر می‌کنند. نمونه‌ای از سنسور (حسگر) ترمیستور است، وسیله‌ای که برای اندازه‌گیری دما استفاده می‌شود. مقاومت ترمیستور بر عکس دما تغییر می‌کند: با افزایش دما، مقاومت کاهش می‌یابد. ترمیستور معمولاً بهنوعی شبکه مقاومتی مانند تقسیم کننده ولتاژ یا پل و به منبع ولتاژ dc متصل می‌شود. نتیجه یک ولتاژ خروجی dc است که مطابق با دما تغییر می‌کند و برای اندازه‌گیری، بازخوانی و ضبط به گیرنده از راه دور منتقل می‌شود. ترمیستور به یک کanal از یک سیستم FDM تبدیل می‌شود. سنسورهای دیگر انواع مختلفی از خروجی دارند. بسیاری از آنها خروجی‌های dc متفاوتی دارند و برخی دیگر دارای خروجی ac هستند. هر یک از این سیگنال‌ها معمولاً قبل از استفاده برای مدوله کردن یک سیگنال حامل، تقویت، فیلتر و در غیر این صورت مشروط می‌شوند. سپس تمام حامل‌ها

جمع شده تا یک کاتال مالتیپلکس واحد تشکیل شود.



شکل ۵.۱۰: سیستم انتقال تله‌متري FDM

خروجی‌های مبدل شرطی معمولاً برای مدوله کردن فرکانس یک سیگنال حامل فرعی استفاده می‌شوند. جریان مستقیم یا متناوب متغیر فرکانس یک نوسان ساز را که در فرکانس حامل کار می‌کند تغییر می‌دهد. چنین مداری به طور کلی به عنوان نوسانگر کنترل شده با ولتاژ (VCO) یا نوسانگر فرعی^۱ (SCO) نامیده می‌شود. برای تولید FDM، هر VCO در یک فرکانس مرکزی یا فرکانس حامل متفاوت عمل می‌کند. خروجی‌های نوسانگرهای فرعی اضافه می‌شوند. نمودار چنین سیستمی در شکل (۵.۱۰) نشان داده شده است.

اکثر VCO‌ها مولتی ویبراتورهای آستابل^۹ هستند که فرکانس آنها توسط ورودی مدارهای شرطی سیگنال کنترل می‌شود. فرکانس VCO به صورت خطی متناسب با ولتاژ ورودی تغییر می‌کند. افزایش ولتاژ ورودی باعث افزایش فرکانس VCO می‌شود. خروجی مستطیلی یا مثلثی VCO معمولاً توسط یک فیلتر میان گذر که در مرکز فرکانس مرکزی VCO مدوله نشده قرار دارد به یک موج سینوسی فیلتر می‌شود. این می‌تواند یک فیلتر LC معمولی یا یک فیلتر فعال ساخته شده با یک آپمپ و شبکه‌های ورودی و بازخورد RC باشد. خروجی سینوسی حاصل به میکسر خطی اعمال می‌شود.

فرآیند اختلاط خطی در یک سیستم FDM را می‌توان با یک شبکه مقاومتی ساده انجام داد. با این حال، چنین شبکه‌هایی سیگنال را تا حد زیادی تضعیف می‌کنند و معمولاً برای سیستم‌های عملی مقداری تقویت ولتاژ مورد نیاز است. یک راه برای دستیابی به اختلاط و تقویت همزمان، استفاده از یک آپمپ جمع کننده، مانند آنچه در شکل (۵.۱۰) نشان داده شده است. بهیاد بیاورید که بهره هر ورودی تابعی از نسبت مقاومت فیدبک R_f به مقدار مقاومت ورودی (R_1, R_2 و غیره) است. خروجی

^۱Subcarrier Oscillator (SCO)

^۹Astable Multivibrators

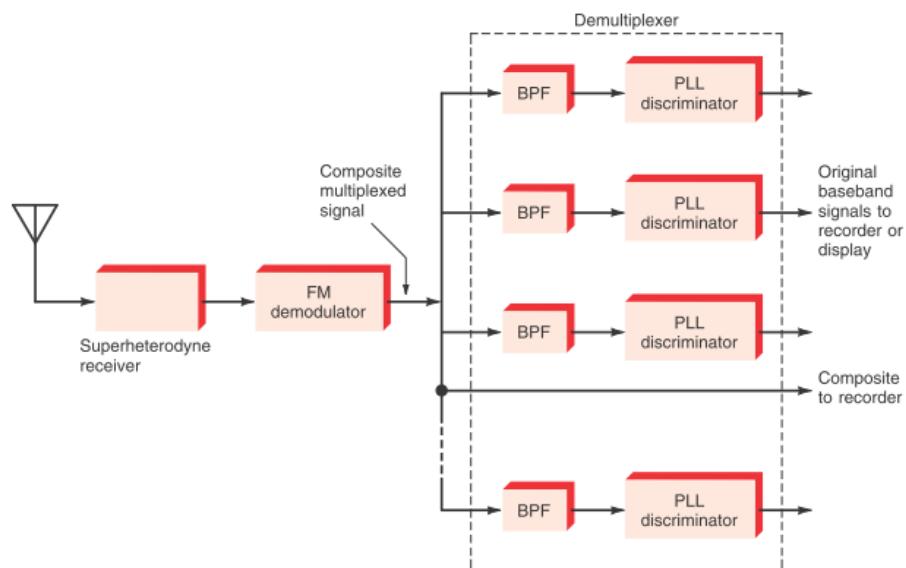
با عبارت

$$V_{out} = -[V_1(R_f/R_1) + V_2(R_f/R_2) + V_3(R_f/R_3) + \dots + V_n(R_f/R_n)]$$

بدست می‌آید.

در بیشتر موارد، سطوح (تراز) خروجی FM VCO یکسان است و بنابراین تمام مقاومت‌های ورودی در تقویت کننده جمع کننده برابر هستند. در صورت وجود تغییرات، تصحیح دامنه را می‌توان با تنظیم مقاومت‌های ورودی جمع کننده انجام داد. خروجی تقویت کننده جمع کننده سیگنال را معکوس می‌کند. با این حال، این هیچ تاثیری بر محتوا ندارد.

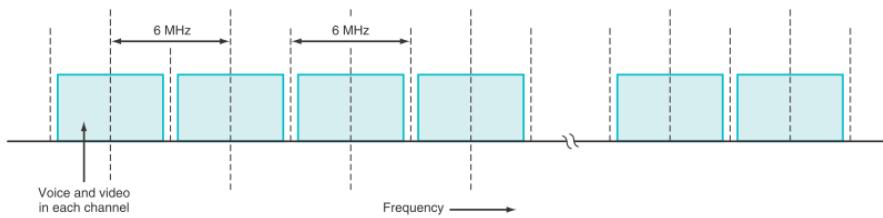
سیگنال خروجی مرکب معمولاً برای مدوله کردن یک فرستنده رادیویی استفاده می‌شود. باز هم، اکثر سیستم‌های تله‌متري از FM استفاده می‌کنند، اگرچه می‌توان از انواع دیگر طرح‌های مدولاسیون استفاده کرد. سیستمی که از FM حامل‌های فرعی VCO و همچنین FM حامل نهایی استفاده می‌کند معمولاً سیستم FM/FM نامیده می‌شود. گیرنده سیستم تله‌متري در شکل (۶.۱۰) نشان داده شده است.



شکل ۶.۱۰: گیرنده تله‌متري FM/FM

داده شده است. یک گیرنده سوپرhetroوداین استاندارد که روی فرکانس حامل RF تنظیم شده است برای دریافت سیگنال استفاده می‌شود. مدولاتور FM سیگنال مولتی‌پلکس ترکیب اصلی را باز تولید می‌کند و سپس بدیک دی‌مولتی پلکس تغذیه می‌شود. دی‌مولتی‌پلکس سیگنال‌ها را تقسیم کرده و ورودی‌های اصلی را باز تولید می‌کند.

خروجی اولین مدولاتور FM به طور همزمان به چندین فیلتر میان گذر داده می‌شود که هر کدام از آنها بر روی فرکانس مرکزی یکی از کانال‌های فرعی تنظیم شده‌اند. هر فیلتر فقط از سیگنال حامل فرعی خود و باندهای جانبی مربوطه عبور و بقیه را حذف می‌کند. بنابراین، فرآیند مالتی‌پلکس کردن اساساً یکی از استفاده از فیلترها برای مرتبت کردن سیگنال چندگانه مرکب به اجزای اصلی آن است. خروجی هر فیلتر فرکانس نوسانگر فرعی همراه با مدولاسیون آن است.



شکل ۷.۱۰: طیف روی کابل کواکسیال در یک سیستم تلویزیون کابلی با کانال‌های عرض ۶ مگاهرتز.

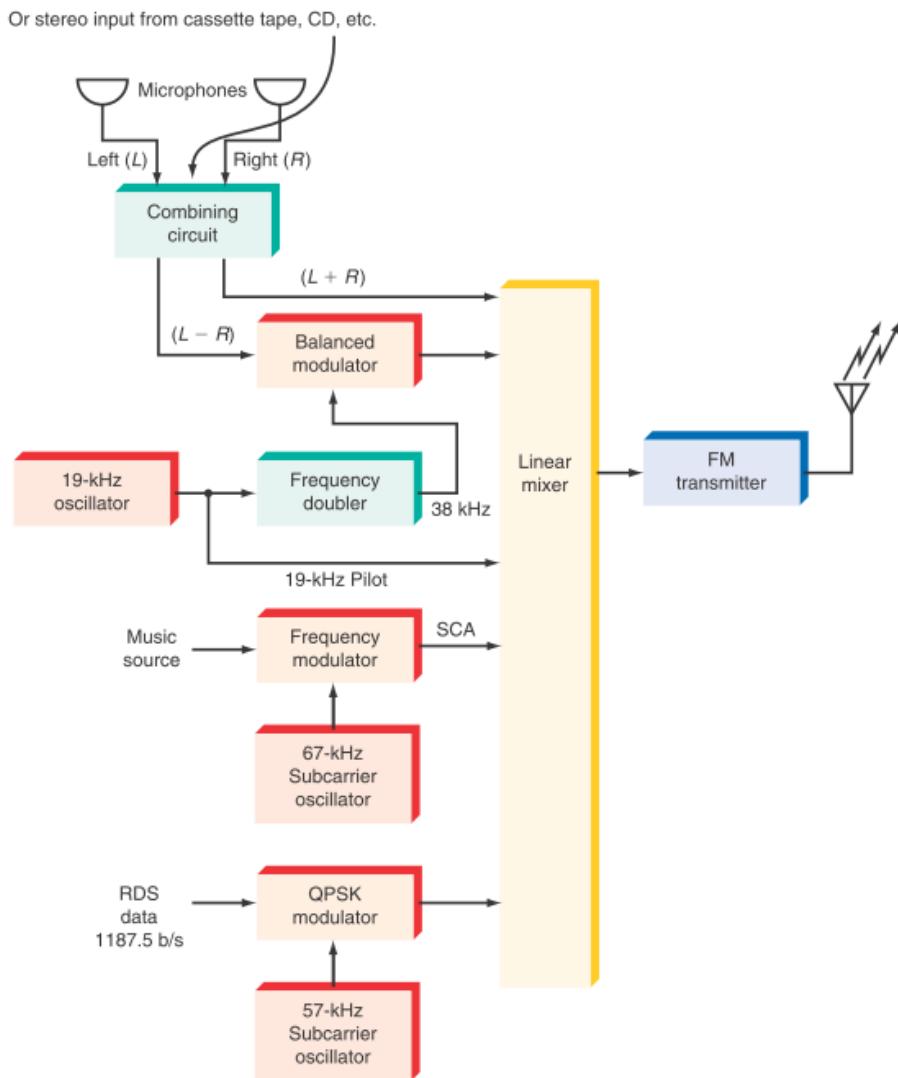
سپس این سیگنال‌ها به دمودولاتورهای FM اعمال می‌شود. این مدارها که به عنوان تفکیک کننده نیز شناخته می‌شوند، سیگنال FM را دریافت کرده و سیگنال اصلی ac یا dc تولید شده توسط مبدل را بازسازی می‌کنند. سیگنال‌های اصلی سپس اندازه‌گیری یا پردازش می‌شوند تا اطلاعات مورد نظر را از منبع ارسال از راه دور ارائه دهند. در اکثر سیستم‌ها، سیگنال مالتی‌پلکس به یک ضبط کننده داده فرستاده و در آنجا برای استفاده احتمالی در آینده ذخیره می‌شود. سیگنال‌های خروجی تله‌متري اصلی را می‌توان به صورت گرافیکی بر روی یک ضبط کننده نمودار نواری نمایش داد یا در غیر این صورت به خروجی‌های قابل استفاده تبدیل کرد.

مدارهای دمودولاتور مورد استفاده در دی‌مالتی‌پلکسرهای معمولی FM یا از نوع حلقه قفل فاز (PLL) یا از نوع میانگین پالس هستند. مدارهای PLL عملکرد نویز بالاتری نسبت به انواع میانگین پالس ساده‌تر دارند. یک تفکیک کننده (دیس‌کریمیناتور) PLL نیز برای تغییر شکل خروجی گیرنده استفاده می‌شود.

سیستم‌های تله‌متري FDM، که ارزان و بسیار قابل اعتماد هستند، هنوز به طور گسترده در ابزار دقیق هواپیما و موشک و برای نظارت بر دستگاه‌های پزشکی، مانند ضربان ساز، استفاده می‌شوند.

تلویزیون کابلی : یکی از بهترین نمونه‌های FDM تلویزیون کابلی است که در آن چندین سیگنال تلویزیونی، هر کدام در کانال ۶ مگاهرتز خود، روی یک کابل کواکسیال یا فیبر نوری مشترک مالتی‌پلکس شده و به خانه‌ها ارسال می‌شوند. سیگنال‌های تلویزیونی شامل ویدئو و صدا برای مدوله کردن سیگنال حامل‌ها با استفاده از روش‌های آنالوگ است. هر کانال از مجموعه جداولی‌های از فرکانس‌های حامل استفاده می‌کند که می‌تواند برای تولید FDM اضافه شود. جعبه کابل به صورت یک فیلتر قابل تنظیم برای انتخاب کانال مورد نظر عمل می‌کند. شکل (۷.۱۰) طیف روی کابل را نشان می‌دهد. هر کانال ۶ مگاهرتز، تصویر و صدای سیگنال تلویزیون را حمل می‌کند. کابل‌های کواکسیال و فیبر نوری پهنه‌ای باند بسیار زیادی دارند و می‌توانند بیش از صد کانال تلویزیونی را حمل کنند. بسیاری از شرکت‌های تلویزیون کابلی نیز از سیستم کابلی خود برای دسترسی به اینترنت استفاده می‌کنند. یک مودم خاص (دمودلاتور-دمودلاتور) اجزه می‌دهد تا داده‌های کامپیوترویی با سرعت‌های بسیار بالا ارسال و دریافت شوند. در فصل یازدهم بیشتر با مودم‌های کابلی آشنا خواهید شد.

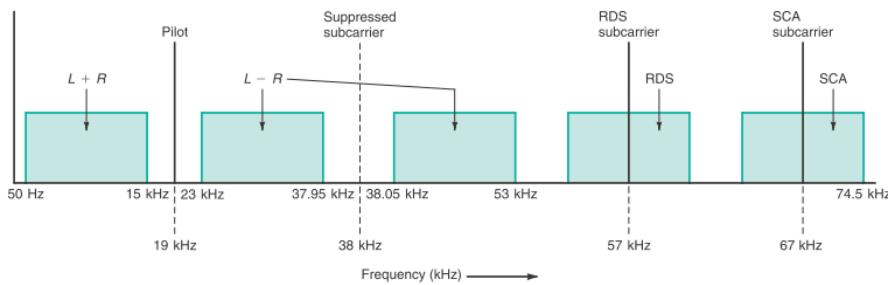
پخش اف ام استریو : در ضبط استریو اصلی از دو میکروفون برای تولید دو سیگنال صوتی مجزا استفاده می‌شود. این دو میکروفون صدا را از یک منبع مشترک، مانند صدا یا ارکستر، اما از جهات مختلف دریافت می‌کنند. جداسازی دو میکروفون تفاوت‌های کافی را در دو سیگنال صوتی برای ارائه بازتولید واقعی‌تر صدای اصلی ایجاد می‌کند. هنگامی که استریو بازتولید می‌شود، این دو



شکل ۸.۱۰: بلوک دیاگرام کلی یک مدولاتور مالتیپلکس استریو FM، مالتیپلکسر و فرستنده.

سیگنال می‌توانند از یک نوار کاست، یک سی دی یا منبع دیگری بیایند. این دو سیگنال مستقل باید به نحوی توسط یک فرستنده منتقل شوند. این کار از طریق تکنیک‌های FDM انجام می‌شود.

شکل (۸.۱۰) یک بلوک دیاگرام کلی از یک مدولاتور مولتیپلکس FM استریو است. دو سیگنال صوتی که عموماً سیگنال‌های چپ (L) و راست (R) نامیده می‌شوند، از دو میکروفون نشان داده شده در شکل حاصل می‌شوند. این دو سیگنال به یک مدار ترکیبی تغذیه شده که در آنجا برای تشکیل سیگنال‌های مجموع ($L + R$) و تفاوطل ($L - R$) استفاده می‌شود. سیگنال $L + R$ جبری خطی از کانال‌های چپ و راست است. سیگنال ترکیبی که تولید می‌کند مانند یک میکروفون برای دریافت صدا است. این سیگنالی است که یک گیرنده تک صدایی (گیرنده منو) می‌شنود. پاسخ



شکل ۹.۱۰: طیف سیگنال پخش چند برابر استریو FM. این فرکانس سیگنال حامل RF را مدوله می‌کند.

فرکانسی 5° هرتز تا 15 کیلوهرتز است.

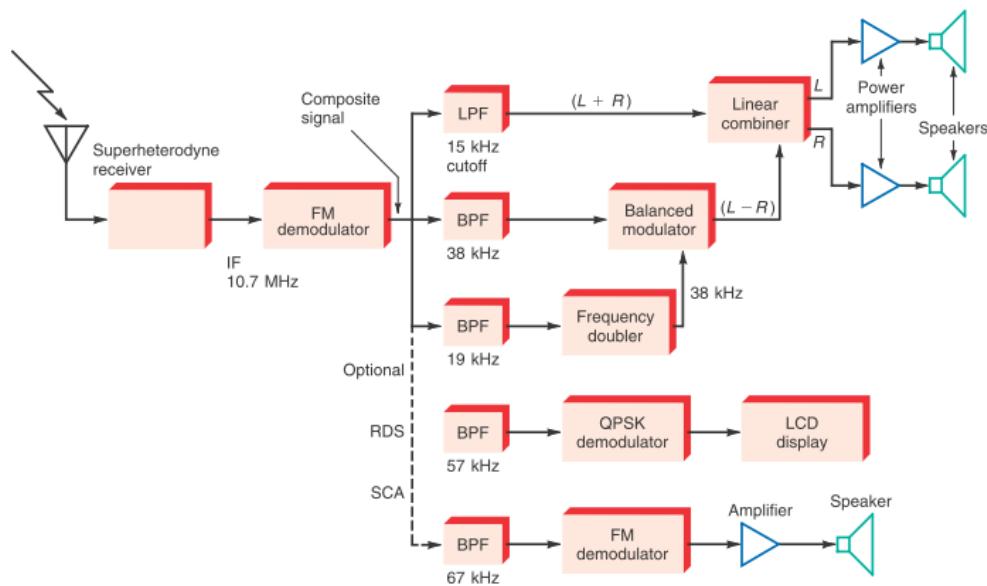
مدار ترکیبی سیگنال کanal راست را معکوس کرده و در نتیجه آن را از کanal چپ کم می‌کند تا سیگنال $L - R$ تولید شود. این دو سیگنال، $L + R$ و $L - R$ ، به طور مستقل منتقل و بعداً در گیرنده دوباره ترکیب می‌شوند تا تک تک کanal‌های سمت راست و چپ را تولید کنند.

سیگنال $L - R$ برای مدوله کردن دامنه سیگنال حامل به فرکانس 38 کیلوهرتز در یک مدولاتور متعادل استفاده می‌شود. مدولاتور متعادل حامل را حذف کرده اما باندهای کناری بالایی و پایینی ایجاد می‌کند. طیف حاصل از سیگنال مدوله کننده ترکیبی در شکل ۹.۱۰ نشان داده شده است. همانطور که ملاحظه می‌کنید، محدوده فرکانس سیگنال $L + R$ از 5° هرتز تا 15 کیلوهرتز است. از آنجایی که پاسخ فرکانسی یک سیگنال FM در 5° هرتز تا 15 کیلوهرتز است، باندهای جانبی سیگنال $L - R$ در محدوده فرکانسی $38\text{kHz} \pm 15\text{kHz}$ یا 23 تا 53 کیلوهرتز قرار دارند. این سیگنال حامل حذف شده DSB به صورت جبری به سیگنال صوتی استاندارد $L + R$ اضافه شده و همراه با آن ارسال می‌شود.

همچنین با سیگنال‌های $L + R$ و $L - R$ یک حامل خلبان 19 کیلوهرتز ارسال می‌شود که توسط یک نوسانگر تولید می‌شود که خروجی آن فرستنده اصلی را نیز مدوله می‌کند. توجه داشته باشد که نوسان ساز 19 کیلوهرتز دوبرابر کننده فرکانس را برای تولید حامل 38 کیلوهرتز برای مدولاتور متعادل راه اندازی می‌کند.

برخی از ایستگاه‌های FM نیز یک یا چند سیگنال اضافی را پخش می‌کنند که به آن سیگنال‌های مجوز ارتباطات فرعی^{۱۰} (SCA) گفته می‌شود. سیگنال اصلی SCA یک فرکانس جداگانه با فرکانس 67 کیلوهرتز است که توسط سیگنال‌های صوتی، معمولاً موسیقی، مدوله می‌شود. از سیگنال‌های SCA نیز برای انتقال آب و هوا، ورزش و اطلاعات مالی استفاده می‌شود. گیرنده‌های ویژه SCA می‌توانند این سیگنال‌ها را دریافت کنند. بخش SCA سیستم عموماً برای پخش موسیقی پس زمینه برای آسانسورها، فروشگاه‌ها، ادارات و رستوران‌ها استفاده می‌شود. اگر از یک سیستم SCA استفاده شود، حامل فرعی 67 کیلوهرتز با مدولاسیون موسیقی آن نیز برای مدوله کردن فرستنده FM به سیگنال‌های $L - R$ و $L + R$ اضافه می‌شود. همه ایستگاه‌ها SCA را ارسال نمی‌کنند، اما برخی از آنها چندین کanal اضافی را با استفاده از فرکانس‌های حامل فرعی بالاتر ارسال می‌کنند. یکی دیگر از سرویس‌های جایگزین ارائه شده توسط برخی از ایستگاه‌های FM، سیستم داده

^{۱۰} Subsidiary Communications Authorization (SCA)



شکل ۱۰.۱۰: دی‌مالتی‌پلکسینگ و بازیابی سیگنال‌های FM استریو و SCA

رادیویی^{۱۱} (RDS) نامیده می‌شود. این به طور گستردۀ در رادیو ماشین و برخی از گیرنده‌های استریو خانگی استفاده می‌شود. این اجزه می‌دهد تا داده‌های دیجیتالی به گیرنده FM منتقل شود. برخی از نمونه‌هایی از انواع داده‌های ارسالی عبارتند از: نامه‌های تماس ایستگاه و موقعیت مکانی، داده‌های سفر و آبوهوا، و اطلاعیه‌های کوتاه خبری. یکی از کاربردهای رایج RDS برای انتقال نام موسیقی و نام هنرمند اجراکننده انتخاب شده توسط ایستگاه است. داده‌های ارسالی بر روی یک صفحه نمایش کریستال مایع (LCD) در گیرنده نمایش داده می‌شود.

داده‌هایی که باید منتقل شوند برای مدوله کردن یک حامل فرعی دیگر در فرکانس ۵۷ کیلوهرتز استفاده می‌شود. این سومین هارمونیک فرکانس حامل خلبان ۱۹ کیلوهرتز است و بنابراین از اثر متقابل با سیگنال‌های استریو جلوگیری می‌کند. شکلی از مدولاسیون فاز به نام کلیدزنی تغییر فاز چهارگانه (QPSK) برای مدوله کردن حامل فرعی استفاده می‌شود. نرخ داده سریالی $1187/5$ بیت در ثانیه (bps) است.

مانند سایر سیستم‌های FDM، تمام حامل‌های فرعی با یک میکسر خطی برای تشکیل یک سیگنال واحد اضافه می‌شوند (شکل ۱۰.۱۰). این سیگنال برای مدوله کردن فرکانس حامل فرستنده پخش همگانی استفاده می‌شود. باز هم توجه داشته باشید که FDM به سادگی بخشی از طیف فرکانس را می‌گیرد. فاصله کافی بین ایستگاه‌های FM مجاور وجود دارد تا بتوان اطلاعات اضافی را در آن جای داد. به خاطر داشته باشید که هر حامل فرعی اضافی مقداری باند را کاهش می‌دهد که سیگنال اصلی $L + R$ می‌تواند حامل را مدوله کند، زیرا حداکثر ولتاژ مدولاسیون کل توسط عرض کanal قانونی تعیین می‌شود.

در انتهای دریافت، دِمودولاسیون با مداری مشابه آنچه در شکل (۱۰.۱۰) نشان داده شده است،

^{۱۱} Radio Data System (RDS)

انجام می‌شود. گیرنده سوپرهترووداین FM سیگنال را دریافت، تقویت و آن را به فرکانس میانی، معمولاً ۱۰/۷ مگاهرتز انتقال می‌دهد. سپس دمودوله می‌شود. خروجی دمودولاتور سیگنال مالتی‌پلکس اصلی است. مدارهای اضافی اکنون سیگنال‌های مختلف را مرتب و آنها را به شکل اصلی خود باز تولید می‌کنند.

سیگنال صوتی اصلی $L+R$ به سادگی با عبور سیگنال مالتی‌پلکس از یک فیلتر پایین گذر استخراج می‌شود. فقط صدای اصلی 50° هرتز تا 15 کیلوهرتز ارسال می‌شود. این سیگنال با گیرندهای FM مونو بدون قابلیت استریو کاملاً سازگاری دارد. در یک سیستم استریو، سیگنال صوتی $L+R$ به یک ماتریس خطی یا ترکیب کننده وارد و در آنجا با سیگنال $R-L$ ترکیب می‌شود تا دو کانال L و R جداگانه ایجاد شود.

سیگنال مالتی‌پلکس شده همچنین به یک فیلتر میان‌گذر اعمال می‌شود که از زیر حامل 38 کیلوهرتز حذفی با باندهای جانی خود عبور کند. این سیگنال $R-L$ است که حامل 38 کیلوهرتز را دمودولاتور متعادل تغذیه می‌شود.

حامل خلبان 19 کیلوهرتز با عبور سیگنال مالتی‌پلکس از یک فیلتر باند باریک استخراج می‌شود. این زیر حامل 19 کیلوهرتز سپس به یک تقویت کننده و مدار دوبرابر کننده فرکانس تغذیه می‌شود، تا سیگنال حامل 38 کیلوهرتز را تولید و به مدولاتور متعادل تغذیه می‌شود. خروجی مدولاتور متعادل، البته سیگنال صوتی $R-L$ است. این به همراه سیگنال $L+R$ به ترکیب کننده مقاومتی خطی داده می‌شود.

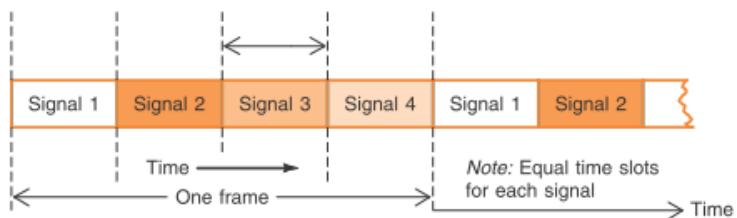
ترکیب کننده خطی این دو سیگنال را هم جمع و از هم کم می‌کند. در این صورت جمع آنها کانال سمت چپ را تولید می‌کند: $(L+R) - (L-R) = 2L$. تفریق آنها کانال سمت راست را تولید می‌کند: $(L-R) - (L+R) = 2R$. سپس سیگنال‌های صوتی سمت چپ و راست به تقویت کننده‌های صوتی جداگانه و در نهایت به بلندگو ارسال می‌شود.

اگر از سیگنال SCA استفاده شود، یک فیلتر میان‌گذر جداگانه که در مرک فرکانس فرعی 67 کیلوهرتز قرار دارد، سیگنال را استخراج کرده و به یک دمودولاتور FM می‌رساند. سپس خروجی دمودولاتور به یک تقویت کننده صوتی و بلندگو جداگانه ارسال می‌شود. اگر از سیگنال RDS استفاده شود، یک فیلتر باند 57 کیلوهرتز این سیگنال را انتخاب کرده و به یک دمودولاتور QPSK می‌فرستد. سپس داده‌های دیجیتالی بازیابی شده بر روی LCD گیرنده نمایش داده می‌شود. به طور معمول، داده‌های بازیابی شده به ریزپردازنده کنترل جاسازی شده گیرنده ارسال و نمایشگر LCD را نیز کنترل می‌کند، جایی که داده‌ها قبل از نمایش شرطی می‌شوند.

تمام مدارهای مورد استفاده در فرآیند مالتی‌پلکسینگ معمولاً در یک آی‌سی قرار می‌گیرند. در واقع، اکثر گیرندهای FM دارای یک تراشه واحد هستند که شامل IF، دمودولاتور و دی‌مولتی‌پلکسر می‌شود. توجه داشته باشید که مالتی‌پلکس و دی‌مالتی‌پلکس استریو FM در یک تلویزیون دقیقاً همانطور که در بالا توضیح داده شد، اما با IF متفاوت است.

مثال ۱-۱۰

یک سرویس تلویزیون کابلی از یک کابل کواکسیال با پهنه‌ای باند 860 مگاهرتز برای انتقال سیگنال‌های تلویزیونی متعدد به مشترکین استفاده می‌کند. عرض هر سیگنال تلویزیون 6 مگاهرتز است. چند کانال



شکل ۱۱.۱۰: مفهوم اصلی TDM

را می‌توان حمل کرد؟

$$144 \text{ یا } 143/33 = 860/6 = \text{کل کانال}$$

۳.۱۰ مالتیپلکسینگ تقسیم زمان

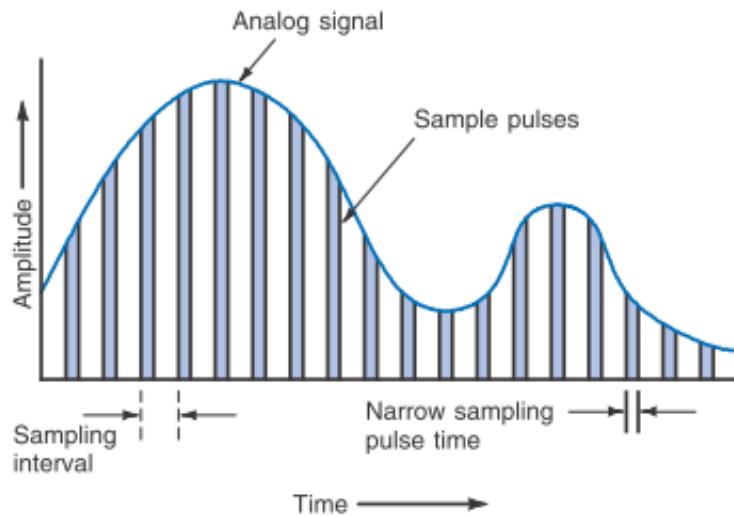
در FDM، چندین سیگنال از طریق یک تک کانال منتقل می‌شود، هر سیگنال بخشی از طیف را در آن پهنه‌ای باند اختصاص می‌دهد. در مالتیپلکسینگ تقسیم زمانی^{۱۲} (TDM)، هر سیگنال کل پهنه‌ای باند کانال را اشغال می‌کند. با این حال، هر سیگنال تنها برای مدت کوتاهی ارسال می‌شود. به عبارت دیگر، سیگنال‌های متعدد به نوبت از طریق تک کانال، همانطور که در شکل (۱۱.۱۰) نشان داده شده است، ارسال می‌شوند. در اینجا، هر یک از چهار سیگنالی که از طریق یک تک کانال مخابره می‌شوند، مجاز به استفاده از کانال برای یک زمان ثابت، یکی پس از دیگری هستند. پس از انتقال هر چهار، چرخه تکرار می‌شود. یک کلمه باینری از هر منبع یک قاب(فریم)^{۱۳} ایجاد می‌کند. سپس فریم‌ها بارها و بارها تکرار می‌شوند.

مالتیپلکسینگ تقسیم زمان (TDM) را می‌توان با سیگنال‌های دیجیتالی و آنالوگ استفاده کرد. به عنوان مثال، اگر داده‌ها از بایت‌های متوالی تشکیل شده باشد، یک بایت داده از هر منبع می‌تواند در بازه زمانی اختصاص داده شده به یک کانال خاص منتقل شود. هر یک از شکاف‌های زمانی نشان داده شده در شکل (۱۱.۱۰) ممکن است حاوی یک بایت از هر چهار منبع باشد. یک کانال ۸ بیت را ارسال و سپس متوقف می‌شود، در حالی که کانال بعدی ۸ بیت را ارسال می‌کند. کانال سوم سپس کلمه داده خود را ارسال می‌کند و غیره. چرخه با سرعت بالایی تکرار می‌شود. با استفاده از این تکنیک، بایت‌های داده کانال‌های جدایانه را می‌توان بهم متصل کرد. سیگنال تک کانالی حاصل یک جریان بیت دیجیتال است که رمزگشایی شده و در انتهای گیرنده دوباره جمع می‌شود.

انتقال داده‌های دیجیتال توسط TDM ساده است، زیرا داده‌های دیجیتال افزایشی قبل‌اً به تکه‌هایی تقسیم شده‌اند، که به راحتی می‌توان به شکاف‌های زمانی مختلف اختصاص داد. (TDM) همچنین می‌تواند برای انتقال سیگنال‌های آنالوگ پیوسته استفاده شود، خواه این سیگنال‌های صوتی، تصویری یا حاصل از تله متری باشند. این کار با نمونه برداری مکرر از سیگنال آنالوگ با سرعت بالا و سپس تبدیل نمونه‌ها به اعداد باینری متناسب و ارسال آنها به صورت سریال انجام می‌شود. نمونه برداری از سیگنال آنالوگ، مدولاسیون دامنه پالس (PAM) ایجاد می‌کند. در شکل (۱۲.۱۰)،

^{۱۲}Time Division Multiplexing

^{۱۳}Frame.



شکل ۱۲.۱۰: نمونه برداری از سیگنال آنالوگ برای تولید مدولاسیون دامنه پالس.

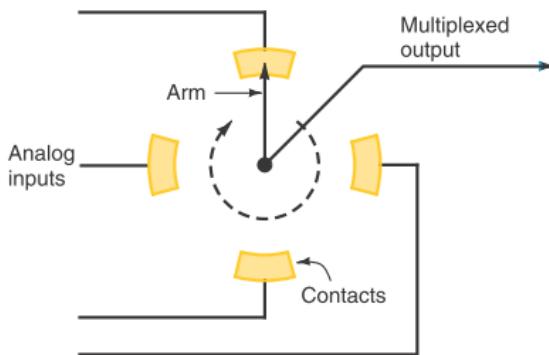
سیگنال آنالوگ به یک سری پالس با عرض ثابت تبدیل می‌شود که دامنه آنها از شکل سیگنال آنالوگ پیروی می‌کند. سیگنال آنالوگ اصلی با عبور از یک فیلتر پایین گذر بازیابی می‌شود. در (TDM) با استفاده از PAM، مداری به نام مالتیپلکسر (MUX) یا (MPX) از چندین منبع سیگنال آنالوگ نمونه برداری می‌کند. پالس‌های حاصل به هم می‌پیوندند و سپس از طریق یک تک کانال منتقل می‌شوند.

مالتیپلکسر PAM

ساده‌ترین مالتیپلکسر زمانی به عنوان یک کلید مکانیکی یا الکترونیکی تک قطبی چند موقعیتی عمل می‌کند که به طور متوالی از ورودی‌های آنالوگ متعدد با سرعت بالای نمونه برداری می‌کند. یک کلید چرخشی مکانیکی پایه در شکل (۱۲.۱۰) نشان داده شده است. بازوی سوئیچ توسط یک موتور می‌چرخد و به طور لحظه‌ای روی هر کناتک قرار می‌گیرد و به سیگنال ورودی اجازه می‌دهد تا به خروجی منتقل شود. سپس به سرعت به کانال بعدی تغییر می‌کند و به آن کانال اجازه می‌دهد برای مدت زمان ثابتی عبور کند. کانال‌های باقی مانده به همین ترتیب نمونه برداری می‌شوند. پس از نمونه برداری از هر سیگنال، چرخه تکرار می‌شود. نتیجه این است که چهار سیگنال آنالوگ نمونه برداری می‌شود و سیگنال‌های مدوله شده با دامنه پالس را ایجاد می‌کند که با یکدیگر در هم می‌آمیزند. سرعت نمونه برداری با سرعت چرخش رابطه مستقیم دارد و زمان ماندن بازوی سوئیچ در هر کناتک به سرعت چرخش و مدت زمان تماس بستگی دارد.

شکل (۱۴.۱۰) نشان می‌دهد که چگونه چهار سیگنال آنالوگ مختلف با این تکنیک نمونه برداری می‌شوند. سیگنال‌های A و C سیگنال‌های آنالوگ پیوسته متغیر هستند، سیگنال B یک رمپ خطی مثبت و سیگنال D یک ولتاژ dc ثابت است.

سوئیچ‌های کمotaتوری: مولتیپلکسرا در سیستم‌های تله‌متري اولیه TDM/PAM از نوعی سوئیچ چرخشی به نام کمotaتور استفاده می‌کردند. چندین بخش سوئیچ به سیگنال‌های دریافتی مختلف متصل می‌شدند، در حالی که یک برس با سرعت بالا که توسط یک موتور dc می‌چرخید،



شکل ۱۳.۱۰: مولتیپلکسر سوئیچ چرخشی ساده.

به سرعت سیگنال‌ها را هنگام عبور از روی کنتاکت‌ها نمونه برداری می‌کرد. (کمotaتورها اکنون به طور کامل با مدارهای الکترونیکی جایگزین شده‌اند که در بخش بعدی مورد بحث قرار می‌گیرد). در عمل، مدت زمان پالس‌های نمونه کوتاه‌تر از زمانی است که به‌هر کانال اختصاص می‌یابد. به عنوان مثال، فرض کنید که کمotaتور یا سوئیچ مالتی‌پلکس یک میلی‌ثانیه طول می‌کشد تا از یک کنتاکت به کنتاکت دیگر منتقل شود. می‌توان تماس‌ها را طوری تنظیم کرد که طول هر نمونه یک میلی‌ثانیه باشد. به‌طور معمول، مدت زمان نمونه تقریباً نصف مقدار دوره کانال، در این مثال ۰/۵ میلی‌ثانیه، تنظیم می‌شود.

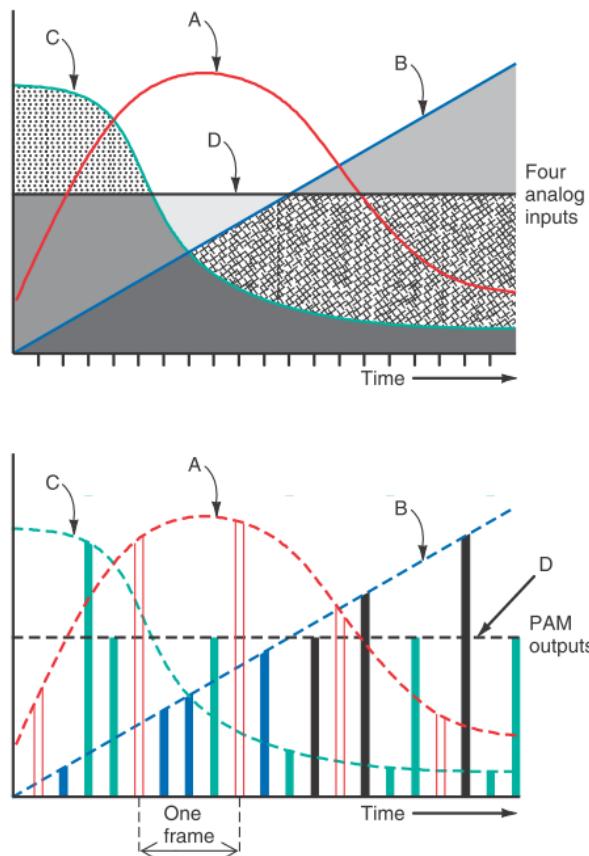
یک چرخش کامل سوئیچ کمotaتور را فریم می‌گویند. به عبارت دیگر در طول یک فریم از هر کانال ورودی یک بار نمونه برداری می‌شود. تعداد تماس‌ها روی سوئیچ مالتی‌پلکس یا کمotaتور تعداد نمونه‌ها را در هر فریم تعیین می‌کند. تعداد فریمهای تکمیل شده در یک ثانیه را نرخ فریم می‌گویند. ضرب تعداد نمونه‌ها در هر فریم در نرخ فریم، نرخ کمotaسیون یا نرخ مالتی‌پلکس را به دست می‌آورد، که فرکانس اصلی سیگنال ترکیبی است. سیگنال مالتی‌پلکسینگ از طریق کانال ارتباطی منتقل می‌شود.

در شکل (۱۴.۱۰)، تعداد نمونه‌ها در هر فریم ۴ است. نرخ فریم را $100 \text{ frime} / \text{second}$ فرض کنید. بنابراین، دوره زمانی یک فریم $100 \text{ ms} = 1/100 \text{ s} = 0.01 \text{ s}$ است. در طول دوره فریم 10 ms یک از چهار کانال یک بار نمونه برداری می‌شود. با فرض مساوی مدت زمان نمونه، به‌هر کانال $2.5 \text{ ms} = 10/4 \text{ ms}$ اختصاص داده می‌شود. (همانطور که قبلاً اشاره شد، دوره کامل 2.5 ms میلی‌ثانیه استفاده نمی‌شود). مدت زمان نمونه در طول آن بازه زمانی ممکن است، به عنوان مثال، فقط یک میلی‌ثانیه باشد). از آنجایی که در هر فریم چهار نمونه گرفته می‌شود، نرخ کمotaسیون $4 \times 100 = 400 \text{ palsec}$ در ثانیه است.

خوب است بدانید که:

نرخ کمotaسیون یا نرخ مالتی‌پلکس از ضرب تعداد نمونه در هر فریم در نرخ فریم به دست می‌آید.

مولتیپلکسرهای الکترونیکی: در سیستم‌های عملی TDM/PAM از مدارهای الکترونیکی

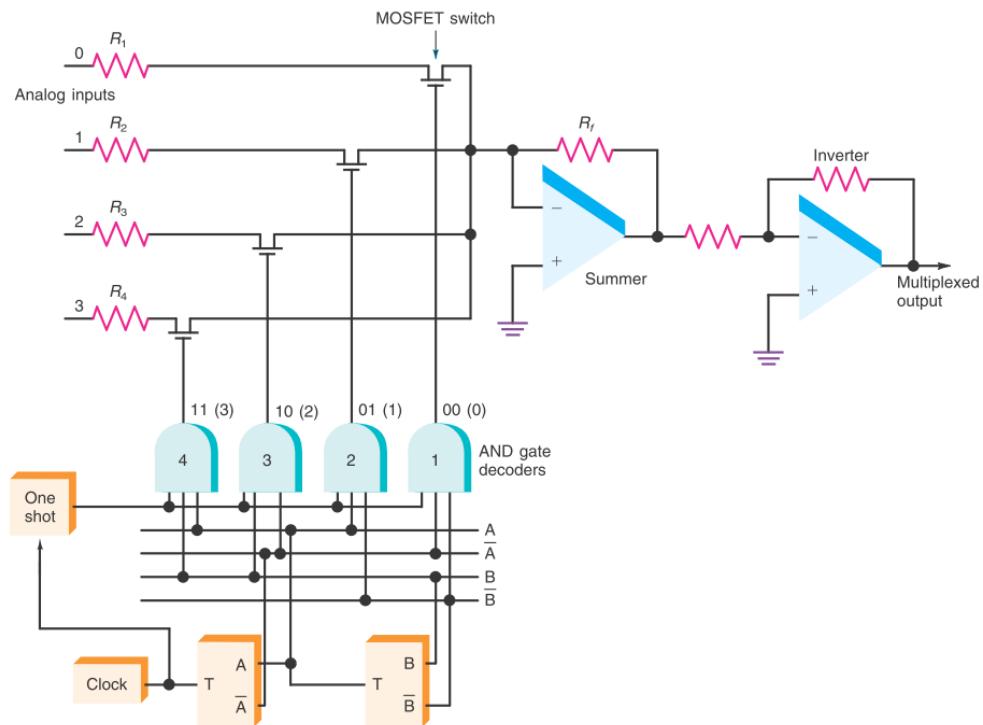


شکل ۱۴.۱۰: مالتیپلکسر چهار کاناله تقسیم زمانی PAM.

به جای سوئیچ‌های مکانیکی یا کموتاتور استفاده می‌شود. خود مالتیپلکسر معمولاً با FET‌ها اجرا می‌شود که سوئیچ‌های روشن/خاموش تقریباً ایده آل هستند و می‌توانند با سرعت‌های بسیار بالا خاموش و روشن شوند. یک مدار کامل چهار کاناله TDM/PAM در شکل (۱۵.۱۰) نشان داده شده است.

مالتیپلکسر یک مدار جمع کننده آپامپ با ماسفت در هر مقاومت ورودی است. هنگامی که ماسفت در حال هدایت است، مقاومت بسیار کمی دارد و بنابراین به عنوان یک کلید بسته عمل می‌کند. هنگامی که ترانزیستور خاموش است، جریانی از آن عبور نمی‌کند و بنابراین مانند یک کلید باز عمل می‌کند. یک پالس دیجیتال اعمال شده به گیت ماسفت ترانزیستور را روشن می‌کند. عدم وجود پالس به‌این معنی است که ترانزیستور خاموش است. پالس‌های کنترل سوئیچ‌های ماسفت به‌گونه‌ای است که در هر لحظه فقط یک ماسفت روشن می‌شود. این ماسفتها به ترتیب توسط مدار دیجیتالی که نشان داده شده روشن می‌شوند.

تمام کلیدهای ماسفت به صورت سری با مقاومت $R_1 - R_4$ متصل می‌شوند. این، در ترکیب با مقاومت فیدبک (R_f) در مدار آپامپ، بهره را تعیین می‌کند. برای اهداف این مثال، فرض کنید که مقاومت‌های ورودی و فیدبک همه از نظر ارزش برابر هستند. به عبارت دیگر، مدار آپامپ دارای



شکل ۱۵.۱۰: یک مالتیپلکسر تقسیم زمان که برای تولید مدولاسیون دامنه پالس استفاده می‌شود.

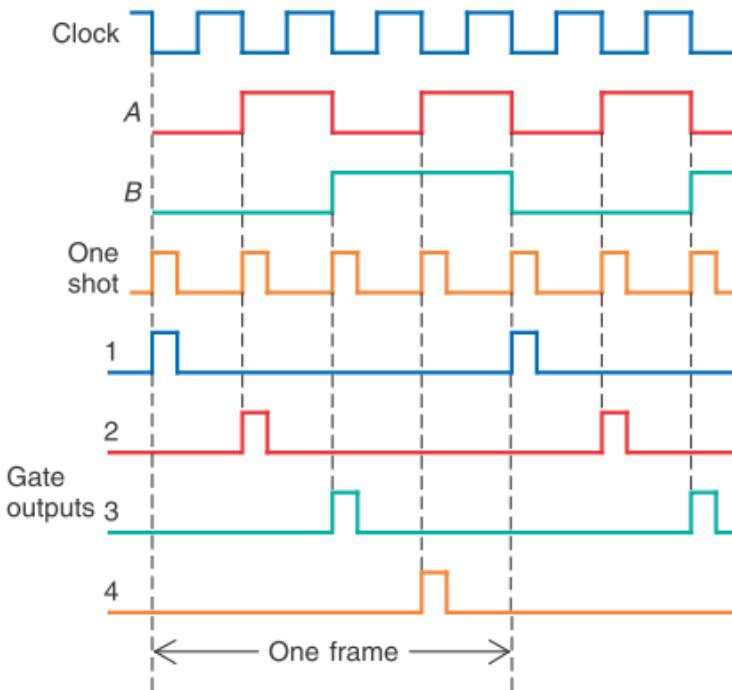
بهره یک است. از آنجایی که این مدار جمع کننده آپ امپ، قطبیت سیگنال‌های آنالوگ را معکوس می‌کند، بهدلیل آن یک اینورتر آپ امپ دیگری قرار می‌گیرد که دوباره معکوس می‌شود و قطبیت مناسب را بازیابی می‌کند.

تمام مدارهای نشان داده شده در شکل (۱۵.۱۰) معمولاً روی یک تراشه آی‌سی قرار دارند. مالتیپلکسرهای ماسفت با ۴، ۸ و ۱۶ ورودی در دسترس هستند و اینها ممکن است برای کنترل تعداد بیشتری از ورودی‌های آنالوگ گروه بندی شوند.

پالس‌های کنترل دیجیتال توسط مدار شمارنده و رمزگشا (دی‌کودر) نشان داده شده در شکل (۱۵.۱۰) ایجاد می‌شوند. از آنجایی که چهار کanal وجود دارد، بهچهار حالت متقابل نیاز است. چنین شمارندهای را می‌توان با دو فلیپ فلاب پیاده‌سازی کرد که نشان‌دهنده چهار حالت گستته - ۰۰، ۰۱، ۱۰ و ۱۱ است که معادلهای دودویی اعداد ۰، ۱، ۲ و ۳ هستند. بنابراین، چهار کanal می‌توانند دارای برچسب ۰، ۱، ۲ و ۳ باشند.

یک مدار نوسانگر ساعت دو شمارنده فلیپ فلاب را فعال می‌کند. شکل موج ساعت و فلیپ فلاب در شکل

(۱۶.۱۰) نشان داده شده است. خروجی‌های فلیپ فلاب به گیت‌های AND رمزگشا اعمال می‌شوند که برای شناسایی چهار ترکیب دودویی ۰۰، ۰۱، ۱۰ و ۱۱ بهم متصل هستند. خروجی هر گیت رمزگشا به یکی از گیت‌های FET مالتیپلکس اعمال می‌شود.



شکل ۱۶.۱۰: شکل موج برای یک مولتیپلکسر PAM

مولتی ویبراتور تک ضربه^{۱۴} که در شکل (۱۵.۱۰) نشان داده شده است برای راه اندازی تمام گیتهای رمزگشا و در فرکانس ساعت استفاده می‌شود. یک پالس خروجی تولید می‌کند که مدت زمان آن روی بازه نمونه برداری مورد نظر، در این مورد یک میلی ثانیه تنظیم شده است.

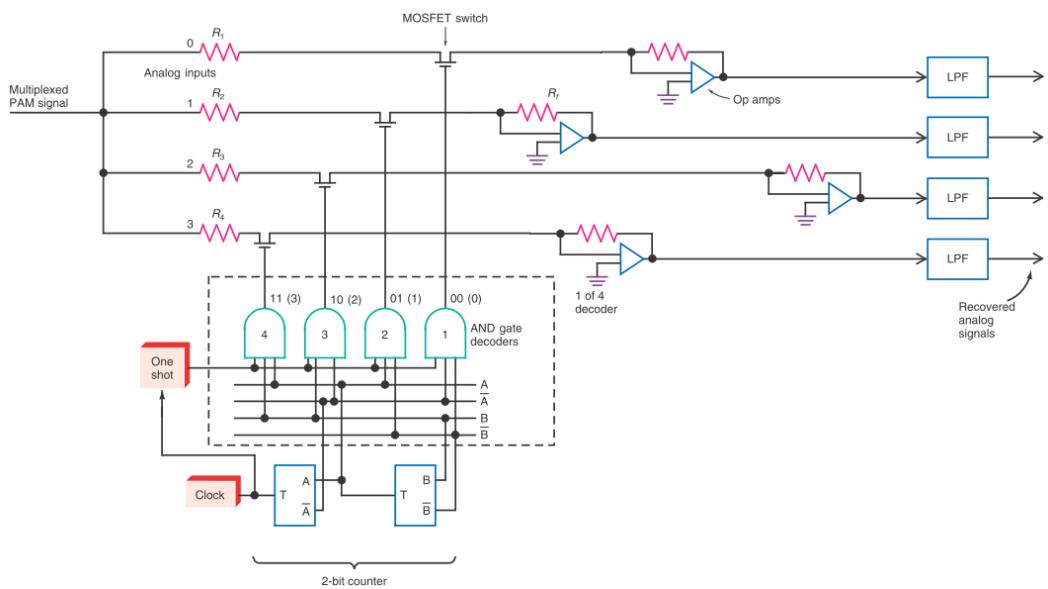
هر بار که پالس ساعت رخ می‌دهد، یک پالس ضربه خود را تولید می‌کند که به طور همزمان به هر چهار گیت رمزگشا AND اعمال می‌شود. در هر زمان معین، فقط یکی از گیتهای فعال است. خروجی گیت فعال شده یک پالس است که مدت زمان آن برابر با یک ضربه است.

هنگامی که پالس رخ می‌دهد، ماسفت مربوطه را روشن می‌کند و اجازه می‌دهد تا سیگنال آنالوگ نمونه برداری شود و از طریق آپ امپ به خروجی منتقل شود. خروجی آپ امپ نهایی یک سیگنال PAM مالتیپلکس، مانند شکل (۱۴.۱۰)، است. خروجی PAM برای مدوله کردن یک سیگنال حامل برای ارسال به گیرنده استفاده می‌شود. FM و PM روش‌های مدولاسیون رایج هستند.

مدارات مالتیپلکسر

هنگامی که سیگنال PAM ترکیبی در گیرنده بازیابی شد، به یک دی‌مولتی‌پلکسر (DEMUX) اعمال می‌شود. دی‌مالتی‌پلکسر البته معکوس مالتی‌پلکسر است. دارای یک ورودی و چند خروجی، یکی برای هر سیگنال ورودی اصلی. مدارهای DEMUX معمولی در شکل (۱۷.۱۰) نشان داده شده است. یک دی‌مالتی‌پلکسر چهار کاناله دارای یک ورودی و چهار خروجی می‌باشد. اکثر دی‌مالتی

^{۱۴}One Shot Multivibrator

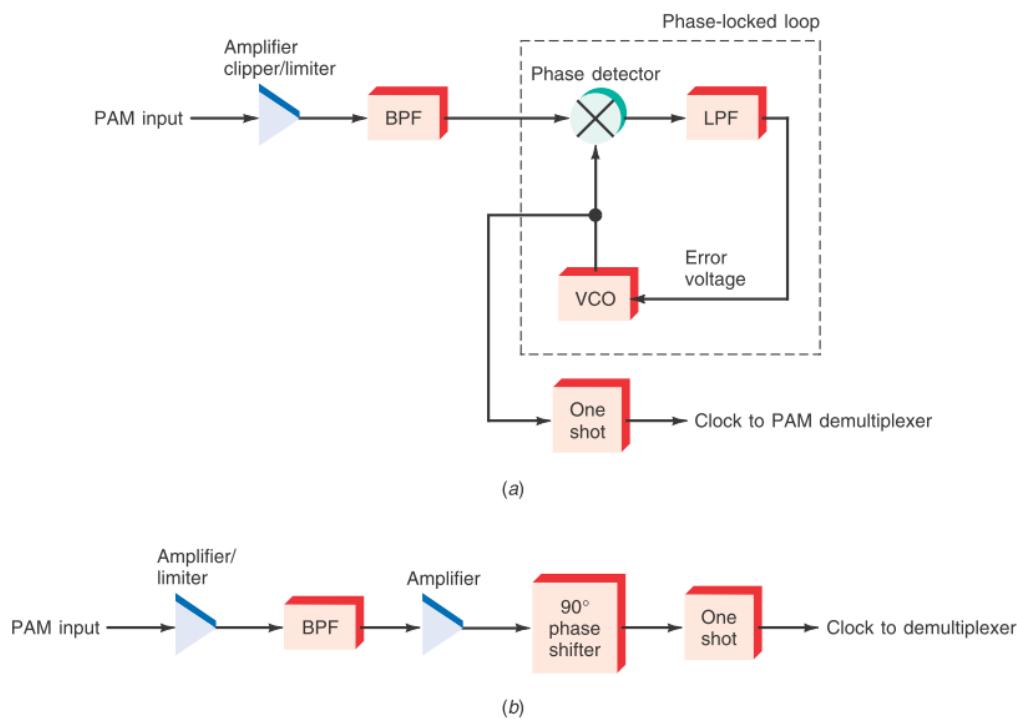


شکل ۱۷.۱۰: مولتی پلکسرا

پلکسرا از FET‌هایی استفاده می‌کند که توسط یک ضد رمزگشای^{۱۵} هدایت می‌شوند. سیگنال‌های PAM منفرد به تقویت کننده‌های عملیاتی ارسال، که در آنجا بافر و احتمالاً تقویت می‌شوند. سپس به فیلترهای پایین گذر فرستاده و در آنجا به سیگنال‌های آنالوگ اصلی برگردانیده و صاف می‌شوند. مشکل اصلی که در دی‌مولتی‌پلکس با آن مواجه می‌شود، همگام و همزمان سازی است. یعنی برای اینکه سیگنال PAM به طور دقیق در سیگنال‌های نمونه‌گیری شده اصلی دی‌مولتی‌پلکس شود، فرکانس ساعت استفاده شده در مالتی‌پلکس گیرنده باید با فرکانس مورد استفاده در مالتی‌پلکس فرستنده یکسان باشد. علاوه بر این، رشته دی‌مولتی‌پلکس باید با مالتی‌پلکس یکسان باشد، به طوری که وقتی کanal ۱ در فرستنده نمونه برداری می‌شود، کanal ۱ همزمان در مالتی‌پلکس گیرنده روشن شود. چنین همزمان‌سازی معمولاً توسط یک پالس همزمان سازی خاص که به عنوان بخشی از هر فریم قرار دارد انجام می‌شود. برخی از مدارهای مورد استفاده برای فرکانس ساعت و همزمان سازی فریم در بخش‌های زیر مورد بحث قرار می‌گیرند.

بازیابی ساعت: به جای استفاده از یک نوسانگر ساعت آزاد که روی فرکانس یکسان ساعت سیستم فرستنده تنظیم شده است، ساعت دی‌مولتی‌پلکس از خود سیگنال PAM دریافتی مشتق و حاصل می‌شود. مدارهای نشان داده شده در شکل (۱۸.۱۰)، که مدارهای بازیابی ساعت نامیده می‌شوند، نمونه‌ای از مدارهایی هستند که برای تولید پالس‌های ساعت دی‌مولتی‌پلکس استفاده می‌شوند. در شکل (۱۸.۱۰)(الف)، سیگنال PAM به یک مدار تقویت کننده/محدود کننده اعمال شده است، که ابتدا تمام پالس‌های دریافتی را تا سطح بالایی تقویت می‌کند و سپس آنها را در یک سطح ثابت قطع می‌کند. بنابراین خروجی محدود کننده یک موج مستطیلی با دامنه ثابت است که فرکانس خروجی آن برابر با نرخ کموتاسیون است. این فرکانس است که در آن پالس‌های PAM رخ می‌دهد

^{۱۵}Counter Decoder



شکل ۱۸.۱۰: دو مدار بازیابی ساعت PAM. (الف) حلقه بسته. (ب) حلقه باز.

و توسط ساعت مولتیپلکس فرستنده تعیین می‌شود.

پالس‌های مستطیلی در خروجی محدود کننده به یک فیلتر باند گذر اعمال می‌شود که هارمونیک‌های بالایی را حذف و یک سیگنال موج سینوسی در فرکانس ساعت ارسالی ایجاد می‌کند. این سیگنال به مدار آشکارساز فاز در یک PLL همراه با ورودی یک نوسان‌ساز کنترل شده با ولتاژ (VCO) اعمال می‌شود. VCO تنظیم شده است تا در فرکانس پالس‌های PAM کار کند. با این حال، فرکانس VCO توسط یک ولتاژ خطای dc اعمال شده به ورودی آن کنترل می‌شود. این ورودی از خروجی آشکارساز فاز گرفته و توسط یک فیلتر پایین گذر به ولتاژ dc فیلتر می‌شود.

خوب است بدانید که:

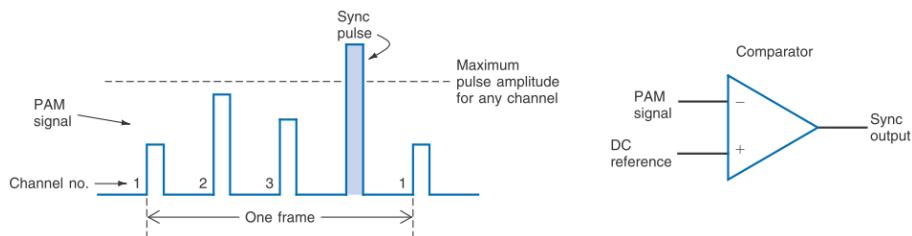
مدارهای بازیابی ساعت برای رفع مشکل همزمان‌سازی که در دیمالتیپلکسینگ با آن مواجه می‌شود استفاده گردد.

آشکارساز فاز، فاز موج سینوسی PAM ورودی را با موج سینوسی VCO مقایسه می‌کند. اگر خطای فاز وجود داشته باشد، آشکارساز فاز یک ولتاژ خروجی تولید می‌کند که برای ارائه جریان مستقیم متغیر فیلتر می‌شود. هنگامی که فرکانس خروجی VCO با فرکانس موج سینوسی حاصل از ورودی PAM یکسان باشد، سیستم ثبیت یا قفل می‌شود. تفاوت این است که این دو در فاز 90° درجه جابجا می‌شوند. اگر فرکانس سیگنال PAM بدلاً لی تغییر کند، آشکارساز فاز تغییرات را دریافت کرده و یک سیگنال خطای تولید می‌کند که برای تغییر فرکانس VCO برای مطابقت استفاده می‌شود.

به دلیل ویژگی حلقه بسته سیستم، VCO به طور خودکار تغییرات فرکانس کوچک را در سیگنال PAM ردیابی می‌کند و اطمینان حاصل می‌کند که فرکانس ساعت استفاده شده در دیمولتی‌پلکسر همیشه کاملاً با سیگنال PAM اصلی مطابقت دارد.

سیگنال خروجی VCO به یک مولد شلیک تک پالس اعمال می‌شود که پالس‌های مستطیلی را در فرکانس مناسب ایجاد می‌کند. اینها برای قرار دادن شمارنده در دیمولتی پلکسر استفاده می‌شوند. شمارنده پالس‌های دروازه‌ای را برای سوئیچ‌های دیمولتی پلکسر FET تولید می‌کند. یک مدار پالس ساعت حلقه باز ساده‌تر در شکل (۱۸.۱۰)(ب) نشان داده شده است. مجدداً سیگنال PAM به تقویت کننده/محدود کننده و سپس فیلتر میان‌گذر اعمال می‌شود. خروجی موج سینوسی فیلتر میان‌گذر تقویت شده و به یک مدار تغییر فاز اعمال می‌شود، که یک تغییر فاز ۹۰ درجه در فرکانس کار ایجاد می‌کند. سپس این موج سینوسی تغییر فاز به یک مولد پالس اعمال می‌شود که به‌نوبه خود، پالس‌های ساعتی را برای دیمولتی پلکسر ایجاد می‌کند. یکی از معایب این تکنیک این است که مدار تغییر فاز برای ایجاد یک جابجایی ۹۰ درجه تنها در یک فرکانس ثابت است، و بنابراین تغییرات جزئی در فرکانس ورودی، پالس‌های ساعتی را تولید می‌کنند که زمان‌بندی آنها کاملاً دقیق نیست. با این حال، در اکثر سیستم‌هایی که تغییرات فرکانس در آنها زیاد نیست، مدار به‌طور قابل اعتماد عمل می‌کند.

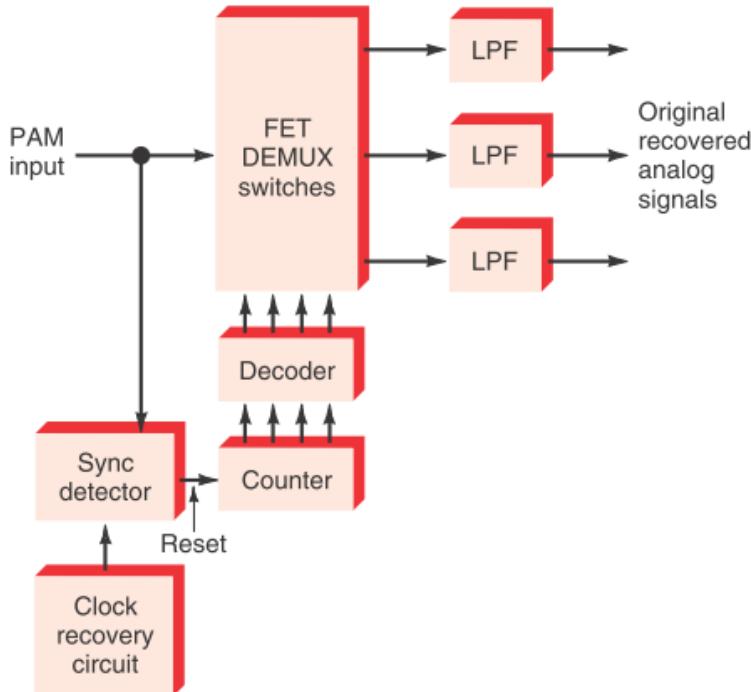
همزمان سازی فریم: پس از به دست آوردن پالس‌های ساعت با فرکانس مناسب، لازم است کانال‌های مالتی‌پلکس را همزمان سازی کنید. این معمولاً با یک پالس همزمان سازی خاص (همگام سازی) اعمال می‌شود که به یکی از کانال‌های ورودی در فرستنده اعمال می‌شود. در سیستم چهار کانالی که قبلاً مورد بحث قرار گرفت، تنها سه سیگنال واقعی منتقل می‌شوند. کانال چهارم برای انتقال یک پالس خاص استفاده می‌شود که ویژگی‌های آن بهنوعی منحصر به فرد است تا به راحتی قابل تشخیص باشد. دامنه پالس می‌تواند بیشتر از پالس داده با بالاترین دامنه باشد، یا عرض پالس می‌تواند وسیع‌تر از پالس‌هایی باشد که با نمونه‌برداری از سیگنال‌های ورودی به دست می‌آیند. سپس مدارهای ویژه‌ای برای تشخیص پالس همزمان سازی استفاده می‌شود.



شکل ۱۹.۱۰: پالس همزمان‌سازی فریم و آشکار ساز مقایسه کننده.

شکل (۱۹.۱۰) نمونه‌ای از یک پالس همزمانی را نشان می‌دهد که دامنه آن از حد اکثر مقدار پالس هر سیگنال داده‌ای بیشتر است. پالس همزمان سازی نیز آخرین موردی است که در قاب رخ می‌دهد. در گیرنده، یک مدار مقایسه کننده برای تشخیص پالس همزمان سازی استفاده می‌شود. یک ورودی مقایسه کننده روی یک ولتاژ مرجع dc تنظیم می‌شود که کمی بالاتر از حد اکثر دامنه ممکن برای پالس‌های داده است. هنگامی که یک پالس بیشتر از دامنه مرجع رخ می‌دهد، به عنوان مثال، پالس

همزمانی، مقایسه کننده بلا فاصله یک پالس خروجی تولید می‌کند، که سپس می‌تواند برای همزمان سازی استفاده شود. از طرف دیگر، ممکن است در طول یک بازه کanal، یک پالس مخابره نشود و در هر فریم فضای خالی باقی بماند که سپس برای اهداف همزمان سازی قابل شناسایی باشد.



شکل ۲۰.۱۰: مالتیپلکسر کامل PAM.

هنگامی که پالس همگام سازی در گیرنده تشخیص داده می‌شود، به عنوان یک پالس تنظیم مجدد برای شمارنده در مدار دیمولتی پلکس عمل می‌کند. در پایان هر فریم، شمارنده به صفر می‌رسد (کanal ۰ انتخاب می‌شود). هنگامی که پالس PAM بعدی رخ می‌دهد، دیمولتی پلکس روی کanal مناسب تنظیم می‌شود. پالس‌های ساعت و سپس شمارنده را به ترتیب مناسب برای دیمولتی پلکسینگ قرار می‌دهند.

در نهایت، در خروجی دیمولتی پلکس، فیلترهای پایین گذر جداگانه برای هر کanal اعمال می‌شود تا سیگنال‌های آنالوگ اصلی را بازیابی کند. شکل (۲۰.۱۰) دیمولتی پلکس کامل PAM را نشان می‌دهد. به خاطر داشته باشید که امروزه چنین مدارهایی در اعمق یک مدار مجتمع قرار دارند و قابل دسترسی نیستند. دانستن مفهوم عملیات داخلی مفید است، اما به طور کلی شما فقط نگران سیگنال‌های ورودی و خروجی خواهید بود.

۴.۱۰ مدولاسیون کد پالس

محبوب‌ترین شکل TDM از مدولاسیون کد پالس^{۱۶} (PCM) استفاده می‌کند (بخش ۴-۷)، که در آن کانال‌های متعددی از داده‌های دیجیتال به صورت سریالی ارسال می‌شوند. به هر کanal یک شکاف زمانی اختصاص داده می‌شود که در آن یک کلمه باینری از داده‌ها را ارسال می‌کند. جریان‌های داده از کانال‌های مختلف به صورت متوالی در هم قرار می‌گیرند و ارسال می‌شوند.

مالتی‌پلکسرهای PCM

هنگامی که PCM برای انتقال سیگنال‌های آنالوگ استفاده می‌شود، سیگنال‌ها با یک مالتی‌پلکسر همانطور که قبل از PAM توضیح داده شد، نمونه برداری و سپس توسط یک مبدل A/D به یک سری اعداد باینری تبدیل شده و در آنجا هر عدد مناسب با دامنه سیگنال آنالوگ است. در نقاط مختلف نمونه برداری این کلمات باینری از فرمت موازی به سریالی تبدیل و سپس منتقل می‌شوند. در انتهای دریافت، کانال‌های مختلف دی‌مولتی‌پلکس شده و اعداد باینری متوالی اصلی بازیابی، در یک حافظه دیجیتالی ذخیره و سپس به یک مبدل D/A منتقل می‌شوند که سیگنال آنالوگ را بازسازی کند. (البته وقتی داده‌های اصلی کاملاً دیجیتالی هستند، تبدیل D/A لازم نیست).

هر گونه داده باینری، مالتی‌پلکس شده یا غیر، می‌تواند توسط PCM منتقل شود. بیشتر کاوشگرهای فضایی دوربرد دارای دوربین‌های ویدئویی هستند که سیگنال‌های خروجی آنها دیجیتالی شده و در قالب دودویی به زمین ارسال می‌شوند. چنین سیستم‌های ویدئویی PCM امکان انتقال تصاویر گرافیکی را در فواصل باورنگردنی فراهم می‌کند. در ارائه‌های چندرسانه رایانه‌ای (مالتی مدیای کامپیوتری)، داده‌های ویدیویی اغلب دیجیتالی و با تکنیک‌های PCM به یک منبع راه دور منتقل می‌شوند.

خوب است بدانید که:

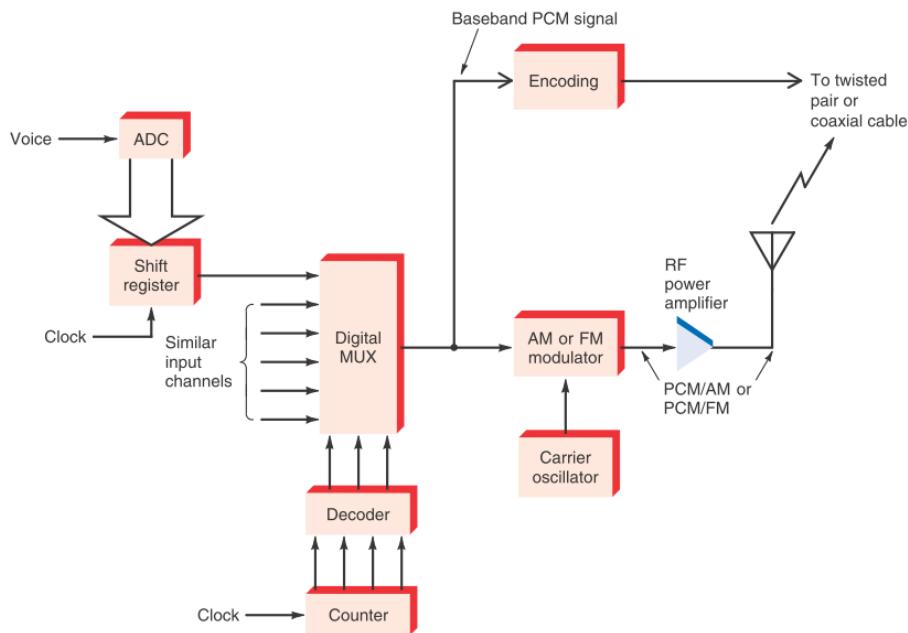
سیستم‌های ویدئویی PCM انتقال تصاویر گرافیکی را در فواصل دور ممکن می‌سازند.

شکل (۲۱.۱۰) یک بلوک دیاگرام کلی از اجزای اصلی در یک سیستم PCM را نشان می‌دهد، که در آن سیگنال‌های صوتی آنالوگ ورودی‌های اولیه هستند. سیگنال‌های صوتی روی مبدل‌های A/D اعمال می‌شوند که هر بار که نمونه‌برداری شده، یک کلمه دودویی موازی ۸ بیتی (بایت) تولید می‌کنند. از آنجایی که داده‌های دیجیتالی باید به صورت سریال ارسال شوند، خروجی مبدل A/D به یک شیفت رجیستر تغذیه شده و یک خروجی داده سریالی از ورودی موازی تولید می‌کند. در سیستم‌های تلفن، یک کدک از تبدیل A/D موازی به سریالی مراقبت می‌کند. مدار نوسان ساز ساعت که رجیستر شیفت را هدایت می‌کند با نرخ بیت مورد نظر کار می‌کند.

مالتی‌پلکسینگ با یک MUX دیجیتالی ساده انجام می‌شود. از آنجایی که تمام سیگنال‌هایی که قرار است ارسال شوند دودویی هستند، می‌توان از یک مالتی‌پلکسر ساخته شده از گیت‌های منطقی استاندارد استفاده کرد. یک شمارنده باینری یک رمزگشا را راهاندازی کرده و کانال ورودی مورد نظر را انتخاب می‌کند.

خروچی مالتی‌پلکسینگ یک شکل موج داده سریالی از کلمات دودویی در هم می‌باشد. سپس این سیگنال دیجیتال باند پایه می‌تواند به طور مستقیم از طریق یک زوج کابل پیچ خورده، یک کابل

^{۱۶}Pulse Code Modulation (PCM)



شکل ۲۱.۱۰: یک سیستم PCM

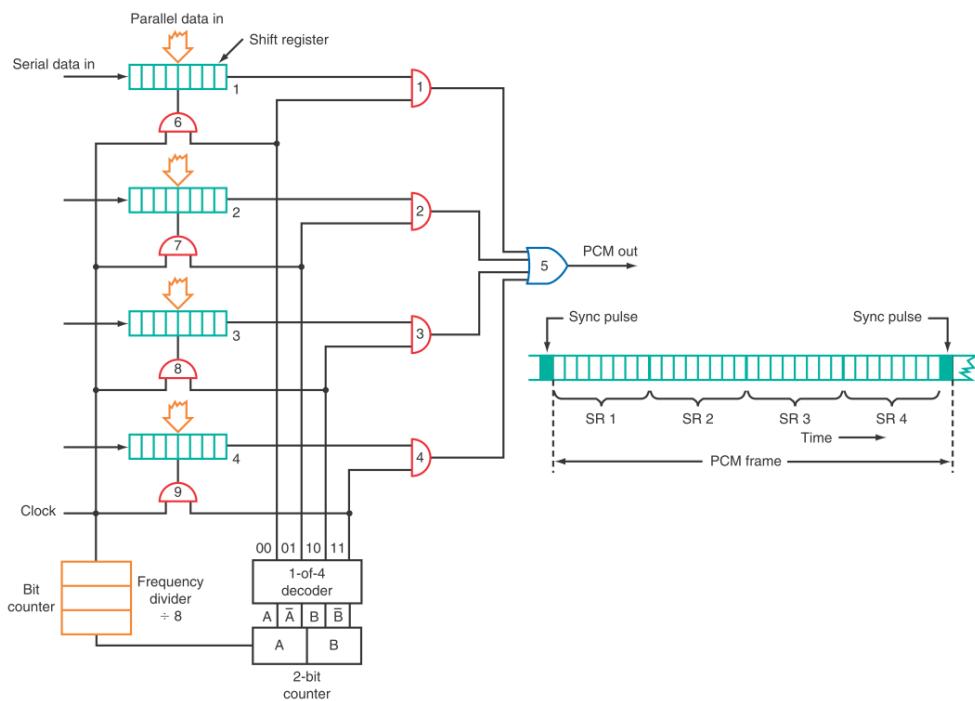
کواکسیال یا یک کابل فیبر نوری رمزگذاری و ارسال شود. متنابدا، سیگنال باینری PCM را می‌توان برای مدوله کردن یک سیگنال حامل استفاده کرد. شکلی از مدولاسیون فاز که به نام کلیدزنی تغییر فاز-سی ^{۱۷} (PSK) شناخته می‌شود، رایج‌ترین مورد استفاده است.

شکل ۲۲.۱۰ جزئیات یک مالتیپلکسر PCM چهار ورودی را نشان می‌دهد. به طور معمول، ورودی‌های چنین مالتیپلکسری از یک مبدل A/D می‌آیند. ورودی‌های باینری به یک شیفت رجیستر اعمال می‌شود که می‌تواند از یک منبع موازی مانند مبدل D/A یا منبع سریالی دیگری بارگیری شود. در اکثر سیستم‌های PCM، شیفت رجیسترها بخشی از یک کد هستند.

مالتیپلکسر خود یک مدار دیجیتال آشنا است که به عنوان انتخابگر داده شناخته می‌شود. این از دروازه‌های (گیت‌های) ۱ تا ۵ تشکیل شده است. تنها یک دروازه در هر زمان فعال می‌شود که توسط یک رمزگشا ۱ تا ۴ است. داده سریالی از گیت فعال شده به گیت OR ۵ منتقل و در خروجی ظاهر می‌شود.

حال، فرض کنید که تمام شیفت رجیسترها با بایت‌هایی که باید ارسال شوند، بارگذاری می‌شوند. شمارنده ۲ بیتی AB تنظیم مجدد شده و کد ۰۰ را به رمزگشا ارسال می‌کند. این خروجی ۰۰ را روشن و دروازه ۱ را فعال می‌کند. توجه داشته باشید که خروجی رمزگشا نیز دروازه عرا فعال می‌کند. بیت‌های پالس‌های ساعت شیفت رجیستر ۱ فعال کرده و داده‌ها هر بار ۱ بیت به بیرون منتقل می‌کند. بیت‌های سریالی از دروازه‌های ۱ و ۵ از خروجی عبور می‌کنند. در همان زمان، شمارشگر بیت، که یک مدار تقسیم بر ۸ است، تعداد بیت‌های جایه‌جا شده را پیگیری می‌کند. هنگامی که ۸ پالس رخ می‌دهد، تمام ۸ بیت به شیفت رجیستر ۱ ارسال شده است. پس از شمارش ۸ پالس ساعت، بیت شمارنده

^{۱۷}Phase-C shift keying (PSK)



شکل ۲۲.۱۰: مالتی‌پلکسر PCM

دوباره بازیافت شده و شمارنده ۲ بیتی را راه اندازی می‌کند. کد آن اکنون ۱۰ است. این گیت ۲ و گیت ۷ را فعال می‌کند. پالس‌های ساعت ادامه می‌باشند و اکنون محتویات شیفت رجیستر ۲ هر بار ۱ بیت به بیرون منتقل می‌کند. داده‌های سریالی از گیت‌های ۲ و ۵ به خروجی عبور ارسال می‌شود. مجددًا، شمارشگر بیت ۸ را می‌شمارد و پس از ارسال همه بیت‌های موجود در شیفت رجیستر ۲، بازیافت می‌کند. این دوباره شمارنده ۲ بیتی را فعال کرده و کد آن اکنون ۱۰ است. این دروازه‌های ۳ و ۸ را فعال می‌کند. محتویات شیفت رجیستر ۳ اکنون به خارج منتقل شده‌اند. این فرآیند برای محتویات شیفت رجیستر ۴ تکرار می‌شود.

هنگامی که محتویات هر چهار رجیستر شیفت یک بار ارسال شد، یک قاب PCM تشکیل شده است (شکل ۲۲.۱۰). سپس داده‌ها در شیفت رجیسترها بروز می‌شوند (نمونه بعدی سیگنال آنالوگ تبدیل می‌شود) و چرخه تکرار می‌شود.

اگر ساعت در شکل (۲۲.۱۰) ۶۴ کیلوهرتز باشد، نرخ بیت ۶۴ کیلوبیت در ثانیه (kbps) و فاصله بیت‌ها $= \frac{1}{64000} = 15.625$ میکرو ثانیه است. با ۸ بیت در هر کلمه، برای انتقال یک کلمه به $15.625 \times 8 = 125\mu s$ نیاز دارد. این بدان معنی است که نرخ کلمه $\frac{1}{125 \times 10^{-6}} = 8kbytes/s$ است. اگر شیفت رجیسترهای داده‌های خود را از مبدل A/D دریافت کنند، نرخ نمونه برداری ۱۲۵ میکرو ثانیه یا ۸ کیلوهرتز است. این نرخی است که در سیستم‌های تلفن برای نمونه برداری از سیگنال‌های صوتی استفاده می‌شود. با فرض حداکثر فرکانس صوتی ۳ کیلوهرتز، حداقل نرخ نمونه برداری دو برابر آن، یا ۶ کیلوهرتز است، و بنابراین نرخ نمونه برداری ۸ کیلوهرتز برای ارسال دقیق و بازتولید سیگنال صوتی آنالوگ بیش از اندازه کافی است. (نرخ داده‌های سریالی بیشتر در فصل

یازدهم توضیح داده شده است.)

همانطور که در شکل (۲۲.۱۰) نشان داده شده است، یک پالس همزمان‌سازی به‌انتهای کادر اضافه می‌شود. این به‌گیرنده علامت می‌دهد که یک فریم از چهار سیگنال ارسال شده است و دیگری در شرف شروع است. گیرنده از پالس همزمان‌سازی استفاده می‌کند تا تمام مدارهای خود را در یک مرحله نگه دارد تا هر سیگنال اصلی به‌طور دقیق بازیابی شود.

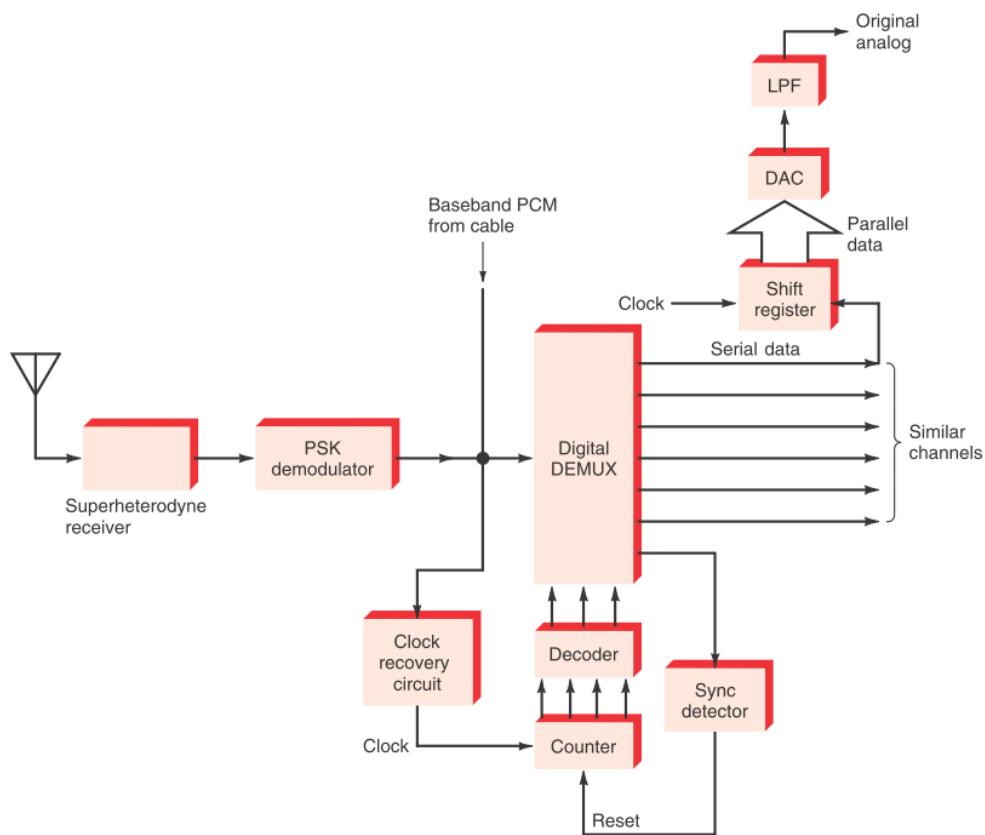
دی‌مالتی‌پلکسرهای PCM

در انتهای گیرنده پیوند^{۱۸} (لینک) ارتباطی، سیگنال PCM مالتی‌پلکس شده و به‌داده اصلی تبدیل می‌شود (شکل ۲۳.۱۰). سیگنال باند پایه PCM ممکن است از طریق کابل وارد شود، در این صورت سیگنال قبل از اعمال به دی‌مولتی‌پلکسر بازسازی و تغییر شکل می‌یابد. متناوباً، اگر سیگنال PCM یک سیگنال حامل را مدوله کرده باشد و از طریق رادیو ارسال شود، سیگنال RF توسط گیرنده گرفته شده و سپس دمودوله می‌شود. شکل موج باینری PCM سریال اصلی بازیابی شده و به‌یک مدار شکل دهی داده می‌شود تا پالس‌های باینری را تمیز و جوان کند. سپس سیگنال اصلی با استفاده از گیت‌های AND یا NAND با استفاده از یک دی‌مالتی‌پلکسر دیجیتالی از هم مالتی‌پلکس می‌شود. شمارشگر باینری و رمزگشایی که دی‌مولتی‌پلکسر را راهاندازی می‌کنند، از طریق ترکیبی از بازیابی ساعت و مدارهای آشکارساز پالس همزمان سازی مشابه مدارهای مورد استفاده در سیستم‌های PAM، همزمان با گیرنده نگه داشته می‌شوند. پالس همزمان سازی معمولاً در انتهای هر فریم تولید و ارسال می‌شود. سیگنال‌های خروجی سریالی دی‌مولتی‌پلکس شده برای تبدیل به‌داده‌های موازی به یک شیفت رجیستر تغذیه و به‌یک مبدل D/A و سپس یک فیلتر پایین‌گذر ارسال می‌شوند. شیفت رجیستر و مبدل D/A معمولاً بخشی از یک کدک هستند. نتیجه بازتولید بسیار دقیق سیگنال صوتی اصلی است.

به‌خاطر داشته باشید که تمام مدارهای مالتی‌پلکس و دی‌مالتی‌پلکس معمولاً به‌صورت یکپارچه هستند. در واقع، هر دو مدار MUX و DEMUX بر روی یک تراشه واحد ترکیب شده تا یک فرستنده گیرنده TDM را تشکیل دهند که در هر دو انتهای پیوند ارتباطی استفاده می‌شود. مدارهای فردی قابل دسترسی نیستند. با این حال، شما به تمام ورودی‌ها و خروجی‌هایی دسترسی دارید که به‌شما امکان می‌دهند آزمایش‌ها، اندازه‌گیری‌ها و عیوب‌یابی را در صورت نیاز انجام دهید.

مزایای PCM

سیستم PCM قابل اعتماد، ارزان و در برابر نویز بسیار مقاوم است. در PCM، پالس‌های باینری ارسالی همگی دارای دامنه یکسانی هستند و مانند سیگنال‌های FM، می‌توان برای کاهش نویز آن را قطع کرد. علاوه بر این، حتی زمانی که سیگنال‌ها به‌دلیل نویز، تضعیف یا اعوجاج تخریب شده‌اند، تنها کاری که گیرنده باید انجام دهد این است که تعیین کند که آیا یک پالس ارسال شده است یا خیر. دامنه، عرض، فرکانس، شکل فاز، و غیره تاثیری در دریافت ندارند. بنابراین سیگنال‌های PCM بدون توجه به شرایط به راحتی بازیابی و تجدید می‌شوند. PCM نسبت به سایر اشکال مدولاسیون پالس و مالتی‌پلکس برای انتقال داده بسیار برتر است که عملاً جایگزین همه آنها در کاربردهای ارتباطی شده است.



شکل ۲۳.۱۰: گیرنده مالتی‌پلکسر PCM

مثال ۲-۱۰

یک سیستم PCM ویژه از ۱۶ کانال داده استفاده می‌کند که هدف آن شناسایی (ID) و همزمان‌سازی است. نرخ نمونه برداری $3/5$ کیلوهرتز است. طول کلمه ۶ بیت است. (الف): تعداد کانال‌های داده موجود، (ب): تعداد بیت‌ها در هر فریم، و (ج): نرخ داده سریالی را بیابید.

- الف: 16 (تعداد کل کانال‌ها) – 1 (کانال مورد استفاده برای شناسه ID) = 15 (برای داده‌ها)

- ب: $96 = 6 \times 16$ = بیت‌ها در هر فریم

- ج: نرخ داده سریال = نرخ نمونه برداری \times تعداد. $3/5 kHz \times 96 = 336 kHz$ = 96 بیت $/$ فریم

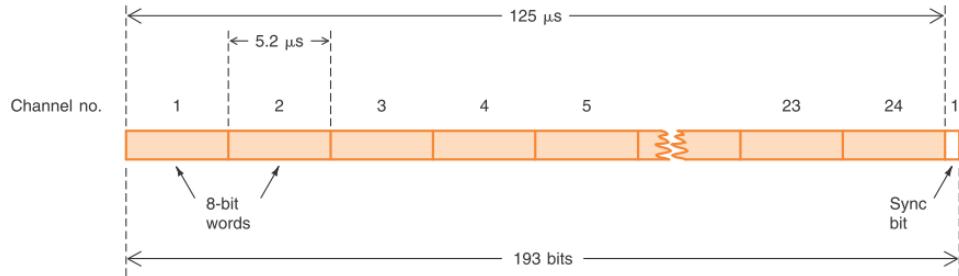
T1 سیستم‌های

گسترده‌ترین استفاده از TDM در سیستم تلفن است. تمام سیستم‌های تلفن مدرن انتقال دیجیتالی از طریق PCM و TDM استفاده می‌کنند. تنها جایی که سیگنال‌های آنالوگ هنوز استفاده می‌شوند، در حلقه محلی است-ارتباط بین دفتر مرکزی یک شرکت تلفن (^{۱۹}CO) و تلفن مشترک، که به عنوان

^{۱۹}Company's Central Office (CO)

تجهیزات محل مشتری (CPE)^{۲۰} (CPE) شناخته می‌شود. تمامی ارتباطات محلی و بین شهری دیجیتال هستند. سال‌ها پیش، شرکت‌های تلفن یک سیستم انتقال دیجیتالی کامل به نام سیستم T-carrier توسعه دادند. در سراسر ایالات متحده برای همه تماس‌های تلفنی و برای انتقال داده‌های رایانه‌ای از جمله دسترسی به اینترنت استفاده می‌شود. سیستم‌های مشابه در ژاپن و اروپا استفاده می‌شود.

سیستم T-carrier طیف وسیعی از سیستم‌های PCM TDM را با نرخ‌های داده به تدریج سریع تر ارائه می‌کند. پیاده سازی فیزیکی این سیستم‌ها با نام‌های T1، T2، T3 و T4 نامیده می‌شود. سیگنال‌های دیجیتالی که حمل می‌کنند با عبارات DS1، DS2، DS3 و DS4 تعریف می‌شوند. این سیستم با سیستم T1 آغاز می‌شود که ۲۴ سیگنال صوتی پایه DS1 دیجیتالی را چندگانه می‌کند که سپس برای انتقال به سیگنال‌های DS3، DS2 و DS4 بزرگتر و سریعتر تبدیل می‌شوند. عموماً انتقال T1 از طریق یک کابل زوج پیچ خورده دوگانه یا کابل کواکسیال انجام می‌شود. امروزه انتقال بی‌سیم نیز رایج است. سیستم‌های T2، T3 و T4 از کابل کواکسیال، رادیو مایکروویو یا کابل فیبر نوری استفاده می‌کنند.



شکل ۲۴.۱۰: شکل گیری (فرمت) قاب T1، داده سریالی.

متداول‌ترین سیستم PCM مورد استفاده، سیستم T1 است که توسط بل تلفن برای انتقال مکالمات تلفنی توسط لینک‌های دیجیتالی پرسرعت توسعه یافته است. سیستم T1 با استفاده از تکنیک‌های TDM، ۲۴ کانال صوتی را روی یک خط واحد چندگانه می‌کند. هر کلمه دیجیتال سریالی (کلمات ۸ بیتی، ۷ بیت مقدار، و ۱ بیت نشان دهنده قطبیت) از ۲۴ کانال به ترتیب ارسال می‌شود. هر فریم با سرعت ۸ کیلوهرتز نمونه‌برداری می‌شود که فاصله نمونه برداری ۱۲۵ میکرو ثانیه را ایجاد می‌کند. در فاصله ۱۲۵ میکرو ثانیه بین نمونه‌های آنالوگ در هر کانال، ۲۴ کلمه ۸ بیتی که هر یک نشان دهنده یک نمونه از هر یک از ورودی‌ها است، ارسال می‌شود. فاصله نمونه‌برداری کانال $24 \times 8 = 192$ است که مربوط به نرخ $192 \text{ kbit/s} = 192 \times 125 \mu\text{s} = 5.2 \mu\text{s}$ می‌باشد. هر کلمه ۸ بیت را نشان می‌دهد. یک بیت اضافی - یک پالس همزمان‌سازی فریم - به این جریان اضافه می‌شود تا سیگنال‌های ارسال کننده و دریافت کننده را با یکدیگر هماهنگ نگه دارد. ۲۴ کلمه ۸ بیتی و بیت همزمان‌سازی یک فریم $193 \text{ kbit/s} = 193 \times 8 \text{ kbit/s} = 1544 \text{ kbit/s}$ می‌باشد. نرخ بیت کل برای سیگنال چندگانه $1544 \text{ kbit/s} / 193 = 8 \text{ kHz}$ می‌باشد. شکل (۲۴.۱۰) یک فریم از سیگنال T1 را نشان می‌دهد.

سیگنال T1 را می‌توان از طریق کابل، کابل کواکسیال، کابل زوج سیم تابیده یا کابل فیبر نوری منتقل کرد. یا می‌توان از آن برای مدوله کردن یک سیگنال حامل برای انتقال رادیویی استفاده

^{۲۰} Customer Premises Equipment (CPE)

کرد. به عنوان مثال، برای تماس‌های تلفنی از راه دور، سیگنال‌های T1 به‌ایستگاه‌های رله مایکروبویو فرستاده می‌شوند، جایی که آنها یک سیگنال حامل را برای انتقال در فواصل طولانی مدوله می‌کنند. همچنین سیگنال‌های T1 از طریق ماهواره یا کابل فیبر نوری منتقل می‌شوند.

خوب است بدانید که:

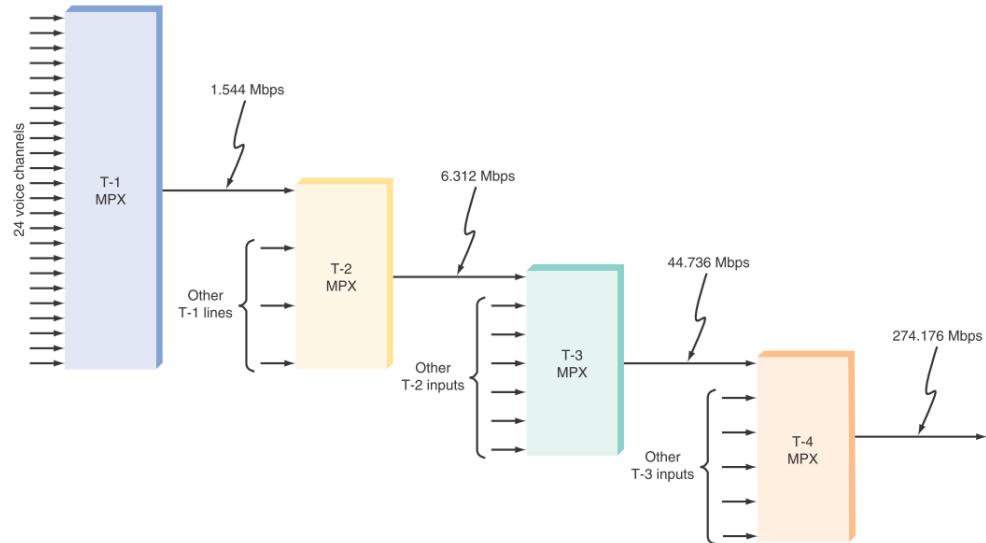
با اینکه مالتی‌پلکسرهای الکترونیکی از قطعات مکانیکی برای نمونه‌برداری از ورودی‌ها استفاده نمی‌کنند، چرخه کامل ورودی همچنان فریم نامیده می‌شود.

سیستم‌های حامل T

سیستم‌های T1 هر سیگنال صوتی را با سرعت ۶۴ کیلوبیت بر ثانیه ارسال می‌کنند. اما آنها همچنین اغلب برای انتقال کمتر از ۲۴ ورودی با سرعت بالاتر استفاده می‌شوند. به عنوان مثال، یک خط T1 می‌تواند یک منبع واحد از داده‌های کامپیوتری را با سرعت $1/544$ مگابیت بر ثانیه ارسال کند. همچنین می‌تواند دو منبع داده را با سرعت ۷۲۲ کیلوبیت بر ثانیه یا چهار منبع را با سرعت ۳۸۶ کیلوبیت بر ثانیه وغیره ارسال کند. این خطوط به عنوان خطوط T1 کسری شناخته می‌شوند.

سیستم‌های T₂, T₃ و T₄

برای تولید ظرفیت بیشتر برای ترافیک صوتی و همچنین ترافیک داده‌های کامپیوتری، سیگنال‌های DS1 ممکن است بیشتر به سیگنال‌های سریع‌تری تبدیل شوند که کانال‌های بیشتری را حمل می‌کنند. شکل (۲۵.۱۰) نشان می‌دهد که چگونه چهار سیگنال DS1 برای تشکیل یک سیگنال DS2 مالتی‌پلکس می‌شوند. نتیجه یک سیگنال دیجیتال سریالی ۶/۳۱۲ مگابیت بر ثانیه است که شامل $96 = 4 \times 24$ کanal صوتی است.



شکل ۲۵.۱۰: سیستم حامل T

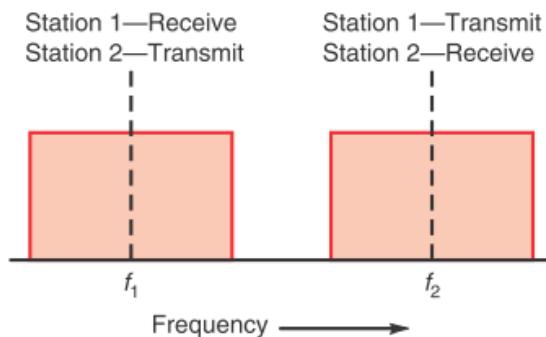
سیستم‌های T2 به جز به صورت یک پله برای تشکیل سیگنال‌های DS3 به‌طور گسترده مورد استفاده قرار نمی‌گیرند. همانطور که شکل (۲۵.۱۰) نشان می‌دهد، هفت خروجی DS2 در یک

مالتیپلکسر T3 برای تولید یک سیگنال DS3 ترکیب شده‌اند. این سیگنال شامل $672 \times 96 = 62,304$ کانال صوتی با سرعت داده ۴۴,۷۳۶ مگابیت بر ثانیه است. چهار سیگنال DS3 ممکن است بیشتر برای تشکیل یک سیگنال DS4 مالتیپلکس شوند. نرخ داده خروجی مالتیپلکسر T4، $274,176$ مگابیت بر ثانیه است.

خطوط T1 و T3 به طور گسترده توسط مشاغل و صنعت برای خدمات تلفنی و همچنین برای انتقال داده‌های دیجیتالی استفاده می‌شود. این مدارهای اختصاصی هستند که از شرکت تلفن اجاره شده‌اند و فقط توسط مشترک استفاده می‌شود تا نرخ داده کامل در دسترس باشد. این خطوط همچنین در اشکال مختلف غیر مولتیپلکس برای دستیابی به دسترسی سریع به اینترنت یا انتقال داده‌های دیجیتالی به غیر از ترافیک صوتی استفاده می‌شوند. خطوط T2 و T4 به ندرت توسط مشترکین استفاده می‌شود، اما آنها در خود سیستم تلفن استفاده می‌شوند.

۵.۱۰ دیمالتیپلکسینگ

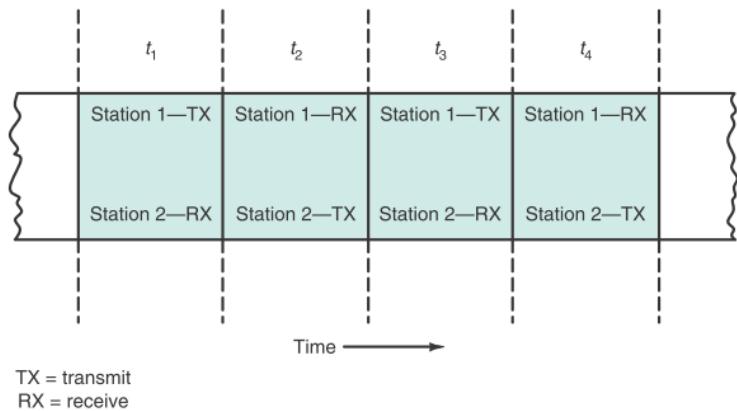
دیمالتیپلکسینگ روشی است که توسط آن ارتباطات دو طرفه انجام می‌شود. به یاد داشته باشید که نیمه دوبلکس شدن به این معنی است که دو ایستگاه در حال ارتباط به نوبت ارسال و دریافت می‌کنند. رادیوهای سیار، دریایی و هوایی از حالت نیمه دوبلکس استفاده می‌کنند. دو طرفه کامل به این معنی است که دو ایستگاه می‌توانند به طور همزمان ارسال و دریافت کنند. همانطور که در تماس‌های تلفنی وجود دارد، مطمئناً فول (کامل) دوبلکس ترجیح داده می‌شود. اما همه سیستم‌ها به قابلیت ارسال/دریافت همزمان نیاز ندارند.



شکل ۲۶.۱۰: دیمالتیپلکسینگ تقسیم فرکانس (FDD)

همانند مالتیپلکسینگ، دو راه برای ارائه دوبلکس کردن وجود دارد: مالتیپلکسینگ تقسیم فرکانس (FDD) و مالتیپلکسینگ تقسیم زمانی (TDD). ساده‌ترین و شاید بهترین راه برای ارائه مالتیپلکسینگ کامل استفاده از FDD است که از دو کانال مجزا، یکی برای ارسال و دیگری برای دریافت استفاده می‌کند. شکل (۲۶.۱۰) مفهوم را نشان می‌دهد. طرفهای ارتباطی ایستگاه ۱ و ایستگاه ۲ نامیده می‌شوند. ایستگاه ۱ از کانال اطراف f_1 فقط برای دریافت و از کانال اطراف f_2 برای ارسال استفاده می‌کند. ایستگاه ۲ از f_1 برای ارسال و از f_2 برای دریافت استفاده می‌کند. با فاصله کافی بین دو کانال، فرستنده با گیرنده تداخل نخواهد داشت. فیلتر گزینشگر سیگنال‌ها را جدا نگه

می‌دارد. عیب بزرگ این روش فضای طیف اضافی مورد نیاز است. فضای طیف کمیاب و گران است. با این حال اکثر سیستم‌های تلفن همراه از این روش استفاده می‌کنند زیرا ساده‌ترین و قابل اعتمادترین است



شکل ۲۷.۱۰: دی‌مالتی‌پلکسینگ تقسیم زمان (TDD)

تقسیم زمانی دوبلکس (TDD) به این معنی است که سیگنال‌ها به‌طور همزمان در یک کانال واحد با درهم‌آمیزی آن‌ها در شکاف‌های زمانی مختلف ارسال می‌شوند. به عنوان مثال، شکاف‌های زمانی جایگزین بهارسال و دریافت اختصاص داده می‌شوند. این در شکل (۲۷.۱۰) نشان داده شده است. در طول شکاف زمانی t_1 ، ایستگاه ۱ در حال ارسال (TX) در حالی که ایستگاه ۲ در حال دریافت (RX) است. سپس در طول شکاف زمانی t_2 ، ایستگاه ۱ در حال دریافت است در حالی که ایستگاه ۲ در حال ارسال است. هر شکاف زمانی ممکن است حاوی یک کلمه داده باشد، مانند ۱ بایت از مبدل A/D یا مبدل A/D. تا زمانی که نرخ داده سریالی به اندازه کافی بالا باشد، کاربر هرگز تفاوت را متوجه نخواهد شد.

مزیت اصلی TDD این است که فقط یک کانال مورد نیاز است. باعث صرفه جویی در فضای طیف و هزینه می‌شود. از طرف دیگر، پیاده‌سازی روش TDD سخت‌تر است. کلید کارکرد آن زمان بندی دقیق و همزمان‌سازی بین فرستنده و گیرنده است. برای اطمینان از اینکه زمان‌بندی منجر به برخورد بین ارسال و دریافت نمی‌شود، به‌پالس‌های همزمان‌سازی خاص یا دنباله‌های فریم نیاز است. بسیاری از سیستم‌های نسل سوم تلفن همراه جدیدتر ممکن است از TDD استفاده کنند.

سوالات:

۱. آیا مالتی‌پلکس کردن فرآیند انتقال سیگنال‌های متعدد از طریق کانال‌های متعدد است؟
۲. مزایای اولیه مالتی‌پلکسینگ را بیان کنید.
۳. نام مدار مورد استفاده در گیرنده برای بازیابی سیگنال‌های مالتی‌پلکس شده چیست؟
۴. اصل اساسی FDM چیست؟
۵. چه مداری چندین سیگنال را در یک سیستم FDM ترکیب می‌کند؟

۶. نام مداری که سیگنال‌هایی که قرار است مولتیپلکس فرکانسی روی آن اعمال شود چیست؟
۷. بیشتر سیستم‌های مالتیپلکس تله متري از چه نوع مدولاسیونی استفاده می‌کنند؟
۸. سه مکان که از تله متري استفاده می‌شود را نام ببرید.
۹. مالتیپلکس فضایی را تعریف کنید. کجا استفاده می‌شود؟
۱۰. علامت ریاضی سیگنال مونو در مالتیپلکسینگ استریو FM چیست؟
۱۱. چهار سیگنال ارسال شده در مالتیپلکس استریو FM را نام ببرید.
۱۲. چه نوع مدولاسیونی برای کانال $R - L$ استفاده می‌شود؟
۱۳. سیگنال‌های SCA در سیستم‌های استریو از چه نوع مدولاسیونی استفاده می‌کنند؟
۱۴. مدار اصلی مورد استفاده برای دیمولتیپلکس کردن در سیستم‌های FDM چیست؟
۱۵. در TDM چگونه چندین سیگنال یک کانال را به اشتراک می‌گذارند؟
۱۶. هنگام نمونه برداری از سیگنال آنالوگ با سرعت بالا چه نوع مدولاسیونی تولید می‌شود؟
۱۷. چه نوع مداری برای ایجاد مجدد پالس‌های ساعت در گیرنده در یک سیستم PAM استفاده می‌شود؟
۱۸. در یک سیستم PAM، مالتیپلکسر و دیمالتیپلکسر چگونه با یکدیگر هماهنگ می‌شوند؟
۱۹. در سیستم PCM یا PAM زمانی که همه کانال‌ها یک بار نمونه برداری می‌شوند، چه دوره زمانی نامیده می‌شود؟
۲۰. از چه مداری برای دیمولوکسیون سیگنال PAM استفاده می‌شود؟
۲۱. چه نوع سوئیچ در مالتیپلکسر الکترونیکی استفاده می‌شود؟
۲۲. ورودی مورد نظر برای مالتیپلکسر تقسیم زمان چگونه انتخاب می‌شود؟
۲۳. سیگنال PAM چگونه منتقل می‌شود؟
۲۴. چه نوع مدار بازیابی ساعت تغییرات فرکانس PAM را ردیابی می‌کند؟
۲۵. سیگنال‌های آنالوگ در سیستم PCM چگونه منتقل می‌شوند؟
۲۶. آیسی که سیگنال‌های A/D و D/A را در سیستم تلفن PCM تبدیل می‌کند، چیست؟
۲۷. نرخ نمونه برداری استاندارد صدا در سیستم تلفن PCM چقدر است؟
۲۸. اندازه استاندارد کلمه در سیستم تلفن PCM چیست؟
۲۹. مزیت اصلی PCM نسبت به PAM، FM و سایر تکنیک‌های مدولاسیون چیست؟

۳۰. تعداد کل بیت‌ها در یک فریم T_1 چقدر است؟
۳۱. یا سیستم T_1 از تکنیک‌های باند پایه یا پهن باند استفاده می‌کند؟ توضیح دهید.
۳۲. نیمه دوبلکس و دوبلکس کامل را تعریف کنید.
۳۳. تفاوت FDD و TDD را توضیح دهید.
۳۴. در مورد مزایا و معایب FDD در مقابل TDD بحث کنید.

مسائل:

۱. چند کانال تلویزیونی با پهنای ۶ مگاهرتز را می‌توان روی یک کابل کواکسیال ۸۰۰ مگاهرتز مالتیپلکس کرد؟
۲. حداقل نرخ نمونه برداری برای سیگنالی با پهنای باند ۱۴ کیلوهرتز چقدر است؟
۳. نرخ بیت و حداکثر تعداد کانال‌ها در سیستم‌های TDM تلفن T_1 و T_3 را بیان کنید.

مسائل چالش برانگیز:

۱. ارسال یک فریم PCM با ۱۶ بایت، بدون همزمان‌سازی و نرخ ساعت ۴۶ مگاهرتز چقدر طول می‌کشد؟
۲. یک سیستم PCM ویژه از کلمات ۱۲ بیتی و ۳۲ کانال استفاده می‌کند. داده‌ها به صورت سریالی بدون پالس همزمان‌سازی منتقل می‌شوند. مدت زمان برای یک بیت $488/28ns$ است. چند بیت در هر فریم و با چه سرعتی ارسال می‌شود؟
۳. آیا می‌توان از FDM با سیگنال‌های اطلاعات باینری استفاده کرد؟ توضیح دهید.

فصل ۱۱

انتقال داده‌های دیجیتالی

اکثر کاربردهای ارتباطات، داده‌های دیجیتالی را از طریق کانال‌های ارتباطی ارسال می‌کنند. این امر منجر به نیاز روش‌های کارآمد برای انتقال، تبدیل و دریافت داده‌های دیجیتالی شده است. همانند داده‌های آنالوگ، مقدار اطلاعات دیجیتالی قابل انتقال متناسب با پهنای باند کانال ارتباطی و زمان ارسال است. این فصل برخی از مفاهیم اساسی و تجهیزات مورد استفاده در انتقال داده‌های دیجیتالی را توسعه می‌دهیم، از آن جمله برخی از اصول ریاضی که برای بازده انتقال اعمال می‌شود، و توسعه مدولاسیون دیجیتالی، استانداردها، روش‌های آشکارسازی و تصحیح خطأ، و تکنیک‌های طیف گستردگی را مورد بحث قرار می‌دهیم.

اهداف:

بعد از تکمیل این فصل، شما می‌توانید:

- تفاوت بین انتقال داده‌های ناهمزمان^۱ و همزمان^۲ را توضیح دهید.
- چهار نوع اصلی رمزگذاری مورد استفاده در انتقال سریال داده‌ها را نام ببرید.
- رابطه بین پهنای باند کانال ارتباطی و نرخ داده را بر حسب بیت در ثانیه بیان کنید.
- چهار نوع اصلی رمزگذاری مورد استفاده در انتقال سریالی داده‌ها را نام ببرید.
- نسل FSK، PSK، QAM و OFDM را شرح دهید.
- سه نوع مودم داده را نام ببرید و نحوه عملکرد آنها را توضیح دهید.
- نیاز و انواع پروتکل‌های ارتباطی را توضیح دهید.
- مقایسه و کنتراست افزونگی، برابری، توالی‌های بررسی بلوك، بررسی‌های افزونگی چرخه‌ای، و تصحیح خطای پیشرو.
- عملکرد و مزایای سیستم‌های طیف گستردگی را توضیح دهید.

^۱Asynchronous

^۲Synchronous

۱.۱۱ کدهای دیجیتالی

داده‌های پردازش و ذخیره شده توسط رایانه‌ها می‌توانند عددی (مانند سوابق حسابداری، صفحات گسترده^۳، و قیمت‌های سهام) یا متنی (مانند نامه‌ها، یادداشت‌ها، گزارش‌ها و کتاب‌ها) باشند. همانطور که قبلاً بحث شد، سیگنال‌هایی که برای نمایش داده‌های کامپیووتری استفاده می‌شوند، دیجیتالی هستند، نه آنalog. حتی قبل از ظهور کامپیووترها، از کدهای دیجیتال برای نمایش داده‌ها استفاده می‌شد.

کدهای دیجیتالی اولیه

اولین کد دیجیتالی توسط مخترع تلگراف، ساموئل مورس^۴ ایجاد شد. کد مورس در ابتدا برای ارتباط تلگراف سیمی طراحی شده بود اما بعداً برای ارتباطات رادیویی اقتیاس شد. این شامل یک سری " نقطه " و " خط " است که حروف الفبا، اعداد و علائم نگارشی را نشان می‌دهد. این کد روشن/خاموش در شکل (۱.۱۱) نشان داده شده است. نقطه اجرای کوتاهی از انرژی RF است و خط تیره اجرای از RF است که سه برابر بیشتر از یک نقطه است. نقطه و خط تیره در نقطه‌ها با فاصله‌های طول نقطه یا نقطه‌های خاموش از هم جدا می‌شوند. با آموزش‌های ویژه، افراد می‌توانند به راحتی پیام‌ها را با سرعت‌های بین ۱۵ تا ۲۰ کلمه در دقیقه تا ۷۰ تا ۸۰ کلمه در دقیقه ارسال و دریافت کنند.

اولین ارتباط رادیویی نیز با استفاده از کد مورس از نقطه و خط تیره برای ارسال پیام انجام شد. یک کلید تلگراف دستی، سیگنال حامل فرستنده را خاموش و روشن می‌کرد تا نقطه‌ها و خط تیره‌ها را تولید کند. اینها در گیرنده شناسایی شدند و توسط یک اپراتور به صورت ذهنی به حروف و اعداد سازنده پیام تبدیل شدند. این نوع ارتباط رادیویی به نام انتقال موج پیوسته^۵ (CW) شناخته می‌شود.

A	• —	N	— •	,	— — • • — —
B	— • •	O	— — —	.	• — • — • —
C	— • — •	P	• — — •	1	• — — — —
D	— • •	Q	— — • —	2	• • — — —
E	•	R	• — •	3	• • • — —
F	• • — •	S	• • •	4	• • • • —
G	— — •	T	—	5	• • • • •
H	• • • •	U	• • —	6	— • • • •
I	• •	V	• • • —	7	— — • • •
J	• — — —	W	• — —	8	— — — — • •
K	— • —	X	— • • —	9	— — — — — •
L	• — • •	Y	— • — —	0	— — — — — —
M	— —	Z	— — • •		

شکل ۱.۱۱: کد مورس نقطه (.). یک کلیک کوتاه است. خط تیره (-) یک کلیک طولانی است.

^۳Spreadsheets

^۴Samuel Morse

^۵continuous-wave (CW)

یکی دیگر از کدهای داده باینری اولیه، کد Baudot (با تلفظ baw-dough) بود که در دستگاه تله تایپ اولیه، دستگاهی برای ارسال و دریافت سیگنال‌های رمزگذاری شده از طریق یک پیوند (لینک) ارتباطی استفاده می‌شد. با ماشین‌های تله تایپ، دیگر برای اپراتورها نیازی به یادگیری گُدد مورس نبود. هرگاه کلیدی بر روی صفحه کلید ماشین تحریر فشار داده شود، یک گُدد منحصر به‌فرد تولید و به‌دستگاه گیرنده ارسال می‌شود که حرف، عدد یا نماد مربوطه را شناسایی کرده و سپس چاپ می‌کند. کد Baudot از ۵ بیت برای نمایش حروف، اعداد و نمادها استفاده می‌کرد.

کد Baudot امروزه استفاده نمی‌شود، زیرا با کدهایی جایگزین شده است که می‌توانند کارکترها و نمادهای بیشتری را نشان دهند.

کدهای باینری مدرن

برای ارتباطات مدرن داده، اطلاعات با استفاده از سیستمی که در آن اعداد و حروفی که باید نمایش داده شوند، معمولاً از طریق یک صفحه کلید رمزگذاری، منتقل و کلمه دودویی که هر کاراکتر را نشان می‌دهد در حافظه رایانه ذخیره می‌شود. پیام را می‌توان روی نوار مغناطیسی یا دیسک نیز ذخیره کرد. بخش‌های زیر پرخی از کدهای پرکاربرد برای انتقال داده‌های دیجیتالی را تشریح می‌کند.

کد استاندارد آمریکایی برای تبادل اطلاعات: پرکاربردترین کد ارتباطی داده، کد دودویی ۷ بیتی معروف به کد استاندارد آمریکایی برای تبادل اطلاعات (مخف ASCII) و تلفظ آسکی (ass-key) است که می‌تواند نشان دهنده ۱۲۸ عدد، حروف، عالم نقطه گذاری و سایر نمادها باشد (شکل ۲.۱۱). با ASCII، تعداد کافی ترکیب کد برای نمایش حروف بزرگ و کوچک حروف الفبا در دسترس است.

اولین کدهای آسکی فهرست شده در شکل (۲.۱۱) دارای دو و سه حرف هستند. این کدها عملیات را آغاز کرده یا پاسخ‌هایی را برای پرس و جوابه می‌دهند. برای مثال، زنگ BEL یا ۰۱۱۰۰۰۰ یک زنگ یا یک زنگ را به صدا در می‌آورد. CR بازگشت بار^۶ است. SP یک فاصله است، مانند فاصله بین کلمات در یک جمله. ACK به معنای "اعتراف به‌اینکه یک ارسال دریافت شده است" است. STX به ترتیب شروع و انتهای متن هستند. و SYN یک کلمه همزمان‌سازی است که راهی را برای دریافت و ارسال همزمان با هر یک ارائه می‌دهد. دیگر، معانی تمام کدهای حروف در جدول (شکل ۲.۱۱) زیر آورده شده است.

خوب است بدانید که:

فرستنده‌های مورد استفاده در درب بازکن‌های گاراژ توسط پالس‌های گُددگذاری شده باینری مدوله می‌شوند.

مقادیر هگزادسیمال: کدهای باینری اغلب با استفاده از مقادیر هگزادسیمال آنها به جای اعشاری بیان می‌شوند. برای تبدیل یک کد باینری به معادل هگزادسیمال خود، ابتدا کد را به گروههای ۴ بیتی تقسیم کنید، با کمترین بیت مهم در سمت راست شروع کنید و به‌سمت چپ کار کنید. (در هر یک از کدها ۰ ابتدایی را فرض کنید). معادل‌های هگزادسیمال برای کدهای باینری برای اعداد اعشاری ۰ تا ۹ و حروف A تا F در شکل (۳.۱۱) آورده شده است.

دو نمونه از تبدیل ASCII به هگزادسیمال به شرح زیر است:

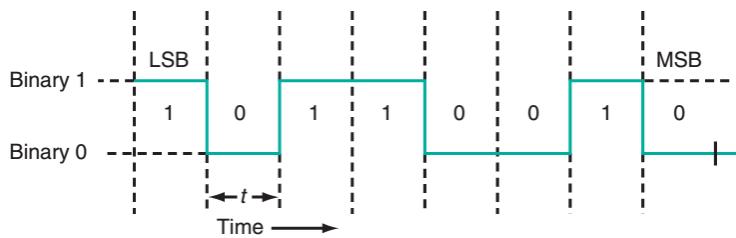
^۶Carriage Return

Bit:	6	5	4	3	2	1	0	Bit:	6	5	4	3	2	1	0	Bit:	6	5	4	3	2	1	0
NUL	0	0	0	0	0	0	0	+	0	1	0	1	0	1	1	V	1	0	1	0	1	1	0
SOH	0	0	0	0	0	0	1	,	0	1	0	1	1	0	0	W	1	0	1	0	1	1	1
STX	0	0	0	0	0	1	0	-	0	1	0	1	1	0	1	X	1	0	1	1	0	0	0
ETX	0	0	0	0	0	1	1	.	0	1	0	1	1	1	0	Y	1	0	1	1	0	0	1
EOT	0	0	0	0	1	0	0	/	0	1	0	1	1	1	1	Z	1	0	1	1	0	0	1
ENQ	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	[1	0	1	1	0	1	1
ACK	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	1	0	0	0	1]	1	0	1	1	1	0	1
BEL	0	0	0	0	1	1	1	2	0	1	1	0	0	1	0	^	1	0	1	1	1	1	0
BS	0	0	0	1	0	0	0	3	0	1	1	0	0	1	1	_	1	0	1	1	1	1	1
HT	0	0	0	1	0	0	1	4	0	1	1	0	1	0	0	-	1	1	0	0	0	0	0
NL	0	0	0	1	0	1	0	5	0	1	1	0	1	0	1	i	1	1	0	0	0	0	1
VT	0	0	0	1	0	1	1	6	0	1	1	0	1	1	0	a	1	1	0	0	0	0	1
FF	0	0	0	1	1	0	0	7	0	1	1	0	1	1	1	b	1	1	0	0	0	1	0
CR	0	0	0	1	1	0	1	8	0	1	1	1	0	0	0	c	1	1	0	0	0	1	1
SO	0	0	0	1	1	1	0	9	0	1	1	1	0	0	1	d	1	1	0	0	1	0	0
SI	0	0	0	1	1	1	1	:	0	1	1	1	0	1	0	e	1	1	0	0	1	1	0
DLE	0	0	1	0	0	0	0	<	0	1	1	1	1	0	0	f	1	1	0	0	1	1	0
DC1	0	0	1	0	0	0	1	=	0	1	1	1	1	0	1	g	1	1	0	0	1	1	1
DC2	0	0	1	0	0	1	0	>	0	1	1	1	1	1	0	h	1	1	0	1	0	0	0
DC3	0	0	1	0	0	1	1	?	0	1	1	1	1	1	1	j	1	1	0	1	0	1	0
DC4	0	0	1	0	1	0	0	@	1	0	0	0	0	0	0	k	1	1	0	1	0	1	1
NAK	0	0	1	0	1	0	1	A	1	0	0	0	0	0	1	l	1	1	0	1	1	0	0
SYN	0	0	1	0	1	1	0	B	1	0	0	0	0	1	0	m	1	1	0	1	1	0	1
ETB	0	0	1	0	1	1	1	C	1	0	0	0	0	1	1	n	1	1	0	1	1	1	0
CAN	0	0	1	1	0	0	0	D	1	0	0	0	1	0	0	o	1	1	0	1	1	1	1
EM	0	0	1	1	0	0	1	E	1	0	0	0	1	0	1	p	1	1	1	0	0	0	0
SUB	0	0	1	1	0	1	0	F	1	0	0	0	1	1	0	q	1	1	1	0	0	0	1
ESC	0	0	1	1	0	1	1	G	1	0	0	0	1	1	1	r	1	1	1	0	0	1	0
FS	0	0	1	1	1	0	0	H	1	0	0	1	0	0	0	s	1	1	1	0	0	1	1
GS	0	0	1	1	1	0	1	I	1	0	0	1	0	0	1	t	1	1	1	0	1	0	0
RS	0	0	1	1	1	1	0	J	1	0	0	1	0	1	0	u	1	1	1	0	1	0	1
US	0	0	1	1	1	1	1	K	1	0	0	1	0	1	1	v	1	1	1	0	1	1	0
SP	0	1	0	0	0	0	0	L	1	0	0	1	1	0	0	w	1	1	1	0	1	1	1
!	0	1	0	0	0	0	1	M	1	0	0	1	1	0	1	x	1	1	1	1	0	0	0
"	0	1	0	0	0	1	0	N	1	0	0	1	1	1	0	y	1	1	1	1	0	0	1
#	0	1	0	0	0	1	1	O	1	0	0	1	1	1	1	z	1	1	1	1	0	1	0
\$	0	1	0	0	1	0	0	P	1	0	1	0	0	0	0	{	1	1	1	1	0	1	1
%	0	1	0	0	1	0	1	Q	1	0	1	0	0	0	1	:	1	1	1	1	1	0	0
&	0	1	0	0	1	1	0	R	1	0	1	0	0	1	0	}	1	1	1	1	1	1	0
'	0	1	0	0	1	1	1	S	1	0	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	
(0	1	0	1	0	0	0	T	1	0	1	0	1	0	0	DEL	1	1	1	1	1	1	1
)	0	1	0	1	0	0	1	U	1	0	1	0	1	0	1								
*	0	1	0	1	0	1	0																

NUL = null
 SOH = start of heading
 STX = start of text
 ETX = end of text
 EOT = end of transmission
 ENQ = enquiry
 ACK = acknowledge
 BEL = bell
 BS = back space
 HT = horizontal tab
 NL = new line
 VT = vertical tab
 FF = form feed
 CR = carriage return
 SO = shift-out
 SI = shift-in
 DLE = data link escape
 DC1 = device control 1
 DC2 = device control 2
 DC3 = device control 3
 DC4 = device control 4
 NAK = negative acknowledge
 SYN = synchronous
 ETB = end of transmission block
 CAN = cancel
 SUB = substitute
 ESC = escape

FS = field separator
 GS = group separator
 RS = record separator
 US = unit separator
 SP = space
 DEL = delete

شكل ٢.١١: كد اسکی متداول.



شکل ۳.۱۱: انتقال سریالی حرف M اسکی

۱ کد اسکی برای عدد ۴ برابر 110100_0 است. یک هابتایی اضافه کنید تا ۸ بیت بسازید و سپس به گروههای ۴ بیتی تقسیم کنید: $00110100_0 = hex^{34}$.

۲ حرف w در اسکی 1110111_0 است. یک هابتایی اضافه کنید تا 1110111_0 به دست آید: $0.1110111 = hex^{77}$.

کد مبادله اعشاری کدگذاری شده باینری توسعه یافته: کد مبادله اعشاری رمزگذاری شده دودویی توسعه یافته (EBCDIC، تلفظ ebb-see-dick)، که توسط IBM توسعه یافته است، یک کد ۸ بیتی شبیه به ASCII است که اجازه نمایش حداکثر ۲۵۶ کارکتر را می‌دهد. کاربرد اصلی آن در سیستم‌ها و تجهیزات محاسباتی سازگار با IBM و ASCII است. بهاندازه ASCII به طور گسترده مورد استفاده قرار نمی‌گیرد.

۲.۱۱ اصول انتقال دیجیتال

همانطور که در فصل هفتم نشان داده شد، داده‌ها را می‌توان به دو طریق انتقال داد: موازی و سری.

انتقال سری
انتقال موازی داده برای ارتباطات از راه دور عملی نیست. انتقال داده‌ها در سیستم‌های ارتباطی از راه دور به صورت سریالی انجام می‌شود. هر بیت از یک کلمه یکی پس از دیگری منتقل می‌شود (شکل ۳.۱۱). شکل فرم ASCII برای حرف M (1001101_0) را نشان می‌دهد که هر بار ۱ بیت ارسال می‌شود. LSB ابتدا ارسال می‌شود و MSB آخرین. MSB در سمت راست قرار دارد و نشان می‌دهد که بعداً در زمان منتقل شده است. هر بیت برای یک بازه زمانی ثابت t ارسال می‌شود. سطوح ولتاژی که هر بیت را نشان می‌دهد، روی یک خط داده یکی پس از دیگری ظاهر می‌شود تا زمانی که کل کلمه مخابره شود. به عنوان مثال، فاصله بین ممکن است ۱۰ میکرو ثانیه باشد، به این معنی که سطح ولتاژ برای هر بیت در کلمه برای ۱۰ میکرو ثانیه ظاهر می‌شود. بنابراین انتقال یک کلمه ۷ بیتی ۷۰ میکرو ثانیه طول می‌کشد.

بیان نرخ داده سریالی: سرعت انتقال داده معمولاً به صورت تعداد بیت در ثانیه (bps) یا (b/s) نشان داده می‌شود. برخی از سرعت‌های داده با سرعت نسبتاً آهسته، معمولاً چند صد یا چند هزار بیت در ثانیه صورت می‌گیرد. با این حال، در برخی از سیستم‌های ارتباط داده، مانند اینترنت و شبکه‌های محلی، نرخ بیت تا صدها میلیارد بیت در ثانیه استفاده می‌شود.

البته سرعت انتقال سریال به زمان بیت داده سریال مربوط می‌شود. سرعت بر حسب بیت در ثانیه که با bps نشان داده می‌شود، معکوس زمان بیت t یا $1/t$ است. برای مثال، زمان بیت را $10^{-6} \text{ میکرو ثانیه}$ در نظر بگیرید. سرعت $bps = 10^{-6} \times 10^{-9} = 59600 bps = 1/10^4 \times 10^{-9} = 10^4 bps$ است.

اگر سرعت بر حسب بیت در ثانیه مشخص باشد، زمان بیت را می‌توان با مرتب کردن مجدد رابطه پیدا کرد: $t = 1/bps$. برای مثال، زمان بیت در $4000 bps$ (۲۳۰، ۴۰۰) $= 230 \times 4000 = 434 \times 10^{-6} = 434 \text{ میکرو ثانیه}$ است.

اصطلاح دیگری که برای بیان سرعت داده در سیستم‌های ارتباط دیجیتالی استفاده می‌شود نرخ باود (Baud) است. نرخ باود تعداد عناصر یا نمادهای سیگنالینگ است که در یک واحد زمان مشخص مانند یک ثانیه رخ می‌دهد. یک عنصر سیگنالینگ به سادگی تغییری در سیگنال باینری ارسال شده است. در بسیاری از موارد، این یک تغییر سطح ولتاژ منطقی باینری است، یا ۰ یا ۱، که در این حالت، نرخ باود برابر با نرخ داده بر حسب بیت در ثانیه است. به طور خلاصه، نرخ باود معکوس کوچکترین فاصله سیگنالینگ است.

$$\text{نرخ بیت} = \text{نرخ} \times \text{بر علامت}$$

$$\text{نرخ بیت} = S \times \log_2$$

که در آن

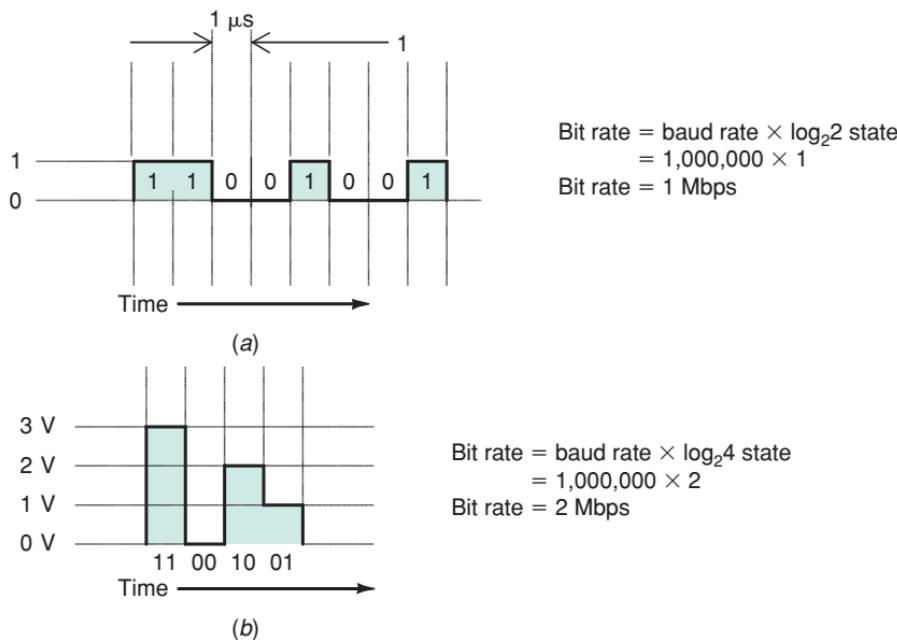
$$S = \text{تعداد حالت بر علامت}$$

نماد یا عنصر سیگنالینگ همچنین می‌تواند یکی از چندین دامنه سیگنال گسسته، فرکانس یا تغییر فاز باشد که هر کدام نشان دهنده ۲ بیت داده یا بیشتر است. چندین طرح مدولاسیون منحصر به فرد ایجاد شده است به طوری که هر نماد یا باود می‌تواند چندین بیت را نشان دهد. تعداد تغییرات نماد در واحد زمان بیشتر از نرخ بیت باینری مستقیم نیست، اما بیت‌های بیشتری در واحد زمان ارسال می‌شود. برای افزایش بیشتر سرعت انتقال، می‌توان چندین تغییر نماد را ترکیب کرد. به عنوان مثال، یک شکل محبوب مدولاسیون که به عنوان مدولاسیون دامنه تربیعی^۵ (QAM) شناخته می‌شود، سطوح دامنه‌های متعدد را با جابجایی فازهای متعدد ترکیب می‌کند تا تعداد زیادی بیت در هر باود تولید کند. (QAM) بعداً در این فصل مورد بحث قرار می‌گیرد. هر نماد یک سطح دامنه منحصر به فرد است که با یک تغییر فاز منحصر به فرد ترکیب شده و مربوط به گروهی از بیت‌ها است. سطوح دامنه چندگانه نیز ممکن است با فرکانس‌های مختلف در FSK ترکیب شوند تا نرخ بیت بالاتری تولید کنند. در نتیجه، نرخ بیت بالاتری را می‌توان از طریق خطوط تلفن یا سایر کانال‌های ارتباطی با پهنهای باند بسیار محدود که معمولاً قادر به مدیریت آنها نیستند، منتقل کرد. چند مورد از این روش‌های مدولاسیون بعداً مورد بحث قرار می‌گیرند.

به عنوان مثال، سیستمی را فرض کنید که ۲ بیت داده را به صورت سطوح مختلف ولتاژ نشان می‌دهد. با ۲ بیت، $2^2 = 4$ سطح ممکن وجود دارد، و یک ولتاژ گسسته به هر یک اختصاص داده شده است.

۰۰	۰	V
۰۱	۱	V
۱۰	۲	V
۱۱	۳	V

^۵Quadrature Amplitude Modulation (QAM)

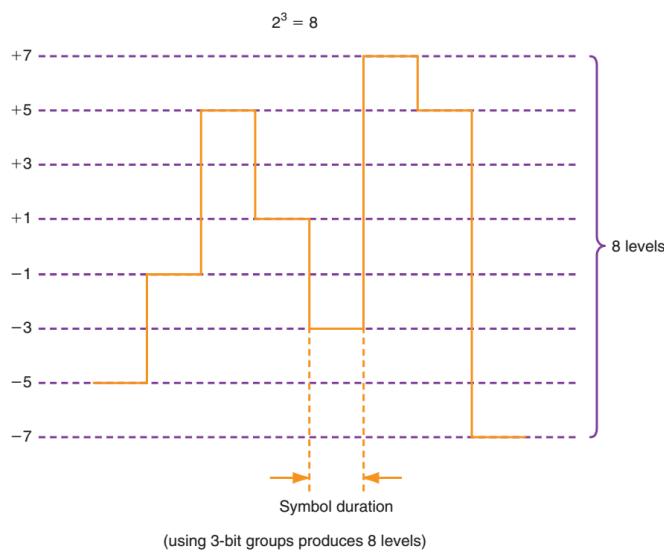


شکل ۴.۱۱: زمانی که هر نماد ۲ بیت یا بیشتر را نشان می‌دهد، نرخ بیت می‌تواند از نرخ باود بیشتر باشد.
 (الف) $1 \text{ bit/ms} = 1,000,000 \text{ bps} = 1 \text{ symbol/ms} = 1 \text{ Mbps}$ نرخ باود = نرخ بیت.
 (ب) $1,000,000 \text{ bps} = 2 \text{ Mbps}$ نرخ باود

در این سیستم که گاهی مدولاسیون دامنه پالس^۴ (PAM) نامیده می‌شود، هر یک از چهار نماد یکی از چهار سطح مختلف ولتاژ است. هر سطح یک نماد متفاوت است که نشان دهنده ۲ بیت است. به عنوان مثال، فرض کنید که مایل به انتقال عدد اعشاری $201\ 100\ 1001$ است که $1100\ 1001$ دودویی است. اگر هر بازه بیت ۱ میکرو ثانیه باشد، نرخ بیت $(1 \text{ Mbps}) = 1,000,000 \text{ bps} = 1,000,000 \text{ symbol/ms} = 1,000,000 \text{ bit/ms}$ نیز ۱ میلیون bps است.

با استفاده از سیستم چهار سطحی، می‌توانیم کلمه مورد نظر را به گروههای ۲ بیتی تقسیم کنیم و سطح ولتاژ مناسب را که هر کدام را نشان می‌دهد، ارسال کنیم. عدد $1100\ 1001$ به این گروهها تقسیم می‌شود: $1100\ 1001$. بنابراین سیگنال ارسالی سطوح ولتاژی $3, 2, 1$ و 0 و لولت خواهد بود، که هر کدام برای یک بازه‌ی ثابت مثلاً ۱ میکرو ثانیه رخ می‌دهند [شکل ۴.۱۱(ب)]. نرخ باود هنوز ۱ میلیون است زیرا در هر بازه زمانی (۱ میکروثانیه) تنها یک نماد یا سطح وجود دارد. با این حال، نرخ بیت ۲ میلیون بیت بر ثانیه - دو برابر نرخ باود - است، زیرا هر نماد نشان دهنده ۲ بیت است. ما در هر باود ۲ بیت را ارسال می‌کنیم. گاهی اوقات می‌بینید که به آن بیت در هرتز یا بیت/هرتز گفته می‌شود. کل زمان انتقال نیز کوتاه‌تر است. برای انتقال کلمه دودویی ۸ بیتی 8 microsecond طول می‌کشد اما برای انتقال سیگنال چهار سطحی فقط 4 microsecond میکرو ثانیه طول می‌کشد. نرخ بیت بیشتر از نرخ باود است زیرا چندین سطح استفاده می‌شود. سیگنال PAM در شکل ۴.۱۱(ب) را می‌توان از طریق کابل منتقل کرد. در کاربردهای بی‌سیم، این سیگنال ابتدا یک سیگنال حامل را قبل از ارسال

^۴Pulse Amplitude Modulation (PAM)



شکل ۵.۱۱: سیگنال VSB هشت سطحی.

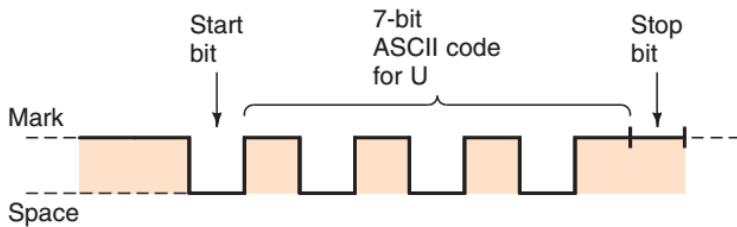
مدوله می‌کند. هر نوع مدولاسیونی را می‌توان استفاده کرد، اما PSK رایج‌ترین است. یک مثال خوب از PAM مدرن، سیستم مورد استفاده در تلویزیون دیجیتال با کیفیت بالا^۹ (HDTV) ایالات متحده است. ویدئو و صدایی که قرار است ارسال شود در قالب دیجیتال سریال قرار می‌گیرند و سپس به ۸ PAM سطحی تبدیل می‌شوند. هر سطح می‌تواند یکی از هشت ترکیب ۳ بیتی از ۱۱۱ تا ۰۰۰ را نشان دهد (شکل ۵.۱۱). نمادها با نرخ $10,800$ رخ می‌دهند و نرخ بیت خالص $= 32,4 Mbps = 10,800 \times 3$ (مگابیت بر ثانیه) را تولید می‌کنند. سپس سیگنال PAM برای مدوله کردن دامنه سیگنال حامل فرستنده استفاده می‌شود. بخشی از باند کناری پایین برای صرفه جویی در طیف حذف می‌شود. مدولاسیون ۸VSB برای باند کناری وستیجیال ۸ سطحی نامیده می‌شود. سیگنال در یک کانال تلویزیونی استاندارد با پهنهای ۶ مگاهرتز ارسال می‌شود.

خوب است بدانید که:

با یک مدار منطقی با سرعت بالا، حتی انتقال داده‌های سریالی می‌تواند با سرعت بسیار بالا انجام شود. داده‌های کابل سیم مسی می‌تواند با سرعت یک میلیارد بیت در ثانیه حرکت کند و کابل فیبر نوری می‌تواند داده‌ها را تا 400 گیگابیت بر ثانیه انتقال دهد.

به دلیل ماهیت متوالی انتقال داده‌های سریالی، طبیعتاً ارسال داده به این روش بیشتر از انتقال آن به روش موازی طول می‌کشد. با این حال، با یک مدار منطقی با سرعت بالا، حتی انتقال داده‌های سریالی می‌تواند با سرعت بسیار بالا انجام شود. در حال حاضر این نرخ داده در کابل سیم مسی به 10 میلیارد بیت در ثانیه (10 گیگابیت در ثانیه) و در کابل فیبر نوری تا 100 میلیارد بیت در ثانیه

^۹Digital High Definition Television (HDTV).



شکل ۱۱.۶: انتقال ناهمزمان با بیت‌های شروع و توقف.

(۱۰۰ گیگابیت بر ثانیه) می‌رسد. بنابراین اگرچه انتقال داده‌های سریالی کندتر از انتقال موازی است، اما برای اکثر برنامه‌های ارتباطی بهاندازه کافی سریع است و تنها به یک زوج کابل یا فیبر نیاز دارد.

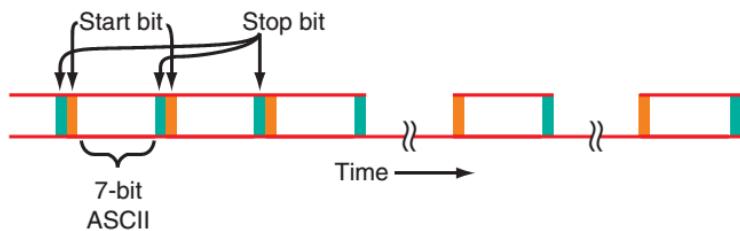
انتقال ناهمزمان

در انتقال ناهمزمان، هر کلمه داده با بیت‌های شروع و پایان همراه است که شروع و پایان کلمه را نشان می‌دهد. انتقال ناهمزمان یک کاراکتر ASCII در شکل ۱۱.۶ نشان داده شده است. هنگامی که هیچ اطلاعاتی مخابره نمی‌شود، خط ارتباطی عمولأً بالا یا باینری ۱ است. در اصطلاحات ارتباط داده، به آن علامت می‌گویند. برای علامت دادن شروع یک کلمه، یک بیت شروع، یک باینری ۰ یا فاصله، به عنوان نشان داده شده در شکل، منتقل می‌شود. بیت شروع مانند تمام بیت‌های دیگر در کلمه داده مدت زمان دارد. انتقال از علامت به فاصله شروع کلمه را نشان می‌دهد و به مدارهای دریافت کننده اجازه می‌دهد تا خود را برای دریافت بقیه بیت‌ها آماده کنند.

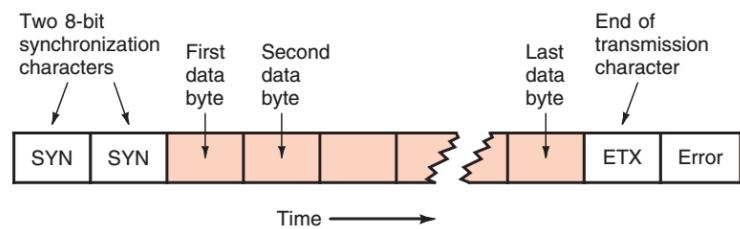
پس از بیت شروع، تک تک بیت‌های کلمه منتقل می‌شود. در این حالت کد ASCII ۷ بیتی حرف U ۱۰۱۰۱۰۱ منتقل می‌شود. هنگامی که آخرین بیت کد ارسال شد، یک بیت توقف گنجانده شده است. بیت توقف ممکن است همان مدت بیت‌های دیگر باشد و دوباره یک یا علامت باینری ۱ باشد. در برخی از سیستم‌ها، ۲ بیت توقف، یکی پس از دیگری برای نشان دادن پایان کلمه ارسال می‌شود. اکثر انتقالات دیجیتالی با سرعت پایین (حدوده ۵۶۰۰۰ bps تا ۱۲۰۰۰ bps) ناهمزمان هستند. این تکنیک بسیار قابل اعتماد است و بیت‌های شروع و توقف تضمین می‌کنند که مدارهای ارسال و دریافت با یکدیگر همزمان می‌مانند. همانطور که در شکل ۱۱.۶ نشان داده شده است، حداقل فاصله بین کلمات کاراکتر یک توقف به اضافه یک بیت شروع است. همانطور که در تصویر نشان می‌دهد، ممکن است بین شخصیت‌ها (کاراکترها) یا گروه‌هایی از شخصیت‌ها فاصله زمانی وجود داشته باشد، و بنابراین «بیت» توقف ممکن است طولی نامحدود داشته باشد.

نقطه ضعف اصلی ارتباطات ناهمزمان این است که بیت‌های شروع و توقف اضافی به‌طور موثر انتقال داده‌ها را کند می‌کنند. این مشکل در برنامه‌های کم سرعت مانند مواردی که شامل پرینترها و پلاترهای خاص هستند وجود ندارد. اما زمانی که حجم عظیمی از اطلاعات باید منتقل شوند، بیت‌های شروع و پایان درصد قابل توجهی از بیت‌های ارسال شده را نشان می‌دهند. ما آن درصد را انتقال سریار^{۱۰} می‌نامیم. یک کاراکتر ۷ بیتی ASCII به اضافه بیت‌های شروع و پایان ۹ بیت است. از ۹ بیت، ۲ بیت داده نیستند. این نشان دهنده $0,222 = 2/9$ یا $22/2$ درصد ناکارآمدی یا سریار است. حذف بیت‌های شروع و توقف و رشته‌بندی کاراکترهای ASCII از انتهای آنها به انتها اجازه می‌دهد تا کلمات داده بیشتری در هر ثانیه منتقل شوند.

^{۱۰} Overhead



شکل ۷.۱۱: کلمات متوالی به صورت ناهمزمان منتقل می‌شوند.



شکل ۸.۱۱: انتقال همزمان داده‌ها.

انتقال همزمان

تکنیک انتقال هر کلمه داده یکی پس از دیگری بدون بیت‌های شروع و توقف، معمولاً در بلوک‌های چند کلمه‌ای، به نام انتقال داده همزمان نامیده می‌شود. برای حفظ همزمان‌سازی بین فرستنده و گیرنده، گروهی از بیت‌های همزمان‌سازی در ابتدای بلوک و انتهای بلوک قرار می‌گیرند. شکل (۸.۱۱) یک آرایش را نشان می‌دهد. هر بلوک داده می‌تواند صدها یا حتی هزاران کاراکتر یک بایتی را نشان دهد. در ابتدای هر بلوک یک سری بیت منحصر به فرد وجود دارد که شروع بلوک را مشخص می‌کند. در شکل (۸.۱۱)، دو کد ۸ بیتی همزمان (SYN) شروع یک انتقال را سیگنال می‌دهند. هنگامی که تجهیزات دریافت کننده این کاراکترها را پیدا کرد، شروع به دریافت داده‌های پیوسته، بلوک کلمات متوالی ۸ بیتی یا بایت می‌کند. در انتهای بلوک، یکی دیگر از کاراکترهای کد ASCII ویژه، ETX، پایان انتقال را نشان می‌دهد. تجهیزات دریافت کننده به دنبال کد ETX می‌گردند. تشخیص این کد به‌این صورت است که مدار گیرنده انتهای انتقال را تشخیص می‌دهد. یک کد تشخیص خطأ معمولاً در انتهای انتقال ظاهر می‌شود.

کدهای همزمان‌سازی ویژه در ابتدا و انتهای یک بلوک، درصد بسیار کمی از بیت‌های ارسال شده، به ویژه در رابطه با تعداد بیت‌های شروع و توقف استفاده شده در انتقال ناهمزمان، را نشان می‌دهد. بنابراین انتقال همزمان بسیار سریعتر از انتقال ناهمزمان به دلیل سربار پایین‌تر است. نکته مهم در انتقال سنکرون این است که چگونه ایستگاه گیرنده بیت‌ها و بایت‌های جداگانه را ردیابی می‌کند، به‌ویژه زمانی که سیگنال نویز دارد، زیرا هیچ جدایی واضحی بین آنها وجود ندارد. این کار با انتقال داده‌ها با نرخ ساعت ثابت، شناخته شده و دقیق انجام می‌شود. سپس تعداد بیت‌ها را می‌توان برای پیگیری تعداد بایت‌ها یا کاراکترهای ارسال شده شمارش کرد. به ازای هر ۸ بیت شمارش شده، ۱ بایت دریافت می‌شود. تعداد بایت‌های دریافتی نیز شمارش می‌شود. انتقال همزمان فرض می‌کند که گیرنده فرکانس ساعتی مشابه فرستنده را می‌داند یا

دارد. معمولاً ساعت در گیرنده از سیگنال دریافتی مشتق می‌شود، به‌طوری که دقیقاً همان فرکانس و در هماهنگی با ساعت فرستنده است.

مثال ۱-۱۱

یک بلوک از ۲۵۶ کلمه داده ۱۲ بیتی متوالی به صورت سریالی در ۰٪۰ ۱۶ ثانیه ارسال می‌شود. (الف) مدت زمان ۱ کلمه، (ب) مدت زمان ۱ بیت، و (ج) سرعت انتقال بر حسب بیت در ثانیه را محاسبه کنید.

• الف

$$t_{word} = \frac{۰٪۰ ۱۶}{۲۵۶} = ۰,۰۰۰۶۲۵\mu s$$

• ب

$$t_{bit} = \frac{۶۲۵\mu s}{۱۲bits} = ۵۲,۰۸۳۳\mu s$$

• ج

$$bps = \frac{۱}{t} = \frac{۱}{۵۲,۰۸۳۳} \times ۱۰^{-۶} = ۱۹,۲۰۰ bps \quad \text{یا} \quad ۱۹/۲ kbps$$

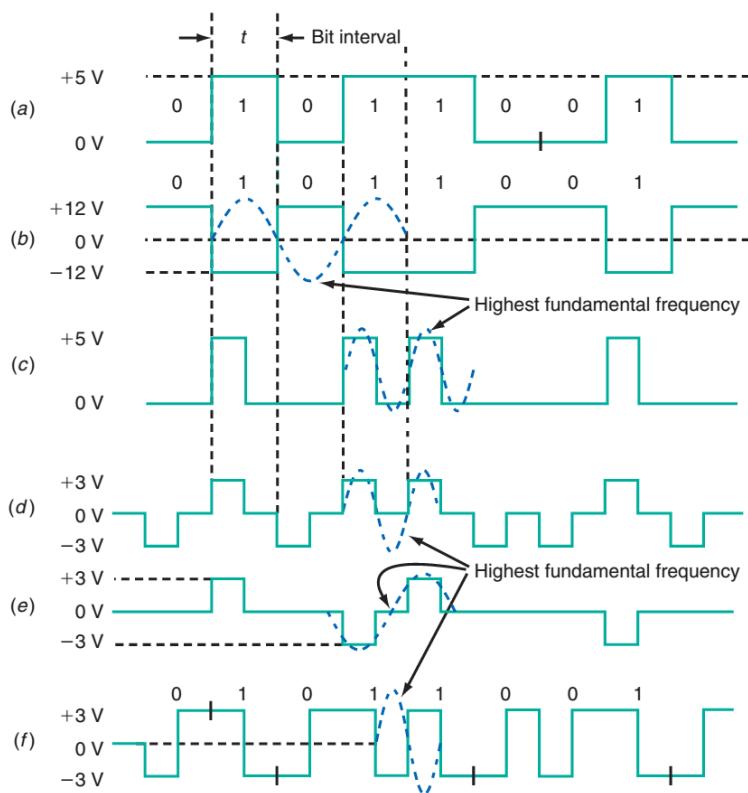
روش‌های رمزگذاری

خواه سیگنال‌های دیجیتالی با روش‌های باند پایه یا با روش‌های باند پهن (بخش ۱-۴)، معمولاً قبل از قرار دادن داده‌ها بر روی محیط، به‌نحوی کدگذاری می‌شوند تا با محیط سازگار شود یا عملیات مورد نظر متصل به انتقال را تسهیل کند. روش‌های رمزگذاری اولیه مورد استفاده در ارتباطات داده در زیر خلاصه شده است.

بدون بازگشت به صفر: در روش رمزگذاری بدون بازگشت به صفر^{۱۱} (NRZ)، سیگنال برای کل زمان بیت در سطح باینری اختصاص داده شده به‌آن باقی می‌ماند. شکل (۹.۱۱)(الف)، که NRZ را نشان می‌دهد، نسخه کمی متفاوت از شکل (۴.۱۱) است. سطوح منطقی ۰ و +۵ ولت هستند. وقتی قرار است یک باینری ۱ ارسال شود، سیگنال برای کل بازه بیت در +۵ ولت باقی می‌ماند. هنگامی که قرار است یک باینری ۰ ارسال شود، سیگنال برای کل زمان بیت در ۰ ولت باقی می‌ماند. به عبارت دیگر، ولتاژ در بازه باینری ۱ به صفر بر نمی‌گردد. در NRZ تک قطبی، سیگنال فقط یک قطب مثبت دارد. سیگنال NRZ دوقطبی دارای دو قطب مثبت و منفی است که در شکل (۹.۱۱)(ب) نشان داده شده است. سطوح ولتاژ -۱۲ و +۱۲ ولت است. رابط کامپیوتر سریال محبوب RS-232 از NRZ دوقطبی استفاده می‌کند، که در آن یک باینری ۱ یک ولتاژ منفی بین -۳ و -۲۵ ولت است و یک باینری ۰ ولتاژی بین +۳ تا +۲۵ ولت است.

روش NRZ به‌طور معمول در داخل کامپیوترها، در سرعت‌های پایین، زمانی که انتقال ناهمزمان استفاده می‌شود، تولید می‌شود. برای انتقال همزمان مطلوب نیست زیرا وقتی رشته‌های طولانی از ۱ یا ۰ های باینری متوالی وجود دارد، هیچ تغییر ولتاژ یا سطحی وجود ندارد. اگر تغییری در سیگنال وجود نداشته باشد، برای گیرنده دشوار است که تعیین کند که یک بیت کجا تمام و بیت بعدی شروع می‌شود. اگر قرار است ساعت از داده‌های ارسالی در یک سیستم همزمان بازیابی شود، باید تغییرات

^{۱۱} Nonreturn to Zero



شکل ۹.۱۱: روش‌های رمزگذاری باینری سریالی (الف) NRZ تک قطبی. (ب) RZ دوقطبی. (ج) RZ-AMI دوقطبی. (د) منچستر یا دوفاز. (ه) RZ دوقطبی.

مکرر، ترجیحاً یک در هر بیت انجام شود. NRZ معمولاً به فرمت دیگری مانند RZ یا منچستر برای انتقال هم‌زمان تبدیل می‌شود.

بازگشت به صفر: در بازگشت به رمزگذاری صفر^{۱۲} (RZ) [شکل ۹.۱۱(ج) و (د)]، سطح ولتاژ اختصاص داده شده به سطح باینری ۱ در طول دوره بیت به صفر برمی‌گردد. RZ تک قطبی^{۱۳} در شکل ۹.۱۱(ج) نشان داده شده است. سطح باینری ۱ برای ۵۰ درصد بازه بیت رخ می‌دهد و بازه بیت باقی مانده صفر است. فقط یک سطح قطبی استفاده می‌شود. پالس‌ها تنها زمانی رخ می‌دهند که یک باینری ۱ ارسال شود. هیچ پالسی برای ۰ باینری ارسال نمی‌شود.

بازگشت به صفر دوقطبی^{۱۴} در شکل ۹.۱۱(د) نشان داده شده است. یک پالس +۳ ولتی با فاصله ۵۰ درصد بیتی در طول یک باینری ۱ و یک پالس -۳ ولتی برای ۰ باینری ارسال می‌شود. از آنجایی که در هر بیت یک پالس کاملاً قابل تشخیص وجود دارد، استخراج ساعت از داده‌های ارسال شده بسیار آسان است. به همین دلیل، RZ دوقطبی بر RZ تک قطبی ترجیح داده می‌شود.

^{۱۲}Return to Zero (RZ) Encoding

^{۱۳}Unipolar

^{۱۴}Bipolar

یک نوع مطلوب از فرمت RZ دوقطبی، وارونگی علامت جایگزین^{۱۵} (AMI) نامیده می‌شود [شکل ۱۱]. در طول بازه بیت، های باینری به صورت بدون پالس منتقل می‌شوند. باینری ۱ که علامت^{۱۶} نیز نامیده می‌شود، به صورت پالس‌های متناوب مثبت و منفی منتقل می‌شود. یک باینری ۱ به عنوان یک پالس مثبت، باینری ۱ بعدی به عنوان یک پالس منفی، بعدی به عنوان یک پالس مثبت و غیره ارسال می‌شود.

منچستر: رمزگذاری منچستر^{۱۷} که به آن رمزگذاری دوفاز نیز گفته می‌شود، می‌تواند تک قطبی یا دو قطبی باشد. به طور گسترده در شبکه‌های LAN استفاده می‌شود. در سیستم منچستر، یک باینری ۱ ابتدا به عنوان یک پالس مثبت، برای نیمی از بازه بیت، و سپس به عنوان یک پالس منفی، برای قسمت باقی مانده از بازه بیت ارسال می‌شود. یک باینری ۰ به عنوان یک پالس منفی برای نیمه اول بازه بیت و یک پالس مثبت برای نیمه دوم بازه بیت ارسال می‌شود [شکل ۱۱(و)]. این واقعیت که یک انتقال در مرکز هر ۰ یا ۱ بیت وجود دارد، بازیابی ساعت را بسیار آسان می‌کند. با این حال، به دلیل انتقال در مرکز هر بیت، فرکانس سیگنال کدگذاری شده منچستر دو برابر سیگنال NRZ است که پهنه‌ای باند مورد نیاز را دو برابر می‌کند.

انتخاب یک روش رمزگذاری: انتخاب یک روش رمزگذاری بستگی به کاربرد دارد. برای انتقال همزمان، RZ و منچستر ترجیح داده می‌شوند زیرا بازیابی ساعت آسان‌تر است. ملاحظات دیگر افزایش متوسط ولتاژ dc در خط انتقال است. هنگامی که از حالت‌های تک قطبی استفاده می‌شود، به دلیل شارژ شدن ظرفیت خط، یک ولتاژ متوسط dc بالقوه نامطلوب در خط ایجاد می‌شود. برای رفع این مشکل از روش‌های دوقطبی استفاده می‌شود که در آن پالس‌های مثبت پالس‌های منفی را خنثی می‌کنند و ولتاژ dc به طور میانگین به صفر می‌رسد. اگر انباست dc مشکل دارد، RZ دوقطبی یا منچستر ترجیح داده می‌شود.

ایجاد DC همیشه یک مشکل نیست. در برخی از برنامه‌ها، مقدار متوسط dc برای اهداف سیگنالینگ استفاده می‌شود. به عنوان مثال یک شبکه اترنت^{۱۸} LAN است که از جریان مستقیم برای تشخیص اینکه چه زمانی دو یا چند ایستگاه در حال تلاش برای ارسال همزمان هستند استفاده می‌کند. سایر روش‌های رمزگذاری نیز استفاده می‌شود. به عنوان مثال، طرح‌های رمزگذاری برای رمزگذاری داده‌های سریالی ضبط شده روی هارد دیسک، سی‌دی و راهاندازهای حالت جامد استفاده می‌شود. سایر طرح‌های مورد استفاده در شبکه بعداً مورد بحث قرار خواهند گرفت.

۳.۱۱ راندمان انتقال

کارآیی انتقال - یعنی دقیق و سرعتی که با آن اطلاعات، اعم از صوتی یا تصویری، آنالوگ یا دیجیتال، از طریق محیط‌های ارتباطی ارسال و دریافت می‌شود - موضوع اصلی میدانی است که به عنوان نظریه اطلاعات شناخته می‌شود. نظریه پردازان اطلاعات به دنبال تعیین ریاضی احتمال این هستند که مقدار معینی از داده تحت مجموعه شرایط معینی (مثلاً متوسط، پهنه‌ای باند، سرعت انتقال، نویز و اعوجاج) با دقیق ارسال شود.

^{۱۵} Alternative Mark Inversion (AMI)

^{۱۶}Mark

^{۱۷} Manchester encoding

^{۱۸} Ethernet LAN

قانون هارتلی

مقدار اطلاعاتی که می‌توان در یک انتقال معین ارسال کرد به‌پنهانی باند کanal ارتباطی و مدت زمان ارسال بستگی دارد. برای انتقال صدا به‌پنهانی باندی در حدود کیلوهرتز نیاز است تا قابل درک و تشخیص باشد. با این حال، بدلیل فرکانس‌های بالا و هارمونیک‌های تولید شده توسط آلات موسیقی، پنهانی باند ۱۵ تا ۲۰ کیلوهرتز برای انتقال موسیقی با وفاداری کامل مورد نیاز است. موسیقی ذاتی حاوی اطلاعات بیشتری نسبت به صدا است و بنابراین به‌پنهانی باند بیشتری نیاز دارد. سیگنال تصویر حاوی اطلاعات بیشتری نسبت به سیگنال صوتی یا موسیقی است. بنابراین، پنهانی باند بیشتری برای انتقال آن مورد نیاز است. یک سیگنال تلویزیونی معمولی شامل صدا و تصویر است. بنابراین، ۶ مگاهرتز فضای طیف را به آن اختصاص می‌دهند.

از نظر ریاضی، قانون هارتلی خواهد بود:

$$C = 2B$$

در اینجا C ظرفیت کanal بیان شده بر حسب بیت در ثانیه و B پنهانی باند کanal است. همچنین فرض بر این است که در کanal کاملاً نویز وجود ندارد. هنگامی که نویز به یک مسئله تبدیل می‌شود،

قانون هارتلی^{۱۹} به‌شکل زیر بیان می‌شود

$$C = (B \log 2) \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

که در آن $\frac{S}{N}$ نسبت سیگنال به نویز بر حسب توان است. این مفاهیم در بخش‌های بعدی گسترش یافته است.

هرچه پنهانی باند یک کanal بیشتر باشد، میزان اطلاعاتی که در یک زمان معین قابل انتقال است بیشتر است. امکان انتقال همان مقدار اطلاعات در یک کanal باریکتر وجود دارد، اما باید در مدت زمان طولانی‌تری انجام شود. این مفهوم کلی بعنوان قانون هارتلی شناخته می‌شود، و اصول قانون هارتلی نیز برای انتقال داده‌های باینری اعمال می‌شود. هر چه تعداد بیت‌های ارسال شده در یک زمان معین بیشتر باشد، میزان اطلاعاتی که منتقل می‌شود بیشتر است. اما هرچه نرخ بیت بیشتر باشد، پنهانی باند مورد نیاز برای ارسال سیگنال با حداقل اعوجاج بیشتر می‌شود. باریک شدن پنهانی باند یک کanal باعث می‌شود هارمونیک‌ها در پالس‌های باینری فیلتر شوند و کیفیت سیگنال ارسالی کاهش یابد و انتقال بدون خط‌دشوارتر شود.

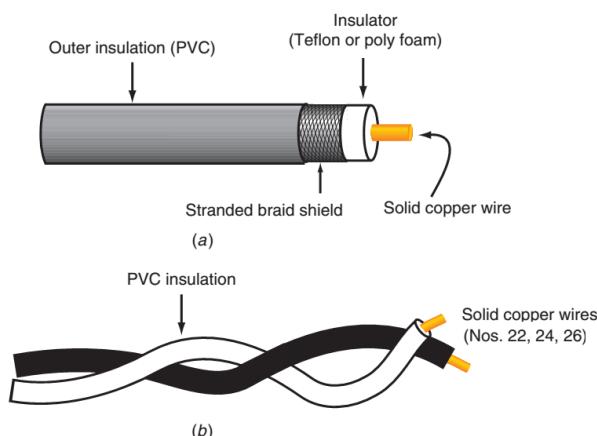
محیط انتقال و پنهانی باند

دو نوع متداول محیط مورد استفاده در ارتباطات داده کابل سیمی و رادیو هستند. دو نوع کابل سیمی، کواکسیال و زوج تابیده شده استفاده می‌شود (شکل ۱۰.۱۱). کابل کواکسیال نشان داده شده در شکل (۱۰.۱۱)(الف) دارای یک هادی مرکزی است که توسط یک عایق احاطه شده که روی آن یک شیلد (محافظ) بافته شده است. کل کابل با عایق پلاستیکی پوشانده شده است.

خوب است بدانید که:

عایق در کابل کواکسیال گاهی اوقات ممکن است در صورت خم شدن شدید کابل بشکند. این می‌تواند باعث از دست رفتن سیگنال از تماس بین محافظ زمین و هادی مسی شود.

^{۱۹}Hartley's law



شکل ۱۰.۱۱: انواع کابل مورد استفاده برای انتقال اطلاعات دیجیتال. (الف) کابل کواکسیال. (ب) کابل زوج بهم تابیده، بدون محافظه (UTP).

کابل زوج پیچ خورده دو سیم عایقی است که به هم پیچیده شده‌اند. کابل نشان داده شده در شکل (۱۰.۱۱)(ب) یک کابل زوج تابیده بدون محافظه (UTP) است، اما یک نوع محافظه‌دار نیز موجود است. کابل‌های کواکسیال و کابل‌های زوج تابیده شیلد دار معمولاً ترجیح داده می‌شوند، زیرا تا حدودی از نویز و مکالمه محافظت می‌کنند. گفته‌گویی متقطع انتقال نامطلوب سیگنال‌ها از یک کابل بدون محافظه به کابل مجاور دیگر است که در اثر کوپلینگ القایی یا خازنی ایجاد می‌شود.

پهنهای باند هر کابل بر اساس مشخصات فیزیکی آن تعیین می‌شود. همه کابل‌های سیمی به عنوان فیلترهای پائین گذر عمل می‌کنند، زیرا از سیمی تشکیل شده‌اند که دارای اندوکتانس، ظرفیت خازنی و مقاومت است. فرکانس قطع بالای کابل به نوع کابل، اندوکتانس و ظرفیت آن در هر فوت، طول آن، اندازه هادی و نوع عایق بستگی دارد.

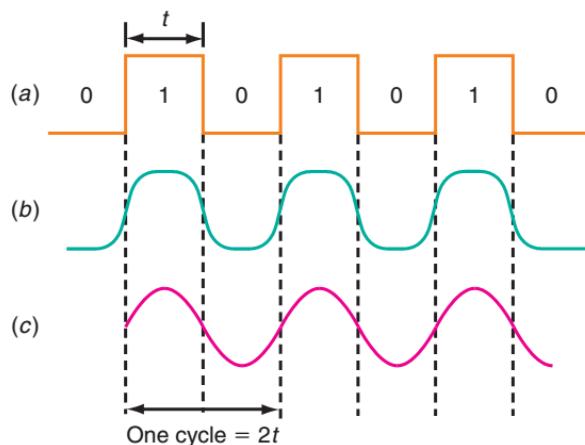
کابل‌های کواکسیال پهنهای باند قابل استفاده وسیعی دارند که از ۲۰۰ تا ۳۰۰ مگاهرتز برای کابل‌های کوچکتر تا ۵۰۰ مگاهرتز تا ۵۰ گیگاهرتز برای کابل‌های بزرگتر متغیر است. پهنهای باند با طول بهشت کاهش می‌یابد. کابل زوج تابیده پهنهای باند باریکتری دارد، از چند کیلوهرتز تا بیش از ۸۰۰ مگاهرتز. باز هم، پهنهای باند واقعی به طول و سایر مشخصات فیزیکی بستگی دارد. تکنیک‌های پردازش ویژه این سرعت را تا ۱۰۰ گیگاهرتز در فواصل کوتاه (کمتر از ۱۰۰ متر) افزایش داده است.

خوب است بدانید که:

شکل مستطیلی داده‌های باینری باید تا حد امکان حفظ شود. اگرچه داده‌ها معمولاً در صورت کاهش بهموج سینوسی قابل بازیابی هستند، بازیابی در صورت حفظ شکل موج اصلی بسیار قابل اعتمادتر است.

پهنهای باند یک کانال رادیویی بر اساس مقدار فضای طیفی که توسط FCC به برنامه اختصاص داده شده است، تعیین می‌شود. در فرکانس‌های پایین‌تر، پهنهای باند محدودی در دسترس است، معمولاً چندین کیلوهرتز. در فرکانس‌های بالاتر، پهنهای باند وسیع‌تری از صدها کیلوهرتز تا چندین مگاهرتز در دسترس است.

^{۷۰} Unshielded Twisted Pair (UTP)



شکل ۱۱.۱۱: محدودیت‌های پهنه‌ای باند، هارمونیک‌های بالاتر را در سیگنال باینری فیلتر می‌کنند و آن را مخدوش می‌کنند. (الف) سیگنال باینری اصلی. (ب) اعوجاج یا گردش دادن به دلیل فیلتر کردن (محدود کردن پهنه‌ای باند). (ج) تحریف شدید.

همانطور که در فصل دوم بحث شد، پالس‌های باینری امواج مستطیلی هستند که از یک موج سینوسی اصلی بهاضافه هارمونیک‌های زیادی تشکیل شده‌اند. پهنه‌ای باند کانال باید بهاندازه کافی گسترده باشد تا تمام هارمونیک‌ها را عبور دهد و شکل موج را حفظ کند. اکثر کانال‌های ارتباطی یا محیط‌ها به صورت فیلترهای پایین گذر عمل می‌کنند. خطوط تلفن مخصوص صدا، به عنوان مثال، به صورت یک فیلتر پایین گذر با فرکانس قطع بالایی حدود ۳۰۰۰ هرتز عمل می‌کنند. هارمونیک‌هایی که فرکانس بالاتری نسبت به قطع دارند فیلتر و منجر به اعوجاج سیگنال می‌شوند. حذف هارمونیک‌ها سیگنال را از شکل خودش دور می‌کند (شکل ۱۱.۱۱).

اگر فیلتر کردن شدید باشد، سیگنال باینری اساساً به موج سینوسی اصلی خود تبدیل می‌شود. اگر فرکانس قطع کابل یا کانال برابر یا کمتر از فرکانس موج سینوسی اصلی سیگنال باینری باشد، سیگنال در انتهای دریافت کننده کابل یا کانال رادیویی یک موج سینوسی بسیار ضعیف شده در فرکانس اصلی سیگنال خواهد بود. با این حال، با فرض اینکه نسبت S/N به اندازه کافی بالا باشد، داده‌ها ازین نمی‌روند. اطلاعات هنوز به طور قابل اعتماد، اما در حداقل پهنه‌ای باند ممکن، منتقل می‌شود. شکل سیگنال موج سینوسی را می‌توان به راحتی به یک موج مستطیل شکل در گیرنده بازگرداند و آن را تقویت کرد تا تضعیف محیط انتقال را جبران کند و سپس آن را با یک مقایسه کننده اشمیت-تریگر یا سایر مدارهای شکل دهنده موج ترمیم کرد.

فرکانس قطع بالایی هر محیط ارتباطی تقریباً برابر با پهنه‌ای باند کانال است. این پهنه‌ای باند است که ظرفیت اطلاعاتی کانال را طبق قانون هارتلی تعیین می‌کند. ظرفیت کانال C، که بر حسب بیت در ثانیه بیان می‌شود، دو برابر پهنه‌ای باند کانال B، بر حسب هرتز است:

$$C = 2B$$

پهنه‌ای باند B معمولاً همان فرکانس قطع بالایی (3 dB پایین) کانال است. این حداقل حد تئوری است و فرض می‌کند که هیچ نویز وجود ندارد. به عنوان مثال، حداقل ظرفیت بیت نظری برای یک کانال با پهنه‌ای باند ۱۰ کیلوهertz $C = 2(10,000) = 20,000 \text{ bps}$ است.

شما می‌توانید با در نظر گرفتن زمان بیت در مقایسه با دوره موج سینوسی اصلی متوجه شوید که چرا این چنین است. یک سیگنال با اینتری (20 kbps) دارای دوره بیت $t = 1/20,000$ میکروثانیه است.

برای نمایش یک موج سینوسی کامل با Hz و اهای با اینتری متناوب، یک بازه برای تناوب مثبت و دیگری برای تناوب منفی، به ۲ بیت زمان نیاز است (شکل ۱۱.۱). فواصل ۲ بیتی یک دوره $= 50 + 50 = 100$ میکروثانیه را تشکیل می‌دهند. این دوره موج سینوسی به فرکانس موج سینوسی $f = 1/t = 1/100 \mu\text{s} = 10,000 \text{ Hz}$ است. انتقال می‌دهد که دقیقاً فرکانس قطع یا پهنهای باند کانال است.

در حالت ایده‌آل، شکل داده‌های با اینتری باید تا حد امکان حفظ شود. اگرچه داده‌ها معمولاً در صورت کاهش به موج سینوسی قابل بازیابی هستند، اگر شکل موج مستطیلی حفظ شود، بازیابی بسیار قابل اعتمادتر است. این بدان معنی است که کانال باید بتواند حداقل برخی از هارمونیک‌های پایین موجود در سیگنال را عبور دهد. به عنوان یک قانون کلی، اگر پهنهای باند تقريباً 5% تا 10% برابر نرخ داده باشد، سیگنال با اینتری با اعوجاج کمی ارسال می‌شود. به عنوان مثال، برای انتقال سیگنال داده سریالی $230/4$ کیلوبیت بر ثانیه، پهنهای باند باید حداقل $53230/4 = 13230/4$ کیلوهرتز (۱۵۲۰ مگاهرتز) تا $230/4$ کیلوهرتز (۲۳۰۴ مگاهرتز) باشد.

روش رمزگذاری مورد استفاده نیز بر پهنهای باند مورد نیاز برای یک سیگنال معین تأثیر می‌گذارد. برای رمزگذاری NRZ، پهنهای باند مورد نیاز همان است که در بالا توضیح داده شد. با این حال، پهنهای باند مورد نیاز برای RZ دو برابر برای NRZ است. این به این دلیل است که فرکانس اساسی موجود در یک شکل موج مستطیلی، متقابل طول مدت یک سیکل پالس با بالاترین فرکانس، بدون توجه به دوره کار^{۲۱} است. خطوط چین در شکل ۹.۱۱ بالاترین فرکانس‌های اصلی را برای RZ-AMI، RZ-AMI، RZ و منچستر نشان می‌دهد. فرکانس بنیادی پایین‌تری نسبت به RZ دارد. نرخ رمزگذاری منچستر دو برابر NRZ و AMI است.

به عنوان مثال، فاصله بیت RZ برابر 100 ns را در نظر بگیرید که منجر به نرخ بیت در ثانیه داده $B = 1/100 \times 10^{-9} = 10\text{ Mbps}$ می‌شود.

۱۱ ها و اهای با اینتری متناوب یک دوره موج سینوسی اصلی دو برابر زمان بیت یا 200 ns برابر پهنهای باند $B = 5\text{ MHz} = 1/200 \times 10^{-9} = 10^{-9}\text{ ns}$ است. این همان چیزی است که با رابطه زیر محاسبه می‌شود

$$B = \frac{C}{2} = \frac{10\text{ Mbps}}{2} = 5\text{ MHz}$$

با نگاهی به شکل ۹.۱۱، می‌توانید بینید که پالس‌های RZ و منچستر با سرعت بیشتری رخ می‌دهند، دوره کار 100 نانو ثانیه است. پالس‌های RZ و منچستر نصف بیت زمان 100 ns یا 50 ns هستند. نرخ بیت یا ظرفیت کانال مرتبط با این زمان $C = 20\text{ Mbps} = 1/50\text{ ns} = 10^{-9} \times 10^9 = 20\text{ MHz}$ است. پهنهای باند برای این نرخ بیت $C/2 = 10\text{ MHz}$ است.

بنابراین، طرح‌های رمزگذاری RZ و منچستر به دو برابر پهنهای باند نیاز دارند. این معاوضه پهنهای باند برای برخی از مزایا، مانند سهولت بازیابی ساعت، ممکن است در کاربردهای خاص مطلوب باشد.

چندین سطح رمزگذاری

ظرفیت کانال را می‌توان با استفاده از طرح‌های رمزگذاری چند سطحی تغییر داد که اجازه می‌دهد

^{۲۱}Duty Cycle

بیت‌های بیشتری در هر نماد ارسال شود. به‌یاد داشته باشید که امکان انتقال داده با استفاده از نمادهایی وجود دارد که بیش از یک بیت را نشان می‌دهند. همانطور که قبلاً در شکل (۴.۱۱)(ب) نشان داده شده است، می‌توان از سطوح ولتاژ چندگانه استفاده کرد. طرح‌های دیگر، مانند استفاده از تغییر فازهای مختلف برای هر نماد، استفاده می‌شود. معادله را در نظر بگیرید

$$C = 2B \log_2 N$$

که در آن N تعداد سطوح مختلف رمزگذاری در هر بازه زمانی است. مفهوم این است که برای یک پهنهای باند معین، ظرفیت کانال، بر حسب بیت در ثانیه، بیشتر خواهد بود اگر بیش از دو سطح رمزگذاری در هر بازه زمانی استفاده شود.

به‌شکل (۴.۱۱) مراجعه کنید، که در آن از دو سطح یا نماد (۰ یا ۱) در انتقال سیگنال باینری استفاده شده است. زمان بیت یا نماد ۱ میکرو ثانیه است. پهنهای باند مورد نیاز برای انتقال این سیگنال $1,000,000 bps$ را می‌توان از $B = C/2$ یا $C = 2B$ محاسبه کرد. بنابراین حداقل پهنهای باند $z = 500,000 bps/2 = 500,000 Hz$ یا $(500,000 Hz)$ مورد نیاز است.

همین نتیجه با عبارت جدید به‌دست می‌آید. اگر $C = 2B \log_2 N$ ، سپس (۴.۱۱) را می‌توان با عبارت زیر محاسبه کرد

$$\log_2 N = \frac{\log_{10} N}{\log_{10} 2} = 3,32 \log_{10} N$$

که در آن N عددی است که لگاریتم آن باید محاسبه شود. پایه ۱۰ یا لگاریتم معمولی را می‌توان بر روی هر ماشین حساب علمی محاسبه کرد. با دو سطح کدگذاری (سطح ولتاژ باینری ۰ و ۱)، پهنهای باند برابر است با:

$$B = \frac{C}{2 \log_2 N} = \frac{1,000,000 bps}{2(1)} = 500,000 Hz$$

توجه داشته باشید که $\log_2 2$ برای یک سیگنال باینری به‌سادگی برای ۱ است.

اکنون با استفاده از $C = 2B \log_2 N$ ادامه می‌دهیم. چون $1 = \log_2 2$

$$C = 2B(1) = 2B$$

حالا باید بینیم که یک طرح کدگذاری چندسطحی چه می‌کند. دوباره با (۴.۱۱) شروع می‌کنیم. ظرفیت کانال $2,000,000 bps$ است، همانطور که در شکل (۴.۱۱)(ب) نشان داده شده است، زیرا هر بازه نماد (سطح) ۱ میکرو ثانیه است. اما در اینجا تعداد سطوح $4 = N$ است. بنابراین، ۲ بیت در هر نماد منتقل می‌شود. سپس پهنهای باند $4 \log_2 2 = 2,000,000 bps/2 = 1,000,000 Hz$ است.

$$B = \frac{1,000,000}{2(2)} = 500,000 Hz = 500 kHz$$

با استفاده از یک طرح کدگذاری چندسطحی (چهار سطحی)، می‌توانیم با سرعتی دو برابر در همان پهنهای باند انتقال دهیم. سرعت داده ۲ مگابیت بر ثانیه با چهار سطح کدگذاری در پهنهای باند $500 kHz$ کیلوهرتز در مقایسه با ۱ مگابیت در ثانیه با تنها دو نماد (باینری) است.

برای انتقال نرخ‌های حتی بالاتر در یک پهنهای باند معین، می‌توان از سطوح ولتاژ بیشتری استفاده کرد که در آن هر سطح نشان دهنده ۳، ۴ یا حتی بیشتر بیت در هر نماد است. رویکرد چندسطحی نباید به تغییرات ولتاژ محدود شود. از تغییرات فرکانس و تغییرات فاز نیز می‌توان استفاده کرد. اگر تغییرات در سطوح ولتاژ با تغییرات فاز یا فرکانس ترکیب شود، می‌توان به‌افزایش سرعت حتی بیشتر دست یافت.

تأثیر نویز بر کanal

یکی دیگر از جنبه‌های مهم تئوری اطلاعات، تأثیر نویز بر سیگنال است. همانطور که در فصل‌های قبلی بحث شد، افزایش پهنه‌ای باند سرعت انتقال را افزایش می‌دهد اما همچنین اجازه می‌دهد تا نویز بیشتری عبور کند، و بنابراین انتخاب پهنه‌ای باند یک مبادله است.

رابطه بین ظرفیت کanal، پهنه‌ای باند و نویز در آنچه به عنوان قضیه شانون-هارتلی^{۲۲} معروف است، خلاصه می‌شود:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

که در آن

C = ظرفیت کanal بر حسب بیت در ثانیه.

B = پهنه‌ای باند بر حسب هرتز.

S/N = نسبت سیگنال به نویز.

به عنوان مثال، فرض کنید حداقل ظرفیت کanal یک خط تلفن معمولی با پهنه‌ای باند ۳۱۰۰ هرتز و S/N برابر ۳۰ دسی‌بل را باید محاسبه کنیم.

ابتدا ۳۰ دسی‌بل به نسبت توان تبدیل می‌شود. اگر $P = 10 \log P = 10 \log(10) dB = 10$ ، که در آن P نسبت توان است، آنگاه (آنتی لوگ) $P = \text{antilog}(dB/10)$ است. آنتی لوگ‌ها به راحتی بر روی یک ماشین حساب علمی محاسبه می‌شوند. نسبت S/N مساوی ۳۰ دسی‌بل به نسبت توان خواهد بود:

$$P = \log^{-1} \frac{30}{10} = \log^{-1} 3 = 1000$$

در این صورت ظرفیت کanal خواهد بود:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) = 3100 \log_2(1 + 1000) = 3100 \log_2(1001)$$

لگاریتم مبنای ۲ عدد ۱۰۰۱ ۱۰۰ برابر است با:

$$\log_2(1001) = 9.97 \approx 10$$

بنابراین ظرفیت کanal است

$$C = 3100(10) = 31,000 bps$$

نرخ بیت ۳۱,۰۰۰ bps برای چنین پهنه‌ای باند باریکی بسیار زیاد است. در واقع، به نظر می‌رسد با آنچه قبلاً یاد گرفتیم در تضاد باشد، یعنی حداقل ظرفیت کanal دو برابر پهنه‌ای باند کanal است. اگر پهنه‌ای باند خط درجه صدا ۳۱۰۰ هرتز باشد، ظرفیت کanal $= 6200 bps = 6200(10) = 62,000 bps$ است. این نرخ فقط برای یک سیستم باپنری (دو سطحی) است و بدون نویز فرض می‌شود. در این صورت، قضیه شانون-هارتلی چگونه می‌تواند ظرفیت کanal $31000 bps$ را در صورت وجود نویز پیش بینی کند؟ عبارت شانون-هارتلی می‌گوید که از نظر تئوری امکان دستیابی به ظرفیت کanal $31000 bps$ در یک خط پهنه‌ای باند ۳۱۰۰ هرتز وجود دارد. چیزی که نمی‌گوید این است که برای انجام این کار به کدگذاری چندسطحی نیاز است. با بازگشت به بیان ظرفیت کanal اصلی $N = 2B \log_2 C$ ، یک C برابر $31,000 bps$ و یک B برابر با 3100 هرتز داریم. تعداد سطوح رمزگذاری یا نماد مشخص نشده است. تنظیم مجدد رابطه، داریم

$$\log_2 N = \frac{C}{2B} = \frac{31,000}{2(3100)} = 5$$

^{۲۲}Shannon-Hartley theorem

بنابراین

$$N = \text{antilog}_{25}$$

آن‌تی‌لوگ یک عدد صرفاً مقدار پایه افزایش یافته به عدد است، در این مورد، 2^5 که برابر ۳۲ است. بنابراین ظرفیت کانال $31,000$ را می‌توان با استفاده از یک طرح رمزگذاری چند سطحی به دست آورد، طرحی که از ۳۲ سطح یا نمادهای مختلف در هر بازه استفاده می‌کند، به جای یک سیستم دو سطحی (باینری). نرخ باود کانال همچنان $Bd = 6200$ $bps = 2(3100)$ است. اما از آنجایی که از یک طرح رمزگذاری ۳۲ سطحی استفاده شده است، نرخ بیت $31,000 bps$ است. همانطور که مشخص است، دستیابی به حداقل ظرفیت کانال در عمل بسیار دشوار است. سیستم‌های معمولی ظرفیت کانال را به یک سوم تا یک دوم حداقل محدود می‌کنند تا از انتقال مطمئن‌تر در حضور نویز اطمینان حاصل شود.

۲-۱۱ مثال

پهنهای باند یک کانال ارتباطی 12.5 کیلوهرتز است. نسبت S/N برابر 25 دسیبل است. (الف) حداقل نرخ داده نظری را بر حسب بیت در ثانیه، (ب) حداقل ظرفیت کانال نظری، و (ج) تعداد سطوح کدگذاری N مورد نیاز برای دستیابی به حداقل سرعت را محاسبه کنید. [برای قسمت (ج)، از کلید y^x در یک ماشین حساب علمی استفاده کنید].

الف:

$$C = 2B = 2(12.5 kHz) = 25 kbps$$

ب:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) = B(3/32) \log_{10}(1 + S/N)$$

$$25 dB = \log P \quad \text{یا} \quad P = S/N$$

$$\log P = \frac{25}{10} = 2.5$$

$$P = \text{antilog}_{2.5} = \log^{-1} 2.5 = 316.2 \quad \text{یا} \quad P = 10^{2.5} = 316.2$$

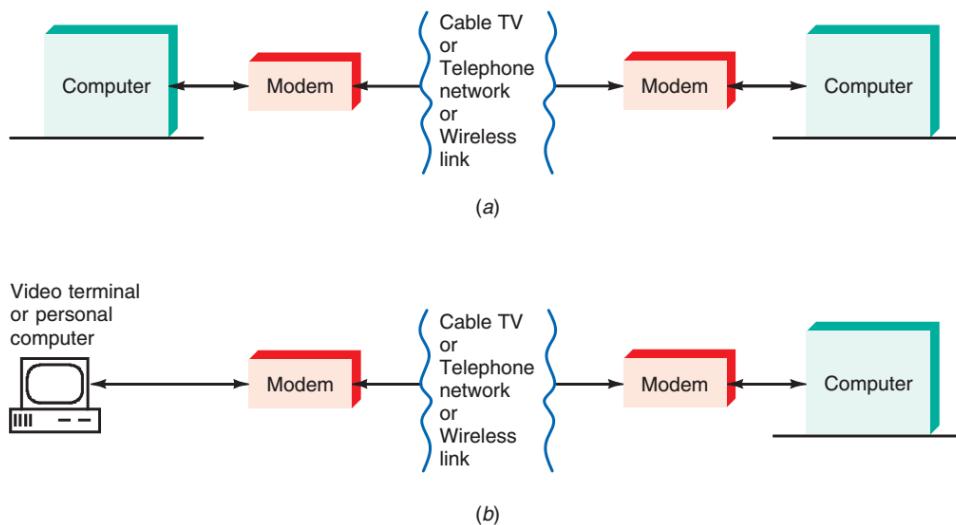
$$C = 12.5 \times 0.32 \log_{10} 316.2 + 1 = 41.5 \times 0.25 = 10.385 / 3 = 10.38 kbps$$

ج:

$$C = 2B \log_2 N, \quad N = \text{antilog}[C/(2B)]$$

$$N = \text{antilog}_2(10.385 / 3) / (2 \times 12.5) = \text{antilog}_2 4.152$$

$$N = 2^{4.152} = 17.78 \quad \text{یا} \quad 17 \quad \text{یا سطح ۱۷}$$



شکل ۱۲.۱۱: چگونه مودم‌ها انتقال داده‌های دیجیتالی را در شبکه تلفن اجرا می‌کنند

۴.۱۱ مفاهیم و روش‌های مودم

سیگنال‌های باینری پالس‌های dc سوئیچ‌شونده هستند، بنابراین چگونه این سیگنال‌ها از طریق خطوط تلفن، تلویزیون کابلی، کابل‌های کواکسیال، کابل‌های زوج تابیده یا پیوندهای بی‌سیم منتقل می‌شوند؟ پالس‌های باینری را می‌توان از طریق کابل‌های کوتاه حتی با سرعت داده بسیار بالا منتقل کرد. ترانسفورماتورها، خازن‌ها و سایر مدارهای ac در مسیر داده عملاً تضمین می‌کنند که هیچ سیگنال dc به‌شکل قابل تشخیصی عبور نمی‌کند. علاوه بر این، داده‌های پرسرعت توسعه محیط‌های با پهنای باند محدود منتشر می‌شوند.

سوال این است که: چگونه داده‌های دیجیتالی از طریق کابل‌ها و لینک‌های بی‌سیم منتقل می‌شوند؟ پاسخ با استفاده از تکنیک‌های ارتباط پهن باند شامل مدولاسیون است که توسط یک مودم اجرا می‌شود، دستگاهی که هم مدولاتور و هم دمودولاتور دارد. مودم‌ها سیگنال‌های باینری را به سیگنال‌های آنالوگ تبدیل می‌کنند که می‌توانند از طریق خطوط تلفن و تلویزیون کابلی و از طریق رادیو منتقل شوند و سپس چنین سیگنال‌های آنالوگ را تغییر شکل داده و خروجی باینری معادل را بازسازی می‌کنند. شکل (۱۲.۱۱) دو روش را نشان می‌دهد که مودم‌ها عموماً در انتقال داده‌های دیجیتالی استفاده می‌شوند. در شکل (۱۲.۱۱)(الف)، دو کامپیوتر با صحبت کردن از طریق مودم، داده‌ها را مبادله می‌کنند. در حالی که یک مودم در حال ارسال است، دیگری در حال دریافت است. عملیات دوبلکس کامل نیز امکان پذیر است. در شکل (۱۲.۱۱)(ب)، یک پایانه ویدئویی راه دور یا کامپیوتر شخصی از مودم برای برقراری ارتباط با یک کامپیوتر سرور بزرگ استفاده می‌کند. مودم‌ها همچنین رابط بین میلیون‌ها کامپیوتر شخصی و سروری هستند که اینترنت را تشکیل می‌دهند.

چهار نوع مودم اصلی وجود دارد: مودم‌های آنالوگ کم سرعت، مودم‌های خط مشترک دیجیتالی^{۲۳} (DSL)، مودم‌های تلویزیون کابلی و مودم‌های بی‌سیم. سه مورد اول در بخش‌های بعدی مورد بحث

^{۲۳}Digital Subscriber Line (DSL)

قرار می‌گیرند. مودم‌های آنالوگ از نوع شماره‌گیری Dial-up دیگر به طور گستردۀ مورد استفاده قرار نمی‌گیرند، اما بسیاری از برنامه‌های کاربردی با سرعت داده پایین وجود دارند که از این تکنیک‌ها در تجهیزات سیمی و بی‌سیم استفاده می‌کنند.

خوب است بدانید که:

اگر یک سیگنال باینری به طور مستقیم به یک شبکه تلفن اعمال شود، به سادگی عبور نمی‌کند.

مدولاسیون برای انتقال داده‌ها

چهار نوع اصلی مدولاسیون در مودم‌های مدرن استفاده می‌شود: کلیدزنی تغییر فرکانس^{۲۴} (FSK)، کلیدزنی تغییر فاز^{۲۵} (PSK)، مدولاسیون دامنه تربیعی^{۲۶} (QAM) و مولتیپلکسینگ تقسیم فرکانس متعامد^{۲۷} (OFDM). اساساً در مودم‌های کم‌سرعت (۵۰۰ کیلوبیت بر ثانیه) در محیط‌های پر سر و صدا (دارای نویز) استفاده می‌شود. PSK در پهنه‌ای باند باریکتر در محدوده وسیعی از سرعت عمل می‌کند. QAM ترکیبی از هر دو مدولاسیون دامنه و PSK است. می‌تواند نرخ داده‌های بسیار بالایی را در پهنه‌ای باند باریک تولید کند. OFDM روی پهنه‌ای باند بسیار گستردۀ ای عمل می‌کند و می‌تواند در یک محیط پر سر و صدا به نرخ‌های بسیار بالایی دست یابد.

FSK: قدیمی‌ترین و ساده‌ترین شکل مدولاسیون مورد استفاده در مودم‌ها، کلید زنی تغییر فرکانس (FSK) است. در FSK از دو فرکانس موج سینوسی برای نمایش ۰ و ۱ باینری استفاده می‌شود. به عنوان مثال، باینری ۰، که معمولاً در اصطلاحات تخصصی ارتباطات داده، فضا^{۲۸} نامیده می‌شود، دارای فرکانس ۱۰۷۰ هرتز است. باینری ۱ که به آن علامت^{۲۹} می‌گویند، ۱۲۷۰ هرتز است. این دو فرکانس به طور متناوب برای ایجاد داده‌های باینری سریالی ارسال می‌شوند. سیگنال حاصل چیزی شبیه به شکل (۱۳.۱۱) است. همانطور که در شکل (۱۴.۱۱) نشان داده شده، هر دو فرکانس به خوبی در پهنه‌ای باند ۳۰۰۰ تا ۳۰۰۰ هرتز هستند که معمولاً با سیستم تلفن مرتبط است.

عملیات انتقال و دریافت همزمان که توسط یک مودم انجام می‌شود، به عنوان عملیات دوطرفه کامل شناخته می‌شود، و این مستلزم این است که مجموعه دیگری از فرکانس‌ها تعریف شود. این موارد نیز در شکل (۱۴.۱۱) نشان داده شده است. ۰ یا فاصله باینری ۲۰۲۵ هرتز است. یک باینری ۱ یا علامت ۲۲۲۵ هرتز است. این زنگ‌ها نیز در پهنه‌ای باند تلفن قرار دارند، اما به اندازه کافی از فرکانس‌های دیگر فاصله دارند تا بتوان از فیلترهای انتخابی برای تمایز بین این دو استفاده کرد. تون‌های ۱۰۷۰ و ۱۲۷۰ هرتز برای ارسال (منشاء) و تون‌های ۲۰۲۵ و ۲۲۲۵ هرتز برای دریافت (پاسخ) استفاده می‌شوند.

شکل (۱۵.۱۱) یک بلوک دیاگرام از بخش‌های مدولاتور و دِمودولاتور یک مودم FSK است. هر مودم حاوی یک مدولاتور FSK و یک دمودلاتور FSK است تا عملیات ارسال و دریافت هر دو انجام شود. فیلترهای میان‌گذر در ورودی‌های هر مودم دو تون را از هم جدا می‌کنند. به عنوان مثال، در مودم بالایی، یک فیلتر میان‌گذر به فرکانس‌های بین ۱۹۵۰ تا ۲۳۰۰ هرتز اجازه عبور می‌دهد. این

^{۲۴} Frequency Shift Keying (FSK)

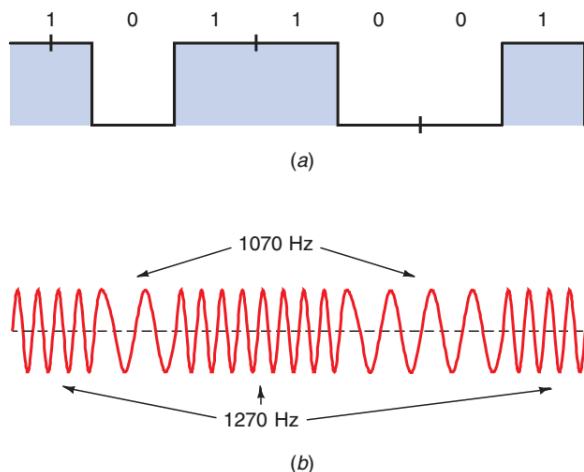
^{۲۵} Phase Shift Keying (PSK)

^{۲۶} Quadrature Amplitude Modulation (QAM)

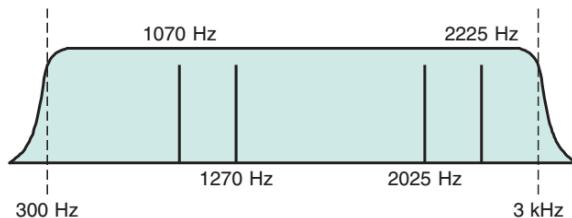
^{۲۷} Orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM)

^{۲۸} Space

^{۲۹} Mark



شکل ۱۳.۱۱: کلیدزنی تغییر فرکانس (الف) سیگنال باینری. (ب) سیگنال FSK.

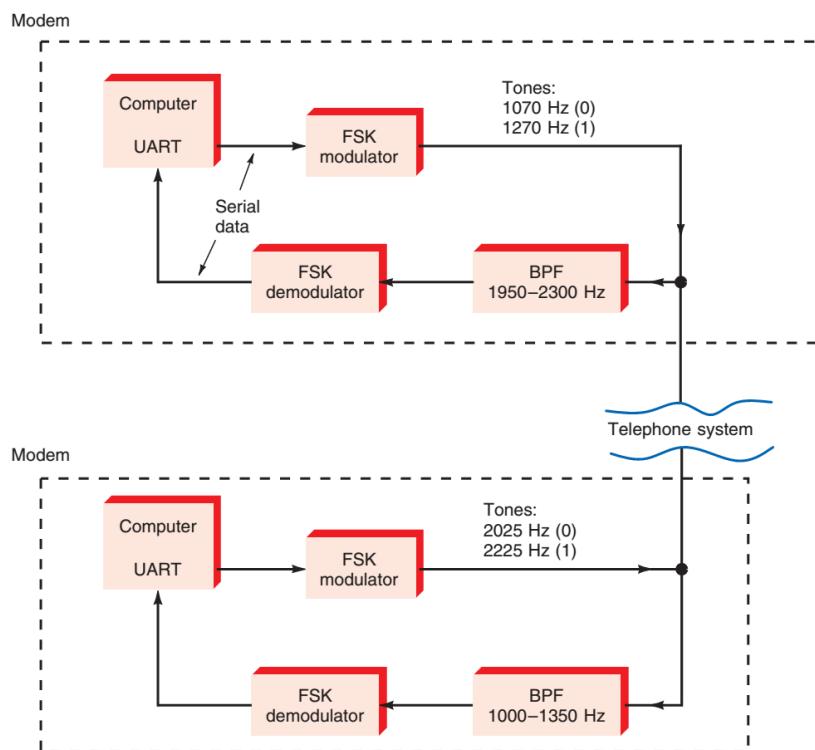


شکل ۱۴.۱۱: سیگنال‌های FSK در باند گذر صوتی تلفن.

به این معنی است که تونهای ۲۰۲۵ و ۲۲۲۵ هرتز ارسال می‌شوند، اما تونهای ۱۰۷۰ و ۱۲۷۰ هرتزی تولید شده توسط مدولاتور داخلی حذف می‌شوند. مودم پایینی دارای یک فیلتر میان‌گذر است که صدای فرکانس پایین را می‌پذیرد و در عین حال صدای فرکانس بالایی را که در داخل تولید می‌شود حذف می‌کند.

طیف گستره‌های از مدارهای مدولاتور و دمودلاتور برای تولید و بازیابی FSK استفاده می‌شود. تقریباً تمام مدارهای شرح داده در فصل ششم مورد استفاده بوده یا می‌تواند مورد استفاده قرار گیرد. یک مدولاتور معمولی FSK به سادگی یک نوسانگر است که فرکانس آن می‌تواند بین دو فرکانس جابجا شود. یک دمودلاتور معمولی یک PLL است. اکثر مودم‌ها اکنون از تکنیک‌های دیجیتال استفاده می‌کنند زیرا آنها ساده‌تر و سازگارتر با پیاده سازی IC هستند. بخش بزرگی از عملیات مودم در صورتی که همه عملیات‌ها اکنون با DSP اجرا نمی‌شوند.

سیگنال‌های FSK معمولاً پهنای باند وسیعی را اشغال می‌کنند زیرا اینها جانبی متعددی که توسط فرآیند FM تولید می‌شوند. مرتبه‌های بالاتری از باندهای جانبی نیز توسط هارمونیک‌های موجود در سیگنال مدوله کننده باینری سریع ایجاد می‌شود. هر گونه تغییر ناگهانی سیگنال مشکل را تشدید می‌کند. چندین تکنیک برای بهبود کارایی طیفی FSK ایجاد شده است. اصطلاح بازده طیفی به این اشاره دارد که چگونه یک تکنیک مدولاسیون خاص حداقل نرخ داده را در حداقل پهنای



شکل ۱۵.۱۱: بلوک دیاگرام (نمودار جعبه‌ای) مدولاتور-دمودولاتور مودم FSK.

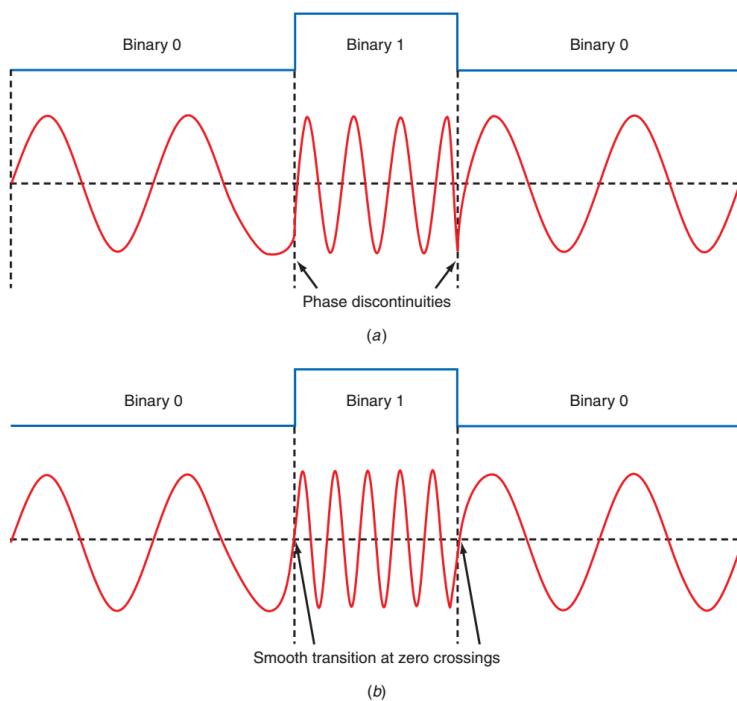
باند تولید می‌کند.

وقتی فرکانس‌های علامت و فضا به طور دلخواه انتخاب می‌شوند، همدوسی فازی نخواهند بود. یعنی تغییرات ناگهانی سیگنال در طول انتقال ۰ به ۱ یا ۱ به ۰ وجود خواهد داشت. این در شکل (۱۶.۱۱)(الف) نشان داده شده است. "اشکال" یا ناپیوستگی فاز هارمونیک‌های بیشتر و پهنای باند وسیع‌تری تولید می‌کند. علاوه بر این، چنین ناپیوستگی‌ها، دمودولاسیون را دشوارتر می‌کنند و خطاهای بیتی بیشتری ایجاد می‌کنند.

برای غلبه بر این مشکل، فرکانس‌های علامت و فضا را می‌توان طوری انتخاب کرد که دوره‌های امواج سینوسی هر دو در انتقال علامت به فضا و فضا به علامت از صفر عبور کنند، در شکل (۱۶.۱۱)(ب) نشان داده شده است. هیچ ناپیوستگی فازی وجود ندارد، بنابراین پهنای باند حاصل کمتر است. به این نوع دمودولاسیون، کلیدزنی تغییر فرکانس فاز پیوسته^{۳۰} (CPFSK) گفته می‌شود.

اصطلاح دیگری برای سیگنال‌هایی که در نقاط عبور صفر شروع و متوقف می‌شوند، همدوس (منسجم) است. می‌توانید این شکل از دمودولاسیون را FSK همدوس بنامید. همچنین می‌توانید FSK یا OOK همدوس داشته باشید. نوع‌های هدوس از پهنای باند کمتری استفاده می‌کنند و در حضور نویز عملکرد بهتری دارند.

^{۳۰} Continuous Phase Frequency Shift keying (CPFSK)



شکل ۱۶.۱۱: (الف) FSK با فرکانس‌هایی که ناپیوستگی فاز ایجاد می‌کند. (ب) فاز پیوسته FSK با انتقال صاف در تقاطع صفر.

یکی از تغییرات بهبود یافته CPFSK، کلیدزنی حداقل تغییر^{۳۱} (MSK) است. همانطور که در CPFSK، علامت و فرکانس فاصله چند اعداد صحیح فرکانس ساعت بیت هستند. این تضمین می‌کند که سیگنال‌ها به طور کامل با یکدیگر هماهنگ شده و هیچ ناپیوستگی فازی رخ نمی‌دهد. سیستم MSK با استفاده از یک ضریب مدولاسیون پایین، کارایی طیفی را بیشتر بهبود می‌بخشد. با یادآوری از فصل پنجم که تعداد زوج باندهای جانبی تولید شده (و بنابراین پهنای باند بیشتر) متناسب با ضریب مدولاسیون است. با FM آنالوگ، ضریب مدولاسیون برابر است با:

$$m_f = \frac{f_d}{f_m}$$

که در آن f_d انحراف فرکانس و f_m فرکانس سیگنال مدوله کننده است. با ضریب مدولاسیون m برابر است با:

$$m = \Delta f(T)$$

که در آن Δf انحراف یا تغییر فرکانس بین فرکانس علامت (مارک) f_M و فرکانس فضا(اسپیس) f_S است.

$$\Delta f = f_S - f_M$$

^{۳۱} Minimum Shift Keying (MSK)

همچنین T زمان بیت یا معکوس نرخ داده است.

$$T = \frac{1}{bps}$$

به طور کلی MSK مشخص می‌کند که m باید 5% باشد. با این حال، مقادیر دیگری (3%) نیز استفاده می‌شود.

به عنوان مثال، یک مودم MSK با $f_M = 1200\text{ Hz}$ و $f_S = 1800\text{ Hz}$ را فرض کنید. نرخ بیت 200 bps است. ضریب مدولاسیون برابر است با:

$$\Delta = f_S - f_M = 1800 - 1200 = 600\text{ Hz}$$

$$T = \frac{1}{bps} = \frac{1}{1200} = 0.0008333s$$

$$m = \Delta f(T) = 600(0.0008333) = 0.5$$

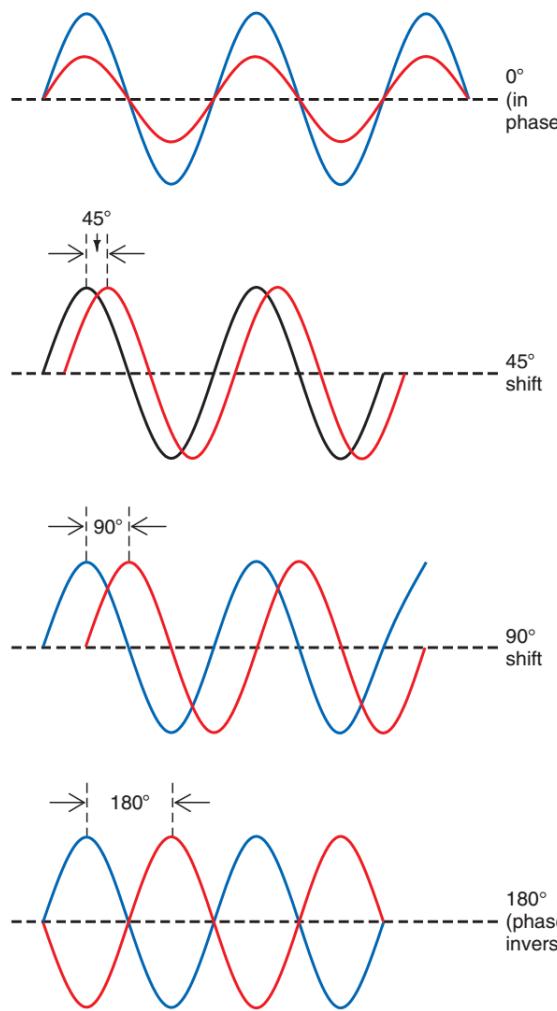
سیستم MSK شکل بسیار کارآمدی از FSK است. اما پهنهای باند سیگنال MSK را می‌توان با استفاده از قبل سیگنال مدوله کننده باینری کاهش داد. این فیلتر برخی از هارمونیک‌های سطح بالاتر را که مسئول باندهای جانبی اضافی و پهنهای باند وسیع تر هستند حذف می‌کند. یکی از بهترین پیش فیلترها، فیلتر پایین گذر گاوی نام دارد. لبه‌ها را گرد کرده و زمان‌های صعود و سقوط را تا حدودی طولانی می‌کند. این بهنوبه خود محتوای هارمونیک را کاهش می‌دهد. و این باعث کاهش پهنهای باند کلی سیگنال می‌شود. MSK فیلتر شده گاوی به عنوان GMSK شناخته می‌شود. این به طور گسترده در ارتباطات داده استفاده می‌شود و اساس تلفن‌های همراه دیجیتالی مطلوب GSM است.

PSK: در کلیدزنی تغییر فاز (PSK)، سیگنال باینری که باید ارسال شود، تغییر فاز یک کاراکتر موج سینوسی را بسته به اینکه باینری ۰ یا باینری ۱ ارسال شود، تغییر می‌دهد. (به یاد آورید که تغییر فاز اختلاف زمانی بین دو موج سینوسی با فرکانس یکسان است). شکل (۱۷.۱۱) چندین نمونه از تغییر فاز را نشان می‌دهد. تغییر فاز 180° درجه، حداقل اختلاف فازی که می‌تواند رخ دهد، به عنوان معکوس فاز یا وارونگی فاز شناخته می‌شود. شکل (۱۸.۱۱) ساده‌ترین شکل PSK، کلیدزنی باینری تغییر فاز ^{۳۲} (BPSK) را نشان می‌دهد. در طول زمانی که یک باینری ۰ رخ می‌دهد، سیگنال حامل با یک فاز ارسال می‌شود. هنگامی که باینری ۱ رخ می‌دهد، حامل با تغییر فاز 180° درجه منتقل می‌شود.

شکل (۱۹.۱۱) یک نوع مدار مورد استفاده برای تولید BPSK را نشان می‌دهد، یک مدولاتور حلقه شبکه استاندارد یا مدولاتور متعادل که برای تولید سیگنال‌های DSB استفاده می‌شود. موج سینوسی حامل به ترانسفورماتور ورودی T_1 اعمال در حالی که سیگنال باینری به سرهای مرکز ترانسفورماتور اعمال می‌شود. سیگنال باینری یک سیگنال سوئیچینگ برای دیودها فراهم می‌کند. هنگامی که باینری ۰ در ورودی ظاهر می‌شود، A و B (منفی) – است، بنابراین دیودهای D_1 و D_4 هدایت می‌کنند. آنها به صورت کلیدهای بسته عمل کرده و ثانویه T_1 را به‌اصلی T_2 متصل می‌کنند. سیم‌پیچ‌ها به گونه‌ای فاز بندی شده‌اند که خروجی (BPSK) با ورودی حامل هم فاز باشد.

هنگامی که باینری ۱ در ورودی ظاهر می‌شود، A و B منفی (–) است، بنابراین دیودهای D_1 و D_4 قطع در حالی که دیودهای D_2 و D_3 هدایت می‌کنند. این باعث می‌شود ثانویه T_1 به‌اصلی T_2 وصل شود اما با اتصالات معکوس. این یک حامل تغییر فاز 180° درجه را در خروجی معرفی می‌کند.

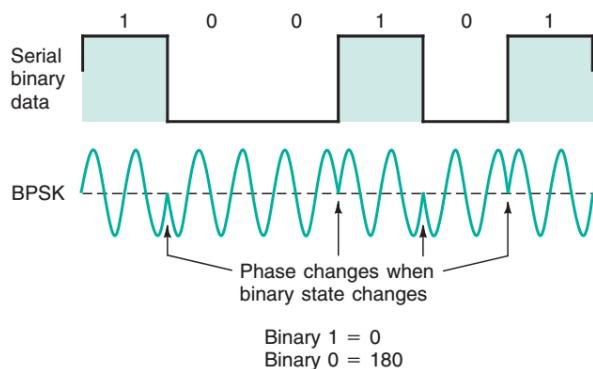
^{۳۲} Binary Phase Shift Keying (BPSK)



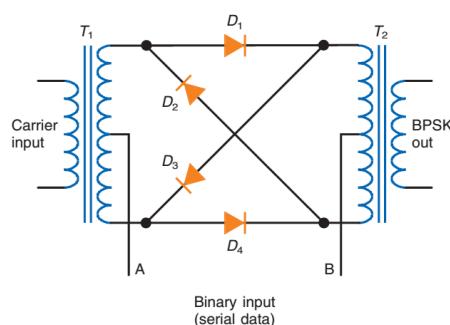
شکل ۱۷.۱۱: نمونه‌هایی از تغییر فاز.

دمودولاسیون سیگنال BPSK نیز با مدولاتور متعادل انجام می‌شود. همان طور که در شکل (۲۰.۱۱) نشان داده شده، می‌توان از نوع دیود حلقه‌ای یا مدولاتور شبکه استفاده کرد. این در واقع همان مدار شکل (۱۹.۱۱) است، اما خروجی از سرهای مرکزی گرفته می‌شود. سیگنال‌های BPSK و سیگنال حامل به ترانسفورماتورها اعمال می‌شوند. مدولاتورهای متعادل کننده آی سی می‌توانند در فرکانس‌های پایین تر نیز استفاده شوند. مدارهای مدولاتور و دمودولاتور مشابه مدولاتورهای متعادل کننده دوگانه مورد استفاده برای میکسرها هستند. آنها به عنوان قطعات کاملاً بسته‌بندی و آزمایش شده برای فرکانس‌های تا حدود یک گیگاهرتز در دسترس هستند.

نکته کلیدی دمودولاسیون BPSK این است که سیگنال حامل با فرکانس و رابطه فاز صحیح باید همراه با سیگنال BPSK به مدولاتور متعادل اعمال شود. به طور معمول حامل از خود سیگنال BPSK با استفاده از مدار بازیابی سیگنال حامل مانند آنچه در شکل (۲۱.۱۱) نشان داده شده است، گرفته



شکل ۱۸.۱۱: کلید زنی باینری تغییر فاز.

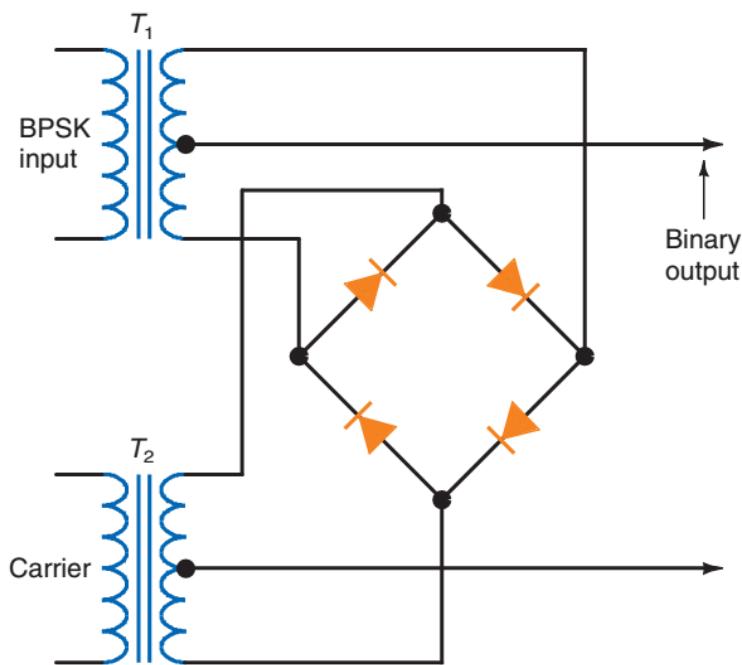


شکل ۱۹.۱۱: مدولاتور BPSK

می‌شود. فیلتر میان گذر تضمین می‌کند که فقط سیگنال BPSK مورد نظر ارسال می‌شود. سپس سیگنال توسط یک مدولاتور متعادل یا ضریب آنالوگ با اعمال سیگنال یکسان به هر دو ورودی، مربع یا ضرب می‌شود. مربع کردن تمام تغییرات فاز 180° درجه را حذف می‌کند و در نتیجه خروجی دو برابر فرکانس سیگنال ورودی ($2f$) است. یک فیلتر میان گذر که در دو برابر فرکانس سیگنال حامل تنظیم شده فقط این سیگنال عبور می‌کند. سیگنال حاصل به آشکارساز فاز یک PLL اعمال می‌شود. توجه داشته باشید که یک ضرب کننده فرکانس $2 \times$ بین آشکارساز VCO و فاز استفاده می‌شود، که اطمینان حاصل می‌کند که فرکانس VCO در فرکانس سیگنال حامل است. استفاده از PLL به این معنی است که VCO هرگونه تغییر فرکانس سیگنال حامل را ردیابی می‌کند. نتیجه یک سیگنال با فرکانس و رابطه فاز صحیح برای دمودولاسیون مناسب است. سیگنال حامل به همراه سیگنال BPSK به مدولاتور-دِمودولاتور متعادل اعمال می‌شود. خروجی رشته داده باینری بازیابی شده است.

DPSK: برای ساده‌سازی فرآیند دمودولاسیون، می‌توان از نوع PSK باینری به نام کلیدزنی تغییر فاز دیفرانسیلی^{۳۳} (DPSK) استفاده کرد. در DPSK، هیچ مرجع فاز سیگنال حامل مطلق وجود ندارد. در عوض، سیگنال ارسالی خود به مرجع فاز تبدیل می‌شود. در دمودولاسیون DPSK، فاز بیت دریافتی با فاز بیت دریافتی قبلی مقایسه می‌شود.

^{۳۳}Differential Phase Shift Keying (DPSK)

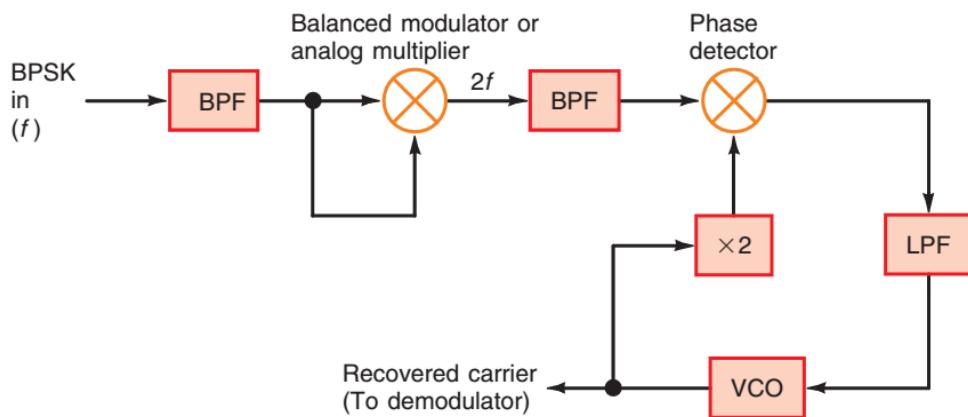


شکل ۲۰.۱۱: آشکار ساز BPSK

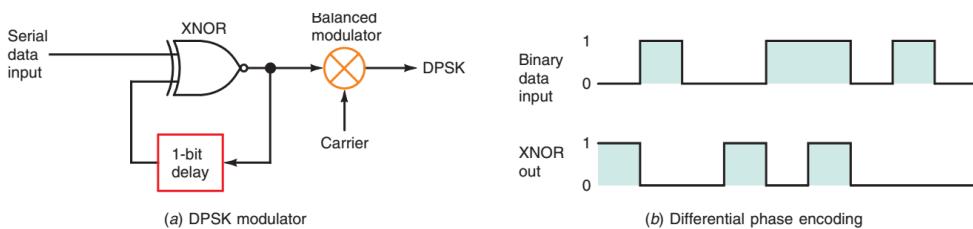
برای اینکه DPSK کار کند، جریان بیت باینری اصلی باید تحت فرآیندی قرار گیرد که به عنوان کدگذاری فاز دیفرانسیل شناخته می‌شود، که در آن جریان بیت سریال از یک مدار NOR انحصاری معکوس^{۳۴} (XNOR) عبور می‌کند، همانطور که در شکل (۲۰.۱۱)(الف) نشان داده شده است. توجه داشته باشید که خروجی XNOR قبل از اعمال مجدد به ورودی به مدار تأخیر ۱ بیتی اعمال می‌شود. تأخیر می‌تواند به سادگی یک فلیپ فلاب کلاک شده یا یک خط تأخیر باشد. الگوی بیت حاصل به سیگнал امکان بازیابی را می‌دهد زیرا فاز بیت فعلی را می‌توان با فاز بیتی دریافتی قبلی مقایسه کرد. در شکل (۲۰.۱۱)(ب)، کلمه باینری ورودی که باید ارسال شود همراه با خروجی XNOR نشان داده شده است. مدار XNOR یک مقایسه‌کننده یک بیتی است که وقتی هر دو ورودی یکسان هستند، خروجی باینری ۱ و زمانی که دو بیت متفاوت هستند، یک خروجی باینری ۰ تولید می‌کند. خروجی مدار با ذخیره شدن در یک فلیپ فلاب یک بازه ۱ بیتی به تأخیر می‌افتد. بنابراین، ورودی‌های XNOR بیت فعلی به‌اضافه بیت قبلی هستند. سپس سیگنال XNOR به مدولاتور متعادل همراه با سیگنال حامل اعمال می‌شود تا سیگنال BPSK را تولید کند.

دمولاسیون با مدار نشان داده شده در شکل (۲۰.۱۱) انجام می‌شود. سیگنال DPSK به یک ورودی مدولاتور متعادل و یک مدار تأخیر یک بیتی، یا یک فلیپ فلاب یا یک خط تأخیر اعمال می‌شود. خروجی مدار تأخیر به عنوان سیگنال حامل استفاده می‌شود. خروجی حاصل توسط یک فیلتر پایین گذر فیلتر می‌شود تا داده‌های باینری را بازیابی کند. به طور معمول خروجی فیلتر پایین گذر با یک ماشه (تریگر) یا مقایسه کننده اشمیت شکل می‌گیرد تا سطوح باینری تمیز و با سرعت

^{۳۴}Exclusive-NOR



شکل ۲۱.۱۱: مدار بازیابی سیگنال حامل BPSK.

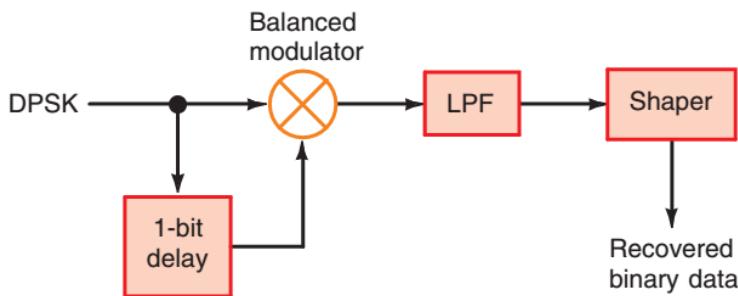


شکل ۲۲.۱۱: فرآیند DPSK (الف) مدولاتور DPSK. (ب) رمزگذاری فاز دیفرانسیلی.

بالا تولید کند.

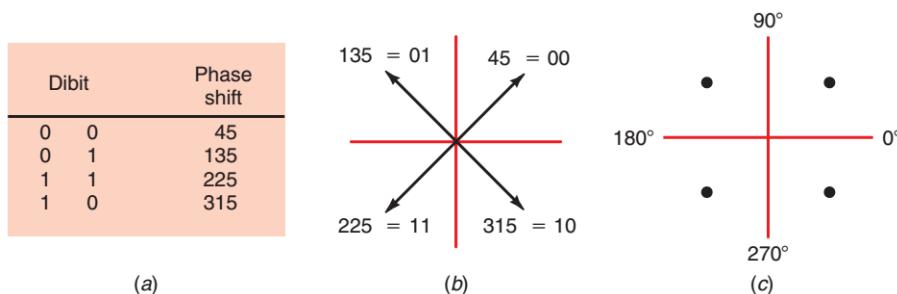
QPSK: مشکل اصلی BPSK و DPSK این است که سرعت انتقال داده در یک پهنهای باند معین محدود است. یکی از راههای افزایش نرخ داده باینری در حالی که پهنهای باند مورد نیاز برای انتقال سیگنال را افزایش نمی‌دهد، رمزگذاری بیش از یک بیت در هر تغییر فاز است. یک تغییر نماد برای هر تغییر بیت با DPSK و BPSK وجود دارد، بنابراین نرخ باود (نماد) همان نرخ بیت است. در DPSK و BPSK، هر بیت باینری تغییر فاز خاصی ایجاد می‌کند. یک رویکرد جایگزین استفاده از ترکیب دو یا چند بیت برای تعیین یک تغییر فاز خاص است، بهطوری که یک تغییر نماد (تغییر فاز) نشان دهنده چند بیت باشد. از آنجایی که بیت‌های بیشتری در هر باود کدگذاری می‌شوند، نرخ بیت انتقال داده می‌تواند بیشتر از نرخ باود باشد، با این حال سیگنال پهنهای باند اضافی را اشغال نمی‌کند. یکی از سیستم‌هایی که معمولاً برای انجام این کار مورد استفاده قرار می‌گیرد، به عنوان PSK چهارگانه، چهارگانه یا چهارگانه (4-PSK یا QPSK) شناخته می‌شود. در QPSK، به هر زوج بیت دیجیتال متوالی در کلمه ارسالی، فاز خاصی، همانطور که در شکل ۲۴.۱۱ (الف) نشان داده شده، اختصاص داده می‌شود. هر زوج بیت سریالی که دیبیت^{۳۵} نامیده می‌شود با یک فاز مشخص نشان داده می‌شود یک تغییر فاز ۹۰ درجه بین هر زوج بیت وجود دارد. سایر زوایای فاز نیز تا زمانی که دارای جدایی ۹۰ درجه باشند، قابل استفاده هستند. برای مثال، استفاده از اختلاف فازهای ۴۵ درجه،

^{۳۵} Dabit



شکل ۲۳.۱۱: آشکار سازی DPSK

۱۳۵ درجه، ۲۲۵ درجه و ۳۱۵ درجه، همانطور که در شکل (۲۴.۱۱)(ب) نشان داده شده، معمول است.

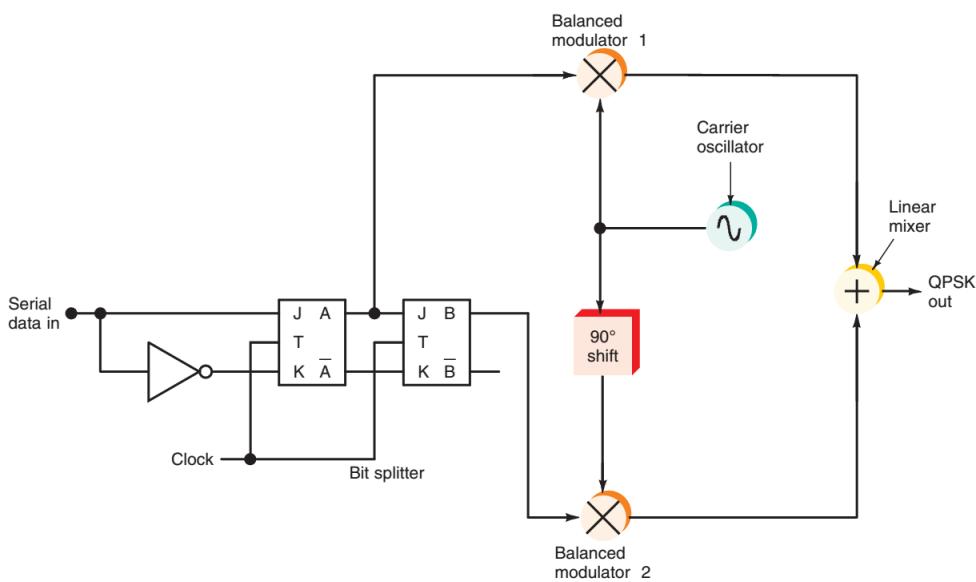


شکل ۲۴.۱۱: مدولاسیون PSK چهارگانه. (الف) زاویه فاز حامل برای زوج‌های مختلف بیت. (ب) نمایش فیزور موج سینوسی حامل. (ج) نمودار صورت فلکی QPSK.

نمودار موجود در شکل (۲۴.۱۱)(ب) نمودار صورت فلکی نامیده می‌شود. سیگنال مدولاسیون را به صورت فیزور نشان می‌دهد. طول فلش یا فیزور سطح ولتاژ پیک سیگنال را نشان می‌دهد در حالی که زاویه آن نسبت به محور تغییر فاز است. گاهی اوقات نمودار صورت فلکی فقط با نشان دادن نقاط روی محور که محل سر پیکان فیزور را نشان می‌دهد، مانند شکل (۲۴.۱۱)(ج)، ساده می‌شود. این نمودار را ساده می‌کند، اما همیشه باید فیزور را تصور کنید که از مبدأ محور به‌هر نقطه کشیده شده است. نمودارهای صورت فلکی به‌طور گسترده برای نشان دادن طرح‌های مدولاسیون فازی استفاده می‌شود.

شما اغلب عبارت M-ary PSK را در بحث سطوح کدگذاری بالاتر خواهید شنید. این از کلمه $M = 2$ مشتق شده، از این‌رو 2-ary PSK یا 4-ary PSK، 8-ary PSK با موقعیت هشت فاز می‌نامند.

مداری برای تولید QPSK در شکل (۲۵.۱۱) نشان داده شده است. این شامل یک شیفت رجیستر ۲ بیتی است که با فلیپ فلاب‌ها اجرا شده و معمولاً به عنوان تقسیم کننده بیت شناخته می‌شود. قطار داده‌های باینری سریالی از طریق این رجیستر جابجا و بیت‌های دو فلیپ فلاب به مدولاتورهای متعادل اعمال می‌شوند. نوسان‌ساز سیگنال حامل به مدولاتور متعادل ۱ و از طریق یک تغییر فاز ۹۰ درجه



شکل ۲۵.۱۱: مدولاتور QPSK.

به مدولاتور متعادل ۲ اعمال می‌شود. خروجی‌های مدولاتورهای متعادل به صورت خطی برای تولید سیگнал QPSK مخلوط می‌شوند.

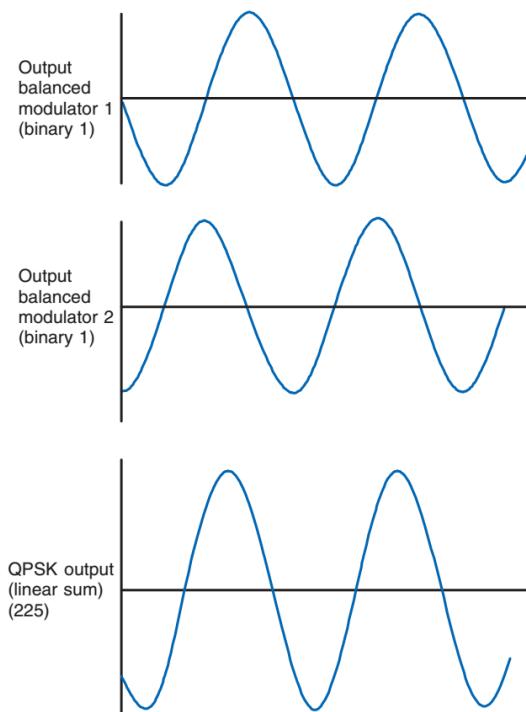
خروجی هر مدولاتور متعادل یک سیگنال BPSK است. با ورودی ۰ باینری، مدولاتور متعادل یک فاز از سیگنال حامل را تولید می‌کند. با ورودی باینری ۱، فاز سیگنال حامل 180° درجه جابجا می‌شود. خروجی مدولاتور متعادل ۲ نیز دارای دو حالت فاز، 180° درجه اختلاف فاز با یکدیگر داردند. تغییر فاز حامل 90° درجه در ورودی باعث می‌شود که خروجی‌های مدولاتور متعادل ۲ نود درجه نسبت به مدولاتور متعادل ۱ تغییر کند. نتیجه چهار حالت فاز خروجی منحصر به فرد است.

شکل (۲۶.۱۱) خروجی یک مجموعه ممکن از تغییر فاز را نشان می‌دهد. توجه داشته باشید که خروجی‌های سیگنال حامل از دو مدولاتور متعادل 90° درجه جابجا شده‌اند. هنگامی که دو حامل به صورت جبری در میکسر جمع شوند، نتیجه یک موج سینوسی خروجی است که دارای یک شیفت فاز 225° درجه است، که در نیمه راه بین تغییر فاز دو سیگنال مدولاتور متعادل است.

دمدولاتور برای QPSK در شکل (۲۷.۱۱) نشان داده شده است. مدار بازیابی سیگنال حامل مشابه مداری است که قبلاً توضیح داده شد. حامل به مدولاتور متعادل ۱ اعمال و قبل از اعمال به مدولاتور متعادل ۲ نود درجه جابجا می‌شود. خروجی‌های دو مدولاتور متعادل فیلتر شده و به بیت‌ها تبدیل می‌شوند. ۲ بیت در یک شیفت رجیستر ترکیب شده و برای تولید سیگنال باینری ارسال شده اولیه به بیرون منتقل می‌شوند.

رمزگذاری بیت‌های بیشتر در هر تغییر فاز، نرخ داده بالاتری را تولید می‌کند. به عنوان مثال در ۸-PSK از ۳ بیت سریال برای ایجاد مجموع ۸ تغییر فاز مختلف استفاده می‌شود. در ۱۶-PSK، ۴ بیت ورودی سریالی، ۱۶ تغییر فاز مختلف را برای سرعت داده حتی بالاتر ایجاد می‌کنند.

شکل (۲۸.۱۱) نمودار صورت فلکی یک سیگنال ۱۶-PSK را نشان می‌دهد. افزایش فاز ۲۲/۵۸ است. هر فاز یا نقطه در نمودار نشان دهنده یک عدد ۴ بیتی است. توجه داشته باشید که از آنجایی



شکل ۲۶.۱۱: چگونه مدولاتور با افزودن دو سیگنال فاز صحیح را تولید می‌کند.

که تمام نقاط روی یک دایره قرار می‌گیرند، دامنه سیگنال PSK-16 ثابت می‌ماند در حالی که فقط فاز تغییر می‌کند. شعاع دایره اوج دامنه سیگنال است. گفته می‌شود که سیگنال دارای یک "پوشش" (لفافه-پاکت) ثابت است، که در آن پوشش به‌سادگی خط یا منحنی است که قله‌های امواج سینوسی سیگنال حامل را به‌هم متصل می‌کند. مانند سیگنال FM صاف یا ثابت است.

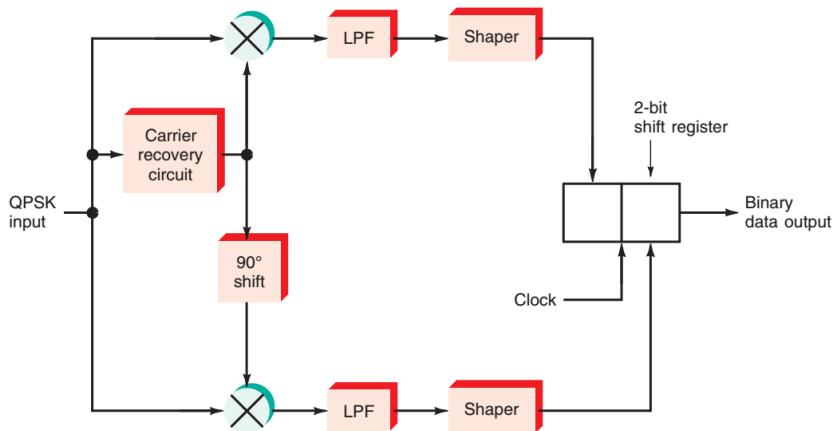
خوب است بدانید که:

در QAM بحرانی‌ترین قسمت مدار مبدل‌های سطح هستند. اینها باید دامنه خروجی بسیار دقیقی داشته باشند تا خروجی و ترکیب فاز صحیح تولید شود.

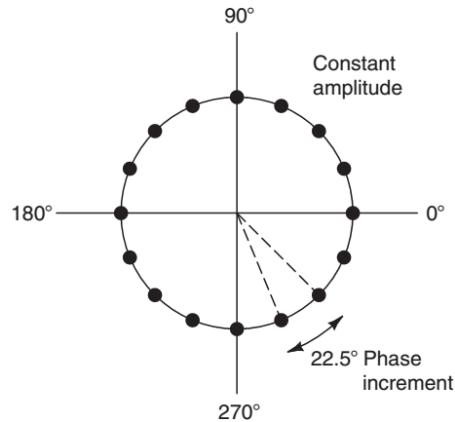
QAM: یکی از رایج‌ترین روش‌های مدولاسیون مورد استفاده در مودم‌ها برای افزایش تعداد بیت‌ها در هر باود، مدولاسیون دامنه تربیعی^{۴۶} (QAM) است. QAM از مدولاسیون دامنه و فاز یک سیگنال حامل استفاده می‌کند. نه تنها تغییر فازهای مختلف تولید می‌شود، بلکه دامنه سیگنال حامل نیز متفاوت است

در 8-QAM، مانند QPSK، چهار تغییر فاز و دو دامنه حامل متفاوت ممکن است، به طوری که می‌توان هشت حالت مختلف را منتقل کرد. با هشت حالت، ۳ بیت را می‌توان برای هر باود یا نماد ارسال شده رمزگذاری کرد. هر کلمه باینتری ۳ بیتی ارسال شده از ترکیب فاز-دامنه متفاوتی استفاده

^{۴۶}Quadrature Amplitude Modulation (QAM)



شکل ۲۷.۱۱: دمودولاتور QPSK.

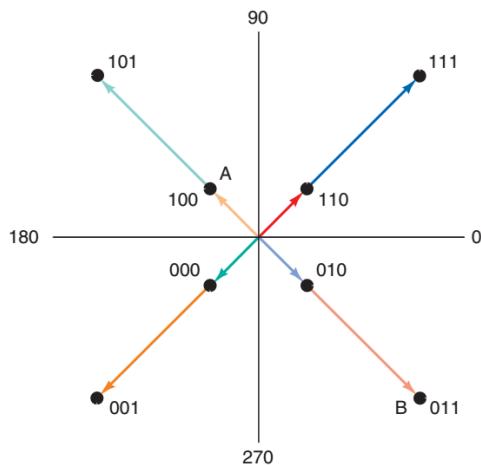


شکل ۲۸.۱۱: نمودار صورت فلکی یک سیگنال PSK-16.

می‌کند.

شکل (۲۹.۱۱) نمودار صورت فلکی یک سیگنال QAM-8 است که تمام ترکیبات فاز و دامنه ممکن را نشان می‌دهد. نقاط در نمودار هشت ترکیب ممکن دامنه فاز را نشان می‌دهد. توجه داشته باشید که برای هر موقعیت فاز دو سطح دامنه وجود دارد. نقطه A دامنه سیگنال حامل کم را با تغییر فاز ۱۳۵° نشان می‌دهد. آن نشان دهنده ۱۰۰ است. نقطه B دامنه بالاتر و تغییر فاز ۳۱۵ درجه را نشان می‌دهد. این موج سینوسی نشان دهنده ۱۱ است.

بلوک دیاگرام یک مدولاتور QAM-8 در شکل (۳۰.۱۱) نشان داده شده است. داده‌های باینری که قرار است منتقل شوند به صورت سریالی به شیفت رجیستر ۳ بیتی منتقل می‌شوند. این بیت‌ها به صورت زوج بدو مبدل سطح ۲ به ۴ اعمال می‌شوند. یک مدار مبدل سطح ۲ به ۴، اساساً یک مبدل D/A، یک زوج ورودی باینری را به یکی از چهار سطح ولتاژ خروجی dc ممکن تبدیل می‌کند. ایده تولید چهار سطح ولتاژ مربوط به ترکیبات مختلف ۲ بیت ورودی، یعنی چهار سطح ولتاژ با فاصله



Note: Each vector has a specific amplitude and phase shift and represents one 3-bit word.

شکل ۲۹.۱۱: نمودار صورت فلکی یک سیگنال 8-QAM

یکسان است. اینها مانند مدولاتور QPSK بر روی دو مدولاتور متعادل که توسط نوسانگر سیگنال حامل و یک شیفترا فاز 90° درجه تغذیه و اعمال می‌شوند. هر مدولاتور متعادل چهار ترکیب فاز خروجی مختلف را تولید می‌کند. هنگامی که اینها در میکسر خطی ترکیب می‌شوند، هشت ترکیب فاز - دامنه مختلف تولید می‌کنند. مهمترین بخش مدار مبدل‌های سطح ۲ به ۴ است. اینها باید دامنه خروجی بسیار دقیقی داشته باشند تا زمانی که در جمع کننده خطی با هم ترکیب می‌شوند، خروجی و ترکیب فاز صحیح تولید شود.

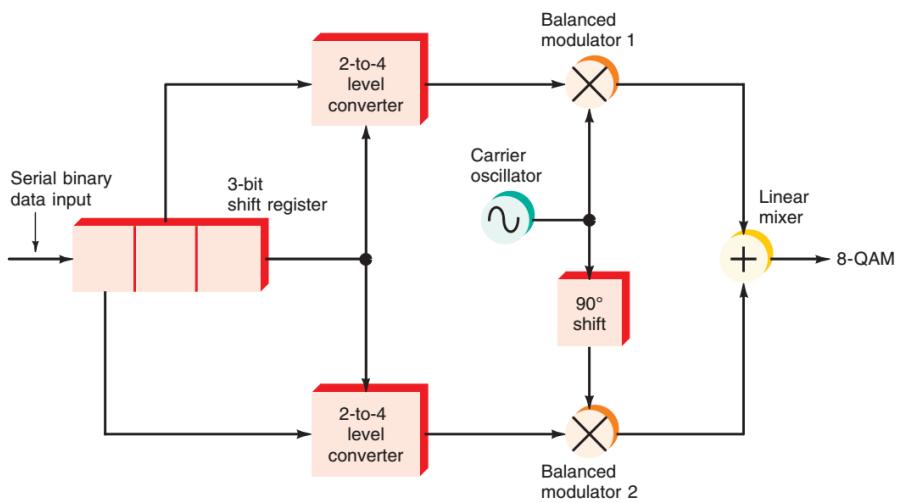
سیگنال QAM-16 نیز می‌تواند با رمزگذاری ۴ بیت ورودی در یک زمان تولید شود. نتیجه ۱۲ تغییر فاز مختلف و ۳ سطح دامنه است که در مجموع ۱۶ ترکیب فاز-دامنه مختلف را تولید می‌کند. حتی با 64-QAM و 256-QAM می‌توان به سرعت داده‌های بالاتری نیز دست یافت. طرح‌های مدولاسیون چندسطحی با استفاده از 1024-QAM تا 4096-QAM نیز استفاده می‌شود. این سیگنال‌ها در مودمهای تلویزیون کابلی، شبکه‌های محلی بی‌سیم^{۳۷} (WLAN)، ماهواره‌ها و برنامه‌های بی‌سیم پهن باند ثابت با سرعت بالا استفاده می‌شوند.

بازده طیفی و نویز

همانطور که قبلاً در این بخش نشان داده شد، بازده (راندمان-کارائی)^{۳۸} طیفی معیاری است از سرعت انتقال داده در یک پهنهای باند معین. اندازه‌گیری بیت در ثانیه بر هرتز (bps/Hz) است. همانطور که مشاهده کردید، روش‌های مدولاسیون مختلف کارایی متفاوتی را ارائه می‌دهند. جدول کارایی‌های

^{۳۷}Wireless Local Area Networks (WLAN)

^{۳۸}Efficiency



شکل ۳۰.۱۱: مدولاتور ۸-QAM

رایج برای چندین نوع متداول مدولاسیون را نشان می‌دهد.

مدولاسیون	بازدۀ طیفی bps/Hz
FSK	< 1
$GMSK$	$1/35$
$BPSK$	1
$QPSK$	2
$8 - PSK$	3
$16 - QAM$	4

با یک روش مدولاسیون مانند BPSK که در آن بازدۀ $1 bps/Hz$ است، در واقع می‌توانید داده‌ها را با سرعتی برابر با پهنه‌ای باند انتقال دهید.

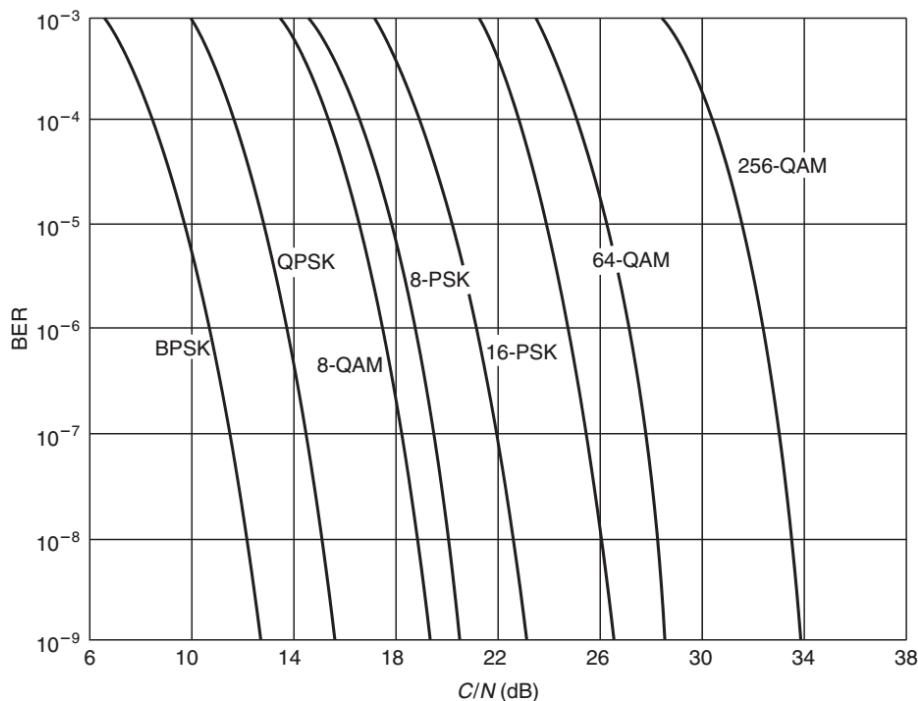
$$BW = f_b = \frac{1}{t_b}$$

که در آن f_b نرج داده بر حسب بیت بر ثانیه و t_b زمان یک بیت است. عامل دیگری که بهوضوح بر بازدۀ طیفی تأثیر می‌گذارد، نویز در کanal یا نسبت سیگنال بهنویز (S/N) است. بدیهی است که هر چه نویز بیشتر باشد، تعداد خطاهای بیت بیشتر می‌شود. بهتعداد خطاهایی که در یک زمان معین رخ می‌دهد، نرخ خطای بیت^{۳۹} (BER) می‌گویند. BER صرفاً نسبت تعداد خطاهایی است که در ۱ ثانیه در فاصله زمانی یک ثانیه‌ای انتقال داده رخ می‌دهد. بهعنوان مثال، اگر در یک انتقال ۱۰ مگابیت بر ثانیه پنج خطای رخ دهد، BER برابر است با

$$BER = \frac{5}{(10 \times 10^6)} = 5 \times 10^{-7} \text{ یا } 5 \times 10^{-6}$$

برخی از طرح‌های مدولاسیون نسبت بهسایرین نسبت بهنویز مصنوبیت بیشتری دارند.

^{۳۹}Bit Error Rate (BER)



شکل ۳۱.۱۱: مقدار BER در مقابل C/N برای روش‌های مدولاسیون دیجیتالی معروف.

نسبت S/N که در فصل‌های قبل پوشش داده شد، نسبت ولتاژ سیگنال به ولتاژ rms نویز بود. همچنین می‌توانید از نسبت میانگین قدرت سیگنال حامل بهاضافه باندهای کناری به توان نویز، معمولاً نویز حرارتی، استفاده کنید. این نسبت سیگنال حامل به نویز (C/N) نامیده می‌شود. به‌طور کلی C/N بر حسب دسی‌بل بیان می‌شود.

شکل (۳۱.۱۱) رابطه بین C/N و BER را برای روش‌های مدولاسیون مختلف نشان می‌دهد. آنچه این نمودار نشان می‌دهد این است که برای یک BER معین، روش‌های مدولاسیون با کمترین تغییرات نماد یا بیت‌های کوچکتر در هر هرتز بهترین عملکرد را در نسبت‌های C/N پایین‌تر دارند. برای 10^{-6} BER، BPSK، ۸-QAM مساوی ۱۱ دسی‌بل نیاز دارد، در حالی که برای ۱۶-QAM یک C/N مساوی ۲۰ دسی‌بل مورد نیاز است. سیگنال‌های مدوله شده با دامنه همیشه نسبت به‌شكل‌های مدولاسیون با پوشش ثابت مانند PSK و FSK در برابر نویز مستعدتر هستند، بنابراین برای غلبه بر نویز برای به‌دست آوردن BER مورد نظر به قدرت سیگنال بیشتری نیاز دارد. چنین نموداری به شما امکان می‌دهد طرح‌های مدولاسیون مختلف را مقایسه و ارزیابی کنید. فقط به‌خاطر داشته باشید که پهنای باند در اینجا وارد تصویر نمی‌شود. هنگام مقایسه روش‌ها، باید به خاطر داشته باشید که نویز با پهنای باند افزایش می‌یابد.

معیار بهتری برای نسبت سیگنال به نویز برای داده‌های دیجیتالی، نسبت انرژی به‌هزایی هر بیت منتقل شده به گالی توان نویز یا E_b/N_0 است که معمولاً «E sub b over N sub zero» تلفظ می‌شود. به‌یاد داشته باشید که انرژی بر حسب ژول (J) بیان می‌شود، که در آن یک ژول بر ثانیه (J/s) برابر با یک وات (W) یا $1J/s = 1W$ است. بنابراین، E_b توان ۱ بیت P ضرب در زمان بیت t_b یا

است. $E_b = Pt_b$

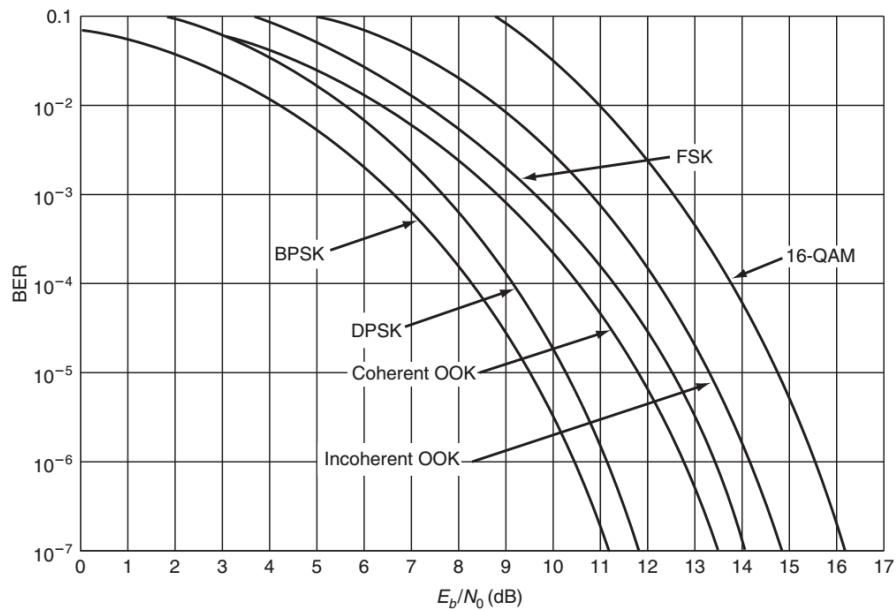
چگالی توان نویز بر حسب وات بر هرتز (W/Hz)، که آن را N_0 می‌نامیم، توان نویز حرارتی N تقسیم بر پهنهای باند کanal B است. به یاد بیاورید که توان نویز حرارتی $N = kTB$ است که k ثابت بولتزمن برابر $10^{-23} \times 10^{38}$ است. T دما بر حسب کلوین و B پهنهای باند بر حسب هرتز است. دمای اتاق حدود ۲۹۰ کلوین است.

$$N_0 = \frac{kTB}{B} = kT$$

نتیجه کلی برابر است با:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{pt_0}{kT}$$

این رابطه را می‌توان بیشتر دستکاری کرد تا E_b/N_0 را بر حسب C/N نشان دهد. این رابطه برابر



شکل ۳۲.۱۱: مقدار BER در مقابل E_b/N_0 برای روش‌های مدولاسیون مختلف.

است با:

$$\frac{E_b}{N_0} = \left(\frac{C}{N} \right) \left(\frac{B}{f_b} \right)$$

در اینجا B پهنهای باند بر حسب هرتز و f_b نرخ بیت یا فرکانس بیت (f_b) است که در آن $= 1/t_b$ است. با توجه به C/N و سایر عوامل، می‌توانید E_b/N_0 را محاسبه کنید. کاری که انجام می‌دهد این است که پهنهای باند را از مقایسه خارج می‌کند. این همه طرح‌های مختلف چند فازی/دامنهای را به پهنهای باند نویز یک هرتز عادی می‌کند و روش بهتری برای مقایسه و مقایسه روش‌های مدولاسیون مختلف برای یک BER معین ارائه می‌کند. اغلب منحنی‌هایی مانند آن را در شکل (۳۱.۱۱) خواهید دید که با BER در محور عمودی و E_b/N_0 به جای C/N در محور افقی ترسیم شده است. شکل (۳۲.۱۱) یک نمونه است. به نقشی که همدوسی ایفا می‌کند توجه کنید

(امواج سینوسی سیگنال حامل در نقطه عبور صفر شروع و متوقف می‌شوند). OOK همدوس به نسبت سیگنال به نویز کمتری نسبت به OOK ناهمدوس (نامنسجم) برای یک BER معین نیاز دارد.

۵.۱۱ مدولاسیون پهن باند

اکثر روش‌های مدولاسیون به گونه‌ای طراحی شده‌اند که از نظر طیفی کارآمد باشند، یعنی تا آنجا که ممکن است بیت‌های بیشتری در هر هرتز ارسال کنند. هدف به حداقل رساندن استفاده از فضای طیف و انتقال بالاترین سرعت ممکن در پهنه‌ای باند داده شده است. با این حال، دسته دیگری از روش‌های مدولاسیون وجود دارد که دقیقاً بر عکس عمل می‌کنند. این روش‌ها برای استفاده از پهنه‌ای باند بیشتر طراحی شده‌اند. سیگنال ارسالی پهنه‌ای باندی چند برابر بیشتر از پهنه‌ای باند اطلاعات اشغال می‌کند. مزایای ویژه از چنین تکنیک‌های مدولاسیون پهنه‌ای باند ناشی می‌شود. دو روش پرکاربرد مدولاسیون پهن باند عبارتند از طیف گسترد و مالتی پلکسینگ تقسیم فرکانس متعامد.

طیف گسترد

طیف گسترد^{۴۰} (SS) یک تکنیک مدولاسیون و چندگانه سازی (مالتی پلکسینگ) است که سیگنال و باندهای جانبی آن را در پهنه‌ای باند بسیار وسیعی توزیع می‌کند. به طور سنتی، کارایی یک تکنیک مدولاسیون یا مالتی پلکسینگ با استفاده از پهنه‌ای باند کمی تعیین می‌شود. رشد مداوم همه انواع ارتباطات رادیویی، شلوغی ناشی از آن، و محدوده‌های فضای طیف قابل استفاده، همه را در دنیای ارتباطات داده نسبت به پهنه‌ای باندی که یک سیگنال معین اشغال می‌کند حساس کرده است. طراحان سیستم‌ها و تجهیزات ارتباطات معمولاً تمام خود را برای به حداقل رساندن پهنه‌ای باندی که یک سیگنال می‌گیرد انجام می‌دهند. پس چگونه طرحی که سیگنالی را در قسمت بسیار وسیعی از طیف پخش می‌کند می‌تواند ارزش داشته باشد؟ پاسخ به این سوال موضوع این بخش است.

پس از جنگ جهانی دوم، طیف گسترد عمده‌تاً توسط ارتش توسعه یافت زیرا این یک تکنیک ارتباطی امن است که اساساً در برابر پارازیت مصون است. در اواسط دهه ۱۹۸۰ FCC اجازه استفاده از طیف گسترد را در برنامه‌های غیرنظامی داد. در حال حاضر، عملیات بدون مجوز در محدوده‌های ۹۰۲ تا ۹۲۸ مگاهرتز، ۲/۴ تا ۲/۴۸۳ ۵/۷۲۵ تا ۵/۸۵ گیگاهرتز با توان یک وات مجاز است. طیف گسترد در این فرکانس‌ها به طور گسترد در انواع سیستم‌های ارتباطات تجاری گنجانده شده است. یکی از مهمترین این کاربردهای جدید، ارتباط بی‌سیم داده است. بسیاری از شبکه‌های محلی و مودم‌های رایانه شخصی قبل حمل از تکنیک‌های SS استفاده می‌کنند، مانند دسته‌ای از تلفن‌های بی‌سیم در محدوده‌های ۹۰۰ مگاهرتز، ۲/۴ و ۵/۸ گیگاهرتز. گستردترین استفاده از SS در تلفن‌های همراه در محدوده ۸۰۰ تا ۹۰۰ مگاهرتز و ۱۸۰۰ تا ۱۹۰۰ مگاهرتز است. از آن به عنوان دسترسی چندگانه تقسیم کد^{۴۱} (CDMA) یاد می‌شود.

دو نوع اصلی طیف گسترد وجود دارد: پرش فرکانس (FH) و رشته مستقیم (DS). در پرش فرکانس طیف گسترد، فرکانس حامل فرستنده طبق یک رشته از پیش تعیین شده، به نام تصادفی کاذب، با نرخی بالاتر از داده‌های باینری سریالی که حامل را مدوله می‌نماید، تغییر می‌کند. در

^{۴۰} Spread Spectrum (SS)

^{۴۱} Code Division Multiple Access (CDMA)

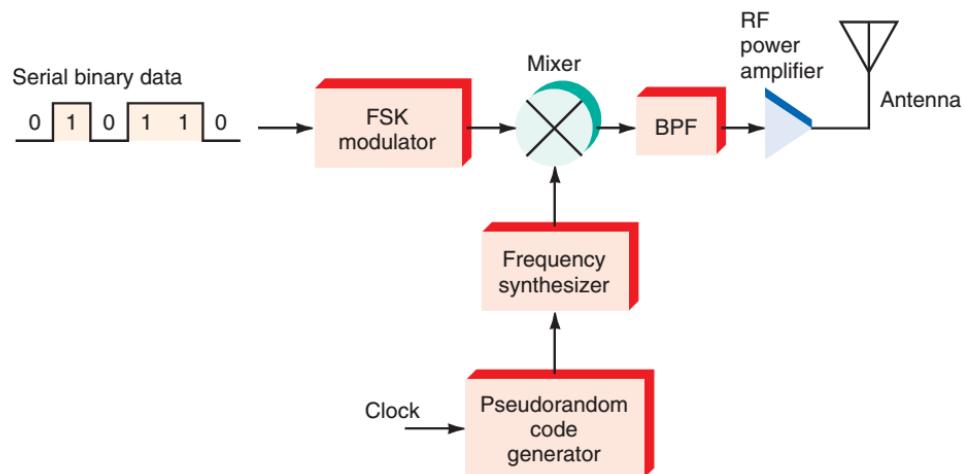
^{۴۲} Frequency Hopping (FH)

^{۴۳} Direct Sequence (DS)

رشته مستقیم، داده‌های باینری سریالی با یک کد دودویی شبه تصادفی با فرکانس بالاتر با سرعت بیشتری مخلوط می‌شوند و از نتیجه برای مدوله کردن فاز یک سیگنال حامل استفاده می‌شود.

طیف گستردۀ پرش فرکانس

شکل (۳۳.۱۱) بلوک دیاگرام (نمودار جعبه‌ای) یک فرستنده SS پرش فرکانس را نشان می‌دهد. داده‌های باینری سریالی که باید منتقل شوند به یک مدولاتور معمولی دو تون FSK اعمال می‌شوند و خروجی مدولاتور به یک میکسر اعمال می‌شود. همچنین راهانداز میکسر (مخلوط کننده) یک سینتی‌سایزر فرکانس است. سیگنال خروجی از فیلتر باند پس از میکسر، تفاوت بین یکی از دو موج سینوسی FSK و فرکانس سینتی‌سایزر فرکانس است. همانطور که در شکل نشان داده شده است، سینتی‌سایزر توسط یک مولد کد شبه تصادفی راهاندازی می‌شود که یا یک مدار دیجیتالی خاص یا خروجی یک ریزپردازنده است.

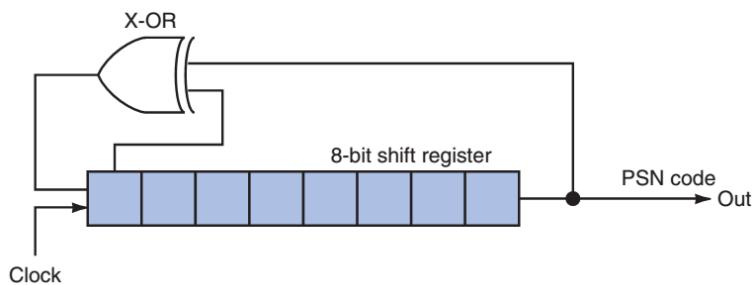


شکل ۳۳.۱۱: فرستنده طیف گستردۀ پرش فرکانس

کد شبه تصادفی یک الگوی سریالی از ۰ و ۱‌های باینری است که به صورت تصادفی تغییر می‌کند. تصادفی بودن ۱‌ها و ۰‌ها باعث می‌شود که خروجی سریالی این مدار به صورت نویز دیجیتال به نظر برسد. گاهی اوقات خروجی این مولد نویز شبه تصادفی^{۴۴} (PSN) نامیده می‌شود. رشته باینری در واقع قابل پیش‌بینی است، زیرا پس از تغییرات بیتی زیاد تکرار می‌شود (از این رو "شبه"). تصادفی بودن برای به حداقل رساندن احتمال تکرار تصادفی کد کافی است، اما قابل پیش‌بینی بودن امکان تکرار کد در گیرنده را فراهم می‌کند.

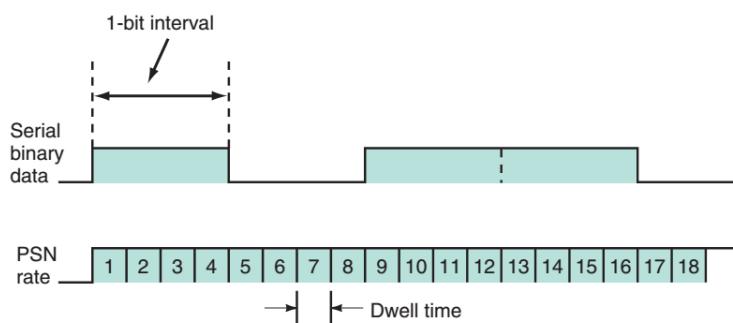
رشته‌های PSN معمولاً توسط یک مدار شیفت رجیستر مشابه آنچه در شکل (۳۴.۱۱) نشان داده شده، تولید می‌شوند. در شکل، هشت فلیپ‌فلاب در شیفت رجیستر توسط یک نوسانگر ساعت خارجی کلک می‌شود. ورودی شیفت رجیستر با X-OR دو یا چند خروجی فلیپ‌فلاب به دست می‌آید. این ارتباط است که رشته شبه تصادفی را ایجاد می‌کند. خروجی از آخرین فلیپ‌فلاب در رجیستر گرفته می‌شود. تغییر تعداد فلیپ‌فلاب‌ها در رجیستر و یا خروجی‌هایی که X-OR و بازخورد داده می‌شوند، رشته کد را تغییر می‌دهد. روش دیگر، یک ریزپردازنده را می‌توان برای تولید رشته‌های

^{۴۴} pseudorandom noise (PSN)



شکل ۳۴.۱۱: نمونه‌ای از مولد کد PSN.

شبه تصادفی برنامه ریزی کرد.

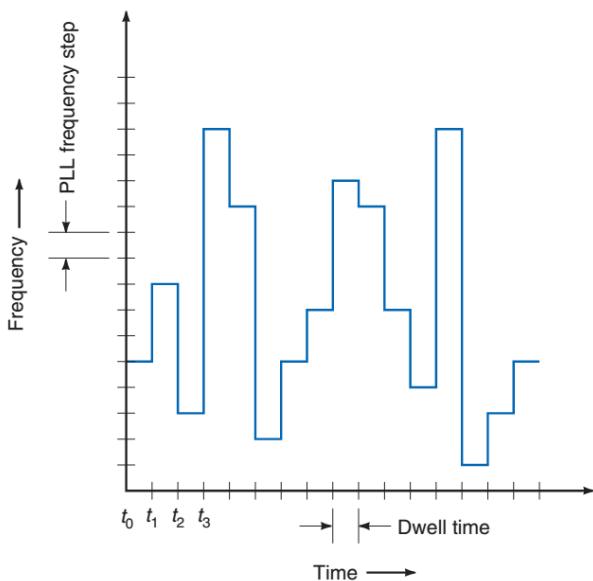


شکل ۳۵.۱۱: داده سریالی و نرخ کد PSN.

در یک سیستم SS پرش فرکانس، نرخ تغییر فرکانس سینتی‌سایزر بیشتر از نرخ داده است. این بدان معنی است که اگرچه بیت داده و تون FSK تولید شده برای یک بازه داده ثابت می‌ماند، سینتی‌سایزر فرکانس در این مدت بارها فرکانس‌ها را تغییر می‌دهد، (شکل ۳۵.۱۱)، جایی که سینتی‌سایزر فرکانس، فرکانس‌ها را چهار بار برای هر بیت زمان داده‌های سریالی باینری تغییر می‌دهد. زمانی که سینتی‌سایزر در یک فرکانس باقی می‌ماند، زمان ماند(زمان سکونت)^{۴۵} نامیده می‌شود. سینتی‌سایزر فرکانس یک فرکانس موج سینوسی تصادفی را به میکسر می‌فرستد، و میکسر یک فرکانس حامل جدید برای هر بازه سکونت(توقف) ایجاد می‌کند. سیگنال حاصل، که فرکانس آن به سرعت به اطراف می‌پردازد، به طور موثر قطعات سیگنال را در سراسر باند پخش می‌کند. به طور خاص، حامل به طور تصادفی بین دهها یا حتی صدها فرکانس در یک پهنهای باند معین سوچیج می‌کند. زمان واقعی ماندن در هر فرکانس با برنامه کاربردی و سرعت داده متفاوت است، اما می‌تواند به کوتاهی ۱۰ میلی ثانیه باشد. در حال حاضر، مقررات FCC مشخص می‌کند که حداقل ۷۵ فرکانس پرش وجود داشته باشد و زمان سکونت بیش از ۴۰۰ میکرو ثانیه نباشد.

شکل (۳۶.۱۱) یک رشته پرش فرکانس تصادفی را نشان می‌دهد. محور افقی به افزایش زمان سکونت تقسیم می‌شود. محور عمودی فرکانس خروجی فرستنده است که به پله‌های افزایشی سینتی‌سایزر

^{۴۵}Dwell Time

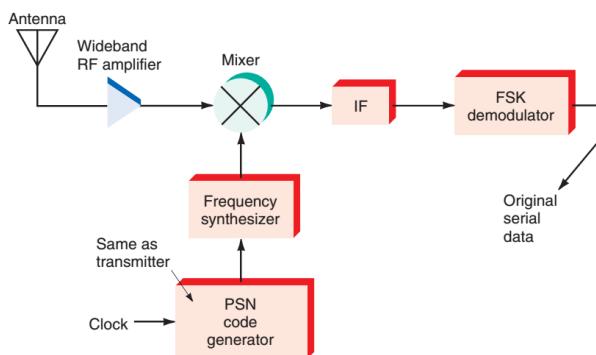


شکل ۳۶.۱۱: رشته پرش فرکانس شبه تصادفی.

فرکانس PLL تقسیم می‌شود. همانطور که نشان داده شده است، سیگنال در یک پهنهای باند بسیار گسترده پخش می‌شود. بنابراین سیگنالی که تنها چند کیلوهرتز از طیف را اشغال می‌کند، می‌تواند در محدوده‌ای بین $10 \text{ تا } 10000$ برابر آن پهنا پخش شود. از آنجا که یک سیگنال SS برای مدت طولانی روی یک فرکانس باقی نمی‌ماند، اما به طور تصادفی به‌اطراف می‌پرد، در هیچ یک از فرکانس‌های پرش با سیگنال سنتی تداخلی ایجاد نمی‌کند. سیگنال SS در واقع بیشتر شبیه نویز پس زمینه یک گیرنده با پهنهای باند باریک معمولی است. یک گیرنده معمولی که چنین سیگنالی را دریافت می‌کند حتی به‌سیگنالی با مدت زمان ده‌ها میلی ثانیه پاسخ نمی‌دهد. علاوه بر این، یک گیرنده معمولی نمی‌تواند سیگنال SS را دریافت کند زیرا پهنهای باند کافی ندارد و نمی‌تواند تغییرات فرکانس تصادفی خود را دنبال یا ردیابی کند. بنابراین، سیگنال SS به همان اندازه ایمن است که گویی درهم شده است.

دو یا بیشتر فرستنده‌های SS که روی پهنهای باند یکسانی کار می‌کنند اما با کدهای شبه تصادفی متفاوت به‌فرکانس‌های مختلف در زمان‌های مختلف پرش می‌کنند و معمولاً یک فرکانس معین را به‌طور همزمان اشغال نمی‌کنند. بنابراین SS نوعی مالتی‌پلکسینگ است، زیرا به‌دو یا چند سیگنال اجازه می‌دهد تا از پهنهای باند معینی به‌طور همزمان و بدون تداخل استفاده کنند. در واقع، SS اجازه می‌دهد تا سیگنال‌های بیشتری نسبت به هر نوع مدولاسیون یا مالتی‌پلکسینگ در یک باند مشخص بسته بندی شوند.

یک گیرنده پرش فرکانس در شکل (۳۷.۱۱) نشان داده شده است. سیگنال بسیار پهن باند دریافت شده توسط آنتن به‌تقویت کننده RF باند پهن و سپس به یک میکسر معمولی اعمال می‌شود. میکسر، مانند آن در هر گیرنده سوپرهتروداینی، توسط یک نوسانگر محلی راهاندازی می‌شود. در این مورد، نوسان ساز محلی یک سینتی‌سایزر فرکانس، مانند آنچه در فرستنده استفاده می‌شود، است. نوسان ساز محلی در انتهای گیرنده باید همان رشته که شبه تصادفی تولید شده توسط فرستنده را داشته باشد تا بتواند سیگنال را در فرکانس صحیح دریافت کند. بنابراین سیگنال به‌عنوان یک



شکل ۳۷.۱۱: گیرنده پرش فرکانس.

سیگنال IF که حاوی داده‌های اصلی FSK است بازسازی می‌شود. سپس سیگنال به یک مدولاتور FSK اعمال شده و قطار داده باینری اصلی را بازتولید می‌کند.

یکی از مهمترین بخش‌های گیرنده مداری است که برای بدست آوردن و همزمان‌سازی سیگنال ارسالی با کد شبه تصادفی تولید شده داخلی استفاده می‌شود. مسئله همزمان شدن دو کد با یکدیگر با یک سیگنال و کد اولیه در ابتدای انتقال حل می‌شود. هنگامی که همزمان‌سازی برقرار شد، رشته کد به صورت مرحله‌ای رخ می‌دهد. این ویژگی تکنیک SS را بسیار ایمن و قابل اعتماد می‌کند. هر گیرنده‌ای که کد صحیح را نداشته باشد نمی‌تواند سیگنال را دریافت کند.

بسیاری از ایستگاه‌ها می‌توانند باند مشترکی را به اشتراک بگذارند، اگر به جای اختصاص دادن یک فرکانس به هر ایستگاه، یک کد شبه تصادفی متفاوت در همان باند داده شود. این به فرستنده اجازه می‌دهد تا به طور انتخابی به گیرنده منفرد ارسال کند بدون اینکه گیرنده‌های دیگر در باند قادر به دریافت سیگنال باشند.

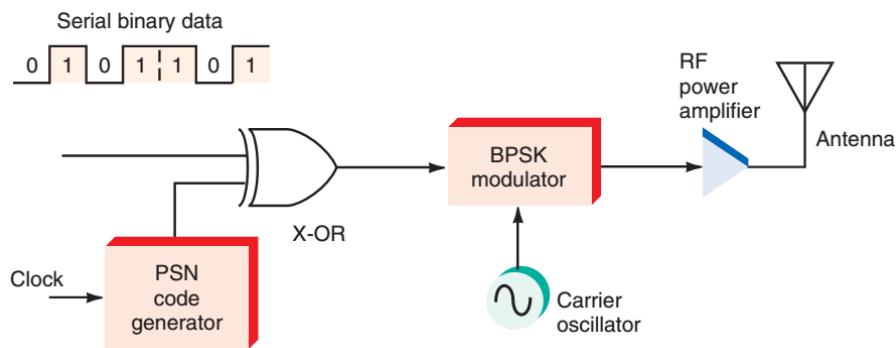
طیف گستردگی رشته مستقیم

بلوک دیاگرام یک فرستنده SS (DSSS) رشته مستقیم در شکل (۳۸.۱۱) نشان داده شده است. داده‌های باینری سریالی به همراه یک کد شبه تصادفی سریالی که سریعتر از داده‌های باینری رخ می‌دهد، روی یک گیت X-OR اعمال می‌شود. شکل (۳۸.۱۱) شکل موج‌های معمولی را نشان می‌دهد. یک بیت زمان برای کد شبه تصادفی تراشه^{۴۶} و نرخ کد را نرخ تراشه^{۴۷} نامیده می‌شود. نرخ تراشه سریعتر از نرخ داده است.

سیگنال ایجاد شده در خروجی گیت X-OR سپس به یک مدولاتور PSK، معمولاً یک دستگاه BPSK اعمال می‌شود. فاز سیگنال حامل توسط ۱۰۰° و ۲۰۰° بین درجه و ۱۸۰° درجه متعادل است. فاز سیگنالی که حامل را مدوله می‌کند، از نظر فرکانس بسیار بالاتر از نوعی مدولاتور متعادل است. باعث می‌شود که مدولاتور نوارهای جانبی (باندهای کناری) متعدد و با فاصله وسیعی تولید کند که قدرت آنها به حدی است که سیگنال کامل مقدار زیادی از طیف را اشغال می‌کند. بنابراین سیگنال حاصل پخش می‌شود. به دلیل تصادفی بودن آن، سیگنال برای یک گیرنده باند

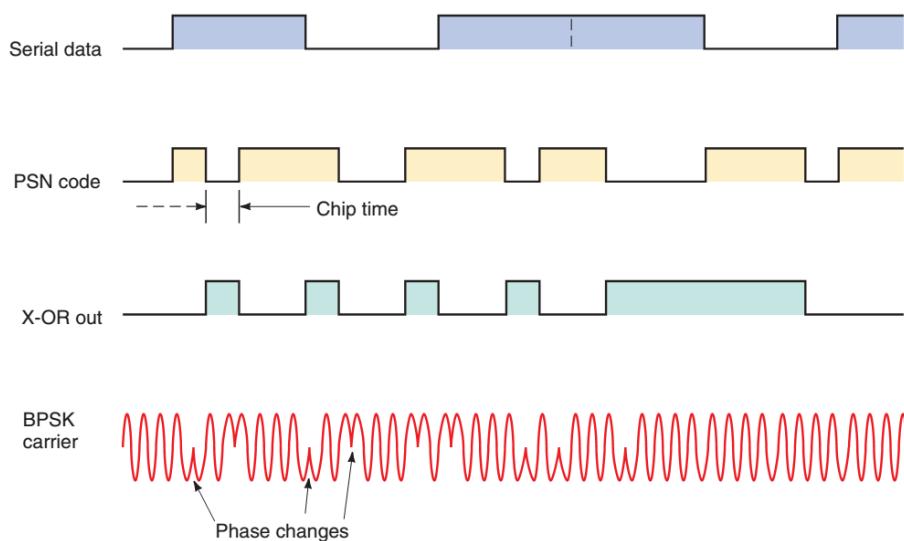
^{۴۶}Chip

^{۴۷}Chipping Rate



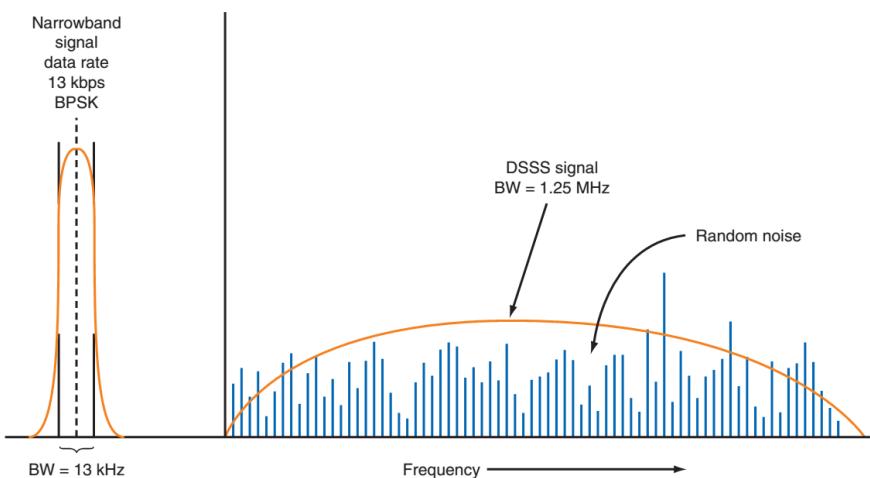
شکل ۳۸.۱۱: فرستنده طیف گستردۀ رشته مستقیم.

باریک معمولی مانند نویز باند پهن به نظر می‌رسد.



شکل ۳۹.۱۱: سیگنال داده در طیف گستردۀ رشته مستقیم.

شکل (۴۰.۱۱) یک سیگنال باند باریک استاندارد و یک سیگنال طیف گستردۀ را نشان می‌دهد. سیگنال اطلاعات باینری را فرض کنید که با سرعت ۱۲ کیلوبیت در ثانیه رخ می‌دهد. اگر از BPSK بازدۀ یک بیت/هرتز استفاده کنیم، می‌توانیم این سیگنال را در پهنه‌ای باند حدود ۱۳ کیلوهرتز ارسال کنیم. حال اگر از DSSS با سیگنال تراشه (چیپ) ۱/۲۵ مگابیت بر ثانیه استفاده کنیم، سیگنال حاصل در حدود ۱/۲۵ مگاهرتز پهنه‌ای باند، اگر از BPSK استفاده کنیم، پخش می‌شود. سیگنال پخش دارای همان قدرت سیگنال باند باریک است اما باندهای جانبی بسیار بیشتری دارد، بنابراین دامنه حامل و باندهای جانبی بسیار کم و درست بالاتر از سطح نویز تصادفی است. برای یک گیرنده باند باریک، سیگنال فقط مانند بخشی از سطح نویز به نظر می‌رسد. اثر پخش سیگنال، ارائه نوعی بهره بمنام بهره پردازشی برای سیگنال است. این افزایش بهبود



شکل ۴۰.۱۱: مقایسه بین سیگنال‌های طیف گسترده و باند باریک.

نسبت کلی سیگنال به نویز کمک می‌کند. هر چه بهره بیشتر باشد، توانایی سیستم برای تداخل بیشتر است. این بهره پردازشی G است

$$G = \frac{BW}{f_b}$$

که در آن BW پهنه‌ای باند کانال و f_b نرخ داده است. برای مثال شکل (۴۰.۱۱) بهره پردازش برابر است با:

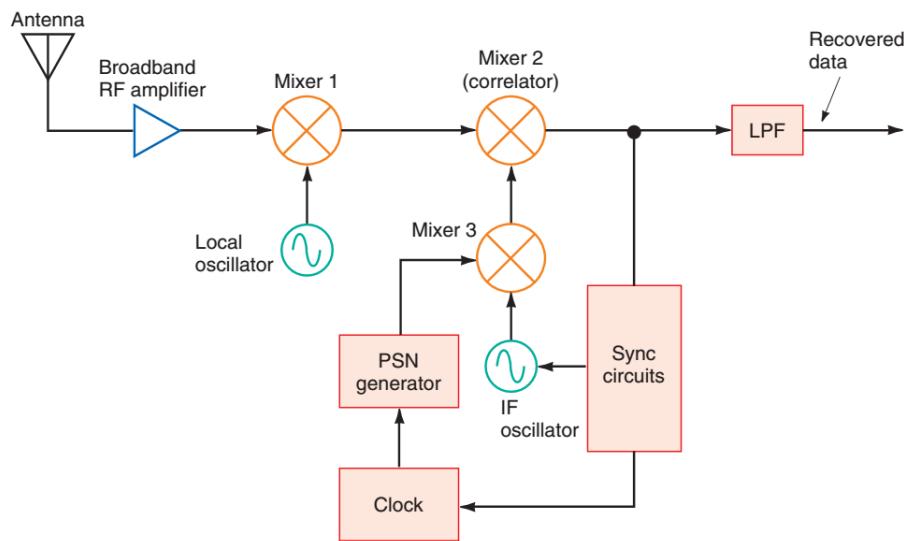
$$G = \frac{1.25\text{MHz}}{13\text{kbps}} = 96/15$$

که بر حسب دسی‌بل، این افزایش توان ۱۹/۸۳ دسی‌بل است.

یک نوع گیرنده رشته مستقیم در شکل (۴۱.۱۱) نشان داده شده است. سیگنال طیف گسترده پهنه باند تقویت، با یک نوسان ساز محلی مخلوط، و سپس در میکسر ۱ به IF پایین‌تر تبدیل می‌شود. برای مثال، سیگنال SS در یک سیگنال حامل اصلی ۹۰۲ مگاهرتز ممکن است به IF دیگر ۷۰ مگاهرتز انتقال داده شود. سپس سیگنال IF با سیگنال IF دیگری که در میکسر ۳ با استفاده از یک رشته PSN شبیه به آن ارسال شده تولید و مقایسه می‌شود. خروجی میکسر ۳ باید با خروجی میکسر ۱ یکسان باشد اما در زمان جابجا شود. این فرآیند مقایسه که همبستگی^{۴۸} نامیده می‌شود، در میکسر ۲ انجام می‌شود. اگر دو سیگنال یکسان باشند، همبستگی ۱۰۰ درصد است. اگر این دو سیگنال به هیچ وجه شبیه هم نباشند، همبستگی ۰ است. فرآیند همبستگی در میکسر سیگنالی تولید می‌کند که در فیلتر پایین گذر در خروجی میکسر ۲ به طور میانگین محاسبه می‌شود. سیگنال خروجی دارای میانگین بالا خواهد بود. اگر کدهای PSN ارسالی و دریافتی یکسان باشند، ارزش دارد.

سیگنال خروجی از میکسر ۲ به یک مدار همزمان‌سازی تغذیه می‌شود، که باید فرکانس و فاز دقیق حامل را دوباره ایجاد کند تا دمودولاسیون انجام شود. مدار همزمان‌سازی فرکانس ساعت را تغییر می‌دهد به‌طوری‌که فرکانس خروجی کد PSN تغییر می‌کند و به دنبال همان نرخ تراشه با سیگنال ورودی است. ساعت یک مولد کد PSN را راهاندازی می‌کند که حاوی کد دقیق استفاده شده

^{۴۸}Correlation



شکل ۴۱.۱۱: گیرنده رشته مستقیم

در فرستنده است. کد PSN موجود در گیرنده همانند سیگنال دریافتی است، اما این دو با یکدیگر هماهنگ نیستند. تنظیم ساعت با افزایش یا کاهش سرعت آن در نهایت باعث می‌شود که این دو با هم هماهنگ شوند.

کد PSN تولید شده در گیرنده برای مدوله کردن فاز یک سیگنال حامل در IF در میکسر ۳ استفاده می‌شود. مانند همه میکسرهای دیگر، این یکی نیز معمولاً از نوع حلقه دیود متداول است. خروجی میکسر ۲ یک سیگنال BPSK مشابه سیگنال دریافتی است. با سیگنال دریافتی در میکسر ۳ مقایسه می‌شود که به عنوان یک همبسته‌گر (کروولیتور)^{۴۹} عمل می‌کند. سپس خروجی میکسر ۳ برای بازیابی داده‌های باینری سریال اصلی فیلتر می‌شود. گفته می‌شود سیگنال دریافتی پخش نشده است. طیف گسترده با رشته مستقیم، دسترسی چندگانه تقسیم کد^{۵۰} (CDMA) یا دسترسی چندگانه طیف گسترده نیز نامیده می‌شود. اصطلاح دسترسی چندگانه به هر تکیکی که برای مالتی پلکس کردن بسیاری از سیگنال‌ها در یک کانال ارتباطی استفاده می‌شود، اطلاق می‌شود. CDMA در سیستم‌های ماهواره‌ای استفاده می‌شود به طوری که بسیاری از سیگنال‌ها می‌توانند از همان فرستنده استفاده کنند. همچنین به طور گسترده در سیستم‌های تلفن همراه استفاده می‌شود، زیرا به کاربران بیشتری اجازه می‌دهد تا یک باند مشخص را نسبت به روش‌های دیگر اشغال کنند.

مزایای طیف گسترده

با کشف مزایای آن و با در دسترس قرار گرفتن اجزا و تجهیزات جدید برای اجرای آن، طیف گسترده در کاربردهای بیشتری در ارتباطات داده استفاده می‌شود.

- امنیت. طیف گسترده از گوش دادن غیرمجاز جلوگیری می‌کند. مگر اینکه گیرنده دارای پهنهای باند بسیار گسترده و کد شبه تصادفی و نوع مدولاسیون دقیق باشد، نمی‌تواند سیگنال

^{۴۹}Correlator

^{۵۰}Code division Multiple Access (CDMA)

طیف گستردہ را رهگیری کند.

- مقاومت در برابر پارازیت و تداخل. سیگنال‌های پارازیت (جمینگ)^{۵۱} معمولاً به یک فرکانس محدود می‌شوند و پارازیت یک فرکانس با سیگنال طیف گستردہ تداخلی ایجاد نمی‌کند. بهطور مشابه، تداخل ناخواسته از سیگنالی که همان باند را اشغال می‌کند تا حد زیادی به حداقل می‌رسد و در بیشتر موارد عملأً حذف می‌شود.
- اشتراک باند. بسیاری از کاربران می‌توانند یک باند واحد را با تداخل کم یا بدون تداخل بهاشتراک بگذارند. (از آنجایی که سیگنال‌های بیشتری از باند استفاده می‌کنند، نویز پس‌زمینه تولید شده توسط سوئیچینگ بسیاری از سیگنال‌ها افزایش می‌یابد، اما برای جلوگیری از ارتباط بسیار قابل اطمینان کافی نیست.)
- مقاومت در برابر محو شدگی و انتشار چند مسیره. محو شدن گزینشی فرکانس^{۵۲} در حین انتشار سیگنال اتفاق می‌افتد زیرا سیگنال‌هایی با فرکانس‌های مختلف در زمان‌های کمی متفاوت به گیرنده می‌رسند و دلیل آن ارتباط با اجسام دیگر است. طیف گستردہ عملأً تغییرات گستردہ‌ای از قدرت سیگنال را به دلیل واکنش‌ها و سایر پدیده‌ها در طول انتشار حذف می‌کند.
- زمان بندی دقیق. استفاده از کد شبه تصادفی در طیف گستردہ راهی برای تعیین دقیق شروع و پایان یک انتقال فراهم می‌کند. بنابراین طیف گستردہ یک روش برتر برای رادار و کاربردهای دیگر است که بر داشت دقیق زمان انتقال برای تعیین فاصله متکی است.

مولتی‌پلکسینگ تقسیم فرکانس متعامد (OFDM)

یکی دیگر از روش‌های مدولاسیون باند پهن که محبوبیت زیادی پیدا می‌کند OFDM نام دارد. همچنین به عنوان مدولاسیون چند حامل^{۵۳} (MCM) شناخته می‌شود، این شکل نسبتاً جدید مدولاسیون برای اولین بار در دهه ۱۹۵۰ ارائه شد اما تا دهه ۱۹۸۰ و اوایل دهه ۱۹۹۰ بهطور جدی مورد توجه قرار نگرفت. OFDM به دلیل پیچیدگی و هزینه آن تا اواخر دهه ۱۹۹۰ بهطور گستردہ اجرا نشد. امروزه تراشه‌های سریع OFDM DSP را کاربردی می‌کنند.

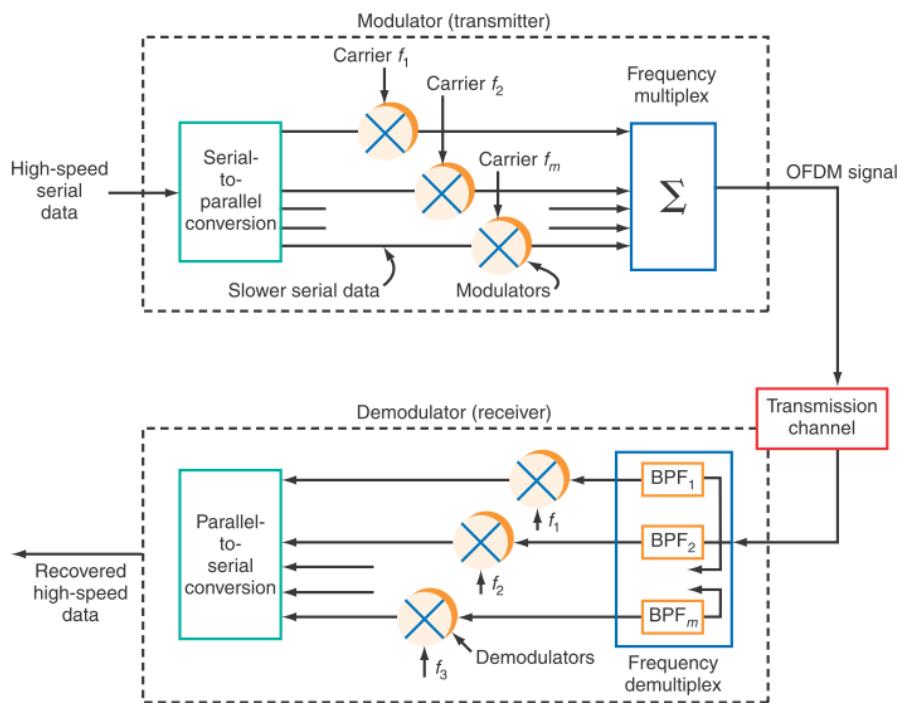
اگرچه OFDM به عنوان یک روش مدولاسیون برخلاف روش مالتی‌پلکسینگ شناخته می‌شود، اصطلاح مالتی‌پلکسینگ تقسیم فرکانس مناسب است زیرا این روش داده‌ها را با مدوله کردن همزمان بخش‌هایی از جریان بیت سریالی با سرعت بالا بر روی سیگنال‌های حامل متعددی که در سراسر پهنه‌ای باند کانال فاصله دارند، انتقال می‌دهد. سیگنال‌های حامل در کانال با فرکانس مالتی‌پلکس می‌شوند. نرخ داده در هر کانال بسیار کم است و زمان نماد (Symbol) را بسیار بیشتر از تاخیرهای پیش‌بینی شده ارسال می‌کند. این تکنیک سیگنال‌ها را در پهنه‌ای باند وسیعی پخش می‌کند و باعث می‌شود که حساسیت کمتری نسبت به نویز، محو شدگی، بازتاب‌ها و اثرات انتقال چند مسیره رایج در ارتباطات مایکروویو داشته باشند. به دلیل ماهیت بسیار پهن باند OFDM، به عنوان ترکیبی از طیف گستردہ در نظر گرفته می‌شود.

شکل (۴۲.۱۱)^{۴۲.۱۱} مفهوم یک مودم OFDM را نشان می‌دهد. جریان داده سریالی منفرد به چندین مسیر داده کندر اما موازی تقسیم می‌شود که هر کدام یک زیر‌حامل (حامل فرعی) جداگانه را مدوله

^{۵۱}Jammering

^{۵۲}Frequency Selective Fading

^{۵۳}MultiCarrier Modulation (MCM)

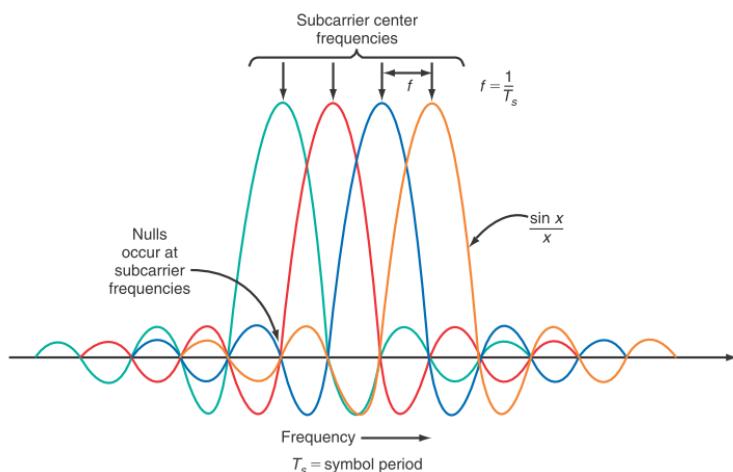


شکل ۴۲.۱۱: مفهوم OFDM

می‌کند. به عنوان مثال، یک سیگنال داده با سرعت ۱۰ کیلوبیت در ثانیه تقسیم کرد که به صورت موازی ارسال می‌شود. یک قالب (فرمت) متداول این است که بین حامل‌های فرعی به طور مساوی در طول کanal با فرکانسی که متقابل نرخ نماد فرعی است، فاصله میدهدند. در شرایطی که در اینجا توضیح داده شد، فاصله ۱۰ کیلوهرتز خواهد بود. این همان چیزی است که حامل‌ها را متعامد می‌کند. متعامد به این معنی است که هر حامل دارای یک عدد صحیح چرخه (سیکل) موج سینوسی در یک تناب بیت است.

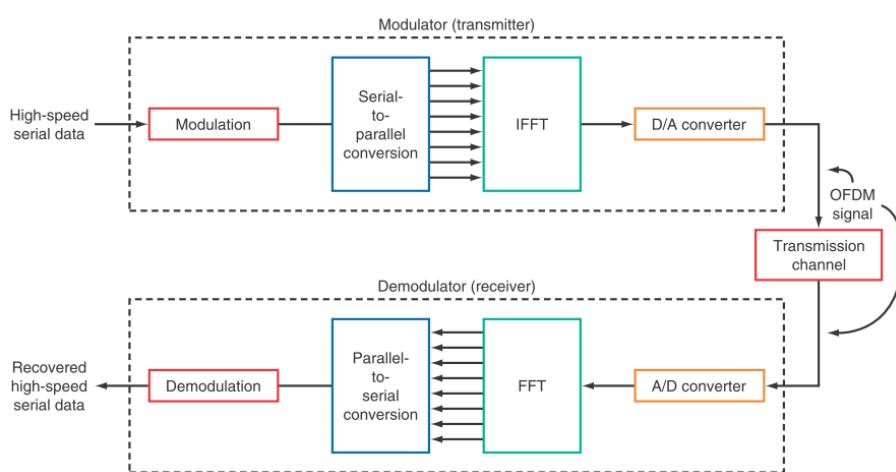
نمودار پهنای باند هر حامل مدوله شده، منحنی آشنا ($\sin x/x$) است که در فصل دوم (شکل ۴۳.۱۱) بحث شد. صفر در نقاطی برابر با نرخ علامت (نماد) رخ می‌دهد. با این ترتیب، همه حامل‌ها در فرکانس‌های صفر حامل‌های مجاور قرار می‌گیرند. این اجازه می‌دهد تا دمولتیپلکس ساده شده. در بطور معمول، QPSK، BPSK، یا نوعی از QAM به عنوان روش مدولاسیون استفاده می‌شود. در استفاده از QAM یا QPSK، چندین بیت در هر نماد ارسال می‌شود تا نرخ داده کلی بالاتری را امکان پذیر کند. حامل‌های فرعی به صورت جبری اضافه می‌شوند و ترکیب حاصل منتقل می‌شود. مجدداً با اشاره به شکل (۴۲.۱۱)، توجه داشته باشید که دمودولاتور یا گیرنده از فیلترهایی برای جداسازی حامل‌های فرعی تکی، و دمودولاتورها برای بازیابی جریان‌های (رشته‌های) بیت فردی استفاده می‌کند که سپس در داده‌های سریالی اصلی جمع می‌شوند.

هنگامی که از دهها، صدها یا حتی هزاران کanal فرعی استفاده می‌شود، همانطور که در سیستم‌های مدرن وجود دارد، بدیهی است که مدارهای مدولاتور، دمودولاتور و فیلتر سنتی به دلیل اندازه، پیچیدگی و هزینه غیرعملی هستند. با این حال، همه این عملیات را می‌توان به راحتی در یک تراشه سریع



شکل ۴۳.۱۱: طیف حامل فرعی در OFDM

برنامه ریزی کرد. DSP



شکل ۴۴.۱۱: طرح پردازش ساده شده برای OFDM در DSP

روش ساده شده از این فرآیند در شکل (۴۴.۱۱) نشان داده شده است. در فرستنده یا مدولاتور، داده‌های سریالی مدوله می‌شوند. سپس یک تبدیل سریالی بهموازی انجام می‌شود. سپس تبدیل فوریه سریع معکوس^{۵۴} (IFFT) پیاده سازی می‌شود. این فرآیند تمام زیر حامل‌های متعامد را تولید می‌کند. مبدل D/A سیگنال OFDM را به‌شکل آنالوگ تبدیل و آن را روی محیط ارتباطی ارسال می‌کند.

در گیرنده یا دیمودولاتور، سیگنال OFDM توسط مبدل A/D دیجیتالی و سپس FFT انجام می‌شود. به‌یاد بیاورید که یک FFT اساساً تجزیه و تحلیل طیف سیگنال دامنه زمان را انجام می‌دهد.

^{۵۴}Inverse Fast Fourier Transform (IFFT)

یک سیگنال آنالوگ دامنه زمانی نمونه برداری شده توسط FFT به نمودار دامنه فرکانس محتوای طیفی ترجمه می‌شود. گیرنده FFT DSP حامل‌های فرعی را مرتب کرده و داده‌های اصلی را تغییر شکل می‌دهد، و سپس در مسیر جریان داده‌های پرسرعت اصلی جمع می‌شود.

مانند بسیاری از مودم‌های دیگر، مودم OFDM یک تراشه سریع DSP یا FPGA است که با تمام الگوریتم‌های ریاضی برنامه‌ریزی شده است که توابع تعریف شده توسط بلوک‌های شکل (۴۲.۱۱) و (۴۴.۱۱) را تولید می‌کند.

امروزه OFDM به طور گسترده در شبکه‌های محلی بی‌سیم (LAN) و شبکه‌های سلوی نسل چهارم Long Term Evolution (4G) استفاده می‌شود. نسخه‌ای از OFDM برای سیستم‌های ارتباط سیمی، معروف به چند تون گسسته^{۵۵} (DMT) که در مودم‌های ADSL استفاده می‌شود، در ادامه این فصل مورد بحث قرار می‌گیرد. همچنین روشی است که برای انتقال صدای با کیفیت بالا در سیستم‌های پخش رادیویی ماهواره‌ای دیجیتال انتخاب شده است. اخیراً به عنوان جایگزینی برای ۸- VSB AM که در سیستم‌های تلویزیون دیجیتالی با کیفیت بالا استفاده می‌شود، پیشنهاد شده است. OFDM همچنین در نسخه پرسرعت شبکه‌های محلی بی‌سیم (Wi-Fi ۸۰۲.۱۱) و در سیستم بی‌سیم پهن باند به نام وای‌ماکس (WiMAX) استفاده می‌شود. همچنین برای سیستم‌های تلفن همراه آینده در نظر گرفته شده است. هنگامی که داده‌های دیجیتالی که باید ارسال شوند با نوعی طرح تصحیح خطای پیشرو^{۵۶} (FEC) (کد چفت^{۵۷} و غیره) همراه باشد، این روش COFDM یا OFDM شده نامیده می‌شود. همچنین مدولاسیون انتخابی برای سیستم سلوی نسل چهارم LTE است. همه گوشی‌های هوشمند مدرن از LTE استفاده می‌کنند.

۶.۱۱ روش‌های مودم پهن باند

مودم یا مدولاتور-demodulator مداری است که برای انتقال سیگنال باند پایه، معمولاً دیجیتالی، به انتقال فرکانس بالاتری که برای محیط انتقال مناسب‌تر است، استفاده می‌شود. یک مثال خوب این است که داده‌های دیجیتالی با کابل زوج‌سیم پیچ خورده مورد استفاده در سیستم‌های تلفن سازگار نیست. پهنهای باند خیلی محدود است. با این حال، مدوله کردن داده‌ها بر روی یک سیگنال حامل، راهی برای انتقال داده‌ها از طریق سیستمی که در اصل برای صدای آنالوگ طراحی شده بود، فراهم می‌کند. مودم‌ها با انواع کابل‌ها مانند خطوط تلفن و کابل کواکسیال تلویزیون کابلی استفاده می‌شوند. و مودم‌ها می‌توانند از انواع رادیویی باشند که در آن برای انتقال داده‌ها به صورت بی‌سیم استفاده می‌شود. در این بخش مروری بر چندین نوع مودم معروف ارائه می‌کنیم.

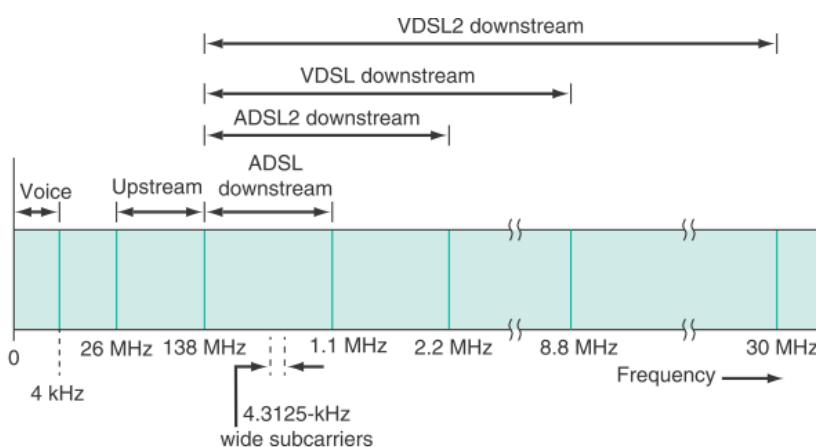
xDSL مودم

اگرچه معمولاً گفته می‌شود که خط تلفن تابیده شده به دفتر مرکزی دارای حداکثر پهنهای باند ۴ کیلوهرتز است، اما حقیقت این است که پهنهای باند این خط با طول آن متفاوت است و می‌تواند فرکانس‌های بالاتر از حد انتظار را تحمل کند. به دلیل ویژگی‌های خط، فرکانس‌های بالاتر بسیار ضعیف می‌شوند. با این حال، با انتقال فرکانس‌های بالاتر در سطوح ولتاژ بالاتر و استفاده از تکنیک‌های جبران خط، می‌توان بهنرخ داده بسیار بالایی دست یافت. روش‌های مدولاسیون جدید همچنین نرخ‌های

^{۵۵}Discrete Multitone (DMT)

^{۵۶}Forward Error Correction (FEC)

^{۵۷}Trellis



The spectrum of the unshielded twisted-pair cable showing the subcarriers and the upstream and downstream allocations for ADSL, ADSL2, VDSL, and VDSL2.

شکل ۴۵.۱۱: طیف خط تلفن مورد استفاده توسط DSL و ADSL

خطی را که قبلاً غیرقابل دستیابی بودند، امکان‌پذیر می‌سازد. خط مشترک دیجیتالی (DSL)^{۵۸} مجموعه‌ای از استانداردهای تعیین شده توسط اتحادیه بین‌المللی مخابرات را توصیف می‌کند که پتانسیل سرعت خطوط تلفن با یک زوج سیم پیچ خورده را تا حد زیادی افزایش می‌دهد. در اصطلاح xDSL^x یکی از چندین حرفی است که یک استاندارد DSL خاص را تعریف می‌کند.

پرکاربردترین شکل DSL، خط مشترک دیجیتالی نامتقارن^{۵۹} (ADSL) نام دارد. این سیستم با استفاده از خطوط تلفن موجود، سرعت داده‌های پایین دستی را تا ۸ مگابیت در ثانیه و نرخ‌های بالادستی تا ۶۴۰ کیلوبیت بر ثانیه را امکان‌پذیر می‌کند. (نامتقارن به معنای نرخ نابرابر بالادست و پایین‌دست است).

اتصال بین مشترک تلفن و نزدیکترین دفتر مرکزی تلفن، کابل زوج سیم تابیده با سیم مسی سایز ۲۶ یا ۲۶ است. طول آن معمولاً بین ۹۰۰۰ تا ۱۸۰۰۰ فوت (۲/۷ تا ۵/۵ کیلومتر) است. این کابل به عنوان یک فیلتر پایین گذر عمل می‌کند. تضعیف آن در فرکانس‌های بسیار بالا بسیار زیاد است. سیگنال‌های دیجیتالی به طور جدی توسط چنین خطی با تاخیر و اعوجاج مواجه می‌شوند. به همین دلیل، تنها از پهنهای باند پایین ۰ تا ۴ کیلوهertz برای صدا استفاده می‌شود.

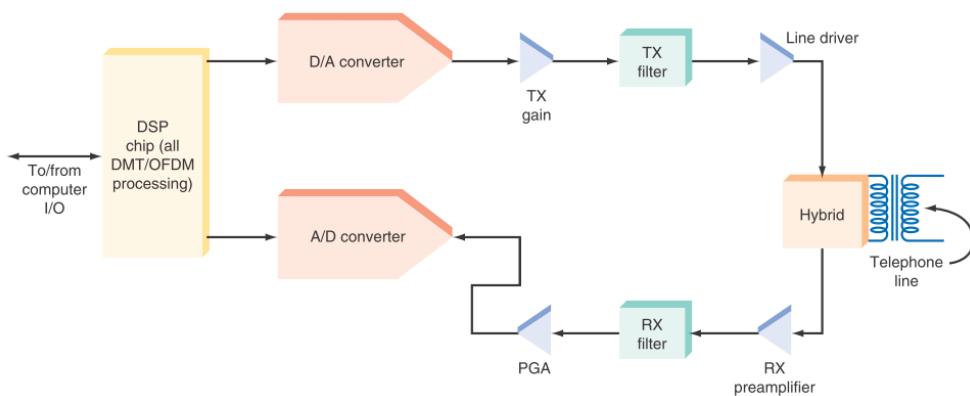
سیستم ADSL از تکنیک‌های خاصی استفاده می‌کند تا بتوان از پهنهای باند خط بیشتری برای افزایش نرخ داده استفاده کرد. حتی اگر سیگنال یک مگاهرتز در خط ۱۸۰۰۰ فوتی تا ۹۰ دسی‌بل تضعیف شود، تقویت کننده‌های ویژه و تکنیک‌های جبران فرکانس خط را قابل استفاده می‌کند.

طرح مدولاسیون مورد استفاده با مودم‌های ADSL، چند تون گسسته^{۶۰} (DMT) نامیده می‌شود، نام دیگری برای OFDM، که قبلاً در این فصل مورد بحث قرار گرفت. این طیف فرکانس بالایی خط تلفن را به کanal‌هایی تقسیم می‌کند که هر کدام ۴/۳۱۲۵ کیلوهertz عرض دارند (شکل ۴۵.۱۱). هر کanal، که بین bin - سطل) یا حامل فرعی نامیده می‌شود، برای انتقال با سرعت تا ۱۵ کیلوبیت بر

^{۵۸}Digital Subscriber Line (DSL)

^{۵۹}Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL)

^{۶۰}Discrete Multitone (DMT)



شکل ۴۶.۱۱: نمودار جعبه‌ای مودم ADSL

ثانیه یا ۶۰ کیلوبیت بر ثانیه طراحی شده است.

هر کanal حاوی یک سیگنال حامل است که به طور همزمان توسط برخی از بیت‌هایی که قرار است ارسال شوند، با دامنه فاز (QAM) مدوله می‌شود. جریان داده سریالی به گونه‌ای تقسیم می‌شود که هر سیگنال حامل برخی از بیت‌ها را ارسال می‌کند. همه بیت‌ها به طور همزمان منتقل می‌شوند. همچنین، همانطور که شکل (۴۵.۱۱) نشان می‌دهد، تمام سیگنال‌های حامل در پهنه‌ای باند خط بالای کanal تلفن صوتی معمولی با فرکانس مولتی‌پلکس می‌شوند.

سیگنال بالادست از بین‌های ۴/۳۱۲۵ کیلوهرتز از ۲۵/۸۷۵ تا ۱۳۸/۸ کیلوهرتز و سیگنال پایین دستی از بین‌های ۱۳۸ کیلوهرتز تا ۱/۱ مگاهرتز استفاده می‌کند.

تعداد بیت‌ها در هر باود و نرخ داده در هر بین (bin) با توجه به نویز روی خط متفاوت است. هرچه نویز کمتری در هر بین وجود داشته باشد، نرخ داده بالاتر است. بین‌های بسیار پر سر و صدا بیت‌های کمی را حمل می‌کنند یا هیچ بیتی ندارند، در حالی که بین‌های بی‌صدا می‌توانند حداقل ۱۵ کیلوبیت بر ثانیه یا ۶۰ کیلوبیت بر ثانیه را در خود جای دهند.

این سیستم بسیار پیچیده است و با پردازنده سیگنال دیجیتالی پیاده سازی می‌شود. تراشه DSP تمام عملکردهای مدولاسیون و دمودولاسیون را با شبیه‌سازی دیجیتالی انجام می‌دهد.

شکل (۴۶.۱۱) یک مودم ADSL را نشان می‌دهد. تمام مدولاسیون/دمودولاسیون DMT/OFDM توسط تراشه DSP انجام می‌شود. خروجی دیجیتال D/A مبدل می‌باشد. مبدل D/A به آنالوگ (analog) می‌شود. سیگنال حاصل تقویت، فیلتر شده و به راه انداز خط ارسال و سیگنال سطح بالایی را به خط اعمال می‌کند. هیبرید یک مدار یا ترانسفورماتور است که عملیات انتقال و دریافت همزمان در خط تلفن را امکان پذیر می‌کند. ترانسفورماتور امپدانس مدار را با خط تطبیق می‌دهد.

در حالت دریافت، سیگنال آنالوگ DMT ورودی تقویت، فیلتر شده و به یک PGA برای DSP اعمال می‌شود. سیگنال توسط مبدل A/D دیجیتالی و برای بازیابی اطلاعات دیجیتالی به اعمال می‌شود.

چندین سطح مختلف ADSL در دسترس است. نرخ داده برای هر کدام به طول کابل زوج سیم تابیده مشترک بستگی دارد. هرچه کابل کوتاه‌تر باشد، سرعت انتقال اطلاعات بیشتر است. بالاترین نرخ استاندارد ۱۴۴/۶ مگابیت در ثانیه پایین دست و ۵۷۶ کیلوبیت در ثانیه در بالادست در فاصله

خطی که از ۹۰۰۰ فوت تجاوز نمی‌کند، ۱/۵۳۶ مگابیت در ثانیه در پایین دست و ۳۸۴ کیلوبیت در ثانیه در بالا دست در فواصل خط تا ۱۸۰۰۰ فوت است. این رایج‌ترین شکل ADSL است. مودم ADSL در اکثر شهرها موجود است. ADSL پرکاربردترین شکل دسترسی به اینترنت پرسرعت در سراسر جهان است. ADSL در رتبه دوم نسبت به دسترسی پهن باند مودم تلویزیون کابلی قرار دارد.

اشکال دیگری از DSL نیز تعریف شده است. دو مورد از جدیدترین نسخه‌های ADSL، ADSL2 و ADSL2+ هستند. شکل (۴۵.۱۱) طیف استفاده شده توسط نسخه‌های ADSL2 را نشان می‌دهد. ADSL2 سرعت دانلود بالایی را به محدوده ۸ تا ۱۲ مگابیت در ثانیه در فاصله حدود ۸۰۰۰ فوت افزایش می‌دهد. زوج‌های سیم پیچ خورده در کابل تلفن برای حمل رشته‌های داده موازی که به طور موثر سرعت داده را برای یک فاصله معین دو برابر می‌کند.

مودم VDSL یا DSL با سرعت بسیار بالا، با استفاده از QAM سرعت داده تا ۵۲ مگابیت در ثانیه یک طرفه (دانلود) یا ۲۶ مگابیت بر ثانیه کاملاً متقاضان را با استفاده از QAM ارائه می‌دهد. شکل (۴۵.۱۱) طیف مورد استفاده را نشان می‌دهد. برای دستیابی به این سرعت از ۲۰۴۸ زیر حامل (حامل فرعی) استفاده می‌کند. VDSL اجازه می‌دهد تا ویدئوی دیجیتالی منتقل شود و بنابراین جایگزینی برای سیستم‌های تلویزیون کابلی ارائه می‌دهد. با این حال، برای بدست آوردن این سرعت، طول زوج سیم تابیده شده به ۱۰۰۰ فوت یا کمتر در ۵۲ مگابیت بر ثانیه و کمتر از ۳۵۰۰ فوت در ۲۶ مگابیت بر ثانیه محدود شده است. ارائه دهنگان خدمات اینترنت (ISP)^{۶۱} همچنین با افزودن پایانه‌های همسایگی به نام مالتی پلکس‌های دیجیتالی دسترسی به خط مشترک (DSLAM)^{۶۲} خدمات DSL را بهبود بخشیده‌اند. DSLAM‌ها از طریق کابل نوری پرسرعت با دفتر مرکزی صحبت می‌کنند. فاصله بین دفتر مرکزی و خانه‌ها را تا حد زیادی کوتاه کرده و دستیابی به سرعت‌های DSLAM یا VDSL2 یا ADSL2 را امکان پذیر می‌کند.

مودم کابلی

اکثر سیستم‌های تلویزیون کابلی برای انتقال داده‌های دیجیتالی با سرعت بالا تنظیم شده‌اند. داده‌های دیجیتالی برای مدوله کردن یک سیگنال حامل با فرکانس بالا که بطریق فرکانس مالتی‌پلکس شده روی کابلی که سیگنال‌های تلویزیون را نیز حمل می‌کند، استفاده می‌شود.

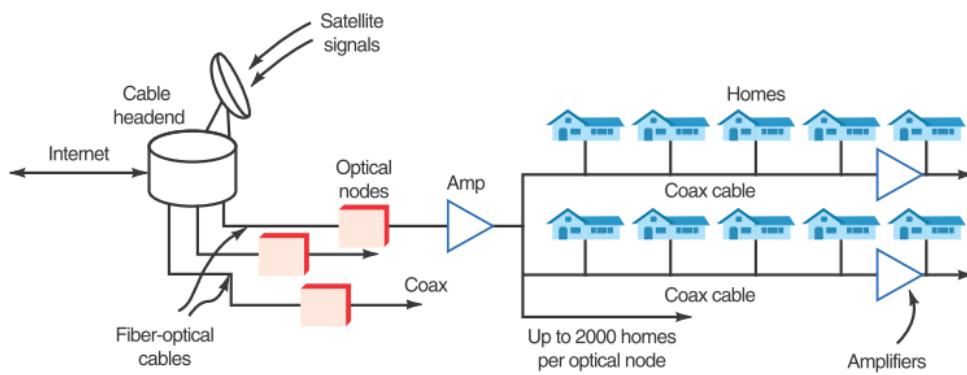
سیستم‌های تلویزیون کابلی از شبکه فیبر کواکسیال هیبریدی (HFC)^{۶۳} استفاده می‌کنند (شکل ۴۷.۱۱). این شامل قسمت اصلی است که در آن سیگنال‌های تلویزیون جمع آوری شده و برای تحويل در کانال‌های ۶ مگاهرتز تعریف شده روی کابل‌ها بسته‌بندی می‌شوند. قسمت اصلی به اینترنت نیز متصل می‌شود. سیگنال‌های تلویزیونی از طریق کابل‌های فیبر نوری سریع به گره‌های نوری همسایگی که در آن تبدیل نوری به الکتریکی و الکتریکی به نوری و همچنین تقویت انجام می‌شود، تحويل داده می‌شود. سپس سیگنال‌های مولتی پلکس فرکانسی، هم دسترسی به تلویزیون و هم به اینترنت، از طریق کابل‌های کواکسیال به خانه‌های روی شبکه ارسال می‌شوند. کابل مورد استفاده عموماً RG-6/U ۷۵ اهم کواکسیال است. هر گره نوری از حدود ۵۰۰ تا ۲۰۰۰ خانه خدمات رسانی می‌کند. در طول مسیر در صورت نیاز از تقویت اضافی استفاده می‌شود.

سیستم‌های تلویزیون کابلی از پهنانی باند تقریباً ۷۵۰ مگاهرتز تا ۱ گیگاهرتز استفاده می‌کنند. این

^{۶۱}Internet Service Providers (ISP)

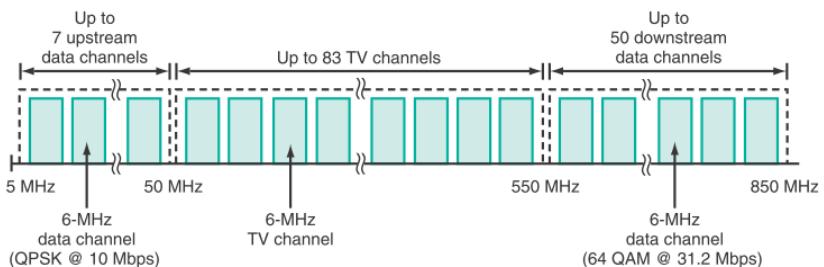
^{۶۲}Digital Subscriber Line Access Multiplexer (DSLAM)

^{۶۳}Hybrid Fiber Coaxial (HFC)



شکل ۴۷.۱۱: سیستم توزیع تلویزیون کابلی فیبر کواکس معمولی (HFC) از کابل فیبر نوری به گره‌های همسایگی تشکیل شده است که سپس سیگنال‌ها را به خانه‌هایی با کواکس RG-6/U توزیع می‌کند.

طیف برای سیگنال‌های تلویزیونی به کانال‌های ۶ مگاهرتز تقسیم می‌شود. کانال‌های استاندارد VHF و UHF که معمولاً به تلویزیون بی‌سیم اختصاص داده می‌شوند، همراه با فرکانس‌های خاص کابل روی کابل استفاده می‌شوند. بنابراین سیگنال‌های تلویزیون بر روی کابل تقسیم فرکانس چندگانه می‌شوند. برخی از کانال‌ها منحصراً برای دسترسی به اینترنت استفاده می‌شوند.



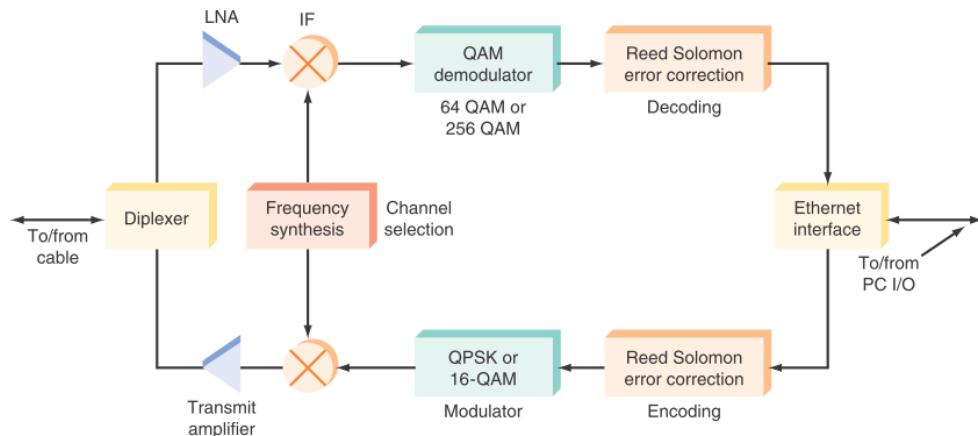
شکل ۴۸.۱۱: طیف تلویزیون کابلی که کانال‌های داده بالادستی و پایین دستی را روی کابل نشان می‌دهد.

شکل (۴۸.۱۱) طیف کابل را نشان می‌دهد. کانال‌های تلویزیونی از ۵۰ مگاهرتز (کanal ۲) تا ۵۵۰ مگاهرتز گسترش می‌یابند. در این پهنهای باند ۵۰۰ مگاهرتز، تا ۸۳ کانال ۶ مگاهرتزی را می‌توان جای داد. در برخی از سیستم‌ها، تعداد کانال‌ها به حدود یک گیگاهرتز افزایش می‌یابد.

طیف بالای کانال‌های تلویزیونی، از ۵۵۰ تا ۸۵۰ مگاهرتز، برای انتقال داده‌های دیجیتالی در دسترس است. از کانال‌های استاندارد ۶ مگاهرتز استفاده می‌شود که تقریباً ۵۰ کانال یا بیشتر می‌دهد. این کانال‌ها برای انتقال داده‌های پایین دستی (از قسمت پایین به کاربر) استفاده می‌شوند. طیف از ۵ تا ۵۰ مگاهرتز، همانطور که در شکل (۴۸.۱۱) مشاهده می‌کنید، به هفت کانال ۶ مگاهرتز تقسیم می‌شود که برای انتقال داده‌های بالادستی (از کاربر تا سرور) استفاده می‌شود. این محدوده فرکانس ممکن است در برخی از سیستم‌ها ۵ تا ۴۲ مگاهرتز یا در سیستم‌های دیگر ۵ تا ۶۵ مگاهرتز باشد.

مودم‌های کابلی از M-64 QAM برای داده‌های پایین دستی استفاده می‌کنند. استفاده از 64-QAM در یک کanal ۶ مگاهرتز سرعت داده تا $31/2$ مگابیت بر ثانیه را فراهم می‌کند. این روش مدولاسیون از ۶۴ ترکیب فاز-دامنه (نماد) مختلف برای نمایش چند بیت استفاده می‌کند. از آنجا که هر کanal توسط چندین کاربر بهاشترانک گذاشته می‌شود، نرخ $31/2$ مگابیت بر ثانیه به دست نمی‌آید. نرخ‌های معمولی برای دانلود در محدوده ۵۰۰ کیلوبیت بر ثانیه تا 10 مگابیت در ثانیه است. در برخی از سیستم‌ها، 256-QAM برای ارائه حداکثر سرعت داده $41/6$ مگابیت بر ثانیه در یک کanal ۶ مگاهرتز در دسترس است. سپس می‌توان به سرعت دانلود مشترک بالاتری دست یافت. در سیستم‌های قدیمی‌تر، تنها یک سیگنال تلویزیونی در هر کanal مخابره می‌شد. با این حال، امروزه با تکنیک‌های دیجیتال مدرن، چندین سیگنال تلویزیون دیجیتالی را می‌توان با استفاده از تکنیک‌های فشرده سازی DSP در هر کanal منتقل کرد.

سیستم QPSK استاندارد و حداکثر 128-QAM در کanal‌های بالادستی برای دستیابی به سرعت داده تا حدود 27 مگابیت در ثانیه استفاده می‌شود. با چند کاربر، نرخ بالادستی کمتر است.



شکل ۴۹.۱۱: نمودار جعبه‌ای مودم کابلی.

شکل (۴۹.۱۱) یک مودم کابلی معمولی را نشان می‌دهد. این اساساً یک گیرنده VHF/UHF است که برای دانلود به کابل و یک مدولاتور/فرستنده برای آپلود متصل است. سیگنال از کابل از طریق diplexer عبور می‌کند، که یک مدار فیلتر است که امکان عملیات ارسال و دریافت همزمان را فراهم می‌کند. سیگنال تقویت شده و با یک سیگنال نوسان ساز محلی از سینتی‌سایزر فرکانس مخلوط می‌شود تا سیگنال IF تولید شود. سینتی‌سایزر فرکانس کanal کابل را انتخاب می‌کند. سیگنال IF برای بازیابی داده‌ها دمودوله می‌شود. مدار تشخیص خطای Reed Solomon (به مبخش ۱۱-۷ مراجعه کنید) هر گونه خطای بیت را بررسی و تصحیح می‌کند. سپس داده‌های دیجیتالی به یک رابط اترنت^{۶۴} به رایانه شخصی می‌رود. اترنت یک سیستم شبکه معروف است که در فصل دوازدهم مورد بحث قرار می‌گیرد.

برای انتقال، داده‌ها از رایانه از طریق رابط منتقل می‌شوند، جایی که برای تشخیص خطای داده می‌شوند. سپس داده‌ها حاملی را مدوله می‌کنند که توسط میکسر به کanal بالادستی انتخاب شده

^{۶۴}Ethernet interface

قبل از تقویت و ارسال از طریق دیپلکسر به کابل تبدیل می‌شود. مودم‌های کابلی نرخ داده بسیار بالاتری نسبت به سیستم تلفن استاندارد ارائه می‌دهند. محدودیت اولیه وجود یا در دسترس بودن یک سیستم تلویزیون کابلی است که چنین خدمات انتقال داده را ارائه می‌دهد.

استانداردهای مودم کابلی توسط یک کنسرسیومن صنعتی به نام Cable Labs تنظیم شده است. این مشخصات به عنوان مشخصات رابط سرویس داده روی کابل (DOCSIS) نامیده می‌شود. آخرین نسخه، DOCSIS 3.1، امکان اتصال کانال دو یا چند کانال را برای دستیابی به نرخ داده بالاتر می‌دهد. نرخ‌های بالاتر نیز از سطح مدولاسیون بالاتر تا 4096-QAM ناشی می‌شود. 3.1 همچنین استفاده از OFDM را با فرکانس‌های ۲۵ کیلوهرتز تا ۵۰ کیلوهرتز و مدولاسیون تا 4096-QAM را مجاز می‌کند. این به شرکت‌های کابلی اجازه می‌دهد تا حداکثر ۱۰ گیگابیت بر ثانیه در پایین دست و حداکثر یک گیگابیت در ثانیه در بالادست ارائه کنند. شرکت‌های کابلی قادر خواهند بود با سیستم‌های فیبر نوری رقابت کنند.

۷.۱۱ تشخیص و تصحیح خطأ

هنگامی که داده‌های باینری با سرعت بالا از طریق یک لینک ارتباطی، خواه کابل یا رادیو باشد، مخابر می‌شود. این خطاهای تغییراتی در الگوی بیت هستند که در اثر تداخل، نویز یا خرابی تجهیزات ایجاد می‌شود. چنین خطاهایی باعث دریافت داده‌های نادرست می‌شود. برای اطمینان از ارتباط قابل اعتماد، طرح‌هایی برای شناسایی و تصحیح خطاهای بیت توسعه داده شده است.

تعداد خطاهای بیتی که برای تعداد معینی از بیت‌های ارسال شده رخ می‌دهد، نرخ خطای بیت^{۶۵} (BER) نامیده می‌شود. نرخ خطای بیت مشابه یک احتمال است که نسبت تعداد خطاهای بیت به کل آن است. تعداد بیت‌های ارسال شده اگر یک خطای برای $100,000$ بیت ارسال شده وجود داشته باشد، $BER = 10^{-5} = \frac{1}{100,000}$ است. نرخ خطای بیت به تجهیزات، محیط و سایر ملاحظات بستگی دارد. BER یک میانگین برای تعداد بسیار زیادی بیت است. BER برای یک انتقال معین به شرایط خاص بستگی دارد. هنگامی که از سرعت‌های بالای انتقال داده در یک محیط پر سر و صدا استفاده می‌شود، خطاهای بیت اجتناب ناپذیر است. با این حال، اگر نسبت S/N مطلوب باشد، تعداد خطاهای بسیار کم خواهد بود. هدف اصلی در تشخیص و تصحیح خطأ، به حداقل رساندن احتمال دقت 100 درصدی است.

مثال ۳-۱۱

داده‌ها در بلوک‌ها یا بسته‌های ۵۱۲ بایتی منتقل می‌شوند. هشت بسته متوالی ارسال می‌شود. BER سیستم $10,000 : 2$ یا $10^{-4} \times 2$ است. به طور متوسط، چند خطأ را می‌توان در این انتقال انتظار داشت؟

$$\text{بایت } 4096 = \text{بایت } 512 \times \text{بسته } 8$$

^{۶۵}Bit Error Rate (BER)

$$\text{بیت } ۳۲, ۷۶۸ = ۴۰۹۶ \times \text{بایت } ۸$$

$$(۳, ۲۷۶۸ / ۱۰, ۰۰۰) \text{ مجموعه } ۱۰, ۰۰۰ = ۳, ۲۷۶۸$$

$$۶, ۵۵۳۶ = ۲ \times ۳, ۲۷۶۸ \text{ میانگین تعداد خطاهای}$$

فرآیند تشخیص و تصحیح خطا شامل افزودن بیت‌های اضافی به کاراکترهای داده‌ای است که قرار است منتقل شوند. این فرآیند به طور کلی به عنوان رمزگذاری کanal شناخته می‌شود. داده‌ای که قرار است منتقل شوند به گونه‌ای پردازش می‌شوند که بیت‌های اضافی را ایجاد کرده و آنها را به داده‌ای اصلی اضافه می‌کند. در گیرنده، این بیت‌های اضافی به شناسایی هرگونه خطای رخ داده در انتقال ناشی از نویز یا سایر اثرات کanal کمک می‌کنند.

یک نکته کلیدی در مورد رمزگذاری کanal این است که به دلیل بیت‌های اضافی، زمان بیشتری برای انتقال داده‌ها نیاز است. به عنوان مثال، برای انتقال یک بایت داده، فرآیند رمزگذاری ممکن است ۳ بیت اضافی برای مجموع ۱۱ بیت اضافه کند. این بیت‌های اضافی سربار^{۶۶} نامیده می‌شوند زیرا زمان ارسال را افزایش می‌دهند. اگر زمان بیت_{n.s} ۱۰۰ باشد، پس ۸۰۰ برای ارسال بیت‌های داده و ۱۱۰_{n.s} برای ارسال داده‌های رمزگذاری شده طول می‌کشد. بیت‌های سربار اضافی ۳۷/۵ در صد زمان بیشتری را به انتقال اضافه می‌کنند. در نتیجه، برای حفظ نرخ داده موردنظر، باید سرعت کل کلاک را افزایش داد یا نرخ داده کمتر را پذیرفت. در حالی که بیت‌های اضافی کارایی کلی انتقال را کاهش می‌دهند، به یاد داشته باشید که مزیت آن انتقال داده‌های قابل اعتمادتر است زیرا خطاهای قبل شناسایی و یا قابل اصلاح هستند. سرعت برای انتقال داده با کیفیت بالاتر کاهش می‌یابد.

روش‌های رمزگذاری کanal به دو دسته جداگانه، کدهای تشخیص خطا و کدهای تصحیح خطا تقسیم می‌شوند. کدهای تشخیص خطا فقط خطاهای را شناسایی می‌کنند اما هیچ اقدام اصلاحی انجام نمی‌دهند. آنها به سادگی به سیستم اطلاع می‌دهند که یک خطای رخ داده است. به طور معمول، این کدها به سادگی ارسال مجدد را آغاز می‌کنند تا زمانی که داده‌ها به درستی دریافت شوند. شکل دیگر رمزگذاری کanal، تصحیح خطا یا تصمیم خطا (FEC)^{۶۷} است. این طرح‌های رمزگذاری ارسال مجدد اتفاق وقت را حذف می‌کنند و عملً اقدام خود اصلاحی را آغاز می‌کنند.

تشخیص خطا

بسیاری از روش‌های مختلف برای اطمینان از تشخیص خطای قابل اعتماد، از جمله افزونگی^{۶۸} طرح‌های کدگذاری و کدگذاری ویژه، بررسی‌های برابری، بررسی بلوک‌ها و بررسی افزونگی چرخه‌ای استفاده شده‌اند.

افزونگی : ساده‌ترین راه برای اطمینان از انتقال بدون خطای ارسال هر کاراکتر یا هر پیام چندین بار تا زمانی که به درستی دریافت شود، است. این به عنوان افزونگی شناخته می‌شود. به عنوان مثال، یک سیستم ممکن است مشخص کند که هر کاراکتر دو بار پشت سر هم ارسال شود. کل بلوک‌ها یا پیام‌ها را می‌توان به همین روش رفتار کرد. این تکنیک‌های ارسال مجدد به عنوان درخواست تکرار خودکار (ARQ)^{۶۹} (ARQ) نامیده می‌شود.

روش‌های رمزگذاری: روش دیگر استفاده از یک طرح رمزگذاری مانند RZ-AMI است که قبلا

^{۶۶}Overhead

^{۶۷}Forward Error Correction (FEC)

^{۶۸}Redundancy

^{۶۹}Automatic Repeat Request (ARQ)

توضیح داده شد، که بهموجب آن ۱ بیت‌های باینری متوالی در جریان بیت با قطبیت متناوب منتقل می‌شوند. اگر خطایی در جایی از جریان بیت رخ دهد، احتمالاً ۲ بیت یا بیشتر ۱ باینری با قطبیت یکسان به طور متوالی ارسال می‌شوند. اگر مدارهای دریافت کننده برای تشخیص این مشخصه تنظیم شده باشند، خطاهای تک بیتی را می‌توان تشخیص داد.

کدهای توربو^{۱۰} و کدهای چفت^{۱۱} نمونه دیگری از استفاده از کدگذاری ویژه برای تشخیص خطا هستند. این کدها الگوهای بیت منحصر به فردی را از داده‌ها ایجاد می‌کنند. از آنجایی که بسیاری از الگوهای بیت در کدهای چفت و توربو نامعتبر هستند، اگر خطای بیتی رخ دهد، یکی از کدهای نامعتبر ظاهر می‌شود و نشان دهنده خطایی است که می‌توان آن را اصلاح کرد. این کدها در ادامه این بخش پوشش داده می‌شوند.

برابری: یکی از پرکاربردترین سیستم‌های تشخیص خطا به نام برابری^{۱۲} شناخته می‌شود که در آن هر کاراکتر ارسالی حاوی یک بیت اضافی است که به عنوان بیت برابری شناخته می‌شود. بیت ممکن است باینری ۰ یا باینری ۱، بسته به تعداد ۱ و ۰ در خود کاراکتر، باشد.

معمولًا از دو سیستم برابری فرد و زوج استفاده می‌شود. برابری فرد به این معنی است که تعداد کل بیت‌های ۱ باینری در کاراکتر، با احتساب بیت برابری، فرد است. برابری زوج به این معنی است که تعداد بیت‌های ۱ باینری در کاراکتر، از جمله بیت برابری، زوج است. نمونه‌هایی از برابری زوج و فرد در زیر نشان داده شده است. هفت بیت سمت چپ کاراکتر ASCII و بیت سمت راست بیت برابری است.

برابری فرد : ۱۰۱۱۰۰۱۱

۰۰۱۰۱۰۰۱

برابری زوج : ۱۰۱۱۰۰۱۰

۰۰۱۰۱۰۰۰

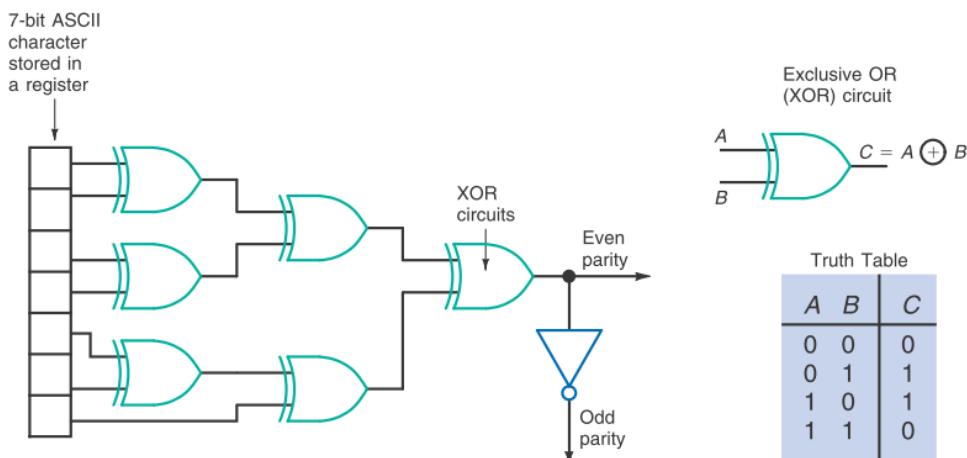
برابری هر کاراکتری که باید منتقل شود توسط یک مدار مولد برابری تولید می‌شود. همانطور که در شکل(۵۰.۱۱) نشان داده شده است، مولد برابری از چندین سطح مدارهای (X-OR) OR احصاری تشکیل شده است. به طور معمول مدار مولد برابری شیفت رجیستر را در یک UART در کامپیوتر یا مودم نظارت می‌کند. درست قبل از انتقال داده در رجیستر با جایجایی (شیفت) آن به خارج، مدار مولد برابری مقدار برابری صحیح را تولید و آن را به صورت آخرین بیت در کاراکتر وارد می‌کند. در یک سیستم ناهمزمان، بیت شروع اول می‌آید، سپس بیت‌های کاراکتر، بیت برابری، و در نهایت یک یا چند بیت توقف (شکل ۵۱.۱۱).

در مودم یا کامپیوتر دریافت کننده، کلمه داده سریالی به یک شیفت رجیستر به یک UART منتقل می‌شود. یک مولد برابری در UART دریافت کننده، برابری را روی کاراکتر دریافتی تولید می‌کند. سپس با بیت برابری دریافتی در مدار XOR مقایسه می‌شود، همانطور که در شکل(۵۲.۱۱) نشان داده شده است. اگر بیت تولید شده داخلی با بیت برابری ارسال شده و دریافتی مطابقت داشته باشد، فرض می‌شود که کاراکتر به درستی منتقل شده است. خروجی XOR خواهد بود که نشان دهنده عدم وجود خطا است. اگر بیت دریافتی با بیت برابری تولید شده از کلمه داده دریافتی مطابقت

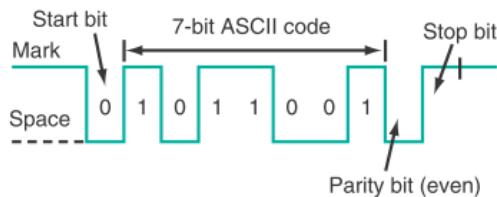
^{۱۰}Turbo

^{۱۱}Trellis

^{۱۲}Parity



شکل ۵۰.۱۱: مدار مولد برابری.



شکل ۵۱.۱۱: چگونگی ارسال برابری.

نداشته باشد، خروجی XOR ۱ خواهد بود که نشان دهنده یک خطأ است. سیستم تشخیص خطای برابری را به کامپیوتر سیگنال می‌دهد. اقدام انجام شده بهنتیجه مورد نظر بستگی دارد: ممکن است کاراکتر دوباره ارسال شود، کل بلوک داده ممکن است منتقل شود، یا خطأ ممکن است به سادگی نادیده گرفته شود.

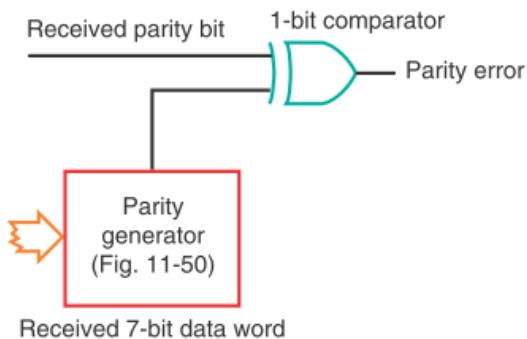
روش تشخیص خطای برابری کاراکترهای فردی گاهی اوقات به عنوان بررسی افزونگی عمودی^{۵۳} (VRC) نامیده می‌شود. برای نمایش کاراکترهای ارسال شده در یک سیستم ارتباط داده، بیت‌ها به صورت عمودی نوشته می‌شوند (شکل ۵۳.۱۱). بیت در پایین، بیت برابری یا VRC برای هر کلمه عمودی است. بررسی‌های افقی افزونگی بعداً مورد بحث قرار می‌گیرد.

بررسی برابری فقط برای تشخیص خطاهای تک بیتی مفید است. اگر دو یا چند خطای بیت رخدده، مدار برابری ممکن است آن را تشخیص ندهد. اگر تعدادی تغییر بیت زوج اتفاق بیفتد، مدار برابری نشانه درستی نمی‌دهد.

بررسی افزونگی چرخه‌ای: بررسی افزونگی چرخه‌ای^{۵۴} (CRC) یک تکنیک ریاضی است که در انتقال داده‌های همزمان استفاده می‌شود که به طور موثر ۹۹/۹ درصد یا بیشتر از خطاهای انتقال را تشخیص می‌دهد. فرآیند ریاضی اجرا شده توسط CRC اساساً یک تقسیم است. کل رشته بیت‌ها در

^{۵۳}Vertical Redundancy Check (VRC)

^{۵۴}Cyclical Redundancy Check



شکل ۱۱: آزمایش برابری در گیرنده.

Character	LRC or BCC (even)						
	D	A	T	A	C	O	M
(LSB)	0	1	0	1	0	1	1
	0	0	0	0	1	1	0
ASCII	1	0	1	0	0	0	1
	0	0	0	0	0	1	0
Code	0	0	1	0	0	0	1
	0	0	0	0	1	0	0
(MSB)	1	1	1	1	0	1	1
Parity →							
or VRC (odd)							

شکل ۱۱: آزمایش افزونگی افقی و عمودی.

یک بلوک داده به عنوان یک عدد باینری غول پیکر در نظر گرفته که بر مقداری ثابت از پیش انتخاب شده تقسیم می‌شود. CRC با معادله زیر بیان می‌شود

$$\frac{M(x)}{G(x)} = Q(x) + R(x)$$

که در آن $M(x)$ بلوک داده است که تابع پیام نامیده می‌شود و $G(x)$ تابع تولید کننده است. تابع تولید کننده یک کد ویژه است که به رشتہ پیام باینری تقسیم می‌شود. برآیند تقسیم یک تابع ضریب (x) و یک تابع باقیمانده $R(x)$ است. ضریب حاصل از تقسیم نادیده گرفته می‌شود. باقی مانده به عنوان کarakتر CRC شناخته و همراه با داده‌ها منتقل می‌شود.

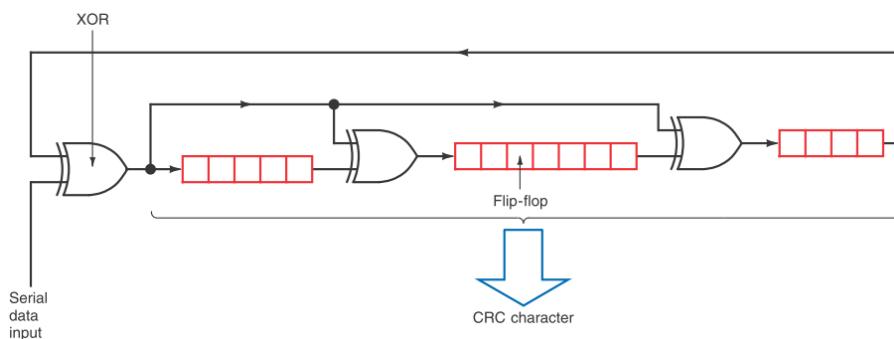
برای راحتی محاسبه، پیام و تابع تولید معمولاً به صورت چند جمله‌ای جبری بیان می‌شوند. برای مثال، یک تابع تولید ۸ بیتی را 10000101 فرض کنید. بیت‌ها به گونه‌ای شماره گذاری شده‌اند که LSB و ۷ MSB باشد.

$$\begin{array}{ccccccccc}
 & & & & & & & & \\
 & 7 & 6 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 & 0 \\
 & | & | & | & | & | & | & | & \\
 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 &
 \end{array}$$

چند جمله‌ای با بیان هر موقعیت بیت به عنوان توان x به دست می‌آید که در آن توان تعداد موقعیت بیت است. فقط آن عباراتی که اهای باینری درتابع مولد ظاهر می‌شوند در چند جمله‌ای گنجانده می‌شوند. چند جمله‌ای حاصل از عدد فوق به صورت زیر می‌باشد

$$G(x) = x^y + x^z + x^w \quad \text{یا} \quad G(x) = x^y + x^z + 1$$

فرآیند ریاضی CRC را می‌توان با استفاده از مجموعه دستورات رایانه برنامه ریزی کرد. همچنین



شکل ۵۴.۱۱: یک مدار تشخیص خطا CRC ساخته شده با یک شیفت رجیستر ۱۶ بیتی و گیت‌های XOR.

می‌توان آن را توسط یک مدار سخت‌افزاری ویژه CRC متشکل از چندین شیفت رجیستر که گیت‌های XOR در نقاط خاص در آن وارد شده‌اند محاسبه کرد (شکل ۵۴.۱۱). داده‌هایی که باید بررسی شوند به صورت سریال وارد رجیسترها می‌شوند. هیچ خروجی وجود ندارد، زیرا هیچ خروجی حفظ نمی‌شود. داده‌ها به سادگی در ۱ بیت در یک زمان جابجا می‌شوند. وقتی همه داده‌ها منتقل شدند، محتویات باقیمانده تقسیم یا کاراکتر CRC مورد نظر خواهد بود. از آنجایی که در مجموع ۱۶ فلیپ‌فلاپ در شیفت رجیستر استفاده می‌شود، ۱۶ بیت طول دارد و می‌تواند به صورت دو بایت ۸ بیتی متواالی ارسال شود. CRC هنگام انتقال داده‌ها محاسبه و CRC حاصل به‌انتهای بلوک اضافه می‌شود. از آنجایی که CRC در انتقال داده‌های همزمان استفاده می‌شود، هیچ بیت شروع و توقفی در کار نیست. در انتهای دریافت، CRC توسط کامپیوتر گیرنده محاسبه شده و با کاراکترهای دریافتی CRC مقایسه می‌شود. اگر این دو شبیه هم باشند، پیام به درستی دریافت شده است. هر تفاوتی نشان دهنده یک خطا است که باعث ارسال مجدد یا هر نوع اقدام اصلاحی دیگری می‌شود. CRC احتمالاً پرکاربردترین طرح تشخیص خطا در سیستم‌های سنکرون است. هر دو ۱۶ و ۳۲ بیتی استفاده می‌شود. روش‌های برابری عمدتاً در سیستم‌های ناهمزمان استفاده می‌شود.

تصحیح خطا

همانطور که قبلاً گفته شد، ساده‌ترین راه برای تصحیح خطاهای انتقال - برای ارسال مجدد هر کاراکتر یا بلوک داده‌ای که دارای خطا است - زمان‌بر و اتلاف‌کننده است. تعدادی از طرح‌های تصحیح خطا کارآمد برای تکمیل روش‌های برابری و BCC که در بالا توضیح داده شد، ابداع شده‌اند. فرآیند تشخیص و تصحیح خطاهای در گیرنده به‌طوری که ارسال مجدد ضروری نباشد، تصحیح خطای پیشرو^{۷۵} (FEC) نامیده می‌شود. دو نوع اصلی FEC وجود دارد: کدهای بلوکی و کدهای کانولوشن.

^{۷۵}Forward Error Correction (FEC)

بررسی بلوکی کاراکتر: بررسی بلوکی کاراکتر^{۷۶} (BCC) همچنین به عنوان یک بررسی افزونگی افقی^{۷۷} یا بررسی افزونگی طولی^{۷۸} (LRC) شناخته می‌شود. این فرآیند اضافه کردن منطقی، با انحصاری OR، همه کاراکترها در یک بلوک خاص از داده‌های ارسال شده است (شکل ۵۳.۱۱). برای افروzen کاراکترها، بیت بالای اولین کلمه عمودی انحصاری-OR با بیت بالای کلمه دوم است. نتیجه این عملیات با بیت بالای کلمه سوم انحصاری-OR می‌شود و به همین ترتیب تا زمانی که تمام بیت‌های یک ردیف افقی خاص اضافه شوند. هیچ انتقالی به موقعیت بیت بعدی وجود ندارد. سپس مقدار بیت نهایی برای هر ردیف افقی به یک بیت از یک کاراکتر معروف به کاراکتر بررسی بلوک (BCC) یا دنباله بررسی بلوک (BCS) تبدیل می‌شود. هر ردیف از بیت‌ها به همین روش انجام می‌شود تا BCC. تمام کاراکترهای منتقل شده در متن، و همچنین هر کنترل یا کاراکترهای دیگر، به عنوان بخشی از BCC گنجانده شده است. انحصاری-OR کردن همه بیت‌های همه کاراکترها مانند جمع دودویی بدون حمل کدها است.

BCC توسط مدارهای موجود در رایانه یا مودم هنگام انتقال داده محاسبه و طول آن معمولاً به ۸ بیت محدود، به طوری که انتقال از یک موقعیت بیت به موقعیت بعدی نادیده گرفته می‌شود. بدانتهای یک سری بایت اضافه می‌شود که پیام مورد نظر را تشکیل می‌دهند. در انتهای دریافت، کامپیوتر نسخه BCC خود را بر روی داده‌های دریافتی محاسبه و آن را با BCC دریافتی مقایسه می‌کند. باز هم این دو باید یکسان باشند.

وقتی هم برابری هر کاراکتر و هم BCC مشخص باشد، می‌توان محل دقیق یک بیت معیوب را تعیین کرد. بیت‌های برابری کاراکترهای مجزا و بیت‌های BCC شکلی از سیستم مختصات را ارائه می‌کنند که اجازه می‌دهد یک خطای بیت خاص در یک کاراکتر شناسایی شود. پس از شناسایی، بیت به سادگی تکمیل می‌شود تا آن را اصلاح کند. VRC کاراکتر حاوی خطای بیت را شناسایی و LRC بیتی را که حاوی خطای است شناسایی می‌کند.

فرض کنید، به عنوان مثال، یک خطای بیت در چهارمین کاراکتر عمودی از سمت چپ در شکل (۵۳.۱۱) رخ می‌دهد. بیت چهارم از بالا باید ۰ باشد، اما به دلیل نویز، به صورت ۱ دریافت می‌شود. این باعث خطای برابری می‌شود. با برابری فرد و ۱ در بیت چهارم، بیت برابری باید ۰ باشد، اما ۱ است.

در مرحله بعد، مجموع منطقی بیت‌ها در ردیف چهارم افقی از بالا به دلیل خطای بیت نادرست خواهد بود. به جای ۰، ۱ خواهد بود. تمام بیت‌های دیگر در BCC درست خواهند بود. اکنون می‌توان محل خطای را مشخص کرد زیرا هم ستون عمودی که در آن خطای برابری رخ داده است و هم ردیف افقی که در آن خطای BCC رخ داده شناخته شده است. خطای را می‌توان به سادگی با تکمیل (معکوس کردن) بیت از ۱ به ۰ اصلاح کرد. این عملیات را می‌توان در نرم افزار برنامه ریزی کرد یا در سخت افزار پیاده سازی کرد. یکی از ویژگی‌های مهم BCC این است که ممکن است چندین خطای شناسایی نشود. بنابراین، تکنیک‌های پیچیده‌تری مورد نیاز است.

گُد هامینگ: یک FEC مطلوب گُد هامینگ^{۷۹} است. هامینگ محققی در آزمایشگاه بل^{۸۰} بود

^{۷۶} Block Check Character.

^{۷۷} Horizontal Redundancy check

^{۷۸} Longitudinal Redundancy check (LRC)

^{۷۹} Hamming

^{۸۰} Bell Labs

که کشف کرد اگر بیت‌های اضافی به یک کلمه ارسال شده اضافه شود، این بیت‌های اضافی می‌توانند به گونه‌ای پردازش شوند که خطاهای بیت شناسایی و تصحیح شوند. این بیت‌های اضافی مانند چندین نوع بیت برابری به بیت‌های همینگ معروف هستند و با هم یک کد همینگ را تشکیل می‌دهند. برای تعیین دقیق محل خطا، باید تعداد کافی بیت اضافه شود. حداقل تعداد بیت هامینگ با عبارت زیر محاسبه می‌شود

$$2^n \geq m + n + 1$$

که در آن

$m =$ تعداد بیت‌ها در کلمات داده

$n =$ تعداد بیت‌ها در کد هامینگ.

به عنوان مثال، یک کلمه کاراکتر ۸ بیتی و تعداد کمی بیت هامینگ کمتر (مثلاً ۲) را فرض کنید.

سپس

$$2^n \geq m + n + 1$$

$$2^8 \geq 8 + 2 + 1$$

$$4 \geq 11$$

دو بیت هامینگ کافی نیست و سه بیت هم هامینطور. وقتی $n = 4$

$$2^4 \geq 8 + 4 + 1$$

$$16 \geq 13$$

بنابراین ۴ بیت هامینگ باید همراه با کاراکتر ۸ بیتی منتقل شوند. هر کاراکتر به $12 = 8 + 4$ بیت نیاز دارد. این بیت‌های هامینگ را می‌توان در هر جایی از رشته داده قرار داد. مکان نشان داده شده در زیر را فرض کنید، جایی که بیت‌های داده به صورت ۰ یا ۱ نشان داده شده‌اند و بیت‌های هامینگ با H مشخص شده‌اند. کلمه داده 1101010 است.

$$\begin{array}{cccccccccc} & & & & & & & & & \\ 12 & 11 & 10 & 9 & 8 & 7 & 6 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 \\ H & 1 & 0 & H & 1 & 0 & H & 1 & 0 & H & 1 & 0 \end{array}$$

یکی از راه‌های نگاه کردن به کدهای هامینگ، صرفاً به عنوان یک سیستم برابری پیچیده‌تر است، که در آن بیت‌های هامینگ، بیت‌های برابری هستند که از برخی از بیت‌های داده، اما نه همه، مشتق شده‌اند. هر بیت هامینگ از گروه‌های مختلفی از بیت‌های داده مشتق شده است. (به یاد بیاورید که بیت‌های برابری از داده‌ها توسط مدارهای XOR مشتق می‌شوند). یکی از تکنیک‌های مورد استفاده برای تعیین بیت‌های هامینگ در زیر مورد بحث قرار گرفته است.

در فرستنده، مداری برای تعیین بیت‌های هامینگ استفاده می‌شود. این کار با بیان اولین موقعیت بیت‌ها در کلمه داده حاوی ۱ های باینری به عنوان یک عدد باینری ۴ بیتی انجام می‌شود ($n = 4$) تعداد بیت‌های هامینگ است). به عنوان مثال، اولین بیت داده باینری ۱ در موقعیت ۲ ظاهر می‌شود، بنابراین کد موقعیت آن فقط کد باینری برای ۲ یا 10_2 است. سایر موقعیت‌های بیت داده با یک باینری ۱ عبارتند از $10_2 = 5$ ، $100_2 = 8$ و $1010_2 = 10$. سپس مدار فرستنده به طور منطقی (XOR) این کدها را اضافه می‌کند.

کد موقعیت ۲	۰۰۱۰
کد موقعیت ۵	۰۱۰۱
جمع XOR	۰۱۱۱
کد موقعیت ۸	۱۰۰۰
جمع XOR	۱۱۱۱
کد موقعیت ۱۰	۱۰۱۰
جمع XOR	۰۱۰۱

این جمع نهایی بیت‌های کد همینگ از چپ به راست است. کد موقعیت 12 برابر 0 ، کد موقعیت 9 برابر 1 ، کد موقعیت 6 برابر 0 و کد موقعیت 3 برابر 1 است. این بیت‌ها به موقعیت مناسب خود علاقه‌مند هستند. کلمه 12 بیتی کامل ارسال شده برابر است با:

۱۲ ۱۱ ۱۰ ۹ ۸ ۷ ۶ ۵ ۴ ۳ ۲ ۱
H . ۱ H ۱ . H ۱ . H ۱ .
۱۲ ۱۱ ۱۰ **۹** ۸ ۷ **۶** ۵ ۴ **۳** ۲ ۱
• . ۱ **۱** ۱ . • ۱ . **۱** ۱ .

بیت‌های همینگ به صورت پررنگ نشان داده شده‌اند.

حال فرض کنید که یک خطأ در موقعیت بیت ۱۰ رخ می‌دهد. باینتری ۱ بهصورت باینتری دریافت می‌شود. کلمه دریافتی

۱۲ ۱۱ ۱۰ ۹ ۸ ۷ ۶ ۵ ۴ ۳ ۲ ۱
♦ ° ۱ ۱ ۱ ° ♦ ۱ ° ۱ ۱ °

گیرنده بیت‌های همینگ را می‌شناسد و آنها را به عنوان یک کلمه رمز در نظر می‌گیرد، در این مورد ۱۰۱ سپس مدار این کد (XOR)‌ها را با شماره بیت هر موقعیت در کلمه حاوی یک باینری ۱، موقعیت‌های ۲، ۵ و ۸ اضافه می‌کند.

سیس، کد همینگ به اعداد بایزی اضافه می شود که هر موقعیت را یا ۱ نشان می دهد.

کد همینگ	۰۱۰۱
کد موقعیت	۰۰۱۰
جمع XOR	۰۱۱۱
کد موقعیت	۰۱۰۱
جمع XOR	۰۰۱۰
کد موقعیت	۱۰۰۰
جمع XOR	۱۰۱۰

این مجموع کدی است که موقعیت بیت خطای مشخص می‌کند، در این مورد بیت 10_{10} . برای تصحیح بیت، آن را به سادگی از 1 تکمیل می‌کنیم. اگر هیچ بیتی در خطای وجود نداشته باشد، مجموع XOR در گیرنده صفر خواهد بود.

توجه داشته باشید که اگر در یکی از خود بیت‌های همینگ خطاگیر رخ دهد، روش کد همینگ کار نمی‌کند.

برای اینکه روش تشخیص و تصحیح خطا کد همینگ در هنگام وقوع ۲ یا بیشتر خطای بیت کار کند، باید بیت‌های همینگ بیشتری اضافه شود. این امر زمان انتقال کلی، نیازهای ذخیره سازی در فرستنده و گیرنده و پیچیدگی مدار را افزایش می‌دهد. البته مزیت این است که خطاهای به طور قابل اعتماد در انتهای ارسال شناسایی می‌شوند. فرستنده هرگز مجبور به ارسال مجدد داده‌ها نیست، که در واقع ممکن است در برخی از کاربردها غیرممکن باشد. همه برنامه‌ها به چنین شیوه‌های تصحیح داده سفت و سختی نیاز ندارند.

گُد رید سولومون (سلیمان): یکی از پرکاربردترین کدهای تصحیح خطای پیشرو گُد رید سولومون (سلیمان)^{۱۱} است. مانند کدهای همینگ، بیت‌های برابری اضافی را به‌بلوک داده‌های در حال انتقال اضافه می‌کند. برای تعیین کدها از یک الگوریتم ریاضی پیچیده خارج از محدوده این کتاب استفاده می‌کند. زیبایی این است که اجازه می‌دهد چندین خطای شناسایی و تصحیح شوند. به عنوان مثال، یک شکل محبوب از کد RS به نام RS (۲۲۳, ۲۵۵) است. یک بلوک از داده‌های باینری در مجموع شامل ۲۵۵ بایت است. ۲۲۳ بایت داده واقعی و ۳۲ بایت، بیت برابری است که توسط الگوریتم RS محاسبه شده است. با این ترتیب، کد RS می‌تواند خطاهای را در حداکثر ۱۶ بایت خراب شناسایی و تصحیح کند. یک رمزگذار RS روی داده‌هایی که قرار است منتقل شوند استفاده می‌شود. در گیرنده، داده‌های بازیابی شده به‌رمگشای RS ارسال می‌شود که هر گونه خطا را تصحیح می‌کند. رمزگذارها و رمزگشایها را می‌توان با نرم افزار پیاده سازی کرد، اما آی‌سی‌های سخت افزاری نیز در دسترس هستند. برخی از کاربردهای رایج FEC در دیسک‌های فشرده موسیقی و داده (CD)، تلفن‌های همراه، تلویزیون دیجیتالی، ارتباطات ماهواره‌ای و مودم‌های xDSL و تلویزیون کابلی است.

درهم آمیختن: درهم آمیختن^{۱۲} روشی است که در سیستم‌های بی‌سیم برای کاهش اثرات خطاهای انفجاری استفاده می‌شود. بیشتر خطاهای در انتقال بی‌سیم ناشی از انفجار نویز است که یک بیت یا چند بیت متواالی را از بین می‌برد. اگر بیت‌ها را برداریم و آنها را به‌هم بریزیم، شанс بیشتری برای شناسایی و بازیابی بیت‌های از دست رفته خواهیم داشت.

یکی از راههای رایج برای انجام این کار این است که ابتدا از یک طرح تصحیح خطای مانند کد همینگ برای رمزگذاری داده‌ها استفاده کنم. سپس داده‌ها و بیت‌های همینگ در مکان‌های متواالی حافظه ذخیره می‌شوند. برای مثال، چهار کلمه ۸ بیتی متشکل از داده‌ها و بیت‌های همینگ را فرض کنید. کلمات داده اگر به صورت متواالی ارسال شوند به‌این شکل خواهد بود.

۱۲۳۴۵۶۷۸ ۱۲۳۴۵۶۷۸ ۱۲۳۴۵۶۷۸ ۱۲۳۴۵۶۷۸

سپس به جای انتقال کلمات رمزگذاری شده یک به‌یک، تمام بیت‌های اول هر کلمه و به‌دنبال آن تمام بیت‌های دوم و به‌دنبال آن تمام بیت‌های سوم و غیره منتقل می‌شوند. نتیجه به‌این شکل خواهد بود.

۱۱۱۱ ۲۲۲۲ ۳۳۳۳ ۴۴۴۴ ۵۵۵۵ ۶۶۶۶ ۷۷۷۷ ۸۸۸۸

حال اگر خطای انفجار رخ دهد، نتیجه ممکن است به‌این صورت باشد.

۱۱۱۱ ۲۲۲۲ ۳۳۳۳ ۴۴۴۴ ۵۵۵۵ ۶۶۶۶ ۷۷۷۷ ۸۸۸۸

در گیرنده، مدارهای جداگانه تلاش می‌کنند تا داده‌های اصلی را بازسازی کنند و بصورت زیر تولید

^{۱۱}Reed Solomon (RS)

^{۱۲}Interleaving

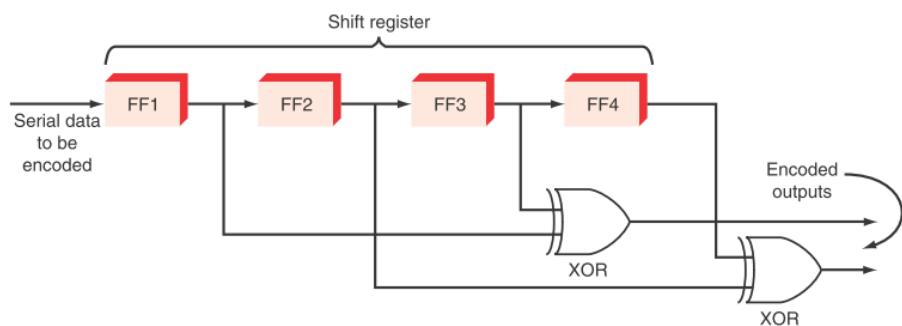
می‌شود

۱۲۳۴۵۶۷۸ ۱۲۳۴۵۶۷۸ ۱۲۳۴۵۶۷۸

اکنون با تنها ۱ بیت در هر کلمه در خط، رمزگشای همینگ بیت را شناسایی و تصحیح می‌کند.

کدهای کانولوشن

رمزگذاری کانولوشنال مانند کدهای همینگ و رید سولومون، بیت‌های اضافی را از داده‌ها ایجاد می‌کند، اما خروجی رمزگذاری شده تابعی از بیت‌های داده فعلی نیست، بلکه بیت‌های داده‌ای است که قبلاً وجود داشته‌اند. مانند سایر اشکال FEC، فرآیند رمزگذاری بیت‌های اضافی را اضافه می‌کند که از خود داده‌ها مشتق شده‌اند. این شکلی از افزونگی است که منجر به قابلیت اطمینان بیشتر در انتقال داده‌ها می‌شود. حتی اگر خط رخ دهد، بیت‌های اضافی اجزاء می‌دهند که خطاهای تصحیح شوند.

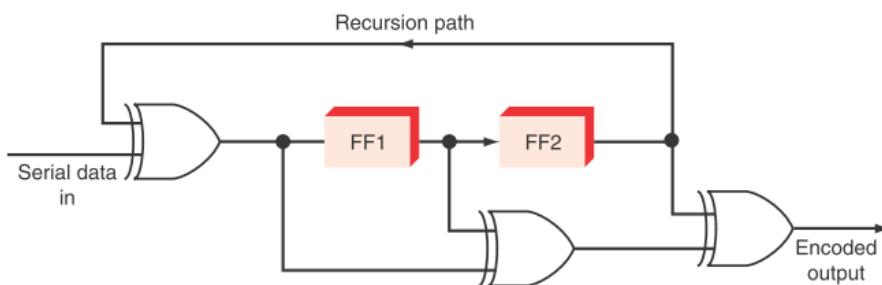


شکل ۵۵.۱۱: رمزگذاری کانولوشن از یک شیفت رجیستر با گیت‌های انحصاری OR برای ایجاد خروجی استفاده می‌کند.

کدهای کانولوشن فراتر از محدوده این متن هستند، اما اساساً کاری که انجام می‌دهند این است که داده‌ها را برای انتقال از طریق یک شیفت رجیستر خاص مانند آنچه در شکل (۵۵.۱۱) نشان داده شده است، منتقل می‌کنند. همانطور که داده‌های سریالی از طریق فلیپ‌فلاپ‌های شیفت رجیستر جابه جا می‌شوند، برخی از خروجی‌های فلیپ‌فلاپ XOR شده و دو خروجی را تشکیل می‌دهند. این دو خروجی کد کانولوشنی هستند و این همان چیزی است که منتقل می‌شود. انواع مختلفی از این طرح وجود دارد، اما توجه داشته باشید که در هر مورد خود داده‌های اصلی منتقل نمی‌شوند. در عوض، دو رشته جدایگانه از داده‌های رمزگذاری شده پیوسته ارسال می‌شود. از آنجایی که هر کد خروجی متفاوت است، به احتمال زیاد داده‌های اصلی را می‌توان با یک فرآیند معکوس در گیرنده بازیابی کرد. یکی از کدهای کانولوشنال مطلوب‌تر، گُد چفت (ترلیس)^{۸۳} است که به طور گسترده در مودم‌های کامپیوتری شماره گیری Dial-up استفاده می‌شود. کد ویتری^{۸۴} کد دیگری است که به طور گسترده برای دسترسی به داده‌های پرسرعت از طریق ماهواره‌ها استفاده می‌شود. نوع دیگری از کدهای کانولوشن از بازخورد استفاده می‌کند. این کدهای بازگشتی نامیده می‌شوند زیرا خروجی شیفت رجیستر با کد ورودی ترکیب می‌شود تا رشته‌های خروجی تولید شود. شکل (۵۶.۱۱) یک نمونه است. بازگشت به معنای گرفتن خروجی از یک فرآیند و اعمال مجدد آن به ورودی

^{۸۳}Trellis

^{۸۴}Viterbi



شکل ۱۱.۵۶: یک رمزگذار کانولوشنال با استفاده از بازگشت.

است. این روش برای ایجاد کلاس جدیدی از کدهای کانولوشنال به نام کدهای توربو توسعه داده شده است. کد توربو ترکیبی از دو فرآیند کدگذاری بازگشتی هم زمان است که در آن یکی مستقیماً از داده‌ها و دیگری از داده‌هایی مشتق می‌شود که ابتدا در هم قرار گرفته‌اند. به شکل (۱۱.۵۷) مراجعه کنید. نتیجه یک FEC بسیار قوی‌تر است که تقریباً تمام خطاهای را می‌گیرد. امروزه اکثر اشکال انتقال داده بی‌سیم از نوعی کدگذاری کانولوشنال برای اطمینان از استحکام مسیر انتقال استفاده می‌کنند.

بررسی برابری با چگالی کم

بررسی برابری با چگالی کم^{۸۵} (LDPC) یک طرح کد تصحیح کننده خطای است که توسط گالاگر^{۸۶} در دانشگاه ام آی تی (MIT) در دهه ۱۹۶۰ اختراع شد اما به دلیل فرآیند محاسباتی موazی پیچیده آن به طور گستردۀ اجرا نشد. اجرای آن، مگر در کامپیوترهای بزرگ، غیر عملی بود. با این حال، LDPC اخیراً دوباره کشف شد و امروزه به آسانی با مدارات منطقی در یک FPGA یا یک پردازنده سریع پیاده‌سازی می‌شود. با LDPC امکان ایجاد کدهایی وجود دارد که می‌توانند احتمال خطای را تا حد ممکن کاهش دهند و در محدوده شانون^{۸۷} باقی بمانند.

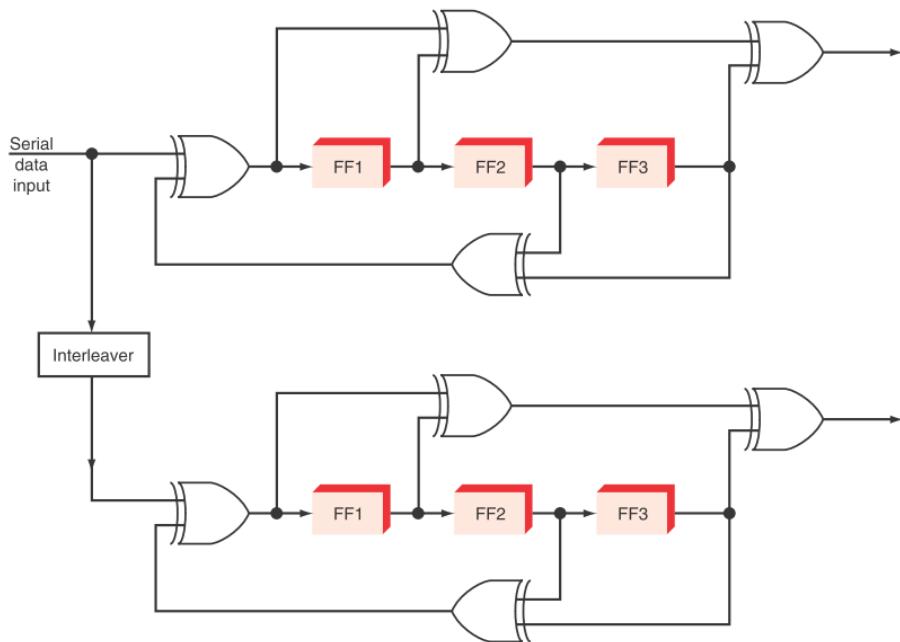
بهره کدگذاری:

کدهای تصحیح خطای پیش رو برای بهبود BER در کانال‌های ارتباطی پر سر و صدا توسعه داده شدند. با قرار دادن بلوکی از داده‌ها برای انتقال به یک فرآیند کدگذاری، بیت‌های اضافی اضافه می‌شوند که اجازه رخدادن خطای می‌دهند، اما ابزاری برای شناسایی و تصحیح خطاهای فراهم می‌کنند، در نتیجه احتمال انتقال بدون خطای تا حد زیادی بهبود می‌بخشند. چنین کدگذاری اثربخشی مشابه بهبود نسبت سیگنال به نویز (SNR) کانال انتقال دارد. اثر همان است که اگر قدرت انتقال افزایش یافته باشد. این اثر بهره کدگذاری نامیده و معمولاً بر حسب دسیبل بیان می‌شود. یکی از تعریف‌های رسمی بهره کدگذاری، افزایش توان لازم برای حفظ همان BER است که بدون کدگذاری به دست می‌آید. یا بهره کدگذاری، بهره در SNR برای یک BER معین با استفاده از یک روش کدگذاری خاص قبل از مدولاسیون است. افزایش کدگذاری چندین دسیبل با FEC امکان پذیر است.

^{۸۵}Low density parity check (LDPC)

^{۸۶}R. G. Gallager

^{۸۷}Shannon's limit



شکل ۵۷.۱۱: یک شکل از گذاری توربو.

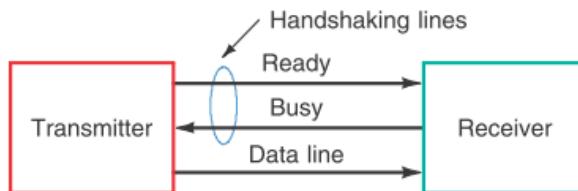
مانند بسیاری از کدهای FEC دیگر، فرآیندهای رمزگذاری و رمزگشایی فراتر از محدوده این کتاب است. فقط توجه داشته باشد که LDPC در حال جایگزینی سایر کدهای مطلوب FEC در انواع سیستم‌های ارتباطی است. اینها عبارتند از Wi-Fi در استانداردهای IEEE 802.11n و ۸۰۲.۱۱ac اترنوت ۱۰ گیگابیتی روی کابل زوج سیم تابیده، استاندارد ارتباطات خط برق G.hn، استاندارد تلویزیون دیجیتالی اروپایی ۸۰۲.۱۶e، DVB-T2 و چندین سیستم ماهواره‌ای.

۸.۱۱ پروتکل‌ها

پروتکل‌ها قوانین و شیوه‌هایی هستند که برای اطمینان از سازگاری بین فرستنده و گیرنده داده‌های دیجیتالی سریالی بدون توجه به سخت افزار و نرم افزار مورد کاربرد استفاده می‌شوند. آنها برای شناسایی شروع و پایان یک پیام، شناسایی فرستنده و گیرنده، بیان تعداد بایت‌هایی که باید ارسال شوند، بیان روش تشخیص خطأ و سایر عملکردها استفاده می‌شوند. پروتکل‌های مختلف و سطوح مختلف پروتکل‌ها در ارتباطات داده استفاده می‌شود.

ساده‌ترین شکل پروتکل، انتقال ناهمzman داده‌ها با استفاده از یک بیت شروع و یک بیت توقف (شکل ۶.۱۱) است که یک کاراکتر را، با یک بیت برابری بین بیت کاراکتر و بیت توقف، قاب بندی می‌کند. بیت برابری بخشی از پروتکل است، اما ممکن است استفاده شود یا نباشد. با این حال، در ارتباطات داده، یک پیام بیش از یک کاراکتر است. همانطور که قبلًا بحث شد، از بلوک‌ها، گروه‌هایی از حروف الفباء، اعداد، علائم نقطه‌گذاری و سایر نمادها در ترتیب دلخواه تشکیل شده است. در برنامه‌های کاربردی ارتباط داده همزمان، بلوک واحد اصلی انتقال است.

برای شناسایی یک بلوک، یک یا چند کاراکتر خاص قبل از بلوک و بعد از بلوک ارسال می‌شود. این کاراکترهای اضافی که معمولاً با کدهای ۷ یا ۸ بیتی نشان داده می‌شوند، تعدادی عملکرد را انجام می‌دهند. مانند بیت‌های شروع و توقف در یک کاراکتر، آنها شروع و پایان انتقال را نشان می‌دهند. اما آنها همچنین برای شناسایی یک بلوک خاص از داده‌ها استفاده شده و ابزاری برای بررسی و تشخیص خط را فراهم می‌کنند.



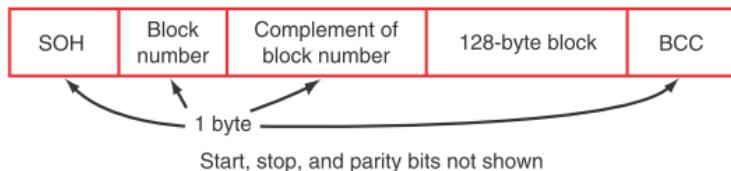
شکل ۵۸.۱۱: فرآیند ارتباط در ارتباطات داده.

برخی از کاراکترها در ابتدا و انتهای هر بلوک برای اهداف استفاده می‌شوند. این کاراکترها اطلاعات وضعیت فرستنده و گیرنده را می‌دهند. شکل (۵۸.۱۱) فرآیند اولیه ارتباط را نشان می‌دهد. به عنوان مثال، یک فرستنده ممکن است کاراکتری ارسال کند که نشان می‌دهد آماده ارسال داده به گیرنده است. هنگامی که گیرنده آن کاراکتر را شناسایی کرد، با نشان دادن وضعیت آن، به عنوان مثال، با ارسال یک کاراکتر به نمایندگی از "مشغول" به فرستنده پاسخ می‌دهد. فرستنده به ارسال سیگнал آماده خود ادامه می‌دهد تا زمانی که گیرنده به او سیگнал دهد که مشغول نیست یا آماده دریافت است.

در آن مرحله، انتقال داده‌ها انجام می‌شود. هنگامی که انتقال کامل شد، چند رابط اضافی انجام می‌شود. گیرنده تصدیق می‌کند که اطلاعات را دریافت کرده است. سپس فرستنده کاراکتری را ارسال می‌کند که نشان می‌دهد انتقال کامل شده است که معمولاً توسط گیرنده تأیید می‌شود.

یک مثال رایج از استفاده از چنین کاراکترهای کنترلی، پروتکل XON و XOFF است که بین رایانه و برخی دستگاه‌های دیگر استفاده می‌شود. XOFF معمولاً ASCII کاراکتر DC1 است و XON برای ASCII کاراکتر DC3 است. دستگاهی که آماده و قادر به دریافت داده باشد، XON را به کامپیوتر ارسال می‌کند. اگر دستگاه قادر به دریافت داده نباشد، XOFF را ارسال می‌کند. هنگامی که کامپیوتر XOFF را تشخیص می‌دهد، بلافاصله ارسال داده را متوقف می‌کند تا زمانی که دوباره دریافت شود.

پروتکل‌های ناهمزمان



شکل ۵۹.۱۱: قاب پروتکل Xmodem

سه پروتکل محبوبی که برای انتقال داده‌های کدگذاری شده با ASCII ناهمزمان بین رایانه‌های شخصی از طریق مودم استفاده می‌شود، Xmodem، Kermit و MPN هستند. این پروتکل‌ها دیگر به طور گسترده مورد استفاده قرار نمی‌گیرند، اما یک مثال با Xmodem این فرآیند را نشان می‌دهد. در Xmodem، فرآیند انتقال داده با ارسال یک کاراکتر تایید منفی^{۸۸} (NAK) توسط کامپیوتر گیرنده به فرستنده آغاز می‌شود. NAK یک کاراکتر ASCII ۷ بیتی است که هر ۱۰ ثانیه به صورت سریالی به فرستنده ارسال می‌شود تا زمانی که فرستنده آن را تشخیص دهد. هنگامی که فرستنده کاراکتر NAK را تشخیص داد، شروع به ارسال یک بلوک ۱۲۸ بایتی از اطلاعات می‌کند که به عنوان یک قاب (بسته) اطلاعات شناخته می‌شود (شکل ۵۹.۱۱). فریم با یک کاراکتر start-of-header (SOH) شروع می‌شود که یکی دیگر از کاراکترهای ASCII است به این معنی که انتقال شروع می‌شود. به دنبال آن یک هدر دنبال می‌شود که معمولاً از دو یا چند کاراکتر قبل از بلوک داده واقعی تشکیل شده است که اطلاعات کمکی را ارائه می‌دهد. در Xmodem، هدر شامل ۲ بایت است که شماره بلوک را مشخص می‌کند. در اکثر پیام‌ها، چندین بلوک داده ارسال و هر کدام به ترتیب شماره گذاری می‌شوند. بایت اول شماره بلوک در کد باینری است. بایت دوم مکمل شماره بلوک است. یعنی همه بیت‌ها معکوس شده‌اند. سپس بلوک ۱۲۸ بایتی منتقل می‌شود. در انتهای بلوک، کامپیوتر فرستنده یک بایت چک جمع ارسال می‌کند که همان BCC یا مجموع دودویی تمام اطلاعات باینری ارسال شده در بلوک است. (به خاطر داشته باشید که هر کاراکتر به همراه بیت‌های شروع و توقف ارسال می‌شود، زیرا Xmodem یک پروتکل ناهمزمان است).

کامپیوتر دریافت کننده به داده‌های بلوک نگاه می‌کند و جمع چک را نیز محاسبه می‌کند. اگر جمع چک بلوک دریافتی با آنچه ارسال شده یکسان باشد، فرض بر این است که بلوک به درستی دریافت شده است. اگر بلوک به درستی دریافت شده باشد، رایانه گیرنده یک کاراکتر تایید^{۸۹} (ACK) - یک کد ASCII دیگر - به فرستنده ارسال می‌کند. پس از دریافت ACK توسط فرستنده، بلوک بعدی داده ارسال می‌شود. هنگامی که یک بلوک به دلیل تداخل یا مشکلات تجهیزات نادرست دریافت شده باشد، مبالغه چک مطابقت ندارند و رایانه دریافت کننده یک کد NAK را به فرستنده ارسال می‌کند. فرستنده‌ای که NAK را دریافت کرده است به طور خودکار با ارسال مجدد بلوک پاسخ می‌دهد. این روند تا زمانی تکرار می‌شود که هر بلوک و کل پیام بدون خطا ارسال شود.

هنگامی که کل پیام ارسال شد، کامپیوتر فرستنده یک کاراکتر پایان انتقال^{۹۰} (EOT) را ارسال می‌کند. کامپیوتر گیرنده با یک کاراکتر ACK پاسخ می‌دهد و ارتباط را خاتمه می‌دهد.

پروتکل‌های همزمان

پروتکل‌های مورد استفاده برای ارتباط داده‌های همزمان پیچیده‌تر از پروتکل‌های ناهمزمان هستند. با این حال، مانند سیستم‌های Kermit و Xmodem ناهمزمان، از کاراکترهای کنترلی مختلفی برای اهداف سیگنال‌دهی در ابتدا و انتهای بلوک داده‌ای که قرار است ارسال شود، استفاده می‌کنند.

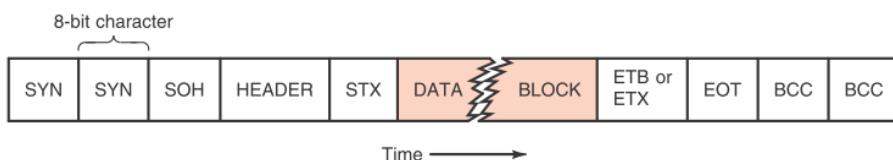
پروتکل‌های دو همزمان (دو سنکرون): یک پروتکل همگام اولیه، پروتکل Bisync IBM است. معمولاً با ارسال دو یا چند کاراکتر همگام سازی (SYN) ASCII شروع می‌شود (شکل ۶۰.۱۱). این کاراکترها شروع انتقال را سیگنال می‌دهند و همچنین برای مقداردهی اولیه مدارهای زمان بندی ساعت در مودم گیرنده استفاده می‌شوند. این امر همزمان سازی مناسب داده‌های ارسال شده در یک

^{۸۸}Negative Acknowledge (NAK)

^{۸۹}Acknowledge (ACK)

^{۹۰}End Of Transmission (EOT)

زمان را تضمین می‌کند. پس از کاراکترهای SYNC، یک مشخصه شروع هدر (سریگ) (SOH) ۹۱

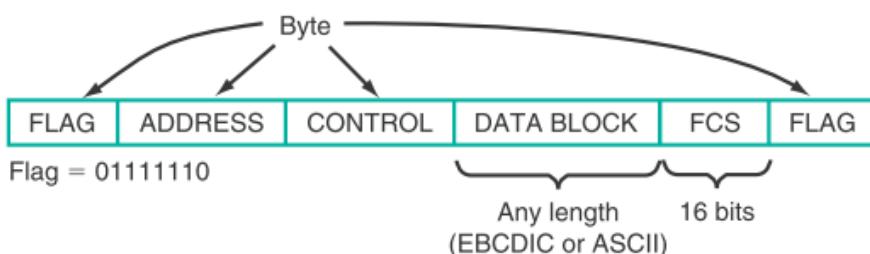


شکل ۱۱.۶۰: پروتکلهای دو سنگروز.

منتقل می‌شود. هدر گروهی از کاراکترها است که باید ارسال شود، تعداد کاراکترهای یک بلوک (معمولًاً حداکثر تا ۲۵۶)، و گُدد اولویت یا برخی از مقصدهای مسیریابی خاص را مشخص می‌کند. انتهای هدر توسط یک کاراکتر شروع متن (STX) علامت گذاری می‌شود. در این مرحله، پیام مورد نظر هر بار ۱ بایت مخابره می‌شود. هیچ بیت شروع و توقف ارسال نمی‌شود. کلمات ۷ یا ۸ بیتی به سادگی یکی پس از دیگری در کنار هم قرار می‌گیرند و گیرنده باید آنها را به کلمات باینری جداگانه که به صورت موازی دور تر در مدار گیرنده در رایانه مدیریت می‌شوند، مرتب کند.

در انتهای یک بلوک، یک مشخصه پایان انتقال بلوک (ETB) منتقل می‌شود. اگر بلوک آخرین مورد در یک پیام کامل باشد، یک کاراکتر انتهای متن (ETX) منتقل می‌شود. یک کاراکتر پایان انتقال (EOT)، که سیگنال پایان انتقال را نشان می‌دهد، با یک کد تشخیص خطأ، معمولاً یک BCC با یابته، دنبال می‌شود.

SDLC: یکی از پُر کاربردترین گستره‌های همزمان، پروتکل کنترل پیوند داده همزمان (SDLC) است (شکل ۴۱.۱۱). SDLC در شبکه‌هایی استفاده می‌شود که اتصالات متقابل چندین کامپیوتر است. همه فریم‌ها با یک بایت پرچم با کد 111110 یا هگز $7E$ شروع و پایان می‌یابند که توسط کامپیوتر گیرنده شناسایی می‌شود. دنباله‌ای از ۱۱ های بازتری فرآیند همزمان ساعت را شروع می‌کند. بعد یک بایت آدرس می‌آید که یک ایستگاه گیرنده خاص را مشخص می‌کند. به هر ایستگاه در شبکه یک شماره آدرس اختصاص داده می‌شود. آدرس hex FF نشان می‌دهد که پیامی که باید دنبال شود به تمام ایستگاه‌های شبکه ارسال می‌شود.



شکل ۱.۱۱: فرمتهای فریم HDLC و SDLC

یک بایت کنترلی، به دنبال آدرس یه‌نامه نویس، یا کاربر اجازه می‌دهد تا نحوه ارسال داده‌ها و

⁹¹Start Of Header (SOH)

Start Of Header (SOH)

End Of Text (ETX)

نحوه برخورد با آنها را در انتهای دریافت کننده مشخص کند. این امکان را به کاربر می‌دهد که تعداد فریم‌ها، نحوه دریافت داده‌ها و غیره را مشخص کند.

بلوک داده (همه کدها EBCDIC هستند نه ASCII) در مرحله بعدی قرار می‌گیرند. می‌تواند هر طولی باشد، اما ۲۵۶ بایت معمولی است. داده‌ها توسط یک دنباله بررسی فریم (FCS)، یک CRC ۱۶ بیتی دنبال می‌شوند. یک پرچم قاب را به پایان می‌رساند.

نوعی از سیستم SDLC، که به رابط بین تعداد بیشتری از نرمافزارهای مختلف و تنظیمات سختافزاری اجازه می‌دهد، کنترل پیوند داده سطح بالا (HDLC) نامیده می‌شود. فرمت آن شبیه به شکل نشان داده شده در شکل ۶۱.۱۱ است. همچنین ممکن است از داده‌های ASCII استفاده کند و اغلب دارای CRC/FCS ۳۲ بیتی است.

مدل اتصال سیستم‌های باز

همانطور که مشاهده کردید، پروتکل‌ها انواع و تنوع زیادی دارند. اگر قرار است سازگاری گسترده‌ای بین سیستم‌های مختلف وجود داشته باشد، استاندارد سازی در سطح صنعت ضروری است. توانایی یک پیکربندی سختافزار-نرمافزار برای برقراری ارتباط با سیستم‌های مختلف دیگر به عنوان قابلیت همکاری شناخته می‌شود. تنها در صورتی که همه تولیدکنندگان و کاربران استانداردهای یکسانی را اتخاذ کنند، می‌توان به قابلیت همکاری واقعی دست یافت. یکی از سازمان‌هایی که تلاش کرده است روش‌های ارتباط داده‌ها را استاندارد کند، سازمان بین‌المللی استاندارد سازی است. این سازمان چارچوب یا سلسله مراتبی را ایجاد کرده است که نحوه انتقال داده‌ها را مشخص می‌کند. این سلسله مراتب، که به عنوان مدل اتصال سیستم‌های باز^{۹۴} (OSI) شناخته می‌شود، برای ایجاد دستورالعمل‌های قابلیت همکاری عمومی برای توسعه دهنده‌گان پیاده‌سازی نشده است، عملکردهای هر سطح در طرح کلی مدل OSI باید توسط هر پروتکل انجام شود. علاوه بر این، مدل OSI به عنوان یک مرجع مشترک برای همه پروتکل‌ها عمل می‌کند.

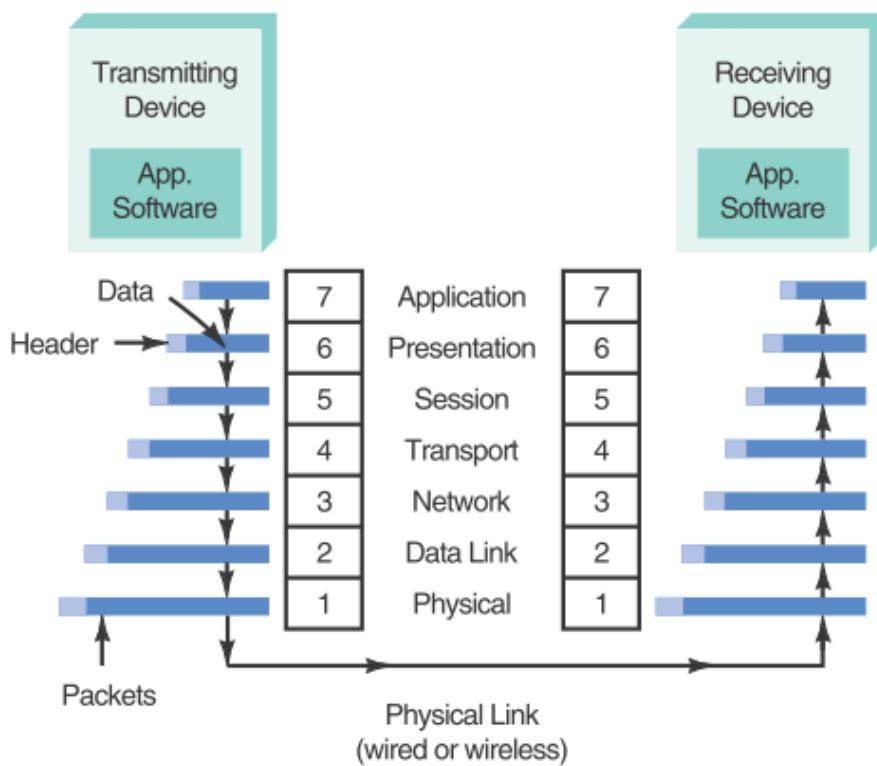
سلسله مراتب OSI از هفت سطح یا لایه تشکیل شده است (شکل ۶۲.۱۱). هر لایه توسط نرم افزار (یا در یک مورد ساخت افزار) تعریف می‌شود و بهوضوح از لایه‌های دیگر متمایز است. این لایه‌ها واقعاً خود پروتکل نیستند، اما راهی برای تعریف و پارسیشن بندی پروتکل‌ها برای انتقال داده‌ها به روشی استاندارد ارائه می‌دهند. هر لایه برای رسیدگی به پیام‌هایی طراحی شده است که از یک لایه پایین‌تر یا یک لایه بالایی دریافت می‌کند. هر لایه نیز طبق دستورالعمل‌های خاصی به لایه بالا یا پایین خود پیام می‌فرستد. پروتکل‌های مختلف هر لایه را انجام می‌دهند و با ارجاع به مدل OSI به‌وظایفی که انجام می‌دهند اشاره می‌کنند. به‌وظایف لایه ۱، لایه ۲ و غیره گفته می‌شود.

همانطور که در شکل نشان داده شده است، بالاترین سطح لایه برنامه است که با برنامه کاربردی کاربر ارتباط برقرار می‌کند. پایین‌ترین سطح لایه فیزیکی است که در آن سخت افزار الکترونیکی، رابطها و محیط‌های انتقال تعریف می‌شوند.

- **لایه فیزیکی.** اتصالات فیزیکی و استانداردهای الکتریکی برای سیستم ارتباطی در اینجا تعریف شده است. این لایه ویژگی‌های رابط^{۹۵} مانند سطوح ولتاژ باینری، روش‌های رمزگذاری، نرخ انتقال داده و موارد مشابه را مشخص می‌کند.

^{۹۴}Open Systems Interconnection

^{۹۵}Interface



شکل ۶۲.۱۱: هفت لایه OSI.

- **لینک داده.** این لایه اطلاعات چارچوب بندی بلوک داده را تعیین می‌کند. هر روش تشخیص و تصحیح خطأ و همچنین کدهای همزمان سازی و کنترل مربوط به ارتباطات را شناسایی می‌کند. لایه پیوند داده شامل پروتکل‌های اساسی مانند HDLC و SDLC است.

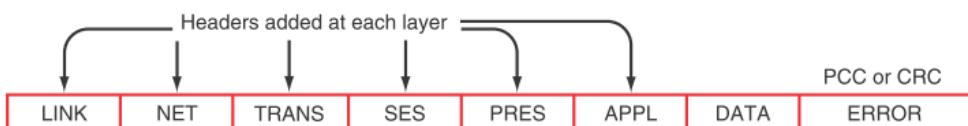
- **شبکه.** این لایه شبکه و مسیری که انتقال می‌تواند طی کند را تعیین می‌کند. در برخی از سیستم‌ها، ممکن است چندین مسیر برای عبور داده‌ها وجود داشته باشد. لایه شبکه روش‌های خاص مسیریابی و سوئیچینگ داده را که می‌تواند در سیستم رخ دهد، تعیین می‌کند، به عنوان مثال، انتخاب یک خط شماره‌گیری، یک خط اجاره‌ای خصوصی، یا یک مسیر اختصاصی دیگر.

- **انتقال.** در این لایه، در صورت وجود، مالتی‌پلکسینگ وجود دارد. بازیابی خطأ، طبقه بندی داده‌ها به واحدهای کوچکتر به‌طوری که بتوان آنها را کارآمدتر مدیریت کرد. و آدرس دهی و عملیات کنترل.

- **جلسه.** این لایه مواردی مانند مدیریت و همزمان سازی انتقال داده را انجام می‌دهد. معمولاً شامل روش‌های ورود و خروج از شبکه و همچنین مجوز کاربر است و در دسترس بودن شبکه برای پردازش و ذخیره داده‌های ارسالی را تعیین می‌کند.

• **نمایش.** این لایه با شکل و نحو پیام سروکار دارد. قالب بندی داده‌ها، رمزگذاری و رمزگشایی، همزمان‌سازی و سایر ویژگی‌ها را تعریف می‌کند. هر گونه انتقال کد مورد نیاز را تعریف و پارامترها را برای هر عملیات گرافیکی تنظیم می‌کند.

• **کاربردها.** این لایه مدیر کل شبکه یا فرآیند ارتباط است. وظیفه اصلی آن قالب بندی و انتقال فایل‌ها بین پیام ارتباطی و نرم افزار برنامه‌های کاربردی کاربردی است.



شکل ۶۳.۱۱: داده‌هایی که در لایه فیزیکی منتقل می‌شوند.

فرآیند اصلی این است که اطلاعات با انتقال داده‌ها از یک لایه به لایه دیگر اضافه یا حذف می‌شود (شکل ۶۳.۱۱). به عنوان مثال، فرض کنید برنامه برنامه‌ای که استفاده می‌کنید حاوی داده‌هایی است که می‌خواهید به رایانه دیگری ارسال کنید. این داده‌ها در قالب نوعی بسته سریالی یا فریم یا دنباله‌ای از بسته‌ها منتقل می‌شوند. لایه کاربردی بسته را قبل از ارسال به سطح بعدی به‌نوعی سربرگ (هدر) یا مقدمه متصل می‌کند. در سطح ارائه، هدرها و اطلاعات دیگر اضافه می‌شود. در هر یک از سطوح پایین‌تر، سرصفحه‌ها و اطلاعات مرتبط تا زمانی که پیام داده تقریباً به‌طور کامل در یک بسته بزرگ‌تر محصور شود، اضافه می‌شوند. در نهایت، در سطح فیزیکی، داده‌ها به سیستم دیگر منتقل می‌شود. همان‌طور که شکل (۶۳.۱۱) نشان می‌دهد، پیامی که در واقع ارسال می‌شود ممکن است حاوی اطلاعات هدر بیشتری نسبت به داده‌های واقعی باشد.

در انتهای دریافت، اطلاعات هدر در سطوح مختلف با انتقال داده‌ها به سطوح متواتی حذف می‌شود. سرصفحه‌ها به داده‌ها می‌گویند که کجا بروند و بعد چه کاری انجام دهند. داده‌ها در سطح فیزیکی وارد می‌شوند و از لایه‌های مختلف بالا می‌روند تا به لایه کاربردها می‌رسند، جایی که در نهایت مورد استفاده قرار می‌گیرند.

توجه داشته باشید که استفاده از هر هفت لایه ضروری نیست. بسیاری از کاربردهای مدرن ارتباطات داده تنها به دو یا سه لایه اول نیاز دارند تا تبادل داده را به‌طور کامل تعریف کنند.

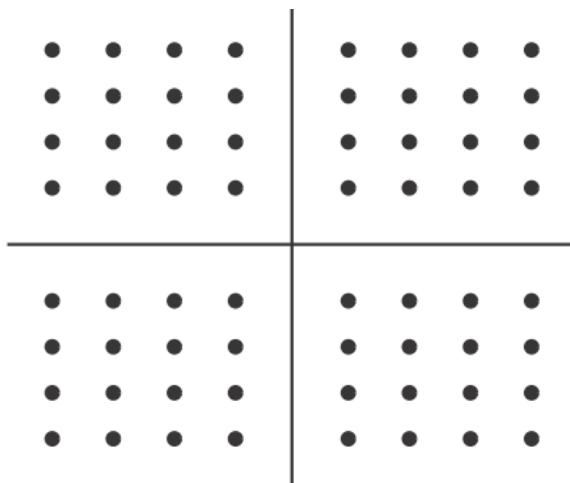
مزیت اصلی استاندارد OSI این است که اگر در تجهیزات و نرم افزارهای ارتباطی داده گنجانده شود، به احتمال زیاد سازگاری بین سیستم‌ها و تجهیزات حاصل می‌شود. با افزایش روزافرون رایانه‌ها و شبکه‌ها، به عنوان مثال، در اینترنت، قابلیت تعامل واقعی اهمیت بیشتری پیدا می‌کند.

سئوالات:

۱. اولین شکل ارتباط داده باینتری را نام ببرید.
۲. انتقال کد خط و نقطه را از طریق رادیو چه می‌گویید؟
۳. چگونه حروف بزرگ و کوچک را در کد مورس تشخیص می‌دهند؟

۴. کد مورس برای کاراکترهای C و Z و ? چیست؟
۵. یک بایت چند بیت است؟
۶. دو روش انتقال بیتها از مکانی به مکان دیگر را نام ببرید.
۷. پرکاربردترین کد داده باینری که از ۷ بیت برای نمایش کاراکترها استفاده می‌کند کدام است؟
۸. کدام کاراکتر ASCII برای به صدا در آوردن یک زنگ منتقل می‌شود؟
۹. برای طول مسیر داده مشخص، کدام انتقال سریعتر است، سریالی یا موازی؟
۱۰. برای علامت دادن شروع و پایان ارسال یک کاراکتر در ارسال‌های ناهمزمان از چه چیزی استفاده می‌شود؟
۱۱. تعداد نمادهایی که در هر ثانیه در یک انتقال داده اتفاق می‌افتد چه نام دارد؟
۱۲. چگونه می‌توان بیش از یک بیت در هر باود در انتقال داده وجود داشته باشد؟
۱۳. هر باود (نماد) چند بیت را می‌توان توسط یک سیگنال چهار سطحی FSK ارسال کرد؟
۱۴. انتقال ناهمزمان یا انتقال سنکرون کدام سریعتر است؟ توضیح دهید.
۱۵. چگونه یک پیام با استفاده از انتقال داده همزمان ارسال می‌شود؟
۱۶. در انتقال داده‌های سریالی، نامهای ویژه برای ° باینری و ۱ باینری چیست؟
۱۷. چه روش رمزگذاری در اکثر سیگنال‌های منطق دیجیتال استاندارد استفاده می‌شود؟
۱۸. چه اتفاقی در انتقال داده‌های سریالی، تشخیص نرخ ساعت در هنگام استفاده از NRZ را دشوار می‌کند؟
۱۹. کدام دو روش رمزگذاری برای بازیابی ساعت بهترین هستند؟
۲۰. مزیت روش رمزگذاری RZ-AMI چیست؟
۲۱. برای سیستم رمزگذاری که از یک انتقال (گذر) در مرکز هر بیت استفاده می‌کند، دو نام را ذکر کنید.
۲۲. توضیح دهید که چگونه GMSK نرخ داده‌های بالاتر را در پهنانی باند کمتر اجازه میدهد.
۲۳. مقدار اطلاعاتی که می‌توان در یک انتقال داده ارسال کرد به چه دو عامل بستگی دارد؟
۲۴. درست یا غلط؟ طرح‌های رمزگذاری دودویی چندسطحی یا چند نمادی اجازه می‌دهند تا داده‌های بیشتری در زمان کمتری با فرض فاصله نماد ثابت منتقل شوند.
۲۵. برای یک سیستم پهنانی باند معین، مزیت استفاده از یک طرح رمزگذاری چند نماد چیست؟
۲۶. اجزا و مدارهای اصلی یک مودم را نام ببرید.

۲۷. وظیفه مودم چیست؟
۲۸. حداکثر سرعت دانلود مودم VDSL2 چقدر است؟
۲۹. چه نوع مدولاسیونی در مودم ADSL استفاده می‌شود؟ حداکثر سرعت دانلود چقدر است؟
۳۰. حداکثر سرعت مودم ADSL یا VDSL را چه عاملی تعیین می‌کند؟
۳۱. چرا در مودم به اسکرامبلر نیاز است؟
۳۲. چیست DOCSIS؟
۳۳. پهنای باند کanal دیتا تلویزیون کابلی چقدر است؟
۳۴. چه نوع مدولاسیونی برای دانلود و آپلود در تلویزیون کابلی استفاده می‌شود و حداکثر نرخ داده نظری چقدر است؟
۳۵. برای تولید BPSK از چه مدار پایه‌ای استفاده می‌شود؟
۳۶. برای دمودولاسیون BPSK از چه مداری استفاده می‌شود؟
۳۷. از چه مداری برای تولید سیگنال حامل استفاده می‌شود تا در دمودولاسیون سیگنال BPSK استفاده شود؟
۳۸. چه نوع PSK برای دمودولاسیون به مدار بازیابی سیگنال حامل نیاز ندارد؟
۳۹. مدار کلیدی مورد استفاده در مدولاتور DPSK را نام ببرید.
۴۰. چند شیفت فاز مختلف در QPSK استفاده می‌شود؟
۴۱. در QPSK با هر شیفت فاز چند بیت نمایش داده می‌شود؟
۴۲. با هر تغییر فاز در 16-PSK چند بیت نشان داده می‌شود؟
۴۳. آیا بازیابی حامل در دمودولاتور QPSK مورد نیاز است؟
۴۴. وقتی از QPSK استفاده می‌شود، آیا نرخ بیت از نرخ باود (نماد) سریعتر است؟
۴۵. برای ایجاد یک دبیت (دو بیت) در مدولاتور QPSK از چه مداری استفاده می‌شود؟
۴۶. مداری را که یک کد باینری ۲ بیتی را به یکی از چهار سطح ولتاژ dc تبدیل می‌کند، چه نام دارد؟
۴۷. ترکیبی از کدام دو نوع مدولاسیون است؟
۴۸. روش مدولاسیون مورد استفاده در تلویزیون با کیفیت بالا ATSC ایالات متحده را نام ببرید.
۴۹. مدولاسیون کد ترلیس چیست؟ چرا استفاده می‌شود؟
۵۰. با 256-QAM چند بیت در هر باود ارسال می‌شود؟



شکل ۱۱: تصویر برای سوال ۵۱

۵۱. چه نوع مدولاسیونی با نمودار صورت فلکی در شکل (۴.۱۱) نشان داده شده است؟
۵۲. روش مدولاسیون مورد استفاده در استاندارد DOCSIS 3.1 را بیان کنید.
۵۳. طیف گسترده چیست؟
۵۴. دو نوع اصلی طیف گسترده را نام ببرید.
۵۵. چه مداری فرکانس فرستنده را در یک سیستم SS پرش فرکانس تولید می‌کند؟
۵۶. در یک سیستم SS پرش فرکانس، چه مداری فرکانس تولید شده توسط سینتی‌سایزر را انتخاب می‌کند؟
۵۷. درست یا غلط؟ سرعت جهش کمتر از نرخ بیت داده‌های دیجیتالی است.
۵۸. چگونه یک سیگنال SS برای یک گیرنده باند باریک ظاهر می‌شود؟
۵۹. دو یا چند ایستگاه با استفاده از طیف گسترده و دارای باند مشترک چگونه شناسایی و از یکدیگر متمایز می‌شوند؟
۶۰. مدت زمانی که فرستنده SS پرش فرکانس روی یک فرکانس می‌ماند را چه می‌نامید؟
۶۱. برای تولید سیگنال PSN از چه مداری استفاده می‌شود؟
۶۲. هدف از سیگنال PSN چیست؟
۶۳. در یک فرستنده SS دنباله مستقیم، سیگنال داده با سیگنال PSN در چه نوع مداری مخلوط می‌شود؟
۶۴. درست یا غلط؟ در یک سیستم SS رشته مستقیم، نرخ تراشه(چیپ) سریعتر از نرخ داده است.

۶۵. چه نوع مدولاسیونی با SS دنباله مستقیم استفاده می‌شود؟
۶۶. مشکل‌ترین بخش ارتباط طیف گسترده چیست؟
۶۷. فرآیند مقایسه یک سیگنال با سیگنال دیگر در تلاش برای بهدست آوردن تطابق را چه می‌نامید؟
۶۸. دو مزیت اصلی طیف گسترده را نام ببرید.
۶۹. OFDM چگونه تولید و دمودوله می‌شود؟
۷۰. چهار کاربرد OFDM را نام ببرید.
۷۱. متداول‌ترین کاربرد طیف گسترده را نام ببرید.
۷۲. سیگنال‌های صوتی چگونه از طریق طیف گسترده منتقل می‌شوند؟
۷۳. نام دیگر SS دنباله مستقیم چیست؟
۷۴. دو روش تشخیص خطأ را فهرست کنید.
۷۵. یک راه ساده اما وقت‌گیر برای اطمینان از انتقال بدون خطأ را نام ببرید.
۷۶. شایع‌ترین علت خطأ در انتقال داده‌ها چیست؟
۷۷. نسبت تعداد خطأهای بیت به تعداد کل بیت‌های ارسال شده چه نام دارد؟
۷۸. کدام روش رمزگذاری بیت سریالی تشخیص خطأهای تک بیتی را ممکن می‌سازد؟
۷۹. بیتی که به یک کاراکتر ارسالی برای کمک به نشان دادن خطأ اضافه می‌شود، چه نام دارد؟
۸۰. نام عددی که برای کمک به تشخیص خطأها به انتهای بلوک داده اضافه می‌شود چیست و چگونه بهدست می‌آید؟
۸۱. نام دیگر برابری چیست؟
۸۲. بلوک اصلی یک مدار مولد برابری کدام مدار منطقی است؟
۸۳. کدام سیستم تشخیص خطأ از BCC در انتهای بلوک داده استفاده می‌کند؟
۸۴. فرآیند تولید CRC را شرح دهید.
۸۵. کدام مدار پایه CRC را تولید می‌کند؟
۸۶. درست یا غلط؟ اگر خطای بیتی قابل شناسایی باشد، می‌توان آن را اصلاح کرد.
۸۷. روش بررسی صحت انتقال بلوک در گیرنده با استفاده از CRC را شرح دهید.
۸۸. نام محبوب‌ترین کد تصحیح خطأ چیست؟

۸۹. اگر در حین انتقال خطایی در کلمه داده رخ ندهد، نتیجه بیت‌های همینگ X-ORing چگونه خواهد بود؟

۹۰. سه نوع کد کانولوشن را نام ببرید.

۹۱. نام قوانین و روش‌هایی که نحوه انتقال و دریافت داده‌ها را توضیح می‌دهد چیست؟

۹۲. فرآیند تبادل سیگنال بین فرستنده و گیرنده برای نشان دادن وضعیت یا در دسترس بودن چیست؟

۹۳. پروتکل ناهمزمان محبوبی که با رایانه‌های شخصی و سایر دستگاه‌های سریالی استفاده می‌شود چیست؟ چه کاراکترهای کنترلی استفاده می‌شود؟

۹۴. یک پروتکل ناهمزمان محبوب که در ارتباط کامپیوتر شخصی از طریق مودم استفاده می‌شود نام ببرید.

۹۵. معمولاً در آخرین صفحه یک فریم پروتکل چیست؟

۹۶. رشته کاراکترهایی که یک پیام یا قسمتی از پیام را برای انتقال می‌سازند چه نام دارد؟

۹۷. پروتکل‌های سنکرون معمولاً با چه چیزی شروع می‌شوند؟ چرا؟

۹۸. دو پروتکل متداول سنکرون را نام ببرید.

۹۹. در انتهای اکثر بسته‌های پروتکل چه چیزی ظاهر می‌شود؟

۱۰۰. قابلیت همکاری به‌چه معناست؟

۱۰۱. یکی از راههای دستیابی به قابلیت همکاری را نام ببرید.

۱۰۲. هفت سطح OSI را به ترتیب از بالاترین به پایین‌ترین نام ببرید.

۱۰۳. سه یا چهار سطح OSI که بیشترین استفاده را دارند کدامند؟

مسائل:

۱. نام کد کاراکتر ۸ بیتی مورد استفاده در سیستم‌های IBM چیست؟

۲. یک قطار پالس سریالی دارای زمان بیت ۷۰ میکرو ثانیه است. نرخ داده بر حسب بیت در ثانیه چقدر است؟

۳. نرخ داده یک جریان بیت سریالی 14400 bps است. فاصله بیت چقدر است؟

۴. سرعت انتقال اطلاعات سریال ۲/۵ مگابیت بر ثانیه است. تعداد واقعی بیت‌هایی که در یک ثانیه رخ می‌دهند چقدر است؟

۵. ظرفیت کanal، بر حسب بیت در ثانیه، یک سیستم باینری با پهنهای باند 30 کیلوهرتز با فرض عدم وجود نویز چقدر است؟
۶. اگر یک طرح رمزگذاری هشت سطحی در یک سیستم پهنهای باند 30 کیلوهرتز استفاده شود، ظرفیت کanal بر حسب بیت در ثانیه چقدر است؟
۷. ظرفیت کanal، بر حسب بیت در ثانیه، یک کanal 15 مگاهرتز با نسبت S/N مساوی 28 دسیبل چقدر است؟
۸. حداقل پهنهای باند مجاز که می‌تواند سیگنال باینری را با نرخ بیت $350 bps$ ارسال کند چقدر است؟
۹. اگر چهار خطای در انتقال 500000 بیت رخ دهد BER چیست؟
۱۰. بیت‌های برابری صحیح را برای هر عدد بنویسید.
- الف فرد 1011000
 - ب زوج 1011101
 - ج فرد 0111101
 - د زوج 1001110
۱۱. ۴ بیت همینگ را برای عدد 8 بیت 11010110 تعیین کنید. از قالب نشان داده شده در متن استفاده کنید.
۱۲. بهره پردازشی در سیستم DSSS با کanal 20 مگاهرتز و سرعت داده 11 مگابیت بر ثانیه چقدر است؟

مسائل چالش برانگیز:

۱. یک سیستم ساده ارتباط داده را با جزئیات توصیف کنید که دمای یک مکان غیرقابل دسترس از راه دور را کنترل می‌کند و دما را در رایانه شخصی نمایش می‌دهد.
۲. یک برنامه کاربردی آینده برای تکنیک‌های طیف گسترده پیشنهاد کنید و توضیح دهید که چرا برای آن کاربرد مناسب است. SS
۳. سه یا چند برنامه کاربردی ارتباط داده رایج که ممکن است استفاده کنید نام بیرید.
۴. چرا DSP برای پیاده سازی OFDM در مودم ADSL ضروری است؟
۵. آیا طیف گسترده و OFDM کارایی طیفی دارند؟

فصل ۱۲

مبانی شبکه، شبکه‌های محلی و اترنت

اولین کامپیوترها ماشین‌های مستقلی بودند که یک نفر در یک زمان از آنها استفاده می‌کرد. بعداً کامپیوترها اشتراک‌گذاری زمانی اختراع شدند که به بیش از یک نفر امکان استفاده همزمان از دستگاه را می‌داد. هنگامی که کامپیوترهای شخصی (PC) به وجود آمدند، الگوی یک کامپیوترها- یک کاربر با انتقام بازگشت. اما همه اینها در گذشته است. امروزه بیشتر کامپیوترها به صورت شبکه‌ای متصل هستند، به این ترتیب به یکدیگر متصل هستند تا بتوانند با یکدیگر ارتباط برقرار کنند، متابع را با اشتراک بگذارند و به اینترنت دسترسی داشته باشند. تقریباً ۱۰۰ درصد کامپیوترهای تجاری و صنعتی تحت شبکه هستند. اکثر کامپیوترهای خانگی و شخصی نیز به شبکه متصل هستند. این فصل مقدمه‌ای بر شبکه، شبکه‌های محلی^۱ (LAN) و اترنت^۲، پرکاربردترین فناوری شبکه است.

اهداف:

بعداز تکمیل این فصل، شما می‌توانید:

■ اصطلاحات LAN، MAN و WAN را تعریف کنید.

■ اهداف اساسی شبکه‌های LAN را توضیح دهید و برخی از کاربردهای خاص LAN را شرح دهید.

■ نمودارهای شبکه‌های محلی را که بر اساس سه توبولوژی^۳ اصلی مرتب شده‌اند رسم کنید: ستاره، حلقه^۴ و باس^۵ (گذرگاه-اتوبوس).

^۱Local Area Networks (LAN)

^۲ Ethernet

^۳Topology

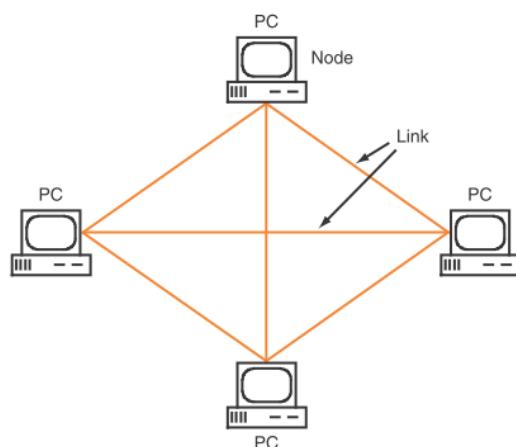
^۴Ring

^۵Bus

- نحوه استفاده از تکرار کننده‌ها، فرستنده گیرنده‌ها، هاب‌ها، پل‌ها، روترهای^۶ و دروازه‌ها در شبکه‌های LAN را شرح دهید.
- سرعت انتقال را با توجه به طول داده‌های ارسالی و ویژگی‌های شبکه محلی که داده‌ها از طریق آن ارسال می‌شود، محاسبه کنید.
- کلاس‌ها(طبقات) و مشخصات اصلی اترنت را شناسایی کنید.

۱.۱۲ مبانی شبکه

شبکه یک سیستم ارتباطی با دو یا چند ایستگاه است که می‌توانند با یکدیگر ارتباط برقرار کنند. زمانی که بخواهیم هر کامپیوتر با دو یا چند کامپیوتر اضافی ارتباط برقرار کند، اتصالات می‌توانند پیچیده شوند. همانطور که شکل (۱.۱۲) نشان می‌دهد، اگر قرار است چهار کامپیوتر بهم متصل شوند، باید سه پیوند به هر کامپیوتر شخصی وجود داشته باشد.



شکل ۱.۱۲: شبکه‌ای از چهار کامپیوتر.

تعداد پیوندهای L مورد نیاز بین N کامپیوتر خانگی (گره)^۷ با استفاده از فرمول زیر تعیین می‌شود:

$$L = \frac{N(N - 1)}{2}$$

فرض کنید، به عنوان مثال، شش کامپیوتر شخصی وجود دارد. تعداد لینک‌ها (پیوندها) برابر است با:

$$L = 6(6 - 1)/2 = 15$$

تعداد پیوندها یا کابل‌ها متناسب با تعداد گره‌های درگیر افزایش می‌باید. نوع آرایش نشان داده شده در شکل (۱.۱۲) آشکارا گران و غیر عملی است. نوع خاصی از سیم کشی شبکه باید استفاده شود، ترکیبی از سخت افزار و نرم افزار است که به چندین کامپیوتر اجازه می‌دهد تا ارزان و ساده با حداقل تعداد لینک‌های لازم برای ارتباط بهم متصل شوند.

⁶Router

⁷Nodes

مثال ۱۲-۱

یک دفترکار با ۲۰ کامپیوتر باید سیم کشی شود تا هر کامپیوتری بتواند با هر کامپیوتر دیگری ارتباط برقرار کند. چند سیم اتصال (یا پیوند، L) مورد نیاز است؟

$$L = \frac{N(N - 1)}{2} = \frac{20(20 - 1)}{2} = 190$$

انواع شبکه‌ها

هر کامپیوتر یا کاربر در یک شبکه به عنوان یک گره شناخته می‌شود. اتصال بین گره‌ها به عنوان پیوند ارتباطی^۸ نامیده می‌شود. در اکثر شبکه‌های کامپیوتری، هر گره یک کامپیوتر شخصی است، اما در برخی موارد یک دستگاه جانبی مانند چاپگر لیزری یا یک کنترلر تعییه شده در یک قطعه دیگر از تجهیزات می‌تواند یک گره باشد. چهار نوع اصلی از شبکه‌های الکترونیکی را یخ وجود دارد: شبکه‌های گسترده^۹ (WAN)، شبکه‌های منطقه‌ی شهری^{۱۰} (MANs)، شبکه‌های محلی^{۱۱} (LAN)، و شبکه‌های ناحیه‌ی شخصی^{۱۲} (PAN). بیایید نگاهی کوتاه به هر یک بیاندازیم.

شبکه‌های گسترده (WAN) : شبکه‌های گسترده (WAN) یک منطقه جغرافیایی قابل توجهی را پوشش می‌دهد. سیستم‌های تلفن محلی WAN هستند، همانطور که بسیاری از سیستم‌های تلفن از راه دور که در سراسر کشور و به شبکه‌های WAN در کشورهای دیگر به هم متصل هستند. هر مجموعه تلفن در واقع یک گره در یک شبکه است که دفاتر محلی و دفاتر مرکزی را به هم متصل می‌کند. هر گره‌ای می‌تواند با هر گره دیگری در سیستم تماس بگیرد. سیستم‌های تلفن از سیم و کابل کواکسیال زوج تابیده و همچنین شبکه‌های رله مایکروویو، ماهواره‌ها و کابل‌های فیبر نوری استفاده می‌کنند. شبکه‌های WAN نیز وجود دارند که بخشی از شبکه‌های تلفن عمومی نیستند، به عنوان مثال، شبکه‌های محلی LAN شرکتی راه اندازی شده‌اند تا ارتباطات بین شرکتی مستقل را بدون توجه به اینکه شرکت‌های مختلف تابعه و بخش‌های شرکت، دفاتر فروش و کارخانه‌های تولیدی ممکن است در کجا باشند، راه اندازی شده‌اند. شبکه‌های ارتباطی، فرماندهی و کنترل ویژه‌ای که توسط ارتش راه اندازی شده‌اند نیز شبکه‌های WAN هستند.

شبکه‌های فیبر نوری سراسری و جهانی که از اواسط دهه ۱۹۹۰ برای حمل ترافیک اینترنت راه اندازی شده‌اند نیز شبکه‌های WAN هستند. این اتصالات پرسرعت که به عنوان هسته یا ستون فقرات اینترنت شناخته می‌شوند، به عنوان پیوندهای مستقیم نقطه به نقطه یا حلقه‌های بزرگ با چندین نقطه دسترسی پیکربندی شده‌اند. شبکه‌های WAN این امکان را برای هر کامپیوتر شخصی یا سایر دستگاه‌های دارای اینترنت مانند تلفن همراه برای دسترسی به شبکه جهانی وب یا هر موجودیت متصل به اینترنت فراهم می‌کند.

شبکه‌های شهری (MAN) : شبکه‌های شهری (MAN) ها شبکه‌های کوچکتری هستند که عموماً یک شهر، شهر یا روستا را پوشش می‌دهند. سیستم‌های تلویزیون کابلی MAN هستند. شرکت تلویزیون کابلی سیگنال‌ها را از منابع متعدد از جمله ایستگاه‌های تلویزیون محلی و همچنین برنامه‌های ویژه از ماهواره‌ها دریافت می‌کند و همه این سیگنال‌ها را در یک سیگنال ترکیبی واحد که روی

^۸Communication Link

^۹Wide Area Network(WAN)

^{۱۰}Metropolitan Area Network (MAN)

^{۱۱}Local Area Network(LAN)

^{۱۲}Personal Area Networks (PAN).

کابل‌های فیبر نوری و کواکسیال قرار می‌گیرد، جمع‌آوری می‌کند. سپس کابل‌ها به خانه هر مشترک ارسال می‌شود. جعبه‌های انتخاب کanal تلویزیون کابلی همه گره‌های سیستم هستند. اکثر سیستم‌های کابلی موجود سیستم‌های انتقال سیمپلکس یا یک طرفه هستند. با این حال، بسیاری از شرکت‌های کابلی در حال حاضر از قابلیت ارتباط دو طرفه استفاده می‌کنند.

نوع دیگری از MAN داده‌های کامپیوتری را حمل می‌کند. MANها عموماً حلقه‌های فیبر نوری هستند که یک شهر را احاطه کرده اند و دسترسی محلی را برای کاربران فراهم می‌کنند. کسب و کارها، دولتها، مدارس، بیمارستان‌ها و سایرین شبکه‌های محلی داخلی خود را به آنها متصل می‌کنند. MANها همچنین به شرکت‌های تلفن محلی و راه دور متصل می‌شوند. شبکه‌های MAN یا شبکه‌های مترو که عموماً به آن‌ها گفته می‌شود، اتصالات سریع و راحت به شبکه‌های WAN را برای اتصال به اینترنت جهانی فراهم می‌کنند.

شبکه‌های متروپولیتن(MAN): شبکه متروپولیتن (کلانشهرها)^{۱۳} (MAN) شبکه‌های کوچکتری هستند که عموماً یک شهر، شهر یا روستا را پوشش می‌دهند. سیستم‌های تلویزیون کابلی MAN هستند. شرکت تلویزیون کابلی سیگنال‌ها را از منابع متعدد از جمله ایستگاه‌های تلویزیون محلی و همچنین برنامه‌های ویژه از ماهواره‌ها دریافت می‌کند و همه این سیگنال‌ها را در یک سیگنال ترکیبی واحد که روی کابل‌های فیبر نوری و کواکسیال قرار می‌گیرد، جمع‌آوری می‌کند. سپس کابل‌ها به خانه هر مشترک ارسال می‌شود. جعبه‌های انتخاب کanal تلویزیون کابلی همه گره‌های سیستم هستند. اکثر سیستم‌های کابلی موجود سیستم‌های انتقال سیمپلکس یا یک طرفه هستند. با این حال، بسیاری از شرکت‌های کابلی در حال حاضر از قابلیت ارتباط دو طرفه استفاده می‌کنند.

نوع دیگری از MAN داده‌های کامپیوتری را حمل می‌کند. MANها عموماً حلقه‌های نوری هستند که یک شهر را احاطه کرده‌اند و دسترسی محلی را برای کاربران فراهم می‌کنند. کسب و کارها، دولتها، مدارس، بیمارستان‌ها و سایرین شبکه‌های محلی داخلی خود را به آنها متصل می‌کنند. MANها همچنین به شرکت‌های تلفن محلی و راه دور متصل می‌شوند. شبکه‌های MAN یا شبکه‌های مترو که عموماً نامیده می‌شوند، اتصالات سریع و راحت به شبکه‌های WAN را برای اتصال به اینترنت جهانی فراهم می‌کنند.

شبکه‌های شخصی(PAN): شبکه‌های شخصی^{۱۴} (PAN) یک شبکه بی‌سیم کوتاه برد است که به طور خودکار بین دو یا چند دستگاه مانند کامپیوترهای لپ تاپ، دستگاه‌های جانبی یا تلفن‌های همراه راه اندازی می‌شود. فاصله بین دستگاه‌ها بسیار کوتاه است، بیش از ۱۰ متر و عموماً بسیار کمتر است. PANها به عنوان شبکه‌های ad hoc شناخته می‌شوند که برای یک هدف خاص مانند انتقال داده‌ها بین دستگاه‌ها بر اساس نیاز برخی برنامه‌ها تنظیم شده‌اند. به عنوان مثال، یک کامپیوتر لپ تاپ ممکن است به یک چاپگر متصل شود یا یک تلفن هوشمند ممکن است نیاز به دانلود داده‌ها از کامپیوتر داشته باشد. اکثر PANها فقط شامل دو گره هستند، اما برخی از آنها برای مدیریت تا هشت گره و گاهی اوقات بیشتر تنظیم شده‌اند.

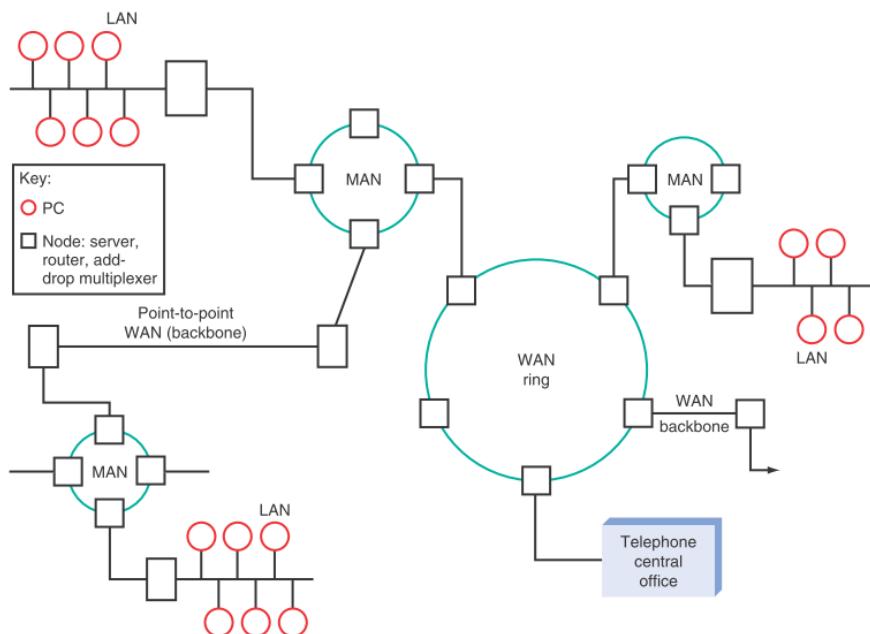
شبکه‌های ذخیره سازی(SAN): شبکه‌های ذخیره سازی^{۱۵} (SAN) حاصل نیازهای ذخیره سازی عظیم داده‌ها هستند که در طول سال‌ها به لطف اینترنت توسعه یافته‌اند. این شبکه‌ها عموماً به یک سرور LAN یا اینترنت متصل می‌شوند و برای ذخیره و محافظت از فایل‌های داده عظیم طراحی

^{۱۳}Metropolitan-Area Networks (MANs)

^{۱۴}Personal Area Networks (PANs).

^{۱۵}Storage Area Networks (SAN)

شده‌اند. SAN همچنین دسترسی کاربران شبکه را به فایل‌های داده انبوه ذخیره شده در واحدهای حافظه انبوه، که آرایه‌های دیسک‌های اضافی مستقل^{۱۶} (RAID) نامیده می‌شوند، فراهم می‌کند. RAID‌ها از بسیاری از هارد دیسک‌های متصل به شبکه استفاده می‌کنند. RAID‌ها سال‌هاست که در دسترس بوده‌اند، اما باید در نزدیکی کامپیوترهای قرار می‌گرفتند که از آنها استفاده می‌کردند تا سرعت دسترسی کافی را فراهم کنند. امروزه، با پیوندهای فیبر نوری پرسرعت، RAID‌ها ممکن است به معنای واقعی کلمه در هر نقطه، حتی در سراسر کشور قرار گیرند، زیرا دسترسی می‌تواند از طریق اینترنت یا یک فیبر نوری WAN یا MAN باشد.



شکل ۲.۱۲: سلسله مراتب شبکه.

سلسله مراتب شبکه: شکل (۲.۱۲) یک نمای بسیار ساده از نحوه اتصال شبکه‌های MAN، LAN و WAN را نشان می‌دهد. شبکه‌های LAN در داخل یک ساختمان معمولاً به یک MAN متصل می‌شوند که ممکن است یک دفتر مرکزی تلفن محلی یا یک MAN ویژه باشد که توسط خود سازمان راه اندازی شده است یا یک شرکت مدیریت شده توسط شرکتی که خطوط را به سازمان اجاره می‌دهد. MAN‌ها به شبکه‌های WAN متصل می‌شوند، که ممکن است یک شبکه تلفن از راه دور یا یک شبکه نوری ویژه WAN باشد که برای دسترسی به اینترنت یا سایر کاربردهای انتقال داده تنظیم شده است. برخی از WAN‌ها سلسله مراتبی از حلقه‌ها و نقاط اتصال مستقیم هستند. MAN‌ها و WAN‌ها تقریباً همه شبکه‌های فیبر نوری هستند. نقاط اتصال شبکه‌ها ممکن است کامپیوترهای خاصی به نام سرورها^{۱۷}، روترهای^{۱۸} یا تجهیزات سوئیچینگ مانند مالتی‌پلکسor افروند قطره (ADM) باشد که امکان

^{۱۶}Redundant Arrays of Independent Disks (RAIDs)

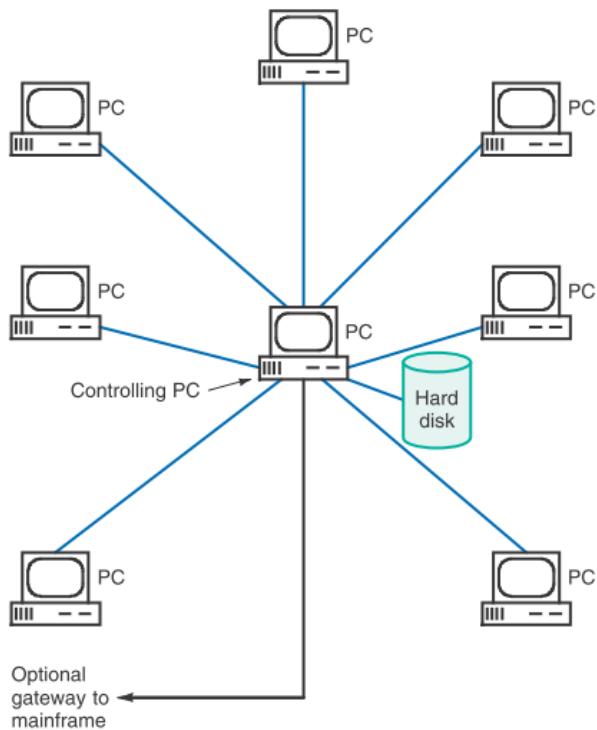
^{۱۷}Servers

^{۱۸}Routers

افزودن یا استخراج داده‌ها را به یک شبکه حلقه‌ای فراهم می‌کند.

توپولوژی‌های شبکه

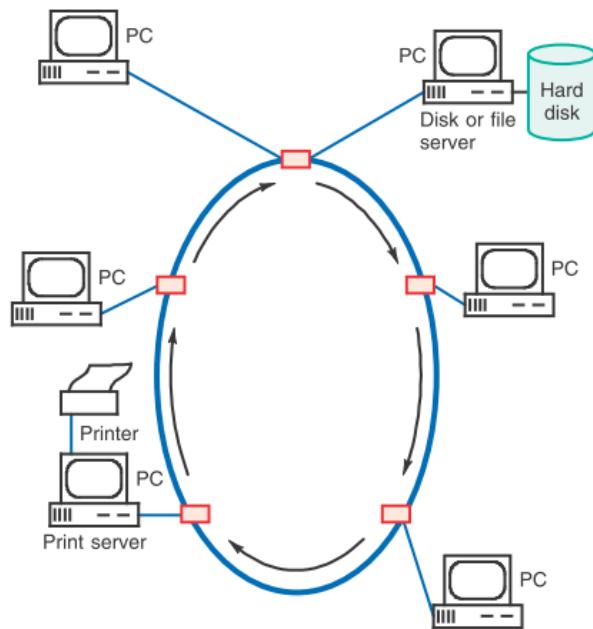
توپولوژی یک شبکه، مسیرهای ارتباطی اساسی بین و روش‌های مورد استفاده برای اتصال، گره‌های یک شبکه را توصیف می‌کند. سه توپولوژی رایج مورد استفاده عبارتند از ستاره، حلقه و اتوبوس. این توپولوژی‌ها برای LAN و WAN اعمال می‌شوند.



شکل ۳.۱۲: یک پیکربندی LAN ستاره با یک سرور به عنوان کامپیوتر کنترل کننده.

توپولوژی ستاره‌ای: یک شکل بندی اولیه ستاره شامل یک گره کنترل کننده مرکزی و چندین ایستگاه جداگانه متصل به آن است (شکل ۳.۱۲). سیستم حاصل شبیه یک ستاره چند نقطه است. کامپیوتر مرکزی یا کنترل کننده، که اغلب به عنوان سرور شناخته می‌شود، معمولاً بزرگتر و سریعتر از کامپیوتراهای شخصی دیگر است و شامل یک هارد دیسک بزرگ است که داده‌ها و برنامه‌های مشترک در آن ذخیره می‌شوند. هر گونه ارتباط بین دو کامپیوتر شخصی از سرور عبور می‌کند. سرور و نرم‌افزار آن پیوند کامپیوتراهای فردی و انتقال داده‌ها را بین آنها مدیریت می‌کنند.

یک شبکه LAN ستاره‌ای بسیار ساده و سریع است. گره‌های جدید را می‌توان به سرعت و به راحتی به سیستم اضافه کرد. علاوه بر این، شکست یک گره کل سیستم را غیرفعال نمی‌کند. البته، اگر گره سرور از کار بیفتد، شبکه غیرفعال می‌شود، اگرچه کامپیوتراهای شخصی به طور مستقل به کار خود ادامه می‌دهند. شبکه‌های ستاره معمولاً به کابل بیشتری نسبت به توپولوژی‌های دیگر شبکه نیاز دارند، و این واقعیت که تمام ارتباطات باید از گره عبور کند، محدودیت‌هایی در سرعت در انتقال داده ایجاد می‌کند.



شکل ۴.۱۲: پیکربندی LAN حلقه‌ای.

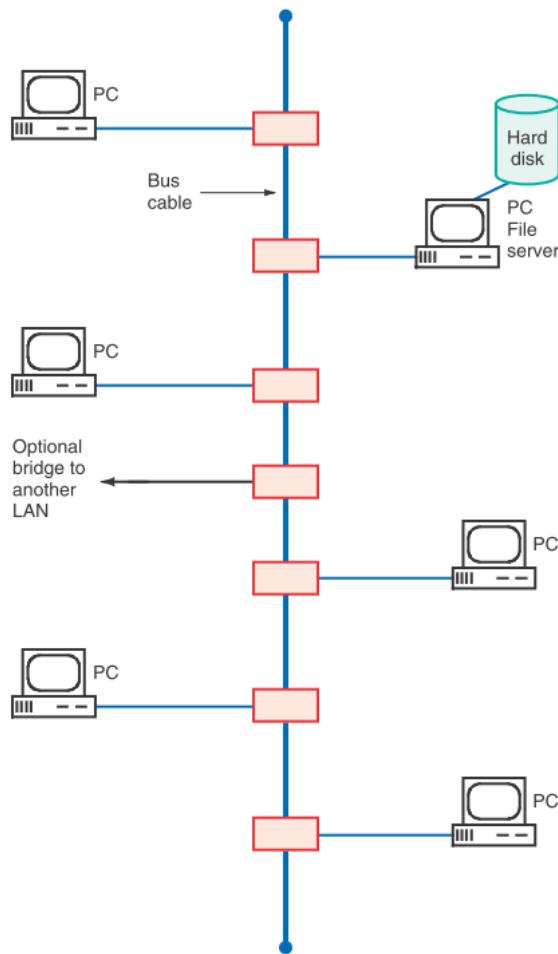
توبولوژی حلقه‌ای: در شکل‌بندی حلقه، سرور یا کامپیوتر کنترل اصلی و همه کامپیوترها به‌سادگی در یک حلقه بسته به‌هم متصل می‌شوند (شکل ۴.۱۲). معمولاً داده‌ها فقط در یک جهت به‌اطراف حلقه منتقل می‌شوند و از هر گره عبور می‌کنند. بنابراین، مقداری تقویت و بازسازی داده‌ها در هر گره وجود دارد که اجازه می‌دهد فواصل انتقال طولانی بین گره‌ها وجود داشته باشد.

توبولوژی حلقه به‌راحتی اجرا می‌شود و هزینه کمی دارد. گسترش به‌طور کلی ساده است، زیرا یک گره جدید تقریباً در هر نقطه می‌تواند در حلقه وارد شود. کامپیوتري که پیامی برای ارسال هویت دارد، پیام را با کد یا آدرسی که گره مقصد را شناسایی می‌کند، روی حلقه قرار می‌دهد و به کامپیوتري بعدی در حلقه می‌فرستد. اساساً، هر کامپیوتري شخصی در حلقه پیام را دریافت کرده و مجدداً ارسال می‌کند تا زمانی که به کامپیوتري مورد نظر برسد. در آن نقطه، گره دریافت کننده پیام را می‌پذیرد.

نقطه ضعف یک شبکه حلقه این است که خرابی در یک گره به‌طور کلی باعث از بین رفتن کل شبکه می‌شود. همچنین تشخیص مشکلات روی حلقه تا حدودی دشوار است. با وجود این محدودیت‌ها، پیکربندی حلقه به‌طور گسترده‌ای مورد استفاده قرار می‌گیرد.

پیکربندی باس (اتوبوسی): پیکربندی باس به‌سادگی یک کابل مشترک است که تمام گره‌ها به آن متصل می‌شوند. شکل (۵.۱۲) پیکربندی گذرگاهی را نشان می‌دهد. گذرگاه دو طرفه است که سیگنال‌ها را می‌توان در هر جهت بین هر دو گره ارسال کرد. با این حال، تنها یکی از گره‌ها می‌تواند در یک زمان معین ارسال کند. سیگنالی که قرار است ارسال شود می‌تواند برای یک گره منفرد یا به‌طور همزمان به‌همه گره‌ها پخش شود.

مزیت اصلی اتوبوسی این است که سریعتر از هر توبولوژی دیگر است. سیم کشی ساده است و



شکل ۵.۱۲: پیکربندی LAN باس (اتوبوسی-گذرگاه).

پیکربندی اتوبوسی به راحتی قابل گسترش است.

توبولوژی مش: شبکه مش شبکه‌ای است که در آن هر گره به تمام گره‌های دیگر متصل است. شما این را در شکل (۱.۱۲) دیدید. این شبکه کامل نامیده می‌شود که هر گره می‌تواند مستقیماً با هر گره دیگری صحبت کند. البته با افزایش تعداد گره‌ها، این امر منجر به هزینه‌ها و عوارض عمده می‌شود. این مشکل تا حدودی با استفاده از اتصالات بی‌سیم بین گره‌هایی که سیم کشی گران قیمت وجود ندارد و مشکلات مسیریابی و تعمیر و نگهداری، کاهش می‌یابد. یک تغییر از مش کامل، مش جزئی است که در آن همه گره‌ها می‌توانند با دو یا چند گره دیگر ارتباط برقرار کنند. این تعداد اتصالات را کاهش می‌دهد و آن را کاربردی‌تر می‌کند.

ارزش اصلی شبکه مش این است که چندین مسیر برای انتقال داده‌ها از یک گره به گره دیگر وجود دارد. این امر افزونگی را فراهم می‌کند که می‌تواند اتصال مداوم را در صورت شکسته شدن یک یا چند پیوند ایجاد کند. فقدان یک پیوند باعث نمی‌شود که داده‌ها از مسیر دیگری به مقصد برسند.

این افزونگی قابلیت اطمینان شبکه را افزایش می‌دهد. اکثر شبکه‌های مش جزئی با پیوندهای بی‌سیم پیاده سازی می‌شوند.

سایر توپولوژی‌ها: تغییرات و ترکیبات زیادی از توپولوژی‌های اساسی که در بالا مورد بحث قرار گرفت وجود دارد. به عنوان مثال، توپولوژی زنجیره‌ای گردان (دیزی)^{۱۹} به سادگی حلقه‌ای است که شکسته شده است. یکی دیگر از تغییرات توپولوژی درختی نامیده می‌شود. این توپولوژی صرفاً یک طراحی گذرگاه است که در آن هر گره از طریق یک اتصال ستاره‌ای، چندین اتصال متقابل به گره‌های دیگر دارد. در برخی دیگر، شبکه از شاخه‌هایی از یک گره به دو یا چند گره دیگر تشکیل شده است.

کاربردهای LAN

وجه مشترک همه شبکه‌های محلی، ارتباط اطلاعات است. گره‌ها برای انتقال و دریافت اطلاعات، نرم‌افزار، پایگاه‌های اطلاعاتی، پیام‌های شخصی یا هر چیز دیگری که می‌تواند به شکل باینری قرار داده شود، مرتبط هستند.

منطق در مقابل توپولوژی فیزیکی:

توپولوژی‌های نشان داده شده در شکل (۴.۱۲)، (۳.۱۲)، و (۵.۱۲) آن چیزی است که ما توپولوژی‌های منطقی می‌نامیم زیرا ارتباطات را به معنای منطقی رسمی نشان می‌دهند. اتصالات در یک مفهوم نظری ایجاد می‌شوند که چگونگی جریان داده‌ها و نحوه اتصال گره‌ها را توصیف می‌کند. با این حال، در دنیای واقعی، شبکه‌ها به صورت فیزیکی به عنوان اتصالات منطقی آنها ظاهر نمی‌شوند. به دلیل مکان‌های تصادفی کامپیوترها و سایر گره‌ها و این واقعیت که کابل کشی باید در الگوهای محدود و دیکته شده توسط ساختمان‌ها اجرا شود، ظاهر فیزیکی یک شبکه معمولاً هیچ ارتباطی با ساختار منطقی ندارد. برای مثال، کامپیوترهای متصل به گذرگاه منطقی معمولاً به شکل ستاره فیزیکی هستند، زیرا کابل‌های هر کامپیوتر شخصی به یک مکان مرکزی می‌روند و در یک هاب یا سوئیچ خاتمه می‌یابند. باس (اتوبوس- گذرگاه) در واقع در داخل هاب پیاده‌سازی می‌شود. اما آرایش فیزیکی بیشتر یک ستاره نامنظم است. همین امر در مورد شبکه‌های حلقه نیز صادق است. کابل به‌از هر کامپیوتر شخصی به نقطه اتصال مرکزی خاتمه می‌یابد، اما قالب منطقی حلقه همچنان اجرا می‌شود زیرا سیم‌های موجود در کابل‌ها سیگنال‌ها را به داخل و خارج از هر کامپیوتر شخصی به نقطه اتصال مرکزی می‌برند. حلقه هنوز وجود دارد، اما از نظر فیزیکی شبیه یک ستاره است. این نکته کلیدی را زمانی که روی شبکه‌های LAN و سایر شبکه‌ها کار می‌کنید، در نظر داشته باشید.

اولین شبکه‌های محلی عمدتاً به عنوان راهی برای کنترل هزینه‌ها توسعه داده شدند. به عنوان مثال، در دفتر کاری با چندین کامپیوتر شخصی، هزینه اجازه دادن به هر کامپیوتر برای داشتن چاپگر خود بسیار گران بود. شبکه‌سازی روشی ارزان برای پیوند دادن همه کامپیوترهای موجود در دفتر به یک کامپیوتر واحد است که چاپگر به آن متصل است. کاربران چاپگر را با انتقال اطلاعاتی که قرار است به سرور چاپ شود، به اشتراک می‌گذارند، سروری که عملیات چاپ را برای همه کامپیوترهای اداری کنترل می‌کند.

مثال دیگر اشتراک گذاری فایل‌ها و پایگاه‌های داده بزرگ است. از شبکه‌ها می‌توان برای اتصال تمام کامپیوترهای شخصی در یک دفتر به یک سرور مرکزی با یک هارد دیسک بزرگ حاوی داده‌ها

^{۱۹}Daisy Chain Topology

یا نرم افزارهایی که قرار است به اشتراک گذاشته شود، استفاده کرد تا هر کامپیوتری بتواند به آن دسترسی داشته باشد. امروزه، شبکه‌ها برای بسیاری از برنامه‌های کاربردی به‌غیر از مرکز کردن و اشتراک‌گذاری تجهیزات جانبی گران قیمت مانند چاپگرهای بسیاری از کاربران به‌یک پایگاه داده بزرگ استفاده می‌شوند. تا کنون محبوب‌ترین برنامه‌های کاربردی شبکه عبارتند از ایمیل، دسترسی به اینترنت و اشتراک گذاری نرم افزارهای رایج.

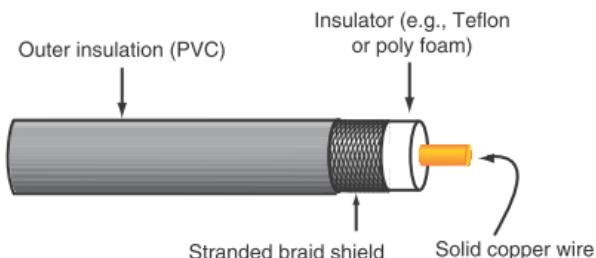
۲.۱۲ سخت افزار LAN

همه شبکه‌های محلی ترکیبی از سخت افزار و نرم افزار هستند. دستگاه‌های سخت افزاری اولیه، خود کامپیوترها و کابل‌ها و کانکتورهایی هستند که آنها را به‌هم متصل می‌کنند. قطعات اضافی سخت افزار منحصر به‌فرد برای شبکه‌ها عبارتند از کارت‌های رابط شبکه، تکرار کننده‌ها، هاب‌ها و مرکز کننده‌ها، پل‌ها، روترهای دروازه‌ها و بسیاری از دستگاه‌های واسطه ویژه دیگر. این بخش مروری بر انواع خاص سخت افزار درگیر در شبکه و به‌ویژه اترنت ارائه می‌دهد.

کابلها

اکثر شبکه‌های محلی از نوعی کابل سیم مسی برای انتقال داده‌ها از یک کامپیوتر به کامپیوتر دیگر از طریق انتقال باند پایه استفاده می‌کنند. داده‌های دیجیتالی ذخیره شده در کامپیوتر به داده‌های باینری سریالی تبدیل می‌شوند و ولتاژهایی که نشان دهنده ۰ و ۱ های باینری هستند مستقیماً از طریق کابل از یک کامپیوتر به کامپیوتر دیگر منتقل می‌شوند. سه نوع کابل اصلی مورد استفاده در شبکه‌های LAN عبارتند از کابل کواکسیال، زوج تابیده و کابل فیبر نوری. اکثر شبکه‌های محلی با استفاده از کابل کواکسیال شروع به کار کردند، اما امروزه کابل زوج تابیده غالب است. کابل فیبر نوری در شبکه‌های با سرعت بالاتر و ایمن استفاده می‌شود که به‌این اندازه گسترده نیستند.

کابل هم محور (کواکسیال): کابل کواکسیال یک محیط برتر است زیرا پهنای باند بسیار وسیع آن امکان نرخ بیت با سرعت بسیار بالا را فراهم می‌کند. اگرچه تلفات عموماً زیاد است، تضعیف معمولاً با استفاده از تکرار کننده‌هایی که سطح سیگنال را افزایش می‌دهند و شکل موج سیگنال را بازسازی می‌کنند، جبران می‌شود. مزیت اصلی کابل کواکسیال این است که کاملاً شیلد شده است، به‌طوری که نویز خارجی تأثیر کمی بر آن دارد یا هیچ تأثیری ندارد. کابل هم محور زمانی به‌طور گسترده در کابل کشی LAN استفاده می‌شد، اما امروزه در درجه اول با کابل زوج تابیده جایگزین شده است.

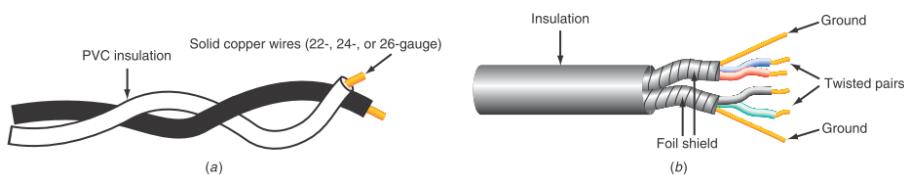


شکل ۲.۱۲: کابل هم محور

کابل کواکسیال در شکل (۶.۱۲) نشان داده شده است. این شامل یک هادی مرکزی نازک که توسط یک ماده عایق احاطه شده است و بهنوبه خود کاملاً توسط یک شیلد (سپر-محافظ) ^{۲۰} احاطه شده است. شیلد می‌تواند از نوار سیمی متقطع یا فویل فلزی جامد باشد. اطراف شیلد یک غلاف بیرونی است که معمولاً از PVC ساخته شده است.

(فصل سیزدهم جزئیات بیشتری در مورد کابل کواکسیال ارائه می‌دهد.)

کابل زوج تابیده: کابل زوج بهم تابیده پرکاربردترین کابل شبکه است. همان‌طور که از نامش



شکل ۷.۱۲: انواع کابل زوج تابیده. (الف) کابل بدون محافظ (بدون شیلد) (UTP) زوج بهم تابیده. (ب) کابل زوج بهم تابیده با محافظ چندگانه (STP).

پیداست، دو سیم مسی عایق‌بندی شده به صورت شُل بهم پیچیده شده‌اند تا یک کابل را تشکیل دهند [شکل (۷.۱۲)(الف)]. شرکت‌های تلفن از کابل زوج تابیده برای اتصال تلفن‌های فردی به دفتر مرکزی استفاده می‌کنند. سیم مسی جامد، شماره ۲۴، ۲۲ یا ۲۶ است. عایق معمولاً PVC است. کابل زوج تابیده به خودی خود دارای امپدانس مشخصه‌ای در حدود 100Ω است، اما امپدانس واقعی بستگی به‌این دارد که کابل چقدر محکم یا شل است و می‌تواند بین 70 تا 150 اهم باشد.

دو نوع اصلی از کابل‌های زوج تابیده در شبکه‌های محلی استفاده می‌شود: بدون محافظ (UTP) [شکل (۷.۱۲)(الف)] و با محافظ (STP) [شکل (۷.۱۲)(ب)]. کابل‌های UTP بسیار مستعد نویز هستند، بهویژه در کابل‌های طویل و طولانی. اکثر زوج‌های تابیده در داخل یک غلاف کابل مشترک به همراه چندین زوج تابیده دیگر قرار دارند و همشنوائی ^{۲۳}، تزویج بین کابل‌های مجاور نیز می‌تواند مشکل ساز شود. مجدداً، این امر بهویژه زمانی صادق است که فاصله انتقال زیاد و سرعت سوئیچینگ بالا باشد.

کابل‌های STP که گران‌تر از کابل‌های UTP هستند، یک ورقه فلزی یا محافظ نواری در اطراف خود دارند که هادی سوم را تشکیل می‌دهند. محافظ معمولاً به‌زمین متصل است و بنابراین از نویزهای خارجی و همشنوائی محافظت می‌کند. از این‌رو کابل‌های STP به‌طور معمول برای کابل‌های طولانی استفاده می‌شوند.

کابل‌های STP معمولاً با هم گروه‌بندی می‌شوند و دو، چهار یا چند زوج را می‌توان در یک محفظه کابل قرار داد [شکل (۷.۱۲)(ب)]. هنگامی که باید چندین خط بین کامپیوترها و دستگاه‌های متصل اجرا شود، کابل‌های متعدد محیط انتخابی برای اتصال هستند.

کابل زوج تابیده در انواع و اندازه‌های استاندارد موجود است که توسط سازمان‌های استاندارد

^{۲۰}Shield

^{۲۱}Unshielded Twisted Pair (UTP)

^{۲۲}Shielded Twisted Pair (STP)

^{۲۳}Crosstalk

موسسه استاندارد ملی آمریکا^{۲۴} (ANSI)، اتحادیه صنایع الکترونیک^{۲۵} (EIA) و انجمن صنعت مخابرات^{۲۶} (TIA) مشخص و تنظیم شده‌اند. رایج‌ترین استاندارد مورد استفاده TIA 568A/568B است. این استاندارد چندین دسته کابل زوج تابیده را ارائه می‌کند. این موارد در شکل (۸.۱۲) خلاصه شده است. دسته‌های ۲ و ۴ به ندرت استفاده می‌شوند. پهنه‌ی باند نشانگر حداکثر بیت یا نرخ باود است.



تحلیلگر طیف (اسپکترم آنالیزر) دستی مشاهدات میدانی سرعت و عملکرد را در این زمینه برای مهندسان قرار می‌دهد.

خوب است بدانید که:

شبکه‌ها به عواملی در ساخت ساختمان‌های اداری جدید تبدیل شده‌اند، زیرا کانال‌ها یا اتاق‌هایی به نام پلنوم (plenums)، که کابل‌ها از طریق آن‌ها بین طبقات یا سقف‌ها اجرا می‌شوند.

پرکاربردترین UTP رده ۵ (CAT5) است. این می‌تواند داده‌های باند پایه را با سرعت تا ۱۰۰ مگابیت در ثانیه در برد تا ۱۰۰ متر حمل کند. این شامل چهار زوج تابیده در داخل کابل است و معمولاً در اتصالات مدولار RJ-45 خاتمه می‌یابد. نسخه پیشرفته‌تر (CAT5e) نیز موجود است. عملکرد و سرعت انتقال داده تا ۱۵۵ مگابیت در ثانیه بهبود یافته است.

کابل‌های دسته ۶ و رده ۷ اکنون به‌طور گسترده‌ای استفاده می‌شوند زیرا سرعت شبکه به‌طور پیوسته افزایش یافته است. حداکثر طول کابل CAT6 و CAT7 معمولاً کمتر از ۱۰۰ متر است و از یک کانکتور بهبود یافته RJ45 برای مدیریت فرکانس‌های بسیار بالا استفاده می‌شود. کابل جدیدتر و سریعتر CAT8 در دست توسعه است. مشخصات کابل زوج تابیده نیز شامل تضعیف و اعداد همسنواری نزدیک به‌پایان^{۲۷} است. تضعیف به معنای مقداری است که کابل سیگنال را ضعیف می‌کند. مقدار

^{۲۴}American National Standards Institute(ANSI)

^{۲۵}Electronic Industries Alliance (EIA)

^{۲۶}Telecommunications Industry Association (TIA)

^{۲۷}Near End Crosstalk Figures

CATEGORY	BANDWIDTH*	IMPEDANCE (Ω)
1	Voice only	75–100
2	4 MHz	100
3	10–16 MHz	100
4	16–20 MHz	100
5	100 MHz	100
5e	155 MHz	100
6	250 MHz	100
6a	500 Mbps	100
7	600 MHz	100
7a	1000 MHz	100
8	1600–2000 MHz	100

*Cable length is 100 m.

شکل ۸.۱۲: انواع رایج کابل‌های زوج تابیده.

۱۰۰ متر کابل CAT5 برابر ۶۵ دسی‌بل در ۱۰ مگاهرتز و ۲۲ دسی‌بل در ۱۰۰ مگاهرتز است. هر چه کابل طولانی‌تر باشد، میزان تلفات کابل بیشتر و خروجی آن کمتر می‌شود. کابل به عنوان یک فیلتر پایین گذر عمل می‌کند و همچنین سیگنال‌های دیجیتالی را کج و معوج می‌کند. برای جزئیات بیشتر به فصل سیزدهم مراجعه و آنرا مطالعه کنید.

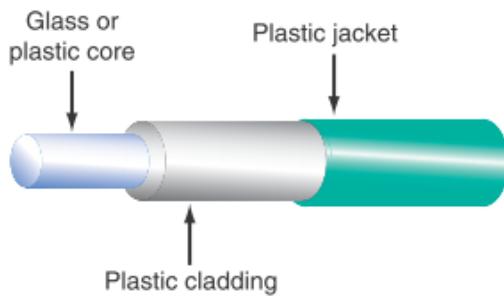
ویژگی کلیدی دیگر بحث همسنوائی نزدیک به پایان ^{۲۸} (NEXT) است. همسنوائی به سیگنالی اطلاق می‌شود که از یک زوج تابیده در یک کابل به دیگری از طریق کوپلینگ خازنی و القایی منتقل می‌شود. همسنوائی نزدیک به پایان به سیگنالی است که در ورودی انتهای گیرنده کابل ظاهر می‌شود. مانند تویز، NEXT می‌تواند با سیگنال دریافتی روی کابل تداخل ایجاد کند. مشخصات NEXT سطح تضعیف سیگنال همسنوائی را نشان می‌دهد. در ۱۰۰ متر کابل CAT5، می‌تواند از ۶۲ دسی‌بل در یک مگاهرتز تا ۳۲ دسی‌بل در ۱۰۰ مگاهرتز باشد.

بسیاری از ساختمان‌های اداری جدیدتر با کانال‌ها یا اتفاق‌های عمومی خاصی که پلنوم نامیده می‌شوند، ساخته می‌شوند که از طریق آن کابل‌ها بین طبقات یا سقف‌ها اجرا می‌شوند. کابل مورد استفاده در این روش که کابل پلنوم نامیده می‌شود، باید از مواد نسوز ساخته شده باشد که در صورت آتش گرفتن بخارات سمی از خود متصاعد نشود. کابل پلنوم می‌تواند کواکسیال یا زوج تابیده باشد.

کابل فیبر نوری: کابل فیبر نوری یک کابل نارسانا متشکل از یک کابل مرکزی شیشه‌ای یا پلاستیکی که توسط روکش پلاستیکی محصور شده در یک غلاف خارجی پلاستیکی احاطه شده است (شکل ۹.۱۲). اکثر کابل‌های فیبر نوری شیشه‌ای بسیار نازک هستند و بسیاری از آنها عمولاً در کنار هم قرار می‌گیرند. در یک سیستم فیبر نوری، سطوح ولتاژ داده باینری، لیزر را خاموش و روشن می‌کند تا فرستنده ۱ و ۰ را ارسال کند. پالس‌های نور در فیبر حرکت کرده و در گیرنده توسط یک دیود آشکارساز نوری شناسایی و در آنجا پالس‌های نور به سطوح ولتاژ تبدیل می‌شوند.

^{۲۸}Near End Cross Talk (NEXT)

^{۲۹}Cross talk



شکل ۹.۱۲: کابل فیبر نوری.

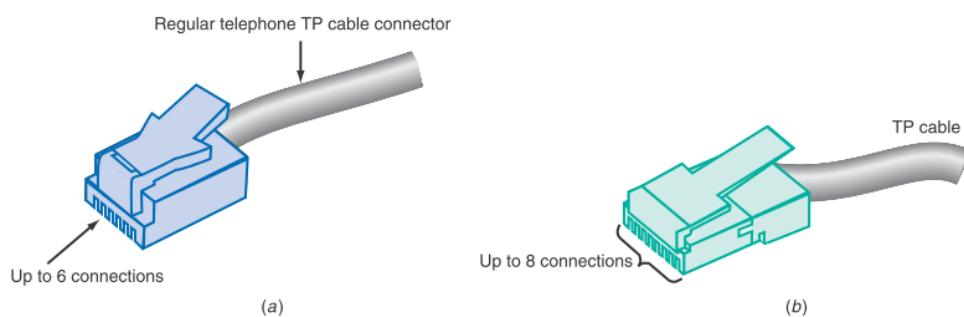
دو نوع اصلی کابل فیبر نوری عبارتند از فیبر چند مودی^{۳۰} (MMF) و فیبر تک مودی^{۳۱} (SMF) هستند. MMF معمولاً از نوع پلاستیکی است و در کابل‌های کوتاه‌تر استفاده می‌شود زیرا تلفات آن بیشتر از شیشه است. SMF شیشه‌ای است، شکننده‌تر و نازک‌تر است و در مسافت‌های طولانی تر تلفات کمتری ارائه می‌دهد. اتصالات فیبر نوری ویژه برای اتصال کابل‌ها به تجهیزات شبکه مورد نیاز است. کابل‌های فیبر نوری با جزئیات بیشتری در فصل نوゼدهم توضیح داده شده است. سرعت تا ۱Tbps (ترابیت در ثانیه) با استفاده از فیبر نوری قابل دستیابی است.

اتصالات(کانکتورها)

تمام کابل‌های مورد استفاده در شبکه‌ها دارای کانکتورهای پایانی مخصوص هستند که راه سریع و آسانی را برای اتصال و جدا کردن تجهیزات از کابل و حفظ ویژگی‌های کابل از طریق اتصال فراهم می‌کند.

اتصالات کابل کواکسیال: کابل‌های کواکسیال دیگر در شبکه‌ها استفاده نمی‌شوند. با این حال، اگر آنها را پیدا کنید، از دو نوع کانکتور استفاده می‌کنند، کانکتور N و کانکتور BNC. برای جزئیات، به فصل سیزدهم مراجعه کنید.

اتصالات زوج سیم بهم تابیده: اکثر تلفن‌ها از طریق یک کانکتور RJ-11 یا دوشاخه مدولار به یک



شکل ۱۰.۱۲: کانکتورهای مدولار (تلفن) که با کابل زوج تابیده استفاده می‌شود. (الف) RJ-11. (ب) RJ-45.

پریز متصل می‌شوند [شکل ۱۰.۱۲(الف)]. کانکتورهای RJ-11 برای اتصال مودم‌های کامپیوترهای

^{۳۰} MultiMode Fiber (MMF)

^{۳۱} SingleMode Fiber (SMF)

شخصی به خط تلفن استفاده می‌شوند اما در اتصالات LAN استفاده نمی‌شوند. یک کانکتور مدولار بزرگتر به نام کانکتور RJ-45 به طور گسترده در پایان دادن به زوج‌های تابیده استفاده می‌شود [شکل (۱۰.۱۲)(ب)]. RJ-45 دارای هشت کانکتور است، بنابراین می‌توان از آن برای پایان دادن به چهار زوج تابیده استفاده کرد. با این کانکتورها از جک‌های منطبق بر روی تجهیزات یا پریزهای دیواری استفاده می‌شود. امروزه اکثر شبکه‌های محلی از کانکتورهای RJ-45 استفاده می‌کنند.

اتصالات فیبر نوری: طیف گسترده‌ای از کانکتورها برای پایان دادن به کابل‌های فیبر نوری در دسترس هستند. مانند کانکتورهای الکترونیکی، اینها به گونه‌ای طراحی شده‌اند که راهی سریع و آسان برای اتصال یا جدا کردن کابل‌ها ارائه دهند.

کنترلر رابط شبکه

یک کنترلر رابط شبکه^{۳۲} (NIC) رابط O/I را بین هر گره در یک شبکه و سیم کشی شبکه فراهم می‌کند. در کامپیوترهای شخصی قدیمی، این کارت‌های مدار چاپی بودند که به گذرگاه کامپیوترا شخصی وصل می‌شدند. امروزه کارت شبکه یک یا چند آسی سی است که در مادربرد کامپیوترا شخصی ادغام شده و کانکتورهایی را در پشت کامپیوترا برای اتصال کانکتورهای کابل فراهم می‌کند. NIC‌ها وظایف مختلفی را انجام می‌دهند. به عنوان مثال، هنگامی که کامپیوترا شخصی می‌خواهد اطلاعات را از طریق شبکه منتقل کند، داده‌های ذخیره شده در RAM را برای انتقال می‌گیرد و آنها را به فرمت داده سریالی تبدیل می‌کند. این اطلاعات سریالی معمولاً در حافظه RAM روی NIC ذخیره می‌شود. مدار منطقی در NIC سپس اطلاعات را به فریمها یا بسته‌هایی گروه بندی می‌کند که فرمت آنها توسط پروتکل ارتباطی مورد استفاده توسعه LAN تعریف می‌شود. هنگامی که بسته یا فریم تشکیل شد، داده‌های باینری معمولاً با استفاده از کد منچستر کدگذاری می‌شوند و سپس به مبدل سطح منطقی ارسال می‌شوند که سطوح ولتاژ باینری ° و باینری ۱ را تولید می‌کند که روی کواکسیال یا کابل‌های زوج تابیده ارسال می‌شوند.

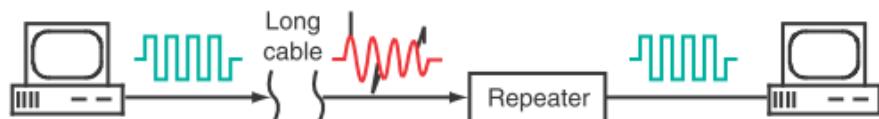
پس از دریافت، NIC مقصود تشخیص می‌دهد که چه زمانی آدرس داده می‌شود، یعنی چه زمانی داده‌ها به آن ارسال می‌شود. NIC تبدیل و رمزگشایی در سطح منطق را انجام می‌دهد و فریم سریالی یا بسته اطلاعات را بازیابی می‌کند. عملکردهای نگه‌داری مانند تشخیص و تصحیح خطا را انجام می‌دهد. و داده‌های بازیابی شده را در حافظه ذخیره‌سازی بافر قرار می‌دهد. سپس داده‌ها از سریالی به موازی تبدیل و در آنجا به رم کامپیوترا منتقل شده و توسط نرم افزار مورد استفاده قرار می‌گیرند. کنترلر رابط شبکه جزء سخت افزاری کلیدی در هر شبکه محلی است. این به طور کامل پروتکل‌ها و ویژگی‌های عملکرد LAN را تعریف می‌کند. امروزه اکثر NIC‌ها به لطف پردازش نیمه‌هادی پیشرفت در یک تراشه فشرده شده‌اند. استثنای ترانسفورماتور و اجزای گستته انتخاب شده است. از آنجایی که اکثر کامپیوترهای شخصی شبکه‌ای هستند، تراشه‌های NIC در تمام مادربردهای کامپیوترا شخصی و لپ تاپ تعبیه شده‌اند.

تکرار کننده‌ها

هنگامی که سیگنال‌های یک NIC باید مسافت زیادی را از طریق کابل‌های کواکسیال یا کابل‌های زوج تابیده طی کنند، سیگنال باینری به شدت توسط مقاومت سیم‌ها ضعیف شده و توسط ظرفیت کابل مخدوش و معوج می‌شود. علاوه بر این، کابل می‌تواند سر و صدا (نویز) را در طول مسیر دریافت کند. در نتیجه، سیگنال می‌تواند بیش از حد اعوجاج یافته و نویز داشته باشد که به طور قابل اعتماد

^{۳۲}Network Interface Controller (NIC)

درباره نشود.



شکل ۱۱.۱۲: مفهوم تکرار کننده

یک راه حل رایج برای این مشکل استفاده از یک یا چند تکرار کننده در طول مسیر است (شکل ۱۱.۱۲). تکرار کننده یک مدار الکترونیکی است که یک سیگنال تا حدی تخریب شده را می‌گیرد، سطح آن را افزایش و شکل می‌دهد و در مسیر خود ارسال می‌کند. در فواصل انتقال طولانی، ممکن است چندین تکرار کننده مورد نیاز باشد.

تکرار کننده‌ها دستگاه‌های کوچک و ارزان قیمتی هستند که می‌توانند با اتصال دهنده‌های مناسب در یک خط قرار داده یا در سایر تجهیزات LAN تعییه شوند. اکثر تکرار کننده‌ها واقعاً فرستنده گیرنده هستند. مدارهای دو طرفه که هم می‌توانند داده‌ها را ارسال و هم دریافت کنند. تکرار کننده‌های فرستنده گیرنده می‌توانند سیگنال‌ها را از هر جهت دریافت کرده و در جهت مخالف ارسال کنند.

هاب‌ها

هاب^{۳۳} یک وسیله جانبی LAN است که اتصال کابل‌ها به گره‌ها را تسهیل می‌کند. خواه توپولوژی شبکه مورد استفاده توسط یک LAN گذرگاه (باس)، حلقه یا ستاره باشد، سیم کشی معمولاً شبیه یک ستاره است. این به این دلیل است که امروزه کابل کشی اکثر شبکه‌ها به طور دائم در دیوارها، سقف‌ها و پلنوم‌ها نصب می‌شود. توپولوژی‌های بس و حلقه، جایی که کابل‌ها به طور منطقی بین کامپیوترهای شخصی منفرد اجرا می‌شوند، برای سیم کشی پلنجیوم مناسب نیستند، زیرا راه آسانی برای اصلاح شبکه برای افزودن یا حذف گره‌ها در قسمت‌های مختلف دفتر یا ساختمان ارائه نمی‌دهند.

وسیله‌ای که چنین سیم کشی را تسهیل می‌کند هاب است، یک جعبه اتصال مرکزی که برای دریافت ورودی‌های کابل از گره‌های مختلف کامپیوتر شخصی و اتصال آنها به سرور طراحی شده است (شکل ۱۲.۱۲). در بیشتر موارد، سیم کشی هاب از نظر فیزیکی شبیه یک ستاره است، زیرا تمام کابل‌ها به یک نقطه مرکزی یا هاب می‌آیند. با این حال، سیم کشی هاب به گونه‌ای است که می‌تواند به طور منطقی پیکربندی بس یا حلقه را پیاده سازی کند. یعنی در داخل هاب سیم کشی گره‌ها را به یک حلقه یا گذرگاه (باس) امینیاتوری متصل می‌کند.

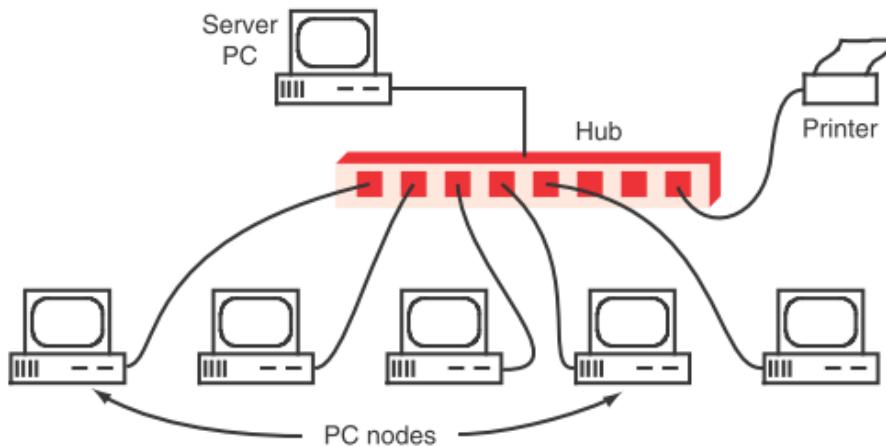
هاب‌ها معمولاً دستگاه‌های فعلی هستند که دارای تکرار کننده هستند. هاب‌ها سیگنال را تقویت کرده و شکل آن را تغییر می‌دهند و آن را به تمام قسمت‌های اتصال منتقل می‌کنند. هاب‌ها با ۸، ۱۲، ۱۶، ۲۴، ۳۲ و ۴۸ پورت در دسترس هستند. تمام سیگنال‌های دریافتی در هاب به تمام گره‌های متصل به هاب تکرار می‌شود.

پل‌ها

پل یک دستگاه شبکه است که به عنوان یک گره در شبکه متصل می‌شود و ارتباط دو طرفه را بین دو شبکه محلی انجام می‌دهد (شکل ۱۲.۱۲).

هنگامی که یک شبکه محلی بیش از حد بزرگ می‌شود، می‌توان از یک پل نیز استفاده کرد. اکثر

^{۳۳}Hub



شکل ۱۲.۱۲: یک هاب اتصالات متقابل به سرور را تسهیل می‌کند.

شبکه‌های محلی برای حداکثر حد بالایی گره‌ها طراحی شده‌اند. دلیل این امر این است که هر چه تعداد گره‌ها بیشتر باشد، سیم کشی طولانی‌تر و پیچیده‌تر است. علاوه بر این، هنگامی که بسیاری از افراد سعی می‌کنند از یک LAN به طور همزمان استفاده کنند، عملکرد بهشت بدتر می‌شود و منجر به تاخیر در شبکه می‌شود. یکی از راههای مقابله با این مشکل این است که یک LAN بزرگ را بهدو یا چند LAN کوچکتر تقسیم کنید. ابتدا مشخص می‌شود که کدام گره‌ها بیشتر با سایر گره‌ها ارتباط برقرار می‌کنند و سپس یک تقسیم منطقی به شبکه‌های محلی جداگانه انجام می‌شود. ارتباط بین همه کاربران با اتصال شبکه‌های محلی جداگانه با پل‌ها حفظ می‌شود. نتیجه بهبود عملکرد کلی است.

خوب است بدانید که:

شبکه‌های محلی بزرگ اغلب بهدو یا چند شبکه محلی کوچکتر تقسیم می‌شوند، با پل‌هایی که آنها را به هم متصل می‌کنند تا مشکل عملکرد ضعیف شبکه ناشی از بسیاری از کاربران همزمان را جبران کنند.

یک پل به طور کلی برای اتصال دو شبکه محلی با پروتکل یکسان طراحی شده است، به عنوان مثال، دو شبکه اترنت. با این حال، پل‌هایی وجود دارند که می‌توانند تبدیل پروتکل را انجام دهند تا دو شبکه محلی با پروتکل‌های مختلف بتوانند با هم مکالمه کنند.

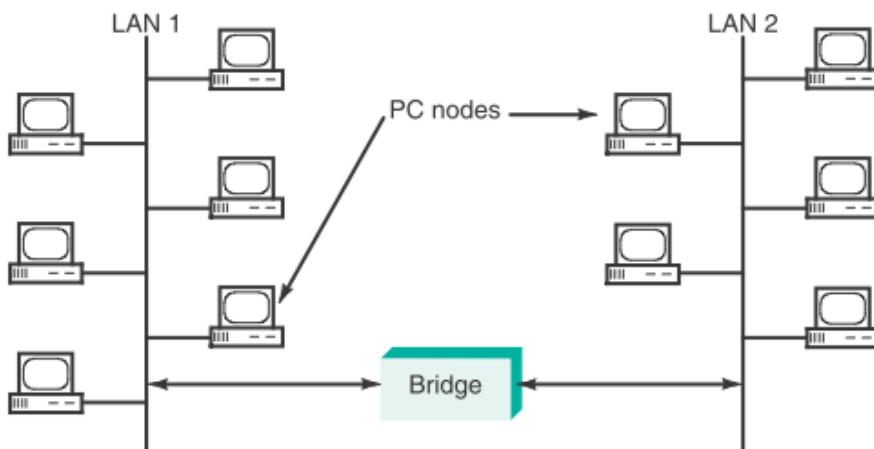
پل‌های راه دور پل‌های مخصوصی هستند که برای اتصال دو شبکه محلی استفاده می‌شوند که با فاصله زیادی از یکدیگر فاصله دارند. یک پل می‌تواند از شبکه تلفن برای اتصال شبکه‌های LAN در دو بخش مختلف کشور استفاده کند، یا می‌تواند دو شبکه محلی را در یک محوطه بزرگ یا محوطه یک پایگاه نظامی بزرگ از طریق کابل فیبر نوری یا اتصال بی‌سیم متصل کند.

سوئیچ‌ها

سوئیچ یک دستگاه هاب‌لیک است که برای اتصال گره‌های کامپیوتر شخصی به سیم کشی شبکه استفاده می‌شود. برخلاف هاب، سوئیچ وسیله‌ای برای اتصال یا جدا کردن کامپیوتر از سیم کشی شبکه فراهم می‌کند. سوئیچ‌ها تا حد زیادی جایگزین هاب‌ها در اکثر شبکه‌های محلی بزرگ شده‌اند، زیرا سوئیچ‌ها

تعداد گره‌های ممکن را تا حد زیادی افزایش می‌دهند و عملکرد را بهبود می‌بخشند. با رشد شبکه، گره‌های بیشتری به سیم کشی متصل می‌شوند. این امر باعث کاهش سرعت انتقال داده می‌شود زیرا همه گره‌ها باید محیط را به استراک بگذارند. کابل‌های طولانی تر سرعت داده را محدود می‌کنند. و تعداد بیشتر کاربرانی که برای کابل رقابت می‌کنند زمان دسترسی را طولانی تر می‌کند. این مشکلات با یک سوئیچ بر طرف می‌شود. سوئیچ می‌تواند برای تقسیم LAN به بخش‌های کوچکتر استفاده شود. این بلا فاصله عملکرد را بهبود می‌بخشد.

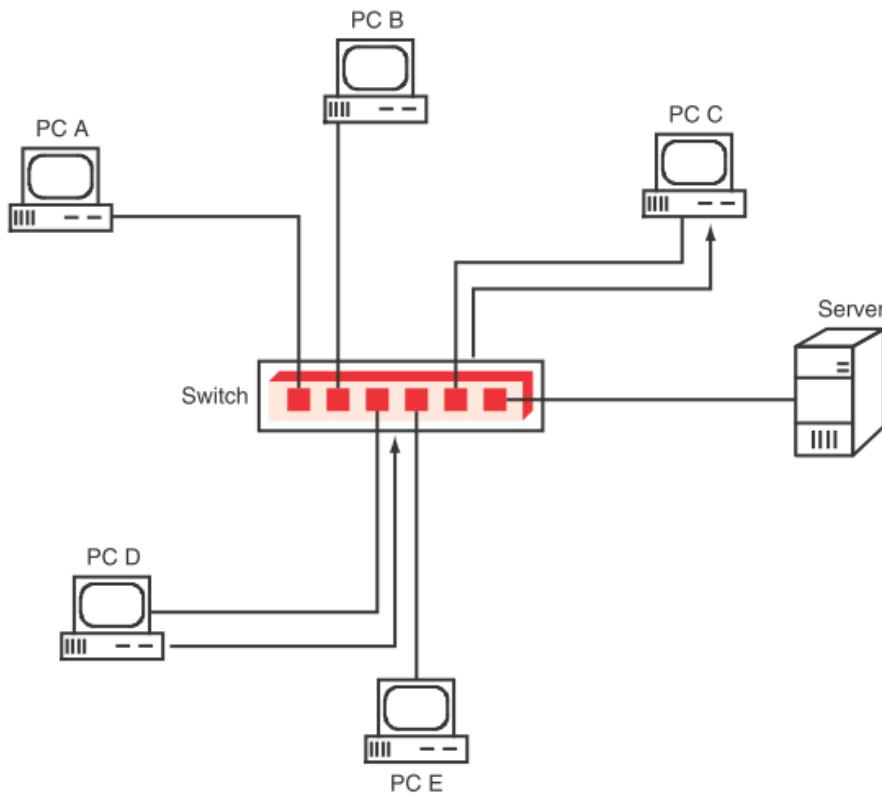
سوئیچ‌های LAN آدرس‌های گره را تشخیص می‌دهند. هنگام انتقال داده‌ها از یک کامپیوتر به کامپیوتر دیگر، سوئیچ آدرس کامپیوتر دریافت کننده را شناسایی کرده و آن را به سیم کشی متصل می‌کند. در غیر این صورت، کامپیوتر توسط سوئیچ از سیم کشی جدا می‌شود تا زمانی که برای ارسال یا دریافت داده آماده شود. با کاهش بارهای تحمیل شده توسط تمام کامپیوترهای شخصی استفاده نشده، سوئیچ به شبکه اجازه می‌دهد تا به طور قابل توجهی سریعتر شود.



شکل ۱۳.۱۲: یک پل دو شبکه محلی را بهم متصل می‌کند.

سوئیچ‌های اترنت به اجزاء کلیدی در اکثر شبکه‌های محلی تبدیل شده‌اند. آنها اتصال متقابل بین سرورها، کامپیوترهای شخصی و سایر گره‌ها را پیاده‌سازی می‌کنند، اما همچنین با کاهش تعداد برخوردها (تصادمهای) و اجازه دادن به یک کامپیوتر شخصی برای صحبت مستقیم با دیگری، سرعت کل شبکه را افزایش می‌دهند. این ترتیب همچنین با جلوگیری از نفوذ از یک گره به گره دیگر، امنیت شبکه را افزایش می‌دهد.

شکل (۱۴.۱۲) نحوه عملکرد سوئیچ را نشان می‌دهد. اگر کامپیوترهای خانگی D به خواهد داده‌ها را به کامپیوترهای خانگی C ارسال کند، این کار را مستقیماً با اتصال دو کامپیوتر شخصی به یکدیگر انجام می‌دهد. سایر کامپیوترهای موجود در شبکه درگیر نیستند، بنابراین اتصالات آنها مدار شبکه را بارگذاری نمی‌کند. هیچ برخوردی رخ نمی‌دهد، بنابراین انتقال داده به همان سرعتی که شبکه اجازه می‌دهد انجام می‌شود. سوئیچ معمولاً با نرم‌افزاری ارائه می‌شود که به روش‌های مختلف امکان پیکربندی آن را می‌دهد. به عنوان مثال، یک حالت(مود) پخش در دسترس است که در آن یک کامپیوتر می‌تواند پیام مشابهی را به همه کامپیوترهای موجود در شبکه ارسال کند.



شکل ۱۴.۱۲: سوئیچ اترنت سرعت شبکه را افزایش می‌دهد و امنیت را تامین می‌کند.

سوئیچ هر کامپیوتر شخصی را با آدرس کنترل دسترسی رسانه (MAC) آن شناسایی می‌کند. آدرس MAC یک عدد ۴۸ بیتی منحصر به فرد برای هر کامپیوتر است. آدرس MAC از ۶ بایت یا هشت بایت تشکیل شده است که با کد هگزادسیمال آن در قالب زیر مشخص می‌شود:

۰۰ : A۰ : C۹ : ۱۴ : D۳ : ۲۹

۳ بایت اول سازنده NIC یا کامپیوترهای خانگی مانند Intel، Dell یا Cisco را مشخص می‌کند. ۳ بایت آخر مخصوص کامپیوتر شخصی یا دستگاه دیگری است. آدرس MAC هنگام ساخت به‌هر NIC یا کامپیوترهای خانگی متصل می‌شود و به عنوان آدرس مبدأ یا مقصد در چارچوب پروتکل اترنت استفاده می‌شود. سوئیچ‌های اترنت از آدرس MAC برای هدایت داده‌ها از منبع به مقصد مورد نظر استفاده می‌کنند. سوئیچ در واقع آدرس‌ها را هنگام استفاده از شبکه "یاد می‌گیرد" و یک جدول جستجوی آدرس MAC در حافظه خود ایجاد می‌کند. همچنین یاد می‌گیرد که هر کامپیوتر شخصی به کدام پورت‌ها (پایانه‌ها) متصل است. هر بار که پیامی ارسال یا دریافت می‌شود، جدول جستجو به روز می‌شود.

روترها

روترها^{۳۴} مانند پل‌ها برای اتصال دو شبکه طراحی شده‌اند. تفاوت اصلی بین پل‌ها و روترها این است

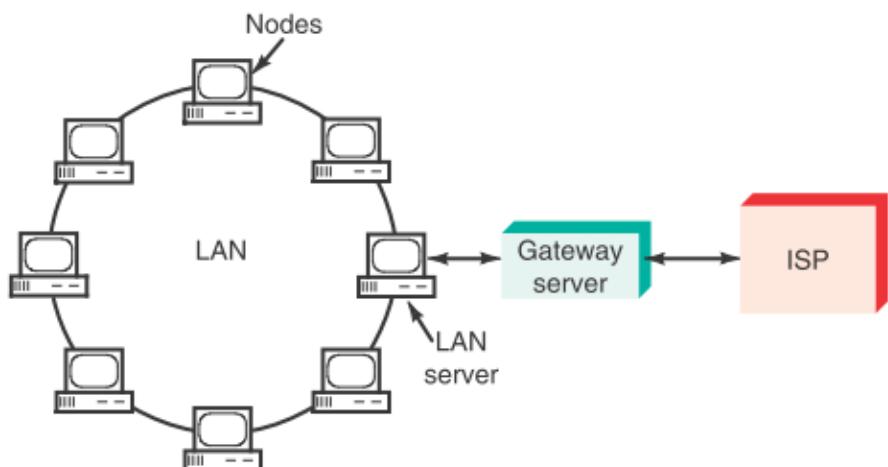
^{۳۴}Routers

که روتراها دستگاه‌های هوشمندی هستند که دارای قابلیت تصمیم‌گیری و سوئیچینگ هستند. عملکرد اصلی یک روتر تسریع جریان ترافیک در هر دو شبکه و حفظ حداکثر عملکرد است. هنگامی که بسیاری از کاربران به طور همزمان به یک شبکه دسترسی پیدا می‌کنند، درگیری رخ می‌دهد و عملکرد سرعت کاهش می‌یابد. روتراها به گونه‌ای طراحی شده‌اند که تجمع ترافیک را تشخیص دهند و در صورت امکان، سوئیچینگ خودکار را برای تغییر مسیر انتقال در جهت‌های مختلف ارائه دهند. اگر انتقال در یک جهت مسدود شود، روتر می‌تواند انتقال را از طریق گره‌های دیگر یا مسیرهای دیگر در شبکه تغییر دهد.

برخی از روتراها ترکیبی از پل و روتر هستند. انواع مختلفی از روتراها برای طیف گسترده‌ای از شبکه‌های مورد استفاده وجود دارد. آنها می‌توانند سوئیچ کنند، تبدیل پروتکل را انجام دهند و به عنوان مدیر ارتباط بین دو LAN یا بین یک LAN و اینترنت خدمت کنند.

دروازه‌ها

دروازه^{۳۵} یک دستگاه اینترنتی دیگر است که به عنوان رابط بین دو شبکه محلی یا بین یک شبکه محلی و یک سیستم کامپیوتی بزرگتر عمل می‌کند. مزیت اصلی یک دروازه این است که می‌تواند شبکه‌ها را با پروتکل‌ها و پیکربندی‌های ناسازگار به هم متصل کند. دروازه به عنوان یک انتقال دهنده دو طرفه عمل می‌کند که به سیستم‌های مختلف اجازه می‌دهد تا ارتباط برقرار کنند.



شکل ۱۵.۱۲: یک دروازه معمولاً یک LAN را به یک کامپیوتر میزبان بزرگتر متصل می‌کند.

شکل (۱۵.۱۲) یک سیستم دروازه معمولی را نشان می‌دهد، سیستمی که برای اتصال یک یا چند شبکه محلی مبتنی بر PC به یک پردازنده مرکزی طراحی شده است. بسته به تجهیزات و پروتکل‌های موجود، انواع مختلفی از دروازه‌ها وجود دارد. اکثر دروازه‌ها کامپیوتی هستند و گاهی اوقات به آنها سرورهای دروازه می‌گویند.

با افزایش تعداد شرکت‌هایی که سخت‌افزار ارائه می‌کنند، عملکرد هر دستگاه متفاوت است و دستگاه‌هایی که به عنوان روتر برچسب‌گذاری شده‌اند ممکن است عملکرد سوئیچ، روتر و دروازه را انجام دهند.

^{۳۵}Gateways

مودم‌ها

همانطور که در فصل یازدهم بحث شد، مودم‌ها رابط بین کامپیوترهای شخصی و سیستم‌های ارتباطی، مانند شبکه‌های تلفن یا تلویزیون کابلی هستند. آنها سیگنال‌های باینری کامپیوتر را به سیگنال‌های آنالوگ سازگار با سیستم تلفن یا تلویزیون کابلی و در انتهای دیگر سیگنال‌های آنالوگ را به سیگنال‌های دیجیتال تبدیل می‌کنند.

مودم‌ها به طور گسترده در شبکه‌های خانگی برای اتصال به یک ارائه دهنده خدمات اینترنتی (ISP) استفاده می‌شوند که خدماتی مانند دسترسی به اینترنت و ایمیل را ارائه می‌دهد.

شبکه محلی بی‌سیم

یکی از پیچیده‌ترین و گران‌ترین بخش‌های هر شبکه LAN کابل کشی است. خود کابل‌ها و همچنین نصب و نگهداری آنها گران هستند، به خصوص زمانی که شبکه LAN در یک ساختمان موجود نصب می‌شود. علاوه بر این، در سازمان‌های بزرگ و در حال رشد، نیازهای LAN به طور مرتب تغییر می‌کنند. کاربران جدید باید اضافه شوند و شبکه باید در حین گسترش، سازماندهی مجدد و جابجایی مجددًا پیکربندی شود. یکی از راه‌های جلوگیری از هزینه و سردد اجرایی و نگهداری کابل‌های LAN استفاده از شبکه‌های محلی بی‌سیم است که از طریق رادیو ارتباط برقرار می‌کنند.

هر کامپیوتر شخصی در یک LAN بی‌سیم باید دارای یک مودم یا گیرنده بی‌سیم باشد. این دستگاه معمولاً یک یا چند تراشه است که در مادربرد تعییه شده است. در هر صورت، فرستنده و گیرنده مودم رادیویی، داده‌های باینری سریالی را از کامپیوتر به سیگنال‌های رادیویی برای انتقال و سیگنال‌های رادیویی دریافتی را به داده‌های باینری تبدیل می‌کند. شبکه‌های محلی بی‌سیم به عنوان شبکه‌های محلی متصل به کابل عمل می‌کنند، زیرا هر گره می‌تواند با هر گره دیگری ارتباط برقرار کند. شبکه‌های محلی بی‌سیم می‌توانند حداقل سرعت یک گیگابیت در ثانیه یا بیشتر داشته باشند. برای جزئیات فصل بیست و یکم را مطالعه کنید.

۳.۱۲ شبکه‌های محلی اترنت

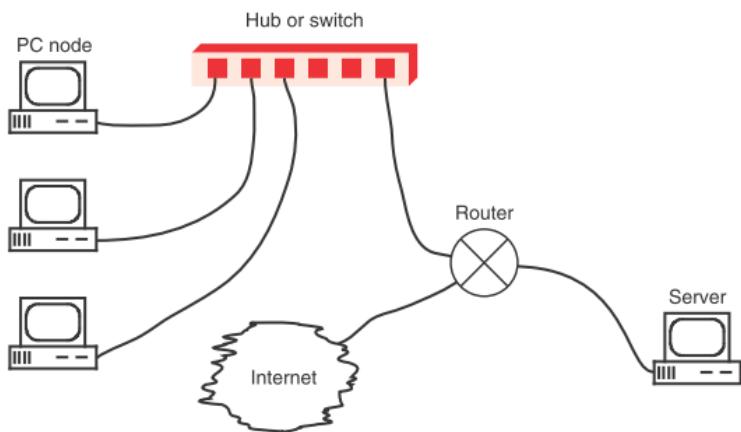
یکی از قدیمی‌ترین و پرکاربردترین شبکه‌های محلی، اترنت است. اترنت که توسط شرکت زیراکس در مرکز تحقیقاتی پالو آلتو در دهه ۱۹۷۰ توسعه یافت، بر اساس شبکه ماهواره‌ای گسترده آلوها که در اوخر دهه ۱۹۶۰ در دانشگاه هاوایی پیاده سازی شد، بود.

در سال ۱۹۸۰، زیراکس به شرکت تجهیزات دیجیتال (اکنون بخشی از هیولت پاکارد) و ایتل پیوست تا از استاندارد مشترکی برای اترنت حمایت کند. این همکاری منجر به تعریفی شد که مبنای استاندارد IEEE ۸۰۲/۳ شد. (موسسه مهندسین برق و الکترونیک [IEEE] طیف وسیعی از استانداردهای الکتریکی، الکترونیکی و محاسباتی را ایجاد و نگهداری می‌کند. سری ۸۰۲.X به شبکه‌های LAN مربوط می‌شود).

امروزه انواع مختلفی از اترنت وجود دارد. بیش از ۹۵ درصد از تمام شبکه‌های محلی از نوعی اترنت استفاده می‌کنند. علاوه بر این، اترنت در طول سال‌ها توانمندتر شده است و اکنون به طور معمول در هر دو MAN و WAN استفاده می‌شود.

توپولوژی

نسخه‌های اصلی اترنت از توپولوژی گذرگاه استفاده می‌کردند. امروزه بیشتر از پیکربندی ستاره فیزیکی استفاده می‌کنند (شکل ۱۶.۱۲). هر گره از یک کابل زوج سیم تابیده برای اتصال به هاب



شکل ۱۶.۱۲: گذرگاه اینترنت

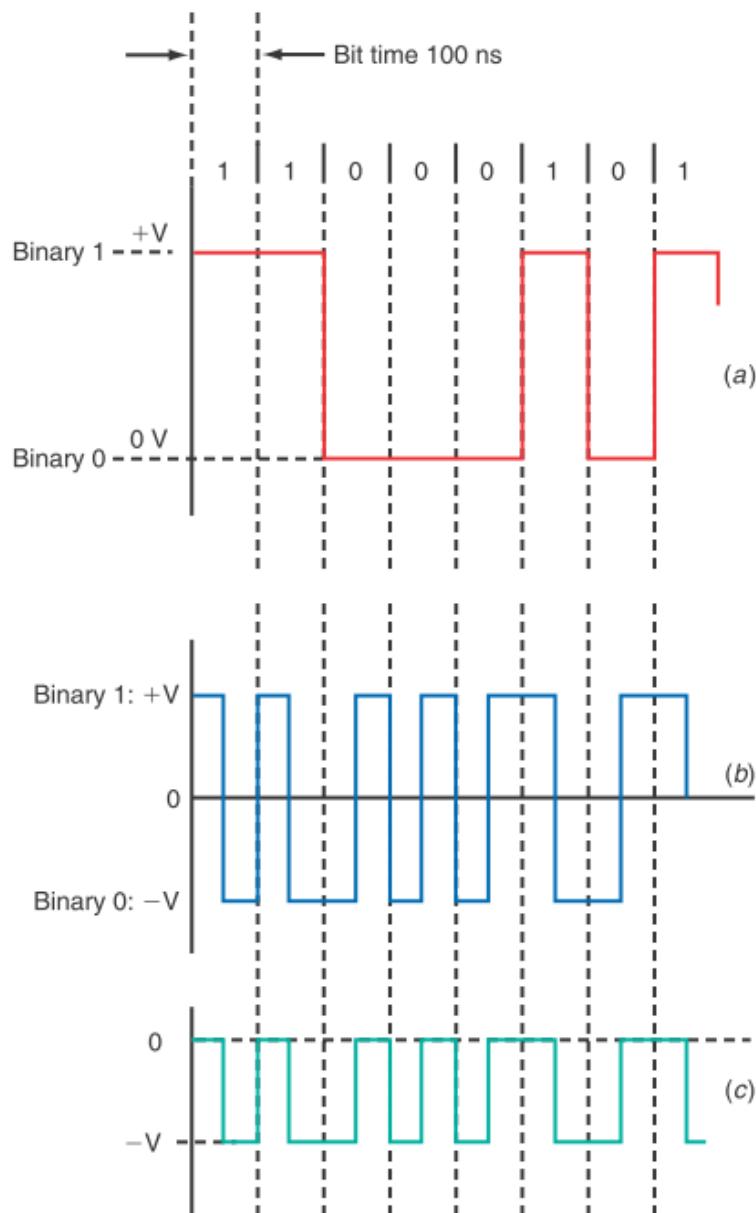
یا سوئیچ در مرکز استفاده می‌کند. سپس سوئیچ به یک روتر یا دروازه متصل می‌شود که دسترسی به خدمات مورد نیاز هر کاربر را فراهم می‌کند. اطلاعاتی که از یک کاربر به کاربر دیگر منتقل می‌شود می‌تواند در هر جهت در گذرگاه حرکت کند، اما فقط یک گره می‌تواند در هر زمان معین ارسال کند.

رمزگذاری

اینترنت از روش‌های انتقال داده باند پایه استفاده می‌کند. این بدان معناست که داده‌های سریالی که قرار است منتقل شوند مستقیماً روی محیط گذرگاه قرار می‌گیرند. با این حال، قبل از انتقال، داده‌های باینری در یک تغییر منحصر به فرد از کد باینری به ام کد منجستر کدگذاری می‌شوند (شکل ۱۶.۱۲).

شکل (۱۶.۱۲)(الف) داده‌های باینری سریال معمولی را نشان می‌دهد که از پالس‌های باینری dc استاندارد تشکیل شده است. این داده‌های باینری سریالی که به صورت داخلی توسط کامپیوتر توسعه می‌یابد، به عنوان NRZ تک قطبی شناخته می‌شود. این داده‌ها با استفاده از فرمت منچستر توسط مدارهای روی NIC کدگذاری می‌شوند. کدگذاری منچستر می‌تواند متناوب یا جریان مستقیم باشد. در منچستر ac، که در شکل (۱۶.۱۲)(ب) نشان داده شده است، ولتاژ سیگنال بین یک سطح منفی و یک سطح مثبت تغییر می‌کند. هر بیت، چه باینری ۰ باشد و چه باینری ۱، به صورت ترکیبی از یک پالس مثبت و به دنبال آن یک پالس منفی یا بالعکس ارسال می‌شود. به عنوان مثال، یک باینری ۱ یک پالس مثبت و به دنبال آن یک پالس منفی است. یک باینری ۰ یک پالس منفی و به دنبال آن یک پالس مثبت است. در طول هر بازه بیت یک انتقال ولتاژ مثبت به منفی یا منفی به مثبت انجام می‌شود.

این روش کدگذاری از افزایش سطح ولتاژ dc روی کابل انتقال به سطح غیرقابل قبول جلوگیری می‌کند. با پالس‌های باینری استاندارد، یک ولتاژ dc متوسط روی کابل ظاهر می‌شود که مقدار آن به ماهیت داده‌های باینری روی کابل، به ویژه تعداد ۱ یا ۰ های باینری که به ترتیب رخ می‌دهند، بستگی دارد. تعداد زیاد بیت‌های باینری ۱ باعث می‌شود میانگین سطح dc بسیار بالا باشد. رشته‌های طولانی ۰ های باینری باعث می‌شود که ولتاژ متوسط کم شود. سیگنال باینری حاصل در سطح متوسط dc بالا و پایین می‌رود، که می‌تواند باعث خطاها ای انتقال و مشکلات تفسیر سیگنال شود. با رمزگذاری منچستر، سوئیچینگ مثبت و منفی برای هر بازه بیت باعث می‌شود که جریان مستقیم به طور متوسط



شکل ۱۷.۱۲: رمزگذاری منچستر تغییر dc را در خطوط باند پایه حذف می‌کند و قالبی را ارائه می‌دهد که می‌توان سیگنال ساعت را از آن استخراج کرد. (الف) کدگذاری باینری dc استاندارد NRZ تک قطبی. (ب) رمزگذاری ac منچستر. (ج) دی‌سی منچستر.

بیرون بیاید.

اترنت از dc منچستر استفاده می‌کند [شکل(۱۷.۱۲)(ج)]. متوسط سطح dc حدود ۱ - ولت و حداکثر نوسان حدود ۰ تا ۲ - ولت است. جریان مستقیم متوسط برای تشخیص وجود دو یا چند سیگنال به طور همزمان استفاده می‌شود.

یکی دیگر از مزایای رمزگذاری منچستر این است که انتقال در وسط هر بیت، وسیله‌ای برای شناسایی و بازیابی سیگنال ساعت از داده‌های ارسال شده فراهم می‌کند.

سرعت

سرعت انتقال استاندارد برای شبکه‌های محلی اترنت اصلی ۱۰ مگابیت بر ثانیه است. زمان برای هر بیت فاصله متقابل سرعت یا $1/f$ است که f سرعت یا فرکانس انتقال است. با سرعت ۱۰ مگابیت در ثانیه، زمان بیت $1/\mu s = 10^{-6} \times 10^6 = 10^{-3}$ یا $1/10^{10} ns$ است [شکل (۱۷.۱۲)(ب)].

نسخه پرکاربردتر اترنت، اترنت سرعتی^{۳۶} نام دارد. سرعت ۱۰۰ مگابیت بر ثانیه دارد. سایر نسخه‌های اترنت با سرعت‌های ۱۰ گیگابیت بر ثانیه یا ۱۰۰ گیگابیت بر ثانیه، معمولاً روی کابل فیبر نوری، اما همچنین بر روی کابل‌های کواکسیال یا زوج تابیده با طول‌های کوتاه‌تر اجرا می‌شوند. رایج‌ترین نسخه اترنت امروزه گیگابیت اترنت (GE) است که اساساً بخشی جدایی ناپذیر از هر کامپیوتر شخصی و لپ تاپ است.

محیط انتقال

رسانه اصلی انتقال اترنت کابل کواکسیال بود. با این حال، امروزه نسخه‌های زوج سیم تابیده اترنت محبوبیت بیشتری دارند.

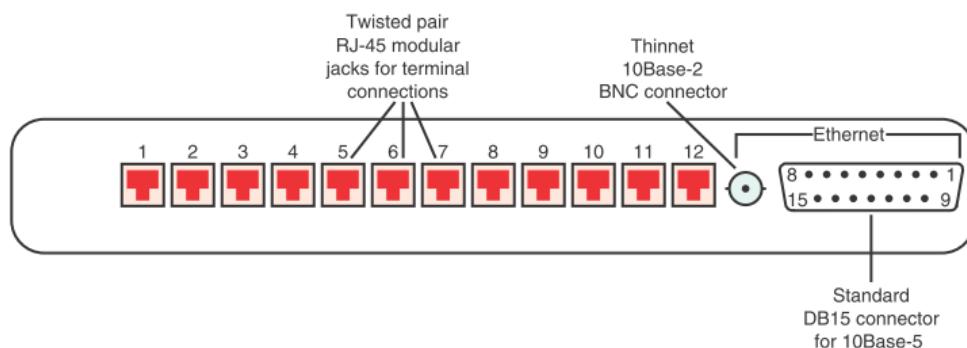
کابل کواکسیال: دو نوع اصلی کابل کواکسیال مورد استفاده در شبکه‌های اترنت U/RG-8/U و RG-58/U هستند. کابل U/RG-8 دارای امپدانس مشخصه 50Ω و قطر تقریباً 4.5 mm اینچی است. این کابل کواکسیال بزرگ که به آن کابل ضخیم گفته می‌شود، در اصل برای خطوط انتقال آنتن در سیستم‌های RF طراحی شده است. معمولاً زرد روشن است. برای ایجاد اتصالات از کانکتورهای کواکسیال نوع N بزرگ استفاده می‌شود.

سیستم‌های اترنت که از کابل کواکسیال ضخیم استفاده می‌کنند معمولاً به عنوان سیستم‌های 10Base-5 نامیده می‌شوند، که در آن ۱۰ به معنای سرعت ۱۰ مگابیت در ثانیه، Base به معنای عملکرد باند پایه، و ۵ حداکثر فاصله ۵۰۰ متری بین گره‌ها، فرستنده‌ها یا تکرارکننده‌ها را تعیین می‌کند. شبکه‌های اترنت که از کابل ضخیم استفاده می‌کنند، Thicknet نیز نامیده می‌شوند. این روش اصلی اترنت دیگر استفاده نمی‌شود.

سیستم‌های اترنت که با کابل کواکسیال نازک‌تر پیاده‌سازی می‌شوند، با نام 10Base-2 یا سیستم‌های Thinnet شناخته می‌شوند. در اینجا عدد ۲ حداکثر ۲۰۰ متر (در واقع ۱۸۵ متر) را بین گره‌ها یا تکرارکننده‌ها نشان می‌دهد. پرکاربردترین کابل نازک RG-58/U است. نسبت به کابل RG-8/U بسیار انعطاف پذیرتر و کار کردن با آن آسان‌تر است.

نوع‌های کواکسیال اترنت دیگر به طور گسترده مورد استفاده قرار نمی‌گیرند. اکثر شبکه‌های محلی امروزه از کابل زوج تابیده استفاده می‌کنند زیرا ساده‌تر و ارزان‌تر است. برخی از سیستم‌های کواکسیال قدیمی‌تر ممکن است هنوز وجود داشته باشند، و برخی از برنامه‌های صنعتی خاص ممکن است از آنها استفاده کنند زیرا کابل کواکسیال حذف تداخل ایجاد می‌کند.

^{۳۶}Fast Ethernet



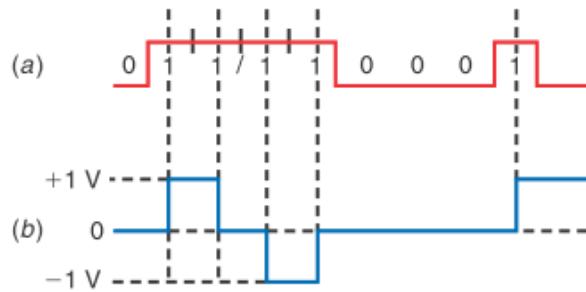
شکل ۱۸.۱۲: هاب برای اترنت ۱۰Base-T

کابل سیم زوج تابیده: نوع‌های جدیدتر اترنت از کابل سیم تابیده استفاده می‌کنند. نوع زوج سیم تابیده اترنت به عنوان یک شبکه ۱۰Base-T نامیده می‌شود که در آن T مخفف زوج تابیده^{۳۷} است. کابل زوج تابیده مورد استفاده در سیستم‌های ۱۰Base-T ۱۰ سیم مسی جامد ۲۶ ۲۴ ۲۲ ۲۰ ۱۸ ۱۶ ۱۴ ۱۲ ۱۰ ۸ ۶ ۴ ۲ ۰ می‌باشد. گره‌های PC همانطور که در شکل ۱۸.۱۲ نشان داده شده است به یک هاب متصل می‌شوند که راه مناسی برای اتصال همه گره‌ها فراهم می‌کند. هر پورت (پایانه) حاوی یک تکرار کننده است که سیگنال را جوان می‌کند و آن را برای ارسال مجدد بافر نگه می‌دارد. از نظر فیزیکی، یک شبکه محلی ۱۰Base-T ۱۰ مانند یک ستاره به نظر می‌رسد، اما گذرگاه در داخل خود هاب پیاده‌سازی می‌شود. معمولاً نصب شبکه‌های محلی ۱۰Base-T آسان‌تر و ارزان‌تر از نصب سیستم‌های اترنت کواکسیال است، اما فواصل انتقال اغلب به کمتر از ۱۰۰ متر محدود می‌شود.

اترنت ۱۰۰ مگا بیت بر ثانیه: چندین نسخه ۱۰۰ مگابیت بر ثانیه از جمله ۱۰۰Base-TX که Fast Ethernet است. همه از کابل زوج تابیده استفاده می‌کنند به جز نسخه FX که از کابل فیبر نوری توسعه یافته است. همه از روشنایی TX و FX از روش دسترسی چندگانه حس حامل با روش دسترسی تشخیص برخورد (CSMA/CD) استفاده می‌کنند (که در ادامه این فصل توضیح داده می‌شود) و اندازه بسته یکسانی دارند. نسخه‌های ۱۰۰VG-AnyLAN و T4-۱۰۰ از روشنایی دسترسی منحصر به‌فردی استفاده می‌کنند. بیشتر، اگر نه همه، NIC‌ها از نرخ‌های ۱۰ مگابیت در ثانیه، ۱۰۰ مگابیت در ثانیه و ۱ گیگابیت بر ثانیه پشتیبانی می‌کنند.

تا کنون محبوب‌ترین نسخه اترنت ۱۰۰ مگابیت بر ثانیه Fast Ethernet ۱۰۰Base-TX است. به جای زوج تکی که در استاندارد ۱۰Base-T استفاده می‌شود از دو زوج تابیده بدون محافظت استفاده می‌کند. یک زوج برای انتقال استفاده می‌شود و دیگری برای دریافت استفاده می‌شود که اجازه عملیات دوطرفه کامل را می‌دهد، که با اترنت استاندارد امکان‌پذیر نیست. برای دستیابی به چنین سرعت بالایی در UTP، چندین تغییر فنی مهم در Fast Ethernet اعمال شد. اول، طول کابل به ۱۰۰ متر از UTP دسته ۵ محدود می‌شود. این حداقل اندوکتانس، ظرفیت و مقاومت را تضمین می‌کند که داده‌های دیجیتال را معوج و ضعیف می‌کند.

^{۳۷}Twisted Pair



شکل ۱۹.۱۲: رمزگذاری ۳MLT با اترنت 100Base-T استفاده می‌شود. (الف) NRZ. (ب) MLT-3

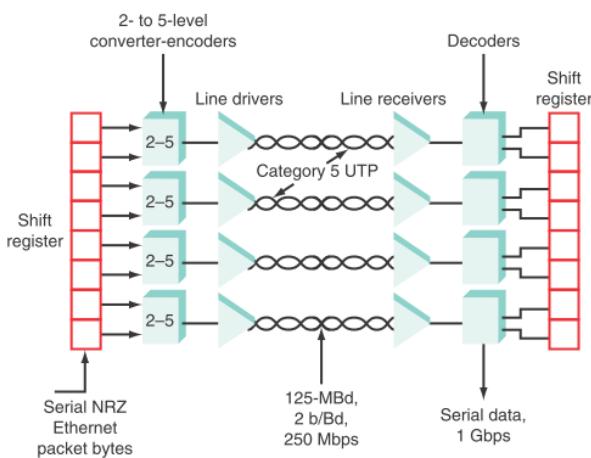
دوم، نوع جدیدی از روش رمزگذاری استفاده می‌شود. این روش کدگذاری که MLT-3 نامیده می‌شود در شکل (۱۹.۱۲) نشان داده شده است. سیگنال باینری استاندارد NRZ در (الف) نشان داده شده است، و سیگنال ۳MLT در (ب) نشان داده شده است. توجه داشته باشید که از سه سطح ولتاژ استفاده می‌شود: +1، 0 و -1 ولت. اگر داده‌های باینری یک باینری ۱ باشد، سیگنال ۳MLT از سطح فعلی به سطح بعدی تغییر می‌کند. اگر ورودی باینری ۰ باشد، هیچ انتقالی انجام نمی‌شود. اگر سیگنال در حال حاضر در +1 باشد و یک دنباله ۱۱۱۱ بیتی رخ دهد، سیگنال ۳MLT از +1 به ۰ به -1 و سپس به ۰ و سپس دوباره به +1 تغییر می‌کند. کاری که این روش کدگذاری انجام می‌دهد این است که فرکانس سیگنال ارسالی را تا حد زیادی کاهش می‌دهد (به یک چهارم سیگنال اصلی آن)، که نرخ بیت بالاتری را در UTP ممکن می‌کند.

در مورد روش دسترسی، CSMA/CD ۱۰۰Base-T از ۱۰۰Mگابیت بر ثانیه از فرمت ۱۰۰Base-T ۱۰۰ که در اینجا توضیح داده شده است استفاده می‌کند.

۱۰۰Base-T یک نسخه کابل نوری از اترنت است. از دو رشته فیبر چند حالته برای دستیابی به نرخ ۱۰۰Mگابیت بر ثانیه استفاده می‌کند. روش دسترسی CSMA/CD است. این نسخه از اترنت در درجه اول برای اتصال شبکه‌های محلی جداگانه به یکدیگر در فواصل طولانی استفاده می‌شود. عملکرد کامل دوبلکس را می‌توان در فواصل تا ۲ کیلومتر به دست آورد.

اترنت گیگابیت: اترنت گیگابیت (GE) قادر به دستیابی به ۱۰۰Mگابیت در ثانیه یا یک گیگابیت در ثانیه از طریق UTP رده ۵ یا کابل فیبر نوری است. سرعت یک گیگابیت بر ثانیه با کابل فیبر نوری راحت‌تر به دست می‌آید، اما گران‌تر است. نسخه UTP گیگابیت اترنت توسط استاندارد IEEE 802.3ab تعریف شده است و به طور کلی به نام 1000Base-T نامیده می‌شود.

نرخ یک گیگابیت بر ثانیه با انتقال یک بایت داده در یک زمان مانند یک سیستم انتقال داده موازی به دست می‌آید. این کار با استفاده از چهار کابل UTP به اضافه یک طرح کدگذاری انجام می‌شود که ۲ بیت در هر باود (b/Bd) ارسال می‌کند. ترتیب اولیه در شکل (۲۰.۱۲) نشان داده شده است. یک بایت داده به گروههای ۲ بیتی تقسیم می‌شود. هر گروه ۲ بیتی به یک مبدل D/A و یک رمزگذار ارسال می‌شود که یک کد خط پنج سطحی تولید می‌کند. پنج سطح عبارتند از +۱، +۲، ۰، -۱ و -۲ ولت است. هر گروه ۲ بیتی به چهار سطح کدگذاری نیاز دارد. برای مثال، ۰۰۰۰ است +۱، +۲، ۰۰ = ۱۰ و ۰۰۰۰ = -۲V در کدگذاری استفاده نمی‌شود، اما در همزمان‌سازی (سنکرون) ساعت و در طرح تشخیص خط استفاده می‌شود. ممکن است این



شکل ۲۰.۱۲: اترنت گیگابیت

طرح رمزگذاری را بشنوید که به آن PAM5 گفته می‌شود. کد پنج سطحی به دست آمده با نرخ ۱۲۵ مگابایت به هر زوج سیم تابیده داده می‌شود. از آنجایی که ۲ بیت برای هر سطح باود یا نماد ارسال می‌شود، نرخ داده در هر زوج سیم تابیده $250 \times 2 = 500$ مگابایت بر ثانیه است. این چهار زوج با هم نرخ داده ترکیبی $1000 \times 500 = 5000$ مگابایت بر ثانیه یا یک گیگابایت بر ثانیه را تولید می‌کنند. حداکثر فاصله ۱۰۰ متر است. عملکرد بهتر و مطمئن‌تر با محدود کردن فاصله از کامپیوتر تا هاب به ۲۵ متر یا کمتر به دست می‌آید. روش دسترسی CSMA/CD استفاده می‌شود و ارتباط می‌تواند نیمه یا تمام دوبلکس باشد.

انواع کابل فیبر نوری اترنت گیگابایت تحت استاندارد IEEE 802.3z تعریف شده‌اند. بر خلاف انتقال با نسخه UTP 1000Base-T، همه انتقال داده‌ها سریال هستند. نسخه 1000Base-LX از یک کابل فیبر تک مودی^{۳۸} (SMF) با قطر ۹ میکرومتر و یک لیزر فرستنده که در طول موج مادون قرمز ۱۳۱۰ نانومتر کار می‌کند، استفاده می‌نمایند. در طول کابل تا ۱۰ کیلومتر می‌تواند به سرعت یک گیگابایت بر ثانیه برسد. هنگامی که از فیبر چندمودی^{۳۹} (MMF) بزرگتر و ارزانتر استفاده می‌شود، حداکثر فواصل عملیاتی با فیبر با قطر ۵ میکرومتر ۵۵۰ متر و با فیبر با قطر ۶۲۵ میکرومتر ۵۰۰ متر است.

یک گزینه ارزان‌تر 1000Base-SX است که از لیزر ۷۸° ۷۸ میکرومتری ارزان‌تر و کابل MMF استفاده می‌کند. حداکثر طول کابل ۵۵۰ متر با فیبر با قطر ۵ میکرومتر و ۲۷۵ متر با فیبر با قطر ۵ میکرومتر است. جزئیات ارتباط فیبر نوری را در فصل نوزدهم آورده شده است.

تمام نسخه‌های فیبر نوری گیگابایت اترنت نیز از یک طرح رمزگذاری داده متفاوت به نام 8B/10B استفاده می‌کنند. این روش هر بایت ۸ بیتی (که اکنون نیز نامیده می‌شود) از داده را می‌گیرد و آن را به یک کلمه ۱۰ بیتی ترجمه می‌کند. هدف این است که اطمینان حاصل شود که تعداد مساوی ۰ و ۱ با این روش همیشه منتقل می‌شود. این امر بازیابی ساعت و همزنمان‌سازی داده‌ها را آسان‌تر می‌کند. طرح رمزگذاری 8B/10B همچنین یک راه ساده برای پیدا کردن خطاهای تشخیص خطاب را فراهم می‌کند.

^{۳۸}Single Mode Fiber (SMF)

^{۳۹}MultiMode Fiber (MMF)

را امکان‌پذیر می‌کند. علاوه بر این، هرگونه بایاس dc را که ممکن است در صورت انتقال سیگنال از طریق ترانسفورماتور رخ دهد، حذف می‌کند. در نهایت، کد ۸B/10B تعیین محدوده فریم را نیز اجرا می‌کند و راهی برای مشخص کردن واضح آغاز و پایان یک فریم از داده‌ها با کدهای ۱۰ بیتی منحصر به فرد فراهم می‌کند.

اترنت ده گیگابیت: نسخه حتی سریع‌تر اترنت، اترنت ۱۰ گیگابیتی (GE) ۱۰ است که سرعت داده تا ۱۰ گیگابیت بر ثانیه را از طریق کابل فیبر نوری و همچنین درجه‌های بالاتر زوج تابیده را ممکن می‌سازد. استاندارد تعریف کننده IEEE 802.3ae است. همانند اترنت ده گیگابیت، چندین نسخه وجود دارد که در جدول زیر نشان داده است. همه از کدگذاری ۸B/10B استفاده می‌کنند.

سه مورد از پنج تغییر از انتقال داده سریالی استفاده می‌کنند. دو مورد دیگر از آنچه که مالتی‌پلکسینگ با طول موج گستردۀ^{۴۰} (WWDM) نامیده می‌شود استفاده می‌کنند. این نسخه‌ها که به‌نام مالتی‌پلکسینگ تقسیم طول موج درشت (CWDM) نیز شناخته می‌شوند، داده‌ها را به‌چهار کانال تقسیم می‌کنند و به‌طور همزمان روی چهار طول موج مختلف نور مادون قرمز نزدیک به ۱۳۱۰ نانومتر ارسال می‌کنند. WWDM مشابه مالتی‌پلکسینگ تقسیم فرکانس است. این تکنیک با جزئیات بیشتر در فصل نوزدهم توضیح داده شده است.

Laser wavelength λ	Cable type/size (μm)	Maximum cable length
850-nm serial	MMF/50	65 m
1310-nm WWDM	MMF 62.5	300 m
1310-nm WWDM	SMF/9	10 km
1310-nm serial	SMF/9	10 km
1550-nm serial	SMF/9	40 km

با توجه به تضعیف و اعوجاج بزرگی که ظرفیت، اندوکتانس و مقاومت کابل می‌تواند ایجاد کند، باور اینکه سیگنال پالسی ۱۰ گیگابیت بر ثانیه می‌تواند روی کابل مسی منتقل شود، سخت است. با این حال، امروزه چندین نسخه مسی ۱۰GE در حال حاضر موجود است. یکی از آنها به عنوان ۱۰GBase-CX4 تعیین شده است. این نسخه از اترنت توسط استاندارد IEEE 802.3ak استاندارد شده است. این کابل یک کابل کواکسیال محوری دوقلو (به نام twinax) است که شامل دو هادی در داخل محافظه بیرونی است. چهار تا از این مجموعه کابل‌های کواکسیال با هم ترکیب می‌شوند تا یک کابل بسازند. داده‌هایی که قرار است ارسال شوند به‌چهار مسیر موازی تقسیم می‌شوند که با سرعت ۳/۱۲۵ گیگابیت بر ثانیه ارسال می‌شوند. رمزگذاری B/10B/8B است، به‌این معنی که تنها ۸۰ درصد از بیت‌های ارسال شده داده‌های واقعی هستند. این نرخ واقعی داده $3/125 \times 0.8 = 0.25$ گیگابیت بر ثانیه را می‌دهد. چهار مسیر مجموع ۱۰ گیگابیت در ثانیه را ارائه می‌دهند. برد تقریباً به ۱۵ متر یا حدود ۵۰ فوت محدود شده است. این برای اتصال چندین سرور، روتر، سوئیچ اترنت، و سایر تجهیزات در کمدهای سیم کشی، مراکز داده یا مزرعه‌های سرور، مانند مواردی که در شرکت‌های اینترنتی که قطعات مختلف در آن وجود دارد، کافی است. تجهیزات نزدیک به یکدیگر قرار دارند.

یک نسخه کابل مسی دیگر ۱۰GE چندین سال است که در حال توسعه است. ۸۰۲.۳an یا ۱۰GBase-T تعیین شده است و برای استفاده از چهار زوج هادی در CAT5e یا CAT6 UTP طراحی شده است تا بتوان از کابل کشی موجود استفاده کرد. برد ۱۰۰ متر مانند اکثر نسخه‌های دیگر

^{۴۰} Coarse Wavelength Division Multiplexing (CWDM)

اترنت است. بهدلیل بحث متقطع شدیدی که در UTP با سرعت ۱۰ گیگابیت در ثانیه رخ می‌دهد، فیلتر DSP و یکسان‌سازی گستردگی استفاده می‌شود.

یک نکته پایانی درست است. نسخه‌های کابل مسی اترن特 علی‌رغم پیچیدگی‌شان جذاب هستند، زیرا به طور قابل توجهی ارزان‌تر از نسخه‌های فیبر نوری هستند. در حالی که هزینه تجهیزات فیبر نوری در طول سال‌ها کاهش یافته است، اما هنوز ۳ تا ۱۰ برابر گران‌تر از محلول مس است.

خوب است بدانید که:

اترنت سریع ۱۰ گیگابیت بر ثانیه می‌تواند به عنوان ستون فقرات LAN سریع برای اتصال شبکه‌های محلی کنندتر، حتی در فواصل تا چندین کیلومتر استفاده شود.

کاربرد اصلی اترن特 یک گیگابیت بر ثانیه و ۱۰ گیگابیت در ثانیه هنوز در شبکه‌های LAN است. شبکه‌های محلی نه تنها می‌توانند سریعتر باشند و کاربران بیشتری را اداره کنند، بلکه می‌توانند اندازه آنها را با این اشکال اترننت افزایش دهند. با برخی از نسخه‌ها به راحتی می‌توان مسافت تا چندین کیلومتر را بدست آورد. فناوری اترن特 یک گیگابیت بر ثانیه و ۱۰ گیگابیت بر ثانیه برای ایجاد یک ستون فقرات LAN سریع استفاده می‌شود که شبکه‌های محلی کندرتر را پیوند و جمع می‌کند. نسخه‌های یک گیگابیت بر ثانیه و ۱۰ گیگابیت بر ثانیه اترننت نیز در مراکز داده استفاده می‌شوند. مرکز داده یک نقطه مرکزی است که چندین سرور، سوئیچ، روتور و تجهیزات مرتبط همراه با اتصال به اینترنت و سایر شبکه‌ها در آن قرار دارند. از لینک‌های 10GE معمولاً برای اتصال تجهیزات در فواصل کمتر از ۱۰۰ متر استفاده می‌شود.

قابلیت‌های سرعت و فاصله نیز اترنست یک و ۱۰ گیگابیت بر ثانیه را برای برنامه‌های MAN جذاب می‌کند. نسخه ۴۰ کیلومتری حتی اترنست ۱۰ گیگابیت بر ثانیه را برای برخی از برنامه‌های WAN مناسب می‌کند. اکنون در حال جایگزینی تجهیزات فیبر نوری شبکه نوری همزمان^{۴۱} (SONET) پیچیده‌تر و گران قیمت‌تر است که در اکثر MAN‌ها و WAN‌ها و SONET در فصل نوزدهم پوشش داده شده است). و این روند با اترنست ۱۰۰ گیگابیت در ثانیه ادامه دارد.

اترنت بی‌سیم: چندین نوع از اترننت برای انتقال از طریق رادیو توسعه داده شده است. این اجزاء می‌دهد تا شبکه‌های محلی بی‌سیم ایجاد شوند. هزینه و پیچیدگی خرید و نصب کابل‌ها حذف می‌شود و گره‌ها را می‌توان در هر زمان بدون توجه به محل قرارگیری کابل جابجا کرد. هر کامپیوتر شخصی مجهز به یک NIC بوده و دارای یک مودم گیرنده بی‌سیم است. شبکه‌های محلی بی‌سیم با استفاده از نوعی از اترننت به نام Wi-Fi است که به طور مفصل در فصل بیست و یکم توضیح داده شده است.

اترنت در اولین مایل: اترننت در اولین مایل^{۴۲} (EFM) که به نام شبکه نوری غیرفعال اترننت^{۴۳} (EPON) نیز شناخته می‌شود، استاندارد IEEE 802.3ah است. این نوعی از اترننت است که برای استفاده در شبکه‌های فیبر نوری طراحی شده است که خانه‌ها و مشاغل را به خدمات اینترنت پرسرعت متصل می‌کند. اولین مایل که آخرین مایل نیز نامیده می‌شود، اصطلاحی است که برای توصیف اتصال نسبتاً کوتاه از یک خانه یا دفتر به یک ترمینال محلی یا نقطه اتصال که داده‌ها را از طریق یک پیوند

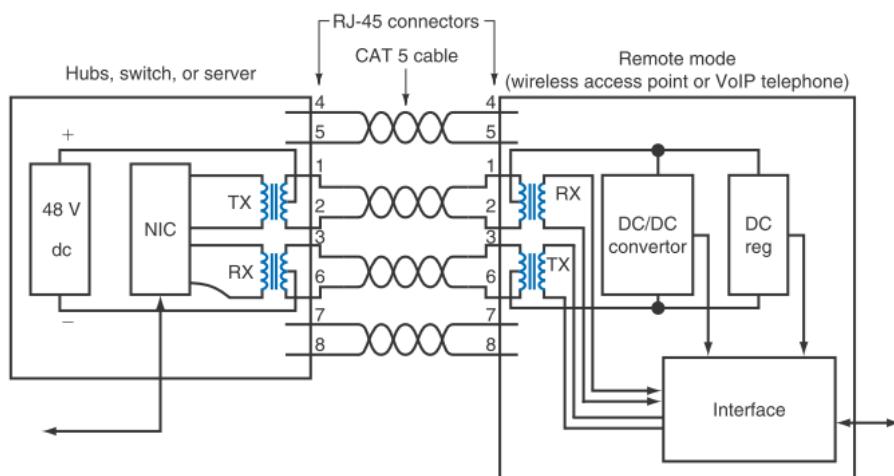
^{۴۱}Synchronous Optical Network (SONET)

^{۴۲}Ethernet in the First Mile (EFM)

^{۴۳}Ethernet Passive Optical Network (EPON)

فیبر نوری توزیع می‌کند، استفاده می‌شود. سیستم EFM از پروتکل‌های استاندارد اترنت با سرعت ۱/۲۵ گیگابیت بر ثانیه استفاده می‌کند. حداکثر ۳۲ کاربر در هر اتصال مجاز است و حداکثر برد حدود ۲۰ کیلومتر است. نسخه ۱۰ گیگابیت بر ثانیه EPON نیز اکنون در خدمت است. جزئیات بیشتر در مورد فیبر نوری در فصل نوزدهم آورده شده است.

انتقال توان از طریق اترنت: انتقال توان از طریق اترنت^{۴۴} (PoE) افزودنی به شبکه‌های محلی اترنت است که برای انتقال برق مستقیم به دستگاه‌های راه دور متصل به شبکه استفاده می‌شود. استانداردهای مرتبط IEEE 802.3af و 802.3at محدود ۴۸ ولت جریان مستقیم غیرقابل تنظیم را از طریق دو زوج سیم تابیده در یک کابل UTP CAT5 تامین می‌کند. این امر نیاز برخی از دستگاه‌های موجود در شبکه LAN را برای داشتن منبع تغذیه خود را از بین می‌برد و نیاز به قرار گرفتن آن دستگاه از راه دور در نزدیکی برق ۱۲۰ ولتی را از بین می‌برد. برخی از نمونه‌ها نقاط دسترسی بی‌سیم هستند که برای گسترش تلفن‌های LAN و Voice over Internet Protocol (VoIP) استفاده می‌شوند. کاربردهای صنعتی متعددی نیز وجود دارد، مانند دوربین‌های ناظری تصویری.



شکل ۲۱.۱۲: برق از طریق اترنت برق dc را از طریق کابل LAN تامین می‌کند تا نیاز به برق خارجی را از بین ببرد.

شکل (۲۱.۱۲) یک آرایش PoE را نشان می‌دهد. در سمت چپ، یک منبع تغذیه ۴۸ ولت dc به سرهای مرکزی ترانسفورماتورهای ورودی/خروجی در شبکه اترنت متصل است. این ترانسفورماتورها داده‌های سریالی اترنت را حمل می‌کنند. هر دو سیم در هر سیم حامل جریان مستقیم هستند. سیم‌های زوج تابیده برای جریان مستقیم به طور موازی هستند. جریان مستقیم با داده‌ها تداخلی ندارد.

در انتهای گیرنده، ترانسفورماتورها سیگنال را می‌پذیرند و طبق معمول آن را به مدار NIC در آن دستگاه منتقل می‌کنند. ولتاژ dc از سرهای مرکزی گرفته می‌شود. سپس این ولتاژ dc توسط یک مبدل dc-dc یا یک تنظیم کننده ولتاژ به سطح dc دیگری تبدیل می‌شود. ولتاژهای ۱۲، ۵، ۶ و

^{۴۴}Power over Ethernet (PoE)

۳/۳ ولت رایج هستند. این ولتاژ مدارهای رابط را در انتهای کابل تغذیه می‌کند و در نتیجه نیاز به یک خط ac یا منبع تغذیه جداگانه را از بین می‌برد.

انتخاب ۴۸ ولت بر اساس این واقعیت است که سیم‌های کابل CAT5 بسیار کوچک، معمولاً سیم نمره ۲۸، هستند. سیم‌های کوچکتر مقاومت dc بالاتری دارند و بنابراین می‌توانند افت ولتاژ نسبتاً زیادی را در طول کابل ایجاد کنند. با بالا نگه داشتن ولتاژ، جریان خط برای مقدار معینی از مصرف برق در بار کمتر می‌شود و در نتیجه افت ولتاژ بسیار کمتری ایجاد می‌شود. در عمل، حداقل برد ۱۰۰ متر است و ولتاژ معمولاً می‌تواند از ۴۴ تا ۵۷ ولت باشد زیرا منبع تغذیه dc تنظیم نشده است.

حداکثر جریان مجاز ۵۵۰ میلی آمپر است، اگرچه جریان معمولاً به مقدار ۳۵۰ میلی آمپر یا کمتر نگه داشته می‌شود. در ۴۸ ولت، این به معنای حداکثر مصرف جریان ۱۶/۸ وات است. استاندارد بیان می‌کند که حداکثر بار مطلوب ۱۵/۴ وات است. از آنجا که مقداری توان در کابل‌ها تلف می‌شود، حداکثر بار ۱۲/۹ وات است. بیشتر بارها بسیار کمتر از آن مصرف می‌کنند. نسخه جدیدتر استاندارد ۸۰۲/۳ از سیم بزرگتر در کابل CAT5 یا CAT6 برای کاهش تلفات استفاده می‌کند و از هر چهار زوج در کابل UTP برای ارائه حداکثر جریان تا ۶۰۰ میلی آمپر و حداکثر توان ۲۵/۵ وات استفاده می‌کند.

قدرت از طریق انتقال از طریق اترنت برای کار با تمام نسخه‌های UTP اترنت، از جمله سیستم‌های ۱۰، ۱۰۰، و ۱۰۰۰ مگابیت بر ثانیه طراحی شده است. فقط از دو زوج سیم استفاده شده است. برق dc با یک قطعه تجهیزات جداگانه به نام انژکتور (تزریق کننده) به کابل اعمال می‌شود. گاهی اوقات جریان مستقیم در داخل یک هاب یا کلید تامین می‌شود. نسخه‌های مختلف استاندارد با زوج‌هایی که برای حمل جریان مستقیم و پین‌های کانکتورهای RJ-45 استفاده می‌شوند، متفاوت است. برخی از شرکت‌ها تغییراتی را ارائه می‌دهند که به جای ۴۸ ولت، ۱۲ ولت را تامین می‌کنند.

روش دسترسی

روش دسترسی به پروتکل مورد استفاده برای انتقال و دریافت اطلاعات در یک گذرگاه اشاره دارد. اترنت از یک روش دسترسی به نام دسترسی چندگانه حس حامل با تشخیص برخورده (CSMA/CD) استفاده می‌کند و استاندارد IEEE ۸۰۲/۳ در درجه اول به توصیف CD اختصاص دارد.

هرگاه یکی از گره‌های یک سیستم اترنت داده‌هایی را برای انتقال به گره دیگر داشته باشد، نرمافزار داده‌ها را به NIC در کامپیوتر شخصی ارسال می‌کند. NIC یک بسته می‌سازد، واحدی از داده که با اطلاعاتی که باید منتقل شود، تشکیل می‌شود. بسته تکمیل شده در NIC روی RAM ذخیره شده در حالی که گره فرستنده گذرگاه را نظارت می‌کند. از آنجایی که تمام گره‌ها یا کامپیوترهای شخصی در یک شبکه بر روی گذرگاه نظارت می‌کنند، هر زمان که کامپیوتر شخصی در حال انتقال اطلاعات در گذرگاه است، همه کامپیوترهای شخصی آنچه را که به عنوان حامل شناخته می‌شود، تشخیص می‌دهند. حامل در این مورد، داده‌های اترنت است که با سرعت ۱۰ مگابیت در ثانیه (یا ۱۰۰ مگابیت در ثانیه) منتقل می‌شود. اگر حاملی وجود داشته باشد، هیچ یک از گره‌ها اقدام به انتقال نمی‌کند.

هنگامی که گذرگاه آزاد است، ایستگاه فرستنده انتقال را آغاز می‌کند. گره فرستنده یک بسته کامل اطلاعات را ارسال می‌کند. به یک معنا، گره فرستنده، داده‌ها را در گذرگاه «پخش» می‌کند تا هر یک از گره‌ها بتوانند آن را دریافت کنند. با این حال، بسته حاوی یک آدرس باینری خاص است که مقصد یا گره دریافت کننده را تعریف می‌کند. هنگامی که بسته دریافت می‌شود، توسط NIC رمزگشایی می‌شود و داده‌های بازیابی شده در RAM کامپیوتر ذخیره می‌شود.

خوب است بدانید که:

موسسه مهندسین برق و الکترونیک (IEEE) استانداردهای الکتریکی، الکترونیکی و محاسباتی را ایجاد و حفظ می‌کند.

اگر چه یک گره اگر حاملی را حس کند، ارسال نمی‌کند، اما در موقعی ممکن است دو یا چند گره هم‌زمان یا تقریباً در یک زمان اقدام به ارسال کنند. وقتی این اتفاق می‌افتد، یک برخورد رخ می‌دهد. اگر ایستگاه‌هایی که قصد انتقال دارند وجود بیش از یک حامل را در گذرگاه حس کنند، هر دو انتقال را خاتمه می‌دهند. الگوریتم CSMA/CD از ایستگاه‌های فرستنده می‌خواهد که مدت کوتاهی منتظر بمانند و سپس دوباره اقدام به ارسال کنند. هنگامی که یک گره فرستنده کنترل گذرگاه را بعيد است که هر دو در یک زمان دوباره ارسال کنند. هنگامی که انتقال کامل نشود، اقدام به ارسال نخواهد کرد. به این روش سیستم جمال^{۴۵} می‌گویند زیرا گره‌ها برای استفاده از گذرگاه با هم رقابت می‌کنند.

در شبکه‌های محلی اترنت با گره‌های کم و فعالیت کم، دسترسی به گذرگاه مشکلی نیست. با این حال، هرچه تعداد گره‌ها بیشتر و ترافیک سنگین‌تر باشد، تعداد ارسال پیام و برخوردهای احتمالی بیشتر می‌شود. روند مناقشه زمان می‌برد. هنگامی که بسیاری از گره‌ها سعی می‌کنند از یک گذرگاه به طور همزمان استفاده کنند، تأخیر در انتقال اجتناب ناپذیر است. اگرچه تأخیر اولیه ممکن است تنها دهها یا صدها میکروثانیه باشد، زمان تأخیر زمانی افزایش می‌یابد که کاربران فعل زیادی وجود داشته باشند. تأخیر در شبکه‌های پرمشغله به مشکلی غیرقابل حل تبدیل می‌شود، اگر سیستم بسته نبود، که به کاربران اجازه می‌دهد در فواصل کوتاه ارسال کنند. فرآیند مناقشه کاملاً با منطق موجود در NIC‌ها انجام می‌شود.

Ethernet (original)

Preamble	Destination address	Source address	Type	Data	Frame check sequence
8 bytes	6 bytes	6 bytes	2 bytes	46–1500 bytes	4 bytes

(a)

IEEE 802.3

Preamble	Start of frame delimiter	Destination address	Source address	Length	Data	Frame check sequence
7 bytes	1 byte	6 bytes	6 bytes	2 bytes	46–1500 bytes	4 bytes

شکل ۲۲.۱۲: فرمتهای فریم اترنت

پروتکل‌های بسته‌ای

شکل ۲۲.۱۲(الف) پروتکل بسته (فریم) را برای سیستم اصلی اترنت نشان می‌دهد و شکل

^{۴۵}Contention System

(ب) پروتکل بسته تعريف شده توسيط استاندارد IEEE 802.3 را نشان مي دهد. پروتکل در اينجا توضيح داده شده است.

بسته از دو بخش اصلی تشکيل شده است: (۱) فرييم که حاوي دادهها به همراه کدهای آدرس دهی و تشخيص خطأ است و (۲) ۸ بايت اضافي (۶۴ بت) در ابتداء، که شامل مقدمه و جداگانه قاب شروع^{۴۶} (SFD) است. مقدمه شامل ۷ بايت^۰ و ۱ متناوب است که به ايجاد هماهنگی ساعت در NIC کمک می کند و SFD شروع بسته را با کد ۱۰۱۰۱۱۰۱۱۰ اعلام می کند.

آدرس مقصد يك کد ۶ بايتی است که گره دريافت کننده را مشخص می کند. به دنبال آن يك آدرس منبع ۶ بايتی وجود دارد که گره ارسال کننده را مشخص می کند. اينها آدرس‌های مک^{۴۷} هستند. بعدی يك عدد ۲ بايتی است که مشخص می کند چند بايت در داده‌هایی که می خواهم ارسال شود. در نهايّت، خود داده‌ها منتقل می شود. هر عدد صحيح بايت در محدوده ۴۶ تا ۱۵۰۰ بايت را می توان در يك بسته ارسال کرد. پيام‌های طولاني‌تر به تعداد بسته‌های جداگانه‌اي که برای ارسال داده‌ها لازم است تقسيم می شوند.

در نهايّت، بسته و فرييم به يك دنباله بررسی فرييم ۴ بايتی ختم می شوند که با قرار دادن کل بلوک داده ارسالی از طریق يك بررسی افزونگی چرخه‌ای^{۴۸} (CRC) ایجاد می شود. بلوک داده در انتهای دريافت، NIC دوباره CRC را از بلوک داده تولید می کند. اگر CRC دريافتی با CRC ارسالی يکسان باشد، خطای انتقال رخ نداده است. اگر خطای انتقال رخ دهد، نرم افزار در انتهای گيرنده اطلاع رسانی می شود. گاهی اوقات زمانی که طول داده کوتاه است، ۱ یا چند بايت (octets) بين داده و CRC اضافه می شود.

خوب است بدانيد که:

وقتی می خواهید تعیین کنید که انتقال بسته چقدر طول می کشد، ابتدا سرعت بیت را دریابید. سپس اندازه بسته را دریابید. اندازه فرييم مجموع دادهها و اندازه هدر است.

ذکر اين نکته ضروري است که انتقال داده در سیستم‌های اترنت همزمان است: بايت‌های داده بدون بیت شروع و پيان از انتهای بهانتها منتقل می شوند. اين امر انتقال داده‌ها را سرعت می بخشد اما بار مرتب سازی داده‌ها را بر روی تجهيزات دريافت کننده قرار می دهد. سيگنال‌های کلاک مورد استفاده توسيط مدارهای ديجيتال در انتهای گيرنده از خود داده‌های ارسالی مشتق می شوند تا از همزمان سازی و شمارش مناسب بیت‌ها، بايت‌ها، فيلد‌ها و فرييم‌ها اطمینان حاصل شود.

مثال ۱۲-۲

با چه سرعتی می توان يك بلوک ۱۵۰۰ بايتی داده را روی يك بسته اترنت ۱۰ مگابیت بر ثانیه (IEEE 802.3) منتقل کرد؟ [توجه: برای فرمت IEEE 802.3 Ethernet، از شکل (۲۲.۱۲)(ب) استفاده کنید].

$$\frac{1}{10} \times 10^6 = 100ns$$

^{۴۶}Start Frame Delimiter (SFD)

^{۴۷}Cyclical Redundancy Check (CRC)

$$\text{زمان برای یک بایت} = 8 \times 100 = 800 \text{ ns}$$

$$\text{زمان برای ۱۵۲۶ بایت} = 1526 \times 800 \text{ ns} = 1220,800 \text{ ns} (1,220,800 \text{ ms})$$

اترنت و لایه‌های OSI

در ک اینکه چگونه اترنت با مدل OSI که در فصل یازدهم بحث شد، ارتباط دارد مفید است. اترنت در واقع دو لایه اول را تعریف می‌کند. لایه ۱ لایه فیزیکی (PHY) و لایه ۲ لایه پیوند (لینک) داده است. لایه فیزیکی تمام سخت افزاری را که انتقال بیت‌ها از یک مکان به مکان دیگر را انجام می‌دهد را تعریف می‌کند. این نوع محیط، اتصال دهنده‌ها، رمزگذاری و رمزگشایی و تمام عملکردهای سیگنالینگ مرتبط را شناسایی می‌کند. هر کارت رابط شبکه یا تراشه شامل اجزای لایه فیزیکی است. تکرار کننده‌ها و هاب‌ها نیز دستگاه‌های لایه ۱ هستند.

لایه پیوند داده در واقع به زیر لایه‌هایی به نام زیر لایه کنترل دسترسی محیط (MAC)^{۴۸} و زیر لایه کنترل پیوند منطقی (LLC)^{۴۹} تقسیم می‌شود. لایه MAC تمام محصور کردن داده‌های ارسالی را مدیریت می‌کند که شامل بسته‌بندی مقدمه، جداکننده SOF، آدرس‌های مقصد و مبدأ و CRC در اطراف داده‌ها می‌شود. سخت افزار موجود در کارت رابط یا تراشه این کارها را انجام می‌دهد. LLC به زیر لایه MAC در برخورد با داده‌های ارسالی یا دریافتی در لایه‌های بالایی پشته OSI کمک می‌کند. در داده‌هایی که در شکل (۲۲.۱۲) (ب) نشان داده شده است، چندین فیلد (میدان) اضافی به ابتدای داده‌ها اضافه شده است. این فیلدها مدیریت داده‌ها را کنترل، خدمات موجود را شناسایی و پروتکل مورد استفاده در لایه‌های بالایی را تعریف می‌کنند. انواع مختلفی از این فیلدهای اضافی وجود دارد که از حوصله این متن خارج است.

۴.۱۲ اترنت پیشرفته

همانطور که اترنت قدیمی است، همچنان به تکامل خود ادامه می‌دهد. امروز سریعتر از همیشه است و چندین ویژگی و ویژگی جدید را ارائه می‌دهد. در اینجا خلاصه‌ای از آخرین تحولات آمده است.

۴۰ گیگابیت بر ثانیه و ۱۰۰ گیگابیت بر ثانیه

با پیشرفت فناوری‌های نیمه هادی و نوری، امکان افزایش سرعت اترنت بیشتر و بیشتر شده است. در طول سال‌ها، سرعت با فاکتورهای ۱۰ از ۱۰۰ به ۱۰۰۰ مگابیت در ثانیه (1GE) و امروزه ۱۰ گیگابیت در ثانیه (10GE) افزایش یافته است. اکنون نسخه‌های ۴۰ گیگابیت بر ثانیه (40 GE) و ۱۰۰ گیگابیت در ثانیه (100 GE) در دسترس هستند و در حال حاضر مستقر شده‌اند. در ابتدا تصور می‌شد که افزایش دهه آینده از ۱۰ گیگابیت بر ثانیه به ۱۰۰ گیگابیت در ثانیه بسیار دشوار و غیرعملی خواهد بود، بنابراین یک گزینه ۴۰ گیگابیت بر ثانیه ایجاد شد. همانطور که مشخص شد، سطح ۱۰۰ گیگابیت در ثانیه قابل دستیابی بود. نسخه 40GE/100GE اترنت در سال ۲۰۱۰ به عنوان IEEE 802.3ba استاندارد شد. با این سطوح سرعت، اترنت می‌تواند با خدمات MAN و WAN رقابت کند و همچنین تسلط خود را در عرصه LAN حفظ کند.

^{۴۸}Media Access Control (MAC)

^{۴۹}Logical Link Control (LLC)

هدف توسعه 40GE/100GE ایجاد تعدادی از نسخه‌های مختلف بود که نه تنها در شبکه‌های LAN بلکه در شبکه‌های WAN، MAN، مراکز داده و تجهیزات پشتیبان نیز قابل استفاده باشند. اهداف دیگر حفظ قالب استاندارد فریم و دستیابی به BER حداقل 10^{-12} بود. این اهداف به دست آمدند و نتیجه در جدول (۱.۱۲) خلاصه شده است.

اکثر گزینه‌های جدول ۱۲) کابل‌های فیبر نوری هستند. با این حال برخی از گزینه‌های کابل مسی در دسترس هستند. پشتیبان آن اساساً برد مدار چاپی (PCB) است که به عنوان پایه‌ای برای اتصال سایر مدارهای مجتمع و مجموعه‌های PCB با کانکتورها استفاده می‌شود. خط مس روی PCB جایگزین کابل‌ها می‌شود. طول خطوط مسی کمتر از یک متر است. KR و KP مس پشتیبانی ممکن است.

همانطور که قبل توضیح داده شد، کابل مسی کوآکس twinax CR4 به معنای چهار کابل موازی است. نسخه جدیدی از زوج سیم تاییده بدون محافظ با نام CAT8 در نسخه 40GBASE-T استفاده شده است. کابل یا کانکتورهای CAT8 تا زمان نوشتن این کتاب هنوز در دسترس نیستند. تمام نسخه‌های دیگر کابل فیبر نوری هستند. این نسخه‌های مسی برای استفاده در مراکز داده برای اتصال سرورها، سوئیچ‌ها، روتورها و سایر تجهیزات در نظر گرفته شده‌اند.

برای دستیابی به سرعت‌های ۴۰ و ۱۰۰ گیگابیت بر ثانیه از روش‌های مختلفی استفاده می‌شود. ابتدا یک نسخه B/66B/64B از کد تصحیح خطای پیشرو (R-S) Reed-Solomon (FEC) برای اطمینان از BER خوب استفاده می‌شود. هر بلوک ۶۴ بیتی داده به یک کد ۶۶ بیتی تبدیل می‌شود که امکان تشخیص و تصحیح خطای فراهم می‌کند.

بعد از ۴ یا ۱۰ خط یا مسیر موازی استفاده می‌شود. برای ۴۰ گیگابیت بر ثانیه، چهار مسیر ۱۰ گیگابیت بر ثانیه استفاده می‌شود. هر مسیر ممکن است یک فیبر جداگانه یا یک "رنگ" یا طول موج نور متفاوت روی یک فیبر باشد. این رویکرد اخیر شکلی از مالتی پلکسینگ تقسیم فرکانس به نام مالتی پلکسینگ تقسیم طول موج (WDM) است. به فصل نوزدهم مراجعه کنید.

برای تحویل داده‌های ۱۰۰ گیگابیت بر ثانیه از چندین روش استفاده می‌شود. یکی از آنها استفاده از چهار مسیر ۲۵ گیگابیت بر ثانیه در فیبرها یا طول موج‌های نور جداگانه است. متناظراً از ۱۰ مسیر با سرعت ۱۰ گیگابیت بر ثانیه استفاده می‌شود. یک نسخه از PAM4 چند سطحی برای ارائه ۲ بیت در هر باود در هر مسیر استفاده می‌کند. یک مسیر سریالی واحد در نسخه FR-40GBASE-SR با ۴۰ روی SMF استفاده می‌شود. توجه داشته باشید که ۴۰GBASE-SR4 و ۱۰۰GBASE-SR10 از انواع مختلف MMF استفاده می‌کنند. OM4 تلفات و تضعیف کمتری نسبت به OM3 دارد. در فصل نوزدهم بیشتر در مورد کابل‌های فیبر نوری خواهید آموخت. در جدول (۱۱۲) اصطلاحات SR به معنی برد کوتاه یا دسترسی، LR به معنای برد طولانی یا دستیابی، FR به معنای برد یا دسترسی دور، و ER به معنای برد یا دسترسی گسترده است. اعداد ۴ و ۱۰ تعداد مسیرهای استفاده شده را نشان می‌دهد. همچنین، با اضافه شدن سربار بیت‌های اضافی با استفاده از R-S FEC، ۶۴B/۶۶B FEC، سرعت واقعی خط بالاتر است. به عنوان مثال، برای مسیرهای ۱۰ گیگابیت بر ثانیه، نرخ واقعی ۱۰/۳۱۲۵ گیگابیت بر ثانیه است که نرخ کاملی معادل ۴۱/۲۵ گیگابیت بر ثانیه یا ۱۰۲/۱۲۵ گیگابیت بر ثانیه تولید می‌کند. برای نسخه‌هایی که از چهار مسیر برای ۱۰۰ گیگابیت بر ثانیه استفاده می‌کنند، نرخ خط در هر مسیر ۲۵/۷۸۱۲۵ گیگابیت بر ثانیه است که نرخ کل ۱۰۳/۱۲۵ گیگابیت بر ثانیه را نشان می‌دهد. در همه موارد، نرخ واقعی داده پس از پردازش FEC ۴۰ گیگابیت بر ثانیه یا ۱۰۰ گیگابیت در ثانیه است.

• Wavelength Division Multiplexing (WDM)

جدول ۱.۱۲:

Table 12-1 Ethernet Cabling Options			
Physical Layer (medium)	Range (meters) UP to . . .	40GE	100GE
Backplane	1 m	40GBASE-KR4	100GBASE-KP4
Improved backplane	1 m		100GBASE-KR4
Twinax copper coax cable	7 m	40GBASE-CR4	100GBASE-CR10
CAT8 twisted pair	30 m	40GBASE-T	
MMF (OM3)	100 m	40GBASE-SR4	100GBASE-SR10
MMF (OM4)	125 m	40GBASE-SR4	100GBASE-SR10
SMF	2 km	40GBASE-FR	
SMF	10 km	40GBASE-LR4	100GBASE-LR4
SMF	40 km		100GBASE-ER4

نسخه‌های 40GE و 100GE در حال حاضر در حال استفاده هستند. با این حال، نسخه‌های جدید برای نرخ داده حتی بالاتر در حال توسعه هستند. افزایش بعدی ۲۰۰ گیگابیت بر ثانیه و ۴۰۰ گیگابیت در ثانیه است. افزایش یک ترابیت (1T) اترنت دهه آینده هنوز در راه است. جزئیات بیشتر در مورد سیستم‌های فیبر نوری در فصل نویزدهم گنجانده شده است.

اترنت حامل

با سرعت‌های ۴۰ گیگابیت بر ثانیه و ۱۰۰ گیگابیت بر ثانیه، اترنت می‌تواند به طور بالقوه برای جایگزینی فناوری‌های موجود در MAN و WAN استفاده شود. به عنوان مثال، اترنت می‌تواند چندین سیستم حامل T1 TDM یا T3 MAN یا سونت^{۵۱} (شبکه نوری همزمان) در شبکه‌های WAN جایگزین کند. علاوه بر این، اترنت می‌تواند پیوندهای ارتباطی را در شبکه‌های اصلی اینترنت یا اتصالات پشتیبان تلفن همراه فراهم کند. اکنون از اتصال به اینترنت به عنوان ابر یاد می‌شود، جایی که ابر ترکیبی از شبکه‌ها را نشان می‌دهد که کاربران را با تلفن‌های هوشمند، تبلت‌ها، لپ‌تاپ‌ها، کامپیوترهای شخصی یا حتی دستگاه‌های فردی مانند حسگرها یا لوازم خانگی مرتبط می‌کند. رایانش ابری به این معنی است که کاربران به جای استفاده از نرم‌افزارهای موجود در سایت‌های راه دور، به فضای ذخیره‌سازی یا نرم‌افزارهای موجود در دستگاه کاربر دسترسی دارند. برای این برنامه‌ها، چیزی بیش از سرعت داده بالا مورد نیاز است.

اترنت تنها یک اتصال "بهترین تلاش" بوده است که در آن BER زیاد یا ضروری نبود. برای MAN و WAN‌های تجاری، درجه بالاتری از قابلیت اطمینان و BER بهتر ضروری است. علاوه بر این، زمان تحويل بسته اترنت یا فریم بسته به ماهیت رسانه درگیر و مدار می‌تواند بسیار متفاوت باشد. در بسیاری از سیستم‌ها تاخیر یا تاخیر قابل توجهی وجود دارد که زمان تحويل را بسیار متغیر یا غیرقابل پیش‌بینی می‌کند. برای برخی از برنامه‌ها، مانند کنترل بلادرنگ در کاربردهای صنعتی خدمات شبکه سلوالی، اترنت باید قطعی باشد یا نوعی زمان‌بندی و همزمان سازی قابل پیش‌بینی در

^{۵۱}Sonet (Synchronous optical network)

فاصله فراهم کند. در نهایت، اترنت برای MAN یا محاسبات ابری به امنیت بیشتری نیاز دارد. همه این نیازها در حال حاضر با بهبود اترنت بهنام حامل اترنت^{۵۲} (CE) برآورده شده است. از CE سخت‌افزار و نرم‌افزار اضافی با اترنت استاندارد برای ارائه خدمات مطمئن‌تر، قطعی‌تر و مطمئن‌تر مورد نیاز بانک‌ها، سایر مشاغل و صنعت استفاده می‌کند. اکنون شرکت‌های مخابراتی و خدمات اینترنتی سنتی می‌توانند از اترنت برای جایگزینی سیستم‌های موجود برای بهبود خدمات استفاده کنند. در این میان، اترنت همچنان می‌تواند بسته‌بندی شود و از طریق فناوری‌های دیگری مانند سوئت ممکن است همچنان استفاده شود یا شبکه جدید انتقال نوری^{۵۳} (OTN) قابل حمل و نقل است. اینها بعداً در فصل نوزدهم مورد بحث قرار می‌گیرند. ویژگی کلیدی اترنت حامل تضمین کیفیت خدمات^{۵۴} (QoS) است که تحويل ضروری و به موقع هر گونه داده (صدا، ویدیو و غیره) را فراهم می‌کند. در مرحله بعد یک ویژگی به نام عملیات، مدیریت و نگهداری^{۵۵} (OAM) وجود دارد که به شرکت مخابراتی اجازه می‌دهد خدمات را از راه دور ارائه کند و همچنین شبکه را از سایت دیگری نظارت و کنترل کند. OAM امکان عیب‌یابی آنلاین (برخط) و همچنین پاسخ سریع به مشتریانی را که می‌خواهند خدمات خود را گسترش دهند، می‌دهد.

اترنت حامل یک افزونه بزرگ و پیچیده به‌اترنت است که توسط بنیاد اترنت مترو^{۵۶} (MEF) ایجاد و مدیریت می‌شود. MEF همچنین سیستم‌هایی را تایید می‌کند که استانداردها و مشخصات سخت آنها را برآورده می‌کنند. با CE، اترنت یک گزینه شبکه کم‌هزینه اما مؤثر را برای کسانی که MAN و WAN می‌سازند، ارائه می‌کند. **سئوالات:**

۱. هدف اصلی یک LAN چیست؟
۲. کدام کوچکتر است، MAN یا WAN؟
۳. یک مثال معمولی از یک MAN چیست؟
۴. حد بالای تعداد کاربران در یک LAN چقدر است؟
۵. نام هر کامپیوتر شخصی در یک شبکه چیست؟
۶. چهار توپولوژی رایج LAN را نام ببرید.
۷. کدام دو توپولوژی محبوب‌ترین هستند؟
۸. نام کامپیوتر کنترل کننده اصلی در LAN چیست؟
۹. دو مثال از یک WAN بیاورید.
۱۰. در اکثر MAN‌ها و WAN‌ها از چه محیط انتقالی استفاده می‌شود؟

^{۵۲}Carrier Ethernet (CE)

^{۵۳}Optical Transport Network (OTN)

^{۵۴}Quality of Service (QoS)

^{۵۵}Administration, and Maintenance (OAM)

^{۵۶}Metro Ethernet Foundation (MEF)

۱۱. احتمالاً رایج‌ترین برنامه در یک LAN چیست؟
۱۲. SAN چیست؟
۱۳. از چه محیط انتقالی در PAN استفاده می‌شود؟
۱۴. مزیت اصلی شبکه‌های مش چیست؟
۱۵. مزیت اصلی کابل کواکسیال نسبت به کابل زوج تابیده چیست؟
۱۶. دو نوع کابل زوج تابیده را نام ببرید.
۱۷. چه اندازه سیم در کابل زوج تابیده رایج است؟
۱۸. کانکتوری را که بیشتر با کابل زوج تابیده در شبکه‌های LAN استفاده می‌شود نام ببرید.
۱۹. برای اتصال کامپیوتر شخصی به شبکه از چه مدارهایی استفاده می‌شود؟
۲۰. اگر فاصله بین گره‌ها یا اگر طول کلی کابل زیاد باشد و سیگنال بیش از حد ضعیف یا اعوجاج یافته شده باشد، چه وسیله جانبی به شبکه اترنت اضافه می‌شود؟
۲۱. برای اتصال دو شبکه محلی با فرمات‌ها یا پروتکل‌های یکسان از چه تجهیزاتی استفاده می‌شود؟
۲۲. سوئیچ اترنت چیست و چه مزایایی دارد؟
۲۳. هاب چیست؟
۲۴. PoE چیست و چرا استفاده می‌شود؟
۲۵. شش سرعت انتقال اترنت را فهرست کنید.
۲۶. توپولوژی پایه اترنت را نام ببرید.
۲۷. نام روش رمزگذاری خط مورد استفاده با اترنت چیست و چرا استفاده می‌شود؟
۲۸. دو نوع کابل اصلی مورد استفاده با اترنت را نام ببرید.
۲۹. روش دسترسی مورد استفاده توسط اترنت چیست؟ (نام کامل و مخفف آن را ذکر کنید).
۳۰. به طور خلاصه توضیح دهید که چگونه یک ایستگاه هنگام استفاده از اترنت به LAN دسترسی پیدا می‌کند.
۳۱. حداقل طول داده قابل انتقال در یک بسته اترنت چقدر است؟
۳۲. سرعت اترنت سریع چقدر است؟
۳۳. اترنت در کدام لایه‌های مدل OSI کار می‌کند؟
۳۴. فرآیند انتقال داده‌ها را با سرعت یک گیگابیت بر ثانیه از طریق کابل مسی توضیح دهید.

۳۵. حداکثر فاصله انتقال اترنت یک گیگابیت بر ثانیه و ۱۰ گیگابیت بر ثانیه چقدر است؟ چه دو عاملی این فاصله را تعیین می‌کند چیست؟
۳۶. کاربردهای اصلی اترنت یک گیگابیت بر ثانیه و ۱۰ گیگابیت بر ثانیه چیست؟
۳۷. چه طرح رمزگذاری داده در اترنت یک گیگابیت بر ثانیه و ۱۰ گیگابیت بر ثانیه استفاده می‌شود؟ چرا استفاده می‌شود؟
۳۸. در EFM از چه وسیله انتقالی استفاده می‌شود؟
۳۹. دو نوع اصلی کابل فیبر نوری را نام ببرید.
۴۰. رسانه اولیه برای 1GE چیست؟
۴۱. آدرس MAC را تعریف کنید.
۴۲. پشتیبان چیست؟
۴۳. توضیح دهید که چگونه شبکه‌های 40GE و 100GE با استفاده از مسیرهای 10GE ساخته می‌شوند.
۴۴. چرا نرخ خط شبکه با نرخ دیتا در شبکه‌های 40GE و 100GE متفاوت است؟
۴۵. درست یا غلط: اترنت در MAN و WAN استفاده می‌شود.
۴۶. چه پیشرفتی در اترنت قابلیت اطمینان و مدیریت بیشتری را فراهم می‌کند؟
۴۷. مرکز داده را تعریف کنید.

مسائل:

۱. نرخ پایه انتقال داده اترنت سریع و بازه نرخ بیت آن چیست؟
۲. سریعترین سرعت اترنت چیست؟
۳. با استفاده از رمزگذاری 8B/10B، اگر سرعت واقعی داده ۱۰ گیگابیت بر ثانیه باشد، سرعت واقعی خط یک شبکه چقدر است؟

مسائل چالش برانگیز:

۱. شبکه‌ها معمولاً بر حسب کامپیوترهای شخصی با هدف عمومی در یک LAN در نظر گرفته می‌شوند. با این حال، انواع دیگر دستگاه‌ها و کامپیوترها به شبکه متصل هستند. یک مثال بزنید.
۲. به غیر از سرعت انتقال، چه سه عامل کلیدی بر سرعت ارتباط دو گره در یک شبکه محلی تأثیر می‌گذارد؟
۳. توضیح دهید که چرا اترنت 1-Gbps/10-Gbps با 8B/10B FEC کنتر است.
۴. آیا می‌توان 40GE یا 100GE را روی یک فیبر منفرد حمل کرد؟

فصل ۱۳

خطوط انتقال

خطوط انتقال در ارتباطات سیگنال‌های تلفن، داده‌های کامپیوتری در شبکه‌های محلی، سیگنال‌های تلویزیون و اینترنت در سیستم‌های تلویزیون کابلی و سیگنال‌ها را از فرستنده به‌آتنا ن یا از آتنا به‌گیرنده منتقل می‌کنند. خطوط انتقال نیز کابل‌های کوتاهی هستند که تجهیزات یا مسیرهای مسی برد مدار چاپی را بهم متصل و یک میکروکامپیوتر تعییه شده را از طریق رابطه‌ای مختلف به‌مدارهای دیگر متصل می‌کنند. خطوط انتقال، پیوندهای حیاتی در هر سیستم ارتباطی هستند. آنها بیشتر از تکه‌های سیم یا کابل هستند. مشخصات الکتریکی آنها حیاتی است و برای برقراری ارتباط موفق باید با تجهیزات تطبیق داشته باشد.

خطوط انتقال نیز مدار هستند. در فرکانس‌های بسیار بالا که طول موج کوتاه است، خطوط انتقال به صورت مدارهای تشدید و حتی اجزای واکنشی عمل می‌کنند. در فرکانس‌های VHF، UHF و مایکروویو، اکثر مدارها و فیلترهای هماهنگی با خطوط انتقال اجرا می‌شوند. این فصل اصول اولیه خط انتقال - تئوری، رفتار و کاربردها را پوشش می‌دهد..

اهداف:

بعداز تکمیل این فصل، شما می‌توانید:

- انواع مختلف خطوط انتقال را نام ببرید و برخی از کاربردهای خاص هر کدام را فهرست کنید.
- شرایطی را توضیح دهید که تحت آن خطوط انتقال می‌توانند به صورت مدارهای هماهنگی و اجزای راکتیو مورد استفاده قرار گیرند.
- امپدانس مشخصه را تعریف کرده و امپدانس مشخصه یک خط انتقال را با استفاده از چندین روش مختلف محاسبه کنید.
- طول یک خط انتقال را بر حسب طول موج محاسبه کنید.
- نسبت موج ساکن (ایستاده)^۱ (SWR) را تعریف کنید، اهمیت آن را برای طراحی خط انتقال توضیح دهید و SWR را با استفاده از مقادیر امپدانس یا ضربی بازتاب محاسبه کنید.

^۱ Standing Wave Ratio (SWR)

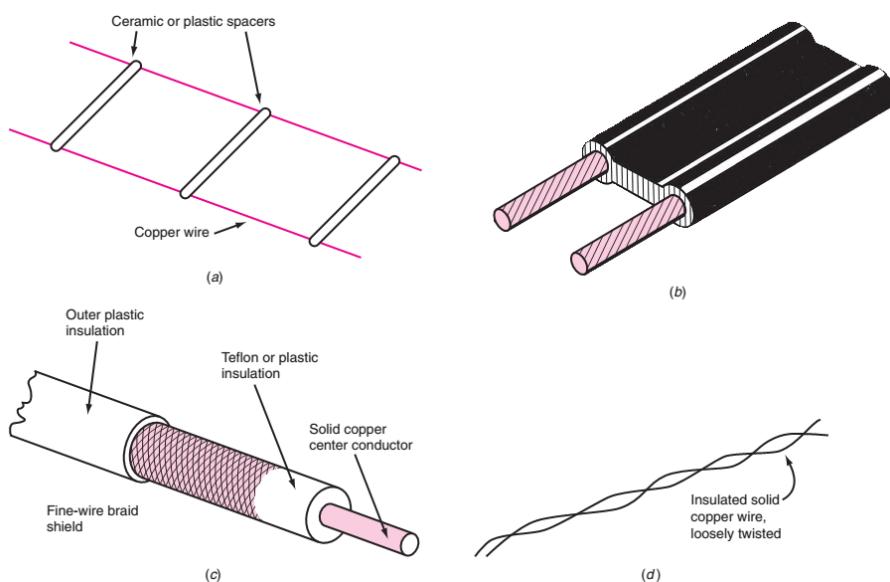
- معیار تطبیق خط را کاملاً بیان کرده و شرایط ایجاد عدم تطبیق را توصیف کنید.
- از نمودار اسمیت برای انجام محاسبات خطوط انتقال استفاده کنید.
- خطوط نواری^۲ و خط مایکرواستریپ^۳ را تعریف کرده و محل و نحوه استفاده از آنها را بیان کنید

۱.۱۳ مبانی خط انتقال

دو الزام اصلی یک خط انتقال این است که (۱) خط حداقل تضعیف را به سیگنال وارد کند و (۲) خط هیچ یک از سیگنال‌ها را به صورت امواج رادیویی تشعشع نکند. تمام خطوط انتقال و کانکتورها با در نظر گرفتن این الزامات طراحی شده‌اند.

أنواع خطوط انتقال

خطوط دوسیمه موازی: خط سیم موازی از دو هادی موازی ساخته شده که با فاصله $1/2$ اینچ تا چند اینچ از هم جدا شده‌اند. شکل (۱.۱۳)(الف) یک خط متعادل دو سیم را نشان می‌دهد که در آن از جداکننده‌های عایق برای جدا نگه داشتن سیم‌ها استفاده شده است. چنین خطوطی امروزه به‌ندرت مورد استفاده قرار می‌گیرند. یک تغییر خط موازی، نوع 300Ω هادی دوسیمه است که در شکل (۱.۱۳)(ب) نشان داده شده است، که در آن فاصله بین سیم‌ها توسط یک عایق پلاستیکی پیوسته حفظ می‌شود. امروزه خطوط موازی به‌ندرت مورد استفاده قرار می‌گیرند.



شکل ۱.۱۳: انواع متداول خطوط انتقال (الف) خط سیم باز. (ب) خط سیم هوایی به نام هادی دوسیمه 300Ω . (ج) کابل کواکسیال (د) کابل زوج تابیده.

^۲Stripline

^۳Microstrip

خوب است بدانید که:

مزیت اصلی کابل کواکسیال این است که کاملاً محافظ است به طوری که نویز خارجی تأثیر کمی بر روی آن دارد یا هیچ تأثیری ندارد.

کابل کواکسیال (هم محور): پر کاربردترین نوع خط انتقال کابل کواکسیال است که از یک هادی مرکزی جامد که توسط یک ماده دی الکتریک احاطه شده، معمولاً یک عایق پلاستیکی مانند تلفون تشکیل شده است [شکل (۱.۱۳)(ج)]. همچنین می توان از دی الکتریک هوا یا گاز که در آن هادی مرکزی توسط فاصله نگهدار (اسپیسرهای) عایق تناوبی در جای خود قرار می گیرد، استفاده کرد. بر روی عایق یک هادی دوم، یک نوار لوله ای یا شیلد که از سیم های ظریف بافته شده قرار دارد. یک غلاف پلاستیکی بیرونی از قیطان عایق را محافظت می کند. کابل کواکسیال در اندازه های مختلفی، از قطر تقریباً ۱/۴ اینچ تا چندین اینچ، وجود دارد.

کابل زوج سیم تابیده: کابل زوج تابیده، همانطور که از نامش پیداست، از دو سیم مسی جامد عایق بندی شده استفاده می کند که با عایق پوشانده شده و به طور شل به هم پیچیده شده اند، شکل (۱.۱۳)(د). این نوع کابل در ابتدا در سیم کشی تلفن استفاده می شد و امروزه نیز برای آن استفاده می شود. اما برای سیم کشی سیستم امنیتی حسگرها و سایر تجهیزات نیز استفاده می شود. و کابل زوج تابیده، همانطور که در فصل دوازدهم دیدید، یکی از پر کاربردترین انواع سیم کشی در شبکه های محلی ^۴ (LAN) است. به طور کلی به عنوان کابل زوج تابیده بدون محافظ ^۵ (UTP) شناخته می شود. انواع متعددی از کابل های زوج تابیده برای کنترل صدای فرکانس پایین یا پالس های فرکانس بالا وجود دارد. اندازه سیم، نوع عایق و سفتی تابیده (پیچش در هر اینچ) مشخصه های آن را تعیین می کند. این کابل با یک محافظ قیطانی کلی موجود است و کابل زوج تابیده محافظ دار ^۶ (STP) نامیده می شود. رایج ترین نوع شامل چهار زوج در یک لوله عایق مشترک است.

خطوط متعادل و نامتعادل

خطوط انتقال می توانند متعادل یا نامتعادل باشد. خط متعادل خطی است که در آن هیچ یک از سیم ها به زمین متصل نباشد. در عوض، سیگنال روی هر سیم به زمین ارجاع داده می شود. جریان یکسانی در هر سیم نسبت به زمین جریان دارد، اگرچه جهت جریان در یک سیم ۱۸۰ درجه خارج از فاز با جریان سیم دیگر است. در یک خط نامتعادل، یک هادی به زمین متصل است. خط زوج تابیده [شکل (۱.۱۳)(د)] ممکن است در یک ترتیب متعادل یا نامتعادل استفاده شود، اگرچه شکل متعادل آن رایج تر است.

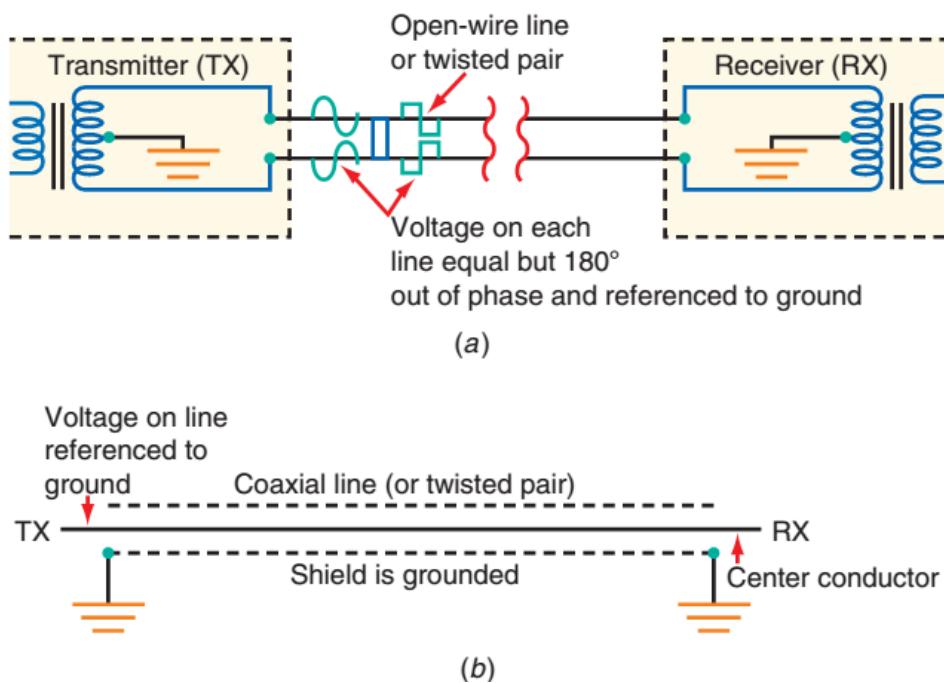
خط سیم هوایی ^۷ دارای پیکربندی متعادل است. یک آرایش معمولی تغذیه در شکل (۲.۱۳)(الف) نشان داده شده است. ژنراتور محرک و مدار دریافت کننده ترانسفورماتورهای با سر مرکزی هستند که سرهای مرکزی در آنها به زمین متصل می شوند. سیم های متعادل محافظت قابل توجهی در برابر نویز و همسنوابی ارائه می دهند. به دلیل قطبیت یکسان سیگنال ها در خطوط متعادل، هر سیگنال خارجی القا شده به کابل به طور همزمان روی هر دو سیم ظاهر اما در گیرنده حذف می شود. این را

^۴Local Area Network(LAN)

^۵Unshielded Twisted Pair(UTP)

^۶Shielded Twisted Pair (STP)

^۷Open Wire



شکل ۲.۱۳: (الف) خط متعادل. (ب) خط نامتعادل.

حذف مود مشترک^۱ نامیده می‌شود و کاهش نویز می‌تواند به 60° تا 70° دسی‌بل برسد. شکل (۲.۱۳)(ب) یک خط نامتعادل را نشان می‌دهد. کابل‌های کواکسیال خطوط نامتعادل هستند. جریان در هادی مرکزی نسبت به سیم بافتی سنجیده می‌شود که به زمین متصل است. کابل کواکسیال و کابل زوج تابیده شیلددار محافظت قابل توجه اما نه کامل در برابر نویز یا همسنوایی از زوج القایی یا خازنی بهدلیل سیگنال‌های خارجی را فراهم می‌کند. خطوط بدون محافظ (بدون شیلد) ممکن است سیگنال‌ها و همسنوایی را دریافت و حتی می‌توانند انرژی را ساطع کنند و در نتیجه سیگنال را از دست بدهند.

گاهی اوقات تبدیل از عملکرد متعادل به نامتعادل یا بالعکس ضروری یا مطلوب است. این کار با وسیله‌ای به نام بالون^۲، از «متعادل-نامتعادل» انجام می‌شود.

طول موج کابل‌ها

کابل‌های دو سیمه که سیگنال‌های خط برق 60° هرتز را به خانه‌ها منتقل می‌کنند، خطوط انتقال هستند، همانطور سیم‌هایی که خروجی صدای گیرنده‌های استریو را به بلندگوهای استریو متصل می‌کنند، خطوط انتقال هستند. در این فرکانس‌های پایین، خط انتقال به عنوان حامل ولتاژ ac عمل می‌کند. برای این کاربردها، تنها ویژگی کابل مورد نظر تلفات مقاومتی است. اندازه و ویژگی‌های الکتریکی خطوط فرکانس پایین می‌تواند به طور گسترده‌ای متفاوت باشد بدون اینکه بر عملکرد تأثیر بگذارد. یک استثناء، اندازه هادی است که توانایی حمل جریان و افت ولتاژ را در فواصل طولانی تعیین

^۱Common Mode Rejection

^۲ Balun, “balanced-unbalanced”

می‌کند. طول الکتریکی هادی‌ها معمولاً در مقایسه با یک طول موج فرکانس آنها کوتاه است. یک زوج هادی حامل جریان به عنوان خط انتقال در نظر گرفته نمی‌شود مگر اینکه در فرکانس سیگنال حداقل 18° طول داشته باشد.

کابل‌های مورد استفاده برای حمل انرژی RF صرفاً هادی‌های مقاومتی نیستند، بلکه معادلهای پیچیده‌ای از سلف‌ها، خازن‌ها و مقاومتها هستند. علاوه بر این، هر زمان که طول یک خط انتقال برابر یا بیشتر از طول موج سیگنال ارسالی باشد، خط ویژگی‌های خاصی پیدا می‌کند و نیاز به تحلیل پیچیده‌تری دارد.

همانطور که قبلًا بحث شد، طول موج فاصله یا طول یک سیکل از یک موج ac یا مسافتی است که یک موج ac در زمان لازم برای یک سیکل از آن سیگنال طی می‌کند. از نظر ریاضی، طول موج λ نسبت سرعت نور به فرکانس سیگنال f : $\lambda = \frac{300,000,000}{f}$ است که در آن 300 میلیون سرعت نور است، بر حسب متر بر ثانیه، در فضای آزاد یا هوا ($300,000,000 m/s \approx 186,400 mi/s$) یعنی مایل بر ثانیه) و f بر حسب هرتز است. این نیز سرعت سیگنال رادیویی است.

طول موج یک سیگنال خط برق 6° هرتز برابر است با:

$$\lambda = \frac{300,000,000}{6} = 5 \times 10^6 m$$

این مسافت فوق العاده طولانی است - چندین هزار مایل. البته فواصل عملی خطوط انتقال در چنین فرکانس‌هایی بسیار کمتر است. با این حال، در فرکانس‌های رادیویی، مثلًا 3 مگاهرتز یا بیشتر، طول موج به طور قابل توجهی کوتاه‌تر می‌شود. طول موج در 3 مگاهرتز $= \lambda = 300,000,000 / 3,000,000 = 100$ متر، فاصله کمی بیشتر از 300 فوت یا طول یک زمین فوتبال است. این یک فاصله بسیار عملی است. با افزایش فرکانس، طول موج کوتاه‌تر می‌شود. در فرکانس‌های بالاتر، رابطه طول موج به f : $\lambda = 300 / f$ ساده‌سازی می‌شود که فرکانس آن بر حسب مگاهرتز است. یک سیگنال 5° مگاهرتز دارای طول موج 6 متر است. با استفاده از فوت به جای متر، رابطه طول موج $f = 984 / \lambda$ می‌شود، که در آن f بر حسب مگاهرتز است (λ اکنون بر حسب فوت بیان می‌شود).

اگر طول موج مشخص باشد، فرکانس را می‌توان به صورت زیر محاسبه کرد:

$$f(MHz) = \frac{300}{\lambda(m)} \quad \text{یا} \quad f(MHz) = \frac{984}{\lambda(ft)}$$

فاصله نشان داده شده با طول موج در یک کابل مشخص به نوع کابل بستگی دارد. سرعت در یک کابل می‌تواند از 5° تا 95° برابر سرعت امواج نور (امواج رادیویی) در فضا باشد و طول موج سیگنال در کابل متناسب خواهد بود.

مثال ۱-۱۳

برای فرکانس کاری 45° مگاهرتز، چه طولی از یک زوج هادی خط انتقال محسوب می‌شود؟ (یک زوج هادی به عنوان خط انتقال عمل نمی‌کند مگر اینکه حداقل 18° طول داشته باشد.)

$$\lambda = \frac{984}{45^{\circ}} = 2,19 ft$$

$$18^{\circ} / \lambda = 2,19 (0/1) = 0,219 ft (2,628 in)$$

کمتر از طول موج آن سیگنال در فضای بنا برای طول محاسبه شده کابل‌ها کوتاه‌تر از طول موج در فضای آزاد است. این بعداً مورد بحث قرار می‌گیرد.

مثال ۲-۱۳

طول فیزیکی خط انتقال را در مثال (۱۳ - ۱) برای طول λ محاسبه کنید.

$$\frac{3}{8}\lambda = \frac{2/19(3)}{8} = 0.82ft (9.84in)$$

اتصالات (کانکتورها)

اکثر خطوط انتقال به نوعی کانکتور، یعنی دستگاهی که کابل را به یک قطعه تجهیزات یا کابل دیگر متصل می‌کند، ختم می‌شوند. دوشاخه و پریز برق معمولی از انواع اصلی کانکتورها هستند. اتصالات ویژه با خطوط موازی و کابل کواکسیال استفاده می‌شود. کانکتورها که در تجهیزات ارتباطی در همه جا وجود دارند، اغلب امری بدینه تلقی می‌شوند. این مایه تاسف است، زیرا آنها یک نقطه شکست رایج در بسیاری از کاربردها هستند.

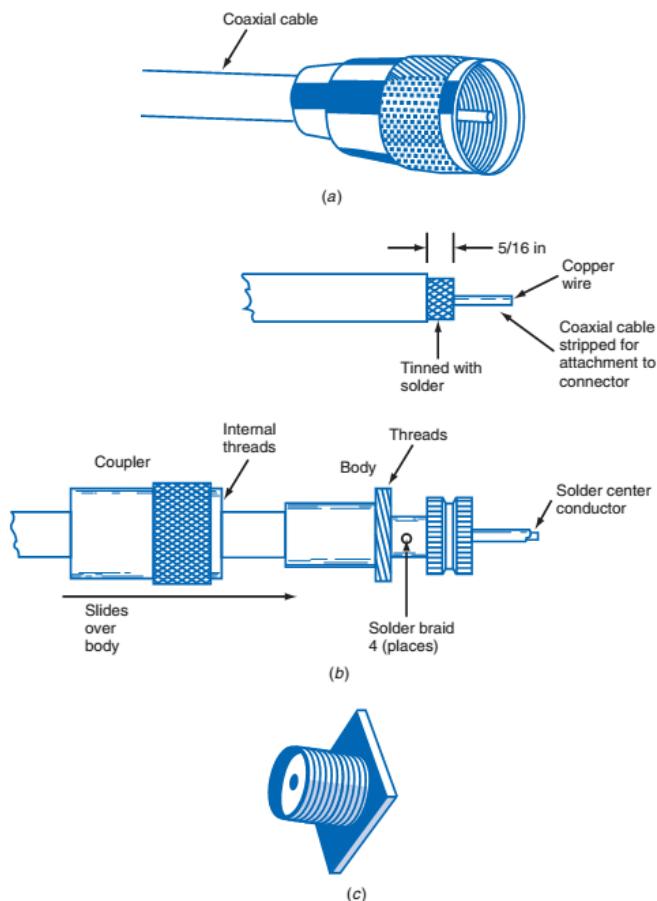
اتصالات کابل کواکسیال: کابل کواکسیال به کانکتورهای خاصی نیاز دارد که ویژگی‌های کابل را حفظ کند. اگرچه هادی داخلی و بافته محافظ از نظر تئوری می‌توانند با پیچ‌ها به صورت خطوط موازی محکم شوند، نتیجه تغییر شدید ویژگی‌های الکتریکی است که منجر به تضعیف سیگنال، اعوجاج و مشکلات دیگر می‌شود. بنابراین کانکتورهای کواکسیال نه تنها برای ایجاد یک راه مناسب برای اتصال و جدا کردن تجهیزات و کابل‌ها، بلکه برای حفظ یکپارچگی فیزیکی و خواص الکتریکی کابل طراحی شده‌اند.

انتخاب کانکتور کواکسیال به نوع و اندازه کابل، فرکانس کارکرد و کاربرد بستگی دارد. رایج‌ترین انواع کانکتورهای PL-259 یا UHF، SMA، F، BNC و نوع N هستند.

کانکتور PL-259 در شکل (۳.۱۳)(الف) نشان داده شده است. ساختار داخلی و اصول اتصال برای PL-259 در شکل (۳.۱۳)(ب) نشان داده شده است. بدنه کانکتور طوری طراحی شده است که در اطراف انتهای کابل کواکسیال قرار گیرد و راههای مناسبی برای اتصال محافظ (شیلد) و هادی داخلی ارائه دهد. هادی داخلی به یک پین نر که از بدنه کانکتور عایق شده است، لحیم شده و به شیلد لحیم شده یا چین خورده است. یک بست روی بدنه؛ دارای رزووهای داخلی است که به کانکتور اجازه می‌دهد برزووهای پیچ منطبق بر روی کانکتور مادگی به نام SO-239 متصل شود، شکل (۳.۱۳)(ج). کانکتور PL-259 که به عنوان یک اتصال دهنده UHF نیز شناخته می‌شود، می‌تواند تا مقادیر پایین UHF (کمتر از ۵۰۰ مگاهرتز) استفاده شود، اگرچه در HF و VHF بیشتر استفاده می‌شود. آن می‌تواند کابل کواکسیال بزرگ (تا ۵٪ اینچ) و کوچک (۰٪/۲۵ اینچ) را در خود جای دهد.

یکی دیگر از کانکتورهای بسیار محبوب، کانکتور BNC است (شکل ۴.۱۳). اتصالات BNC به طور گسترده در کابل‌های کواکسیال ۰٪/۲۵ اینچی برای اتصال ابزارهای آزمایشگاهی مانند اسیلوسکوپ‌ها، شمارنده‌های فرکانس و تحلیل‌گر طیف (اسپکترم آنالایزر) به تجهیزات مورد آزمایش استفاده می‌شود. اتصالات BNC همچنین به طور گسترده در کابل‌های کواکسیال ۰٪/۲۵ اینچی در شبکه‌های LAN و برخی رادیوهای UHF استفاده می‌شود.

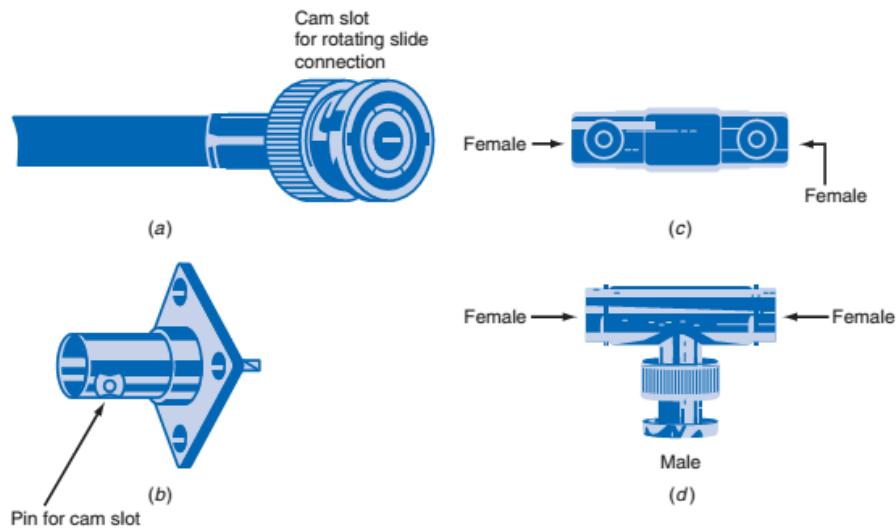
در کانکتورهای BNC، هادی مرکزی کابل به یک پین نر لحیم یا فشرده و نوار محافظ به بدنه کانکتور متصل می‌شود. یک پوسته یا کوپلر بیرونی کانکتور را می‌چرخاند و از طریق یک پین و کانال



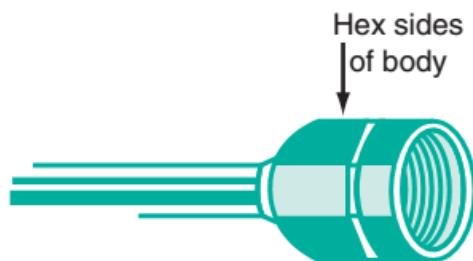
شکل ۳.۱۳: کانکتورهای UHF (الف) کانکتور نر PL-259 (ب) ساخت و ساز داخلی و اتصالات برای PL-259 (ج) اتصال دهنده شاسی ماده SO-239

بادامک روی کوپلینگ دور، کانکتور را به یک رابط ماده متصل می‌کند [شکل ۴.۱۳(ب)]. یکی از انواع مختلف کانکتورهای BNC، کانکتور بشکه‌ای است که اجزا می‌دهد دو کابل انتهای بماننده به یکدیگر متصل شده و کوپلر T که اجزا می‌دهد سر کابل‌ها، [شکل ۴.۱۳(الف) و (د)]، بهم متصل شوند. تغییر دیگر کانکتور SMA است که از رزوه پیچ به جای شکاف بادامک و پین استفاده می‌کند (شکل ۴.۱۳). کانکتور SMA با شکل شش ضلعی بدنه کانکتور بر مشخص می‌شود. مانند کانکتور BNC، با کابل کواکسیال کوچکتر استفاده می‌شود.

کم هزینه‌ترین کانکتور کابل کواکسیال، کانکتور نوع F است که به طور گسترده برای دستگاه‌های تلویزیون، VCR، پخش کننده‌های DVD و تلویزیون کابلی استفاده می‌شود. دوشاخه کابل و جک شاسی منطبق با آن در شکل ۶.۱۳ نشان داده شده است. محافظ کابل کواکسیال به کانکتور فشرده شده است و هادی مرکز سیم جامد کابل، به جای یک پین جداگانه، به عنوان اتصال استفاده می‌شود. یک حلقه بیرونی به شکل شش ضلعی برای اتصال دوشاخه به جک تزویج رزوه شده است. یک دیگر از کانکتورهای کواکسیال ارزان قیمت، کانکتور معروف RCA گرامافون است که عمدهاً



شکل ۴.۱۳: کانکتورهای BNC (الف) نر، (ب) ماده. (ج) اتصال بشکه. (د) اتصال T.



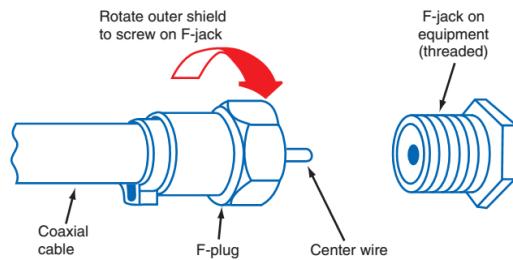
شکل ۵.۱۳: کانکتور SMA.

در تجهیزات صوتی استفاده می‌شود (شکل ۷.۱۳). این دستگاه‌های همه‌کاره و کم‌هزینه که در اصل بیش از ۶۰ سال پیش برای اتصال بازوهای گرامافون از میزهای گردان (صفحه گردان گرام) به تقویت‌کننده‌ها طراحی شدند، می‌توانند در فرکانس‌های رادیویی مورد استفاده قرار گیرند و برای اتصالات تلویزیون در محدوده VHF پایین استفاده می‌شوند.

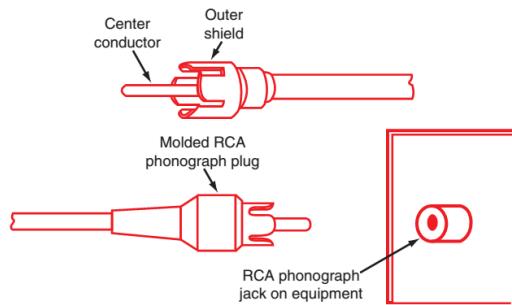
کانکتور کواکسیال با بهترین عملکرد، کانکتور نوع N است (شکل ۸.۱۳)، که عمدتاً در کابل کواکسیال بزرگ در فرکانس‌های بالاتر، هم UHF و هم در مایکروویو استفاده می‌شود. کانکتورهای نوع N پیچیده و گران هستند، اما عملکرد بهتری نسبت به سایر کانکتورها در حفظ مشخصات الکتریکی کابل از طریق اتصالات دارند.

امپدانس مشخصه

هنگامی که طول یک خط انتقال در فرکانس سیگنال بیشتر از چندین طول موج باشد، دو هادی موازی خط انتقال به صورت یک امپدانس مختلط ظاهر می‌شوند. سیم‌ها اندوکتانس (خودالقائی) سری



شکل ۶.۱۳: کانکتور F در تلویزیون‌ها، دستگاه‌های ویدئویی و جعبه‌های تلویزیون کابلی استفاده می‌شود.



شکل ۷.۱۳: کانکتورهای گرامافون RCA گاهی برای کانکتورهای RF تا VHF استفاده می‌شوند.

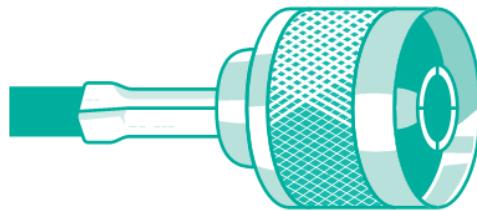
قابل توجهی را نشان می‌دهند که راکتانس آن در فرکانس‌های بالا قابل توجه است. در سری با این اندوکتانس، مقاومت سیم یا بافته تشکیل دهنده هادی‌ها است که شامل مقاومت اهمی ذاتی بهاضافه هرگونه مقاومت ناشی از اثر پوستی است. علاوه بر این، هادی‌های موازی یک خازن توزیع شده با عایق تشکیل می‌دهند که به عنوان دیالکتریک عمل می‌کند. علاوه بر این، یک مقاومت شنت یا نشتی با رسانایی (هدایت) (G) در سراسر کابل بهدلیل نقص در عایق بین هادی‌ها وجود دارد. نتیجه این است که برای یک سیگنال فرکانس بالا، خط انتقال بهصورت یک فیلتر پایین گذر توزیع شده متشکل از سلف‌ها و مقاومت‌های سری و خازن‌ها و مقاومت‌های شنت ظاهر می‌شود [شکل ۹.۱۳(الف)]. به این مدل فشرده^{۱۰} یک خط با پارامترهای توزیع شده می‌گویند.

در مدار معادل ساده در شکل ۹.۱۳(ب)، اندوکتانس، مقاومت و خازن در معادل فشرده بزرگتر ترکیب شده اند. مقاومت نشتی شنت بسیار زیاد است و تأثیر ناچیزی دارد، بنابراین نادیده گرفته می‌شود. در طول کوتاه خط، مقاومت سری هادی‌ها گاهی اوقات نادیده گرفته می‌شود زیرا آنقدر کم است که ناچیز است. با این حال، در طول‌های طولانی‌تر، این مقاومت مسئول کاهش قابل توجه سیگنال است. اثرات اندوکتانس و خازن قابل توجه است و در واقع مشخصه‌های خط را تعیین می‌کند.

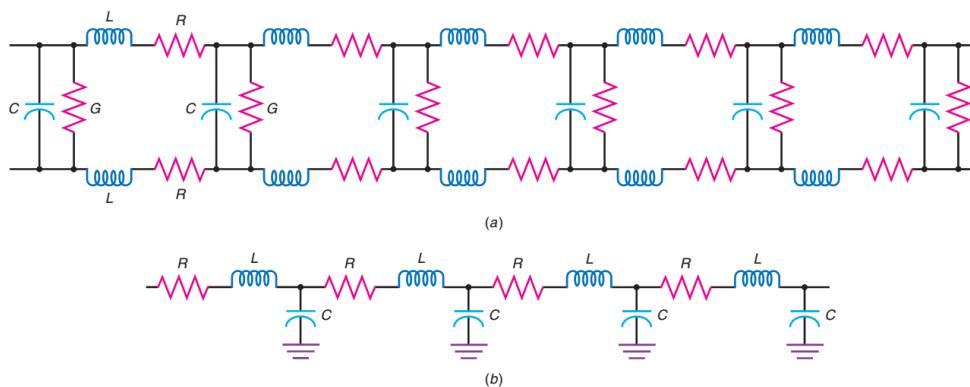
یک ژنراتور RF متصل به چنین خط انتقال، امپدانسی را می‌بیند که تابعی از اندوکتانس، مقاومت و ظرفیت در مدار است - امپدانس مشخصه^{۱۱} یا امپدانس موج Z_0 است که اگر طول خط

¹⁰Lumped

¹¹Characteristic Impedance



شکل ٨.١٣: کانکتور کواکسیال نوع N.



شکل ٩.١٣: یک خط انتقال به صورت یک فیلتر پایین گذر توزیع شده برای هر ژنراتور محرک ظاهر می‌شود.
 (الف) یک خط توزیع شده با اجزای فشرده. (ب) مدار معادل ساده شده.

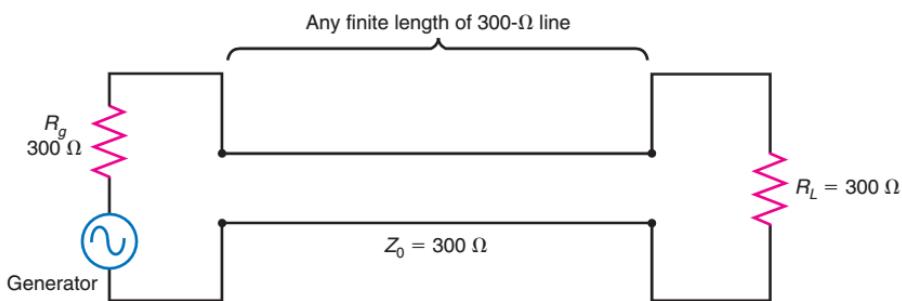
را بی نهایت فرض کنیم، این امپدانس برابر است با مقاومتی است اگر بار مقاومتی برابر با امپدانس مشخصه به انتهای خط متصل شود، امپدانس مشخصه نیز برای یک طول محدود خط کاملاً مقاومتی است.

تعیین Z_0 از اندوکتانس و ظرفیت: برای یک خط انتقال با طول اولیه، امپدانس مشخصه Z_0 با فرمول $Z_0 = \sqrt{L/C}$ داده می‌شود، که در آن Z_0 بر حسب اهم است، L اندوکتانس خط انتقال برای یک طول معین، و C ظرفیت خازنی برای همان طول اگر خط انتقال با مقاومت بار برابر با امپدانس مشخصه خاتمه یابد، این فرمول حتی برای طول‌های محدود نیز معتبر است (شکل ١٠.١٣). این اتصال معمولی برای یک خط انتقال در هر کاربردی است. برای آن شکل معادله خواهد بود:

$$R_L = Z_0$$

اگر امپدانس‌های خط، بار و ژنراتور برابر باشند، همانطور که در مورد مقاومت ژنراتور و بار تطبیق است، معیار حداقل انتقال توان برآورده می‌شود.

از یک امپدانس متر یا پل می‌توان برای اندازه‌گیری اندوکتانس و ظرفیت یک قطعه از خط موازی یا کابل کواکسیال برای بدست آوردن مقادیر مورد نیاز برای محاسبه امپدانس استفاده کرد. به عنوان مثال، فرض کنید که ظرفیت (2200pF) برای 100 فوت اندازه‌گیری می‌شود. اندوکتانس هر هادی به طور جداگانه اندازه‌گیری و سپس اضافه می‌شود، در مجموع $5.5\mu\text{H}$ (مقاومت زادیده گرفته شده است زیرا در محاسبه امپدانس مشخصه وارد نمی‌شود، اما باعث تضعیف سیگنال در فواصل



شکل ۱۰.۱۳: خط انتقالی که بار آن مقاومتی و برابر با امپدانس مشخصه است به عنوان مقاومتی برابر در مقابل ژنراتور ظاهر می‌شود.

طولانی می‌شود). امپدانس مشخصه در آن صورت برابر است با:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{5/5 \times 10^{-6}}{2200 \times 10^{-12}}} = \sqrt{2500} = 50 \Omega$$

در عمل، انجام این محاسبات غیر ضروری است زیرا سازندگان کابل همیشه امپدانس را مشخص می‌کنند.

امپدانس مشخصه کابل مستقل از طول است. ما آن را با استفاده از مقدار L و C برای 100 فوت محاسبه کردیم، اما 50Ω مقدار صحیح برای یک فوت یا 1000 فوت است. توجه داشته باشید که امپدانس واقعی تنها در صورتی به امپدانس محاسبه شده نزدیک می‌شود که طول کابل چندین طول موج یا بیشتر و به امپدانس مشخصه ختم شده باشد. برای طول خط کمتر از $1/\lambda$ ، امپدانس مشخصه مهم نیست.

اکثر خطوط انتقال دارای مقادیر استاندارد امپدانس مشخصه هستند. به عنوان مثال، خط متعادل کننده دو سیمه که به طور گسترده مورد استفاده قرار می‌گیرد [شکل ۱۰.۱۳(ب)] دارای امپدانس مشخصه 300Ω است. خط سیم هوائی [شکل ۱۰.۱۳(الف)], که دیگر به طور گسترده مورد استفاده قرار نمی‌گیرد، با امپدانس‌های 45Ω و 60Ω ولت ساخته شده است. امپدانس‌های مشخصه مشترک کابل کواکسیال 52 , $53/5$, 75 , 93 و 125Ω است.

ضریب سرعت

یک نکته مهم در کاربردهای خطوط انتقال این است که سرعت سیگنال در خط انتقال از سرعت سیگنال در فضای آزاد کمتر است. سرعت انتشار یک سیگنال در کابل کمتر از سرعت انتشار نور در فضای آزاد توسط کسری به نام ضریب سرعت^{۱۲} (VF) است که نسبت سرعت در خط انتقال V_p به سرعت در فضای آزاد V_c است:

$$VF = \frac{V_p}{V_c} \quad VF = \frac{V_p}{c}$$

$$\text{که در آن } V_c = c = 300,000,000 \text{ m/s}$$

فاکتورهای سرعت در خطوط انتقال تقریباً از $1/5$ تا $1/9$ متغیر است. ضریب سرعت کابل کواکسیال معمولاً $1/6$ تا $1/8$ است. خط سیم هوائی دارای VF حدود $1/9$ و خط 300Ω دو سیمه دارای ضریب سرعت حدود $1/8$ است.

^{۱۲}Velocity Factor (VF)

محاسبه ضریب سرعت: ضریب سرعت در یک خط را می‌توان با عبارت $VF = 1/\sqrt{\epsilon}$ محاسبه کرد که در آن ϵ ثابت دیالکتریک ماده عایق است. به عنوان مثال، اگر دیالکتریک در کابل کواکسیال تفлоون باشد، ثابت دیالکتریک $2/1$ و ضریب سرعت $0,69 = 1/\sqrt{2/1} = 1/1,45$ است. یعنی سرعت سیگنال در کابل کواکسیال $0,69 \times 300,000,000 = 207,000,000 m/s$ یا $(128,16) \text{ مایل بر ثانیه}$ است.

اگر یک خط بدون تلفات (مقاومت صفر) فرض شود، می‌توان سرعت انتشار تقریبی را با عبارت زیر محاسبه کرد.

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad ft/s$$

که در آن L طول یا مسافت کل مسیر سیگنال بر حسب فوت یا برخی واحدهای طول دیگر است و C در همان واحد داده شده است. به عنوان مثال، یک کابل کواکسیال با امپدانس مشخصه 50Ω و ظرفیت $30 pF/ft$ را فرض کنید. اندوکتانس در هر فوت $75\mu H = 75nH$ یا $75 \times 10^{-9} \text{ henry}$ است. سرعت انتشار در هر فوت در این کابل برابر است با:

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{75 \times 10^{-9} \times 30 \times 10^{-1}}} = 6,7 \times 10^8 ft/s$$

یا $204 \times 10^6 m/s$ یا $126,262 mi/s$

بنابراین ضریب سرعت خواهد بود

$$VF = \frac{V_p}{V_c} = \frac{204 \times 10^6}{300 \times 10^6} = 0,68$$

محاسبه طول خط انتقال: ضریب سرعت باید در محاسبه طول خط انتقال در طول موج در نظر گرفته شود. گاهی اوقات لازم است از یک دوم یا یک چهارم طول موج نوع خاصی از خط انتقال برای یک هدف خاص استفاده شود، به عنوان مثال، تطبیق امپدانس، فیلتر کردن، و مدار هماهنگی (رزونانس) را نام برد.

فرمولی که قبلاً برای طول موج سیگنال در فضای آزاد داده شد $\lambda = 984/f$ است. با این حال، این عبارت باید با ضریب سرعت اصلاح شود تا به طول موج واقعی یک خط انتقال برسد. فرمول جدید خواهد بود:

$$\lambda(ft) = 984 \frac{VF}{f(MHz)}$$

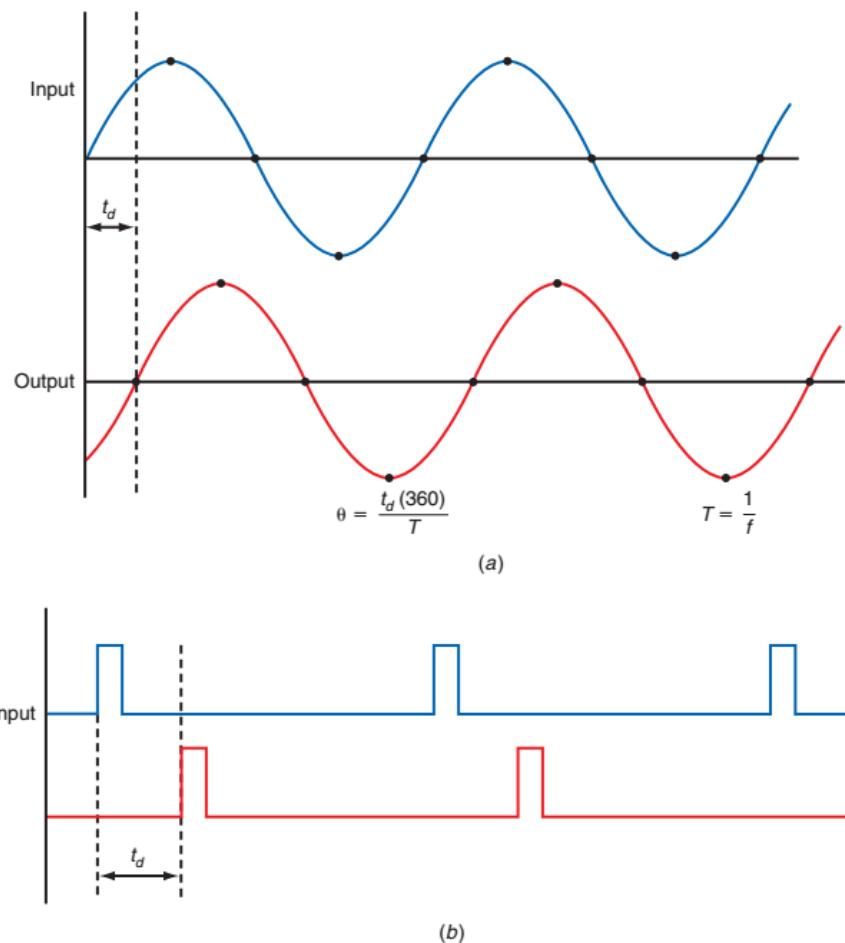
به عنوان مثال، فرض کنید که می‌خواهیم طول واقعی یک تکه کابل کواکسیال بطول ربع موج (یعنی یک چهارم طول موج) از کابل کواکسیالی با $VF = 0,65$ در 30 مگاهرتز را بر حسب فوت محاسبه کنیم. با استفاده از فرمول $21,32 = 984(0,65/30) = 984 \text{ فوت}$ بددست می‌آید. طول بر حسب فوت است و یک چهارم این یا $5,33 = 21,32/4$ فوت است.

ضریب سرعت صحیح برای محاسبه طول صحیح یک خط انتقال داده شده را می‌توان از کاتالوک سازنده و کتاب‌های راهنمای مختلف بدست آورد.

خوب است بدانید که:

تا خیر خط انتقال اغلب عامل تعیین کننده در محاسبه حداکثر طول کابل مجاز در شبکه‌های LAN است.

تا خیر زمانی



شکل ۱۱.۱۳: تأثیر تأخیر زمانی یک خط انتقال بر سیگنال‌ها. (الف) تأخیر موج سینوسی باعث تغییر فاز تاخیری می‌شود. (ب) تأخیر پالس.

از آنجایی که سرعت انتشار یک خط انتقال کمتر از سرعت انتشار در فضای آزاد است، منطقی است که فرض کنیم هر خط سیگنال اعمال شده به آن را کند یا به تاخیر می‌اندازد. سیگنال اعمال شده در یک انتهای خط مدتی بعد در انتهای دیگر خط ظاهر می‌شود. به این زمان تأخیر^{۱۳} یا زمان عبور^{۱۴} خط می‌گویند. خط انتقالی که به طور خاص به منظور دستیابی به تاخیر استفاده می‌شود، خط تاخیر نامیده می‌شود.

شکل (۱۱.۱۳) اثر تاخیر زمانی را بر سیگنال موج سینوسی و یک قطار پالس نشان می‌دهد. موج سینوسی خروجی دیرتر از ورودی ظاهر می‌شود، بنابراین در فاز جایه جا می‌شود. اثر همان است که اگر یک تغییر فاز تاخیری توسط یک مدار راکتیو ایجاد شود. در مورد قطار پالس، تأخیر پالس با عاملی تعیین می‌شود که بهنوع و طول خط تاخیر بستگی دارد.

^{۱۳}Time Delay

^{۱۴}Delay Line

مقدار زمان تاخیر تابعی از اندوکتانس و خازن خط است. مخالفت با تغییرات جریان ارائه شده توسط اندوکتانس به اضافه زمان شارژ و دشارژ خازن منجر به تاخیر محدود می‌شود. این زمان تاخیر با عبارت زیر محاسبه می‌شود

$$t_d = \sqrt{LC}$$

که در آن t_d بر حسب ثانیه است و L و C به ترتیب اندوکتانس و خازن در واحد طول خط هستند. اگر L و C بر حسب فوت داده شود، زمان تأخیر به ازای هر فوت خواهد بود. برای مثال، اگر ظرفیت یک خط خاص $30 pF/ft$ و اندوکتانس آن $75\mu H/ft$ باشد، زمان تأخیر برابر است با

$$t_d = \sqrt{0.075 \times 10^{-6} \times 30 \times 10^{-12}} = 1/5 \times 10^{-9} \text{ یا } 1/5ns/ft$$

طول 50 فوت این خط $75ns = 1/5 \times 50 = 1/5$ تاخیر ایجاد می‌کند.

تاخیر زمانی معرفی شده توسط کابل کواکسیال نیز با استفاده از فرمول زیر قابل محاسبه است

$$t_d = 1/0.16\sqrt{\epsilon} \text{ ns/ft}$$

که در آن t_d تاخیر زمانی بر حسب نانوثانیه بر فوت و ϵ ثابت دیالکتریک کابل است. به عنوان مثال، کل تاخیر زمانی وارد شده توسط یک کابل 75 فوتی با ثابت دیالکتریک $2/3$ است.

$$t_d = 1/0.16\sqrt{\epsilon} = 1/0.16\sqrt{2/3} = 1/54 \text{ ns/ft}$$

برای کل تاخیر $115/6ns = 1/54(75) = 1/54$ است.

برای تعیین تغییر فاز نشان داده شده توسط تاخیر، فرکانس و زمان تناوب موج سینوسی باید شناخته شود. دوره یا زمان تناوب T برای یک سیکل را می‌توان از رابطه معروف $T = 1/f$ تعیین کرد که در آن f فرکانس موج سینوسی است. فرکانس 4 مگاهرتز را فرض کنید. زمان تناوب برابر است با:

$$T = \frac{1}{4 \times 10^6} = 250 \times 10^{-9} = 250ns$$

تغییر فاز خط 50 فوتی که قبلاً توضیح داده شد با تاخیر $75ns$ برابر است با:

$$\theta = \frac{360 t_d}{T} = \frac{360(75)}{250} = 108^\circ$$

تاخیر خط انتقال معمولاً در کاربردهای RF نادیده گرفته می‌شود و در ارتباطات رادیویی تقریباً بی‌ربط است. با این حال، در کاربردهای فرکانس بالا که زمان بندی مهم است، تاخیر خط انتقال می‌تواند قابل توجه باشد. به عنوان مثال، در شبکه‌های LAN، زمان انتقال پالس‌های باینری روی یک کابل کواکسیال اغلب عامل تعیین کننده در محاسبه حداقل طول کابل مجاز است.

برخی از کاربردها نیاز به زمان بندی دقیق و توالی سیگنال‌ها، بهویژه پالس‌ها دارند. برای این منظور می‌توان از خط تاخیر کواکسیال استفاده کرد. بدینهی است که یک بسته (رول) بزرگ کابل کواکسیال جزء مناسبی در تجهیزات الکترونیکی مدرن نیست. در نتیجه، خطوط تاخیر مصنوعی ایجاد شده است. اینها از سلف‌ها و خازن‌های مجزا تشکیل شده‌اند که به صورت یک فیلتر پایین‌گذر برای شبیه‌سازی یک خط انتقال توزیع شده متصل می‌شوند. متناظراً، می‌توان یک خط تاخیر توزیع فشرده متشکل از سیم پیچی از سیم عایق بندی شده روی یک فرم فلزی ایجاد کرد. سیم پیچ اندوکتانس توزیع شده را فراهم می‌کند و در عین حال به عنوان یک صفحه خازن توزیع شده عمل می‌کند. فرم فلزی صفحه دیگر است. چنین خطوط تاخیر مصنوعی به‌طور گسترده‌ای در دستگاه‌های

Type of cable	Z_0, Ω	VF, %	$C, \text{pF/ft}$	Outside diameter, in	V_{\max}, rms	Attenuation, dB/100 ft*
RG-8/U	52	66	29.5	0.405	4000	2.5
RG-8/U foam	50	80	25.4	0.405	1500	1.6
RG-11/U	75	66	20.6	0.405	4000	2.5
RG-11/U foam	75	80	16.9	0.405	1600	1.6
RG-58A/U	53.5	66	28.5	0.195	1900	5.3
RG-59/U	73	66	21.0	0.242	2300	3.4
RG-62A/U	93	86	13.5	0.242	750	2.8
RG-214/U	50	66	30.8	0.425	5000	2.5
9913	50	84	24.0	0.405	—	1.3
Twin-lead (open-line)	300	82	5.8	—	—	0.55

*At 100 MHz.

شکل ۱۲.۱۳: جدول مشخصات خطوط انتقال معمولی.

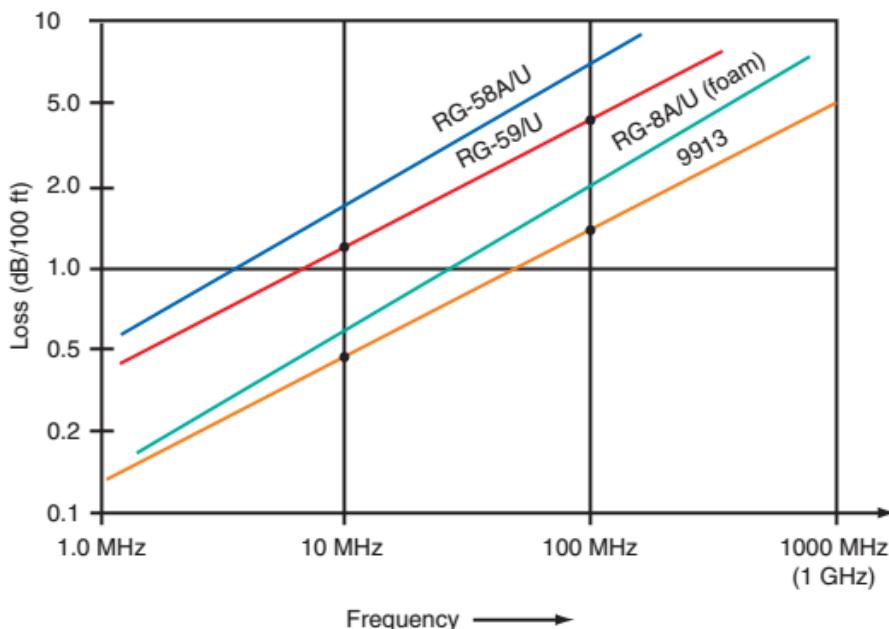
تلوزیون، اسیلوسکوپ‌ها، واحدهای رادار و بسیاری دیگر از تجهیزات الکترونیکی استفاده می‌شود.

مشخصات خط انتقال

شکل (۱۲.۱۳) مشخصات چند نوع محبوب کابل کواکسیال را خلاصه می‌کند. بسیاری از کابل‌های کواکسیال با یک کد الفبایی که با حروف RG یا شماره قطعه سازنده شروع می‌شود مشخص می‌شوند. مشخصات اولیه امیدانس و تضعیف مشخصه است. سایر مشخصات مهم عبارتند از حداقل نرخ ولتاژ شکست، ظرفیت خازنی در هر فوت، ضریب سرعت و قطر خارجی بر حسب اینچ. تضعیف مقدار توان از دست رفته در هر ۱۰۰ فوت کابل است که بر حسب دسی‌بل در ۱۰۰ مگاهرتز بیان می‌شود. تضعیف مستقیماً با طول کابل متناسب است و با فرکانس افزایش می‌یابد. نمودارها و نمودارهای دقیق از میرایی در مقابل فرکانس نیز موجود است، به‌طوری که کاربران می‌توانند تلفات کاربردهای خود را پیش‌بینی کنند. میرایی در مقابل فرکانس برای چهار نوع کابل کواکسیال در شکل (۱۲.۱۳) نشان داده شده است. تلفات در فرکانس‌های بسیار بالا قابل توجه است. با این حال، هر چه کابل بزرگتر باشد، تلفات کمتر است. بمنظور مقایسه، بدويزگی‌های کابل دو سیمه $30^{\circ}\Omega$ که در شکل (۱۲.۱۳) فهرست شده است نگاه کنید. به‌تلفات کم در مقایسه با کابل کواکسیال توجه کنید.

خوب است بدانید که:

کابل‌های کواکسیال در محدوده فرکانس وسیعی کار می‌کنند. نقطه ضعف اصلی آنها تضعیف بالای آنها است. با این حال، میرایی را می‌توان با کوتاه نگه داشتن کابل‌ها و/یا استفاده از تقویت کننده برطرف کرد. اکثر سیستم‌های تلویزیون کابلی از کواکس برای خانه استفاده می‌کنند که سیگنال‌هایی را تا حدود یک گیگاهرتز حمل می‌کند. سیگنال مایکروویو بالاتر از یک گیگاهرتز به‌طور معمول توسط کواکس حمل می‌شود. کابل‌های کواکس برای انتقال سیگنال تا حدود ۷۰ گیگاهرتز اما فقط برای مسافت‌های کوتاه چند فوت یا کمتر در دسترس هستند.



شکل ۱۳.۱۳: تضعیف در مقابل فرکانس برای کابل‌های کواکسیال معمولی. توجه داشته باشید که هر دو مقیاس در نمودار لگاریتمی هستند.

مثال ۳-۱۳

یک قطعه خط ۱۶۵ فوتی U/RG-58A در ۱۰۰ مگاهرتز برای اتصال فرستنده به آنتن استفاده می‌شود. میرایی آن برای ۱۰۰ فوت در ۱۰۰ مگاهرتز $5/3$ دسیبل است. توان ورودی آن از فرستنده ۱۰۰ وات است. تضعیف کل و توان خروجی آنتن چقدر است؟

$$\frac{5/3 \text{ dB}}{100 \text{ ft}} = \text{ضعیف کابل} = 0.053 \text{ dB/ft}$$

$$\text{ضعیف کل} = 0.053 \times 165 = 8.745 \text{ dB} - 8.745$$

$$dB = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

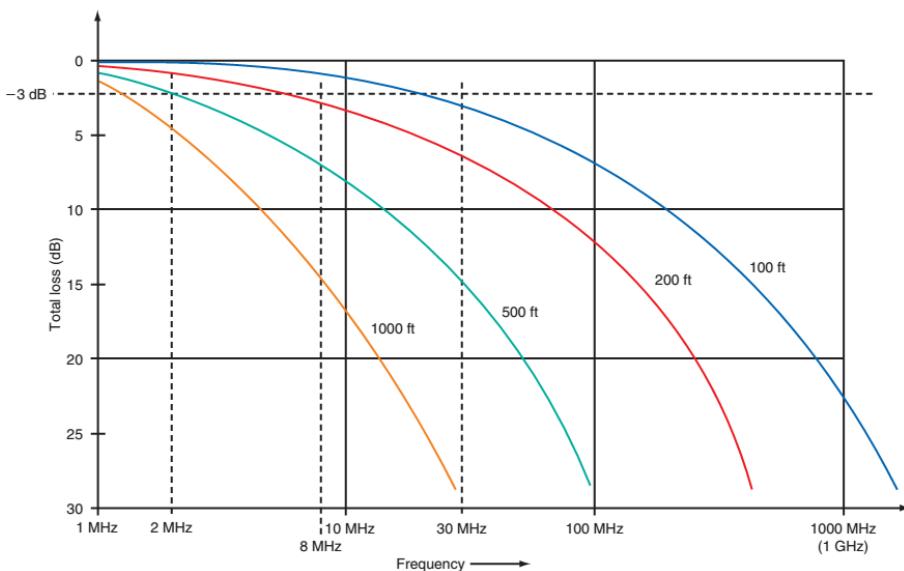
$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = \log^{-1} \frac{dB}{10} \quad \text{و} \quad P_{out} = P_{in} \left(\log^{-1} \frac{dB}{10} \right)$$

$$P_{out} = 100 (0.053) = 13.35 \text{ W}$$

تلفات در کابل می‌تواند قبله توجه باشد، بهخصوص در فرکانس‌های بالاتر. در مثال ۳-۱۳، فرستنده ۱۰۰ وات را به خط وارد کرد، اما در انتهای خط، توان خروجی - سطح سیگنالی که به آنتن اعمال می‌شود - فقط 13.35 وات بود. تلفات عمدی 86.65 وات بود که به صورت گرمایش در خط انتقال تلف می‌شود.

برای به حداقل رساندن ضرر می‌توان چندین کار انجام داد. ابتدا باید سعی شود راهی برای کوتاه کردن فاصله بین فرستنده و آنتن پیدا شود. اگر این امکان پذیر نیست، ممکن است از کابل بزرگتری استفاده کنید. برای کاربرد در مثال (۱۴.۱۳)، از کابل RG-58A/U استفاده شد. این کابل دارای امپدانس مشخصه 50Ω است، بنابراین هر مقدار نزدیک به آن رضایت‌بخش خواهد بود. یکی از گزینه‌ها U/RG-8 با امپدانس 50Ω اهم و تضعیف تنها 2.5 dB برای 100 ft است. یک انتخاب حتی بهتر، کابل ۹۹۱۲ با امپدانس 50Ω اهم و تضعیف تنها 1.3 dB برای 100 ft است.

هنگامی که رابطه بین طول کابل و تضعیف را در نظر می‌گیرید، به یاد داشته باشید که یک خط انتقال یک فیلتر پایین گذر است که فرکانس قطع آن هم به انداخته و ظرفیت خازنی توزیع شده در طول خط و هم به طول بستگی دارد. هرچه این خط طولانی‌تر باشد، فرکانس قطع آن کمتر است. این بدان معنی است که سیگنال‌های فرکانس بالاتر فراتر از فرکانس قطع با سرعتی سریع حذف می‌شوند. این در شکل (۱۴.۱۳) نشان داده شده است که منحنی‌های میرایی را برای چهار طول یک



شکل ۱۴.۱۳: تضعیف نسبت به طول کابل کواکسیال RG-58A/U. توجه داشته باشید که هر دو مقیاس در نمودار لگاریتمی هستند.

نوع محبوب کابل کواکسیال نشان می‌دهد. به یاد داشته باشید که فرکانس قطع، نقطه پایین -3 dB در منحنی فرکانس پاسخ است. اگر فرض کنیم که تضعیف 3 dB بل با تلفات 3 dB بل یکسان است، می‌توانیم فرکانس قطع طول‌های مختلف کابل را تخمین بزنیم. سطح پایین 3 dB بل روی نمودار مشخص شده است. اکنون، فرکانس قطع برای طول‌های مختلف کابل را یادداشت کنید. کابل کوتاه‌تر (100 ft) بالاترین فرکانس قطع را دارد و پهنه‌ی باند آن حدود 30 MHz مگاهرتز است. کابل 200 ft فوتی دارای قطعی حدود 8 MHz مگاهرتز، کابل 500 ft فوتی تقریباً 2 MHz مگاهرتز و کابل 1000 ft فوتی دارای قطعی تقریباً 1 MHz مگاهرتز است. فرکانس‌های بالاتر عبور می‌کنند اما با طولانی‌تر شدن کابل، بهشدت توسط کابل ضعیف می‌شوند. باید واضح باشد که چرا استفاده از کابل‌های بزرگتر و کم تلفات برای کارکرد طولانی‌تر با وجود هزینه و ناراحتی در حمل و نقل، اهمیت دارد.

در نهایت، می‌توان از یک آنتن بهره برای جبران تلفات کابل استفاده کرد. این آنتن‌ها در فصل چهاردهم مورد بحث قرار گرفته‌اند.

مثال ۴-۱۳

یک کابل کواکسیال U/RG-62A به طول 150° فوت به عنوان خط انتقال استفاده می‌شود. (الف) امپدانس بار را که باید برای پایان دادن به خط استفاده شود تا از ارتباط استفاده شود، (ب) اندوکتانس معادل در هر فوت، (ج) تأخیر زمانی، (د) تغییر فازی که در موج سینوسی $2/5$ مگاهرتز و (ه) تضعیف کل بر حسب دسی بل توسط کابل اعمال می‌شود. (به شکل ۱۲.۱۳ مراجعه کنید).

- الف: امپدانس مشخصه برابر 93Ω است؛ بنابراین بار باید دارای مقاومت 93Ω باشد.

ب:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad Z_0 = 93\Omega \quad C = 12.5 \text{ pF/ft}$$

$$L = CZ_0^2 = 12.5 \times 10^{-12} \times (93)^2 = 116.76 \text{ nH/ft}$$

ج:

$$t_d = \sqrt{LC} = \sqrt{116.76 \times 10^{-9} \times 12.5 \times 10^{-12}} = 1.256 \text{ ns/ft}$$

$$150^{\circ} \text{ ft} \times 1.256 \text{ ns/ft} = 188.4 \text{ ns}$$

د:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{2.5 \times 10^{-6}} = 400 \text{ ns}$$

$$\theta = \frac{188.4(360)}{400} = 169.47^{\circ}$$

ه:

$$\frac{2.8 dB}{100 \text{ ft}} = 0.028 dB/\text{ft}$$

$$150^{\circ} \text{ ft} \times 0.028 dB/\text{ft} = 4.2 dB$$

۲.۱۳ امواج ساکن (ایستاده)

هنگامی که یک سیگنال به یک خط انتقال اعمال می‌شود، مدتی بعد به دلیل تأخیر انتشار در انتهای دیگر خط ظاهر می‌شود. اگر یک بار مقاومتی برابر با امپدانس مشخصه خط در انتهای خط وصل شود، سیگنال توسط بار جذب شده و توان به صورت گرما تلف می‌شود. اگر بار آنتن باشد، سیگنال به انرژی الکترومغناطیسی تبدیل شده و به فضای تابش می‌شود.

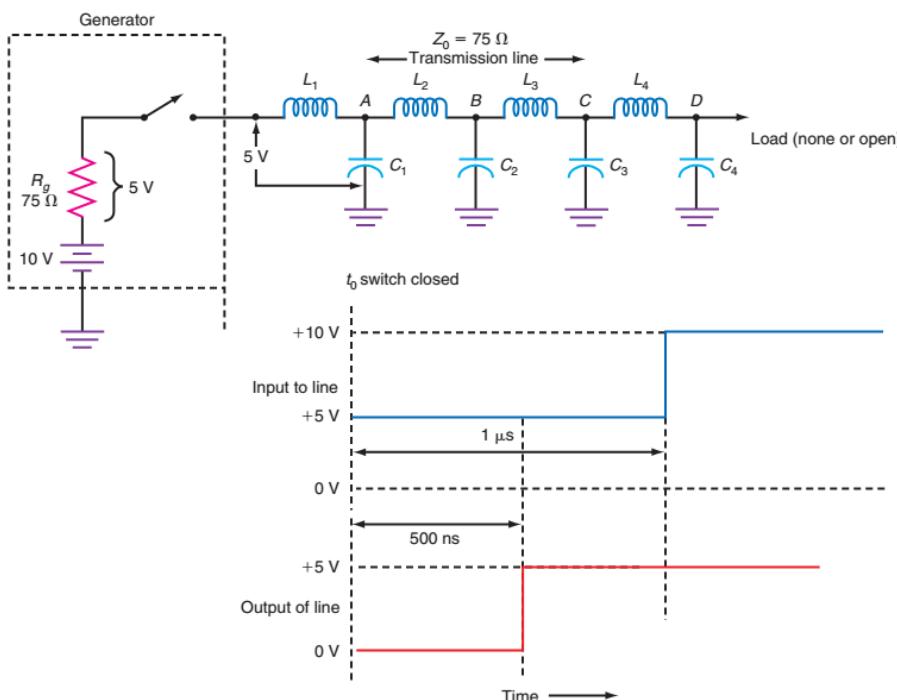
اگر بار در انتهای خط باز یا اتصال کوتاه یا دارای امپدانسی غیر از امپدانس مشخصه خط باشد، سیگنال به طور کامل توسط بار جذب نمی‌شود. هنگامی که خط به درستی خاتمه نمی‌یابد، مقداری از انرژی از انتهای خط منعکس شده و در واقع به سمت ژنراتور حرکت می‌کند. این ولتاژ منعکس

شده به ولتاژ مولد پیشرونده یا تصادفی اضافه شده و یک ولتاژ ترکیبی را تشکیل می‌دهد که در طول خط توزیع می‌شود. این الگوی ولتاژ و جریان مربوط به آن چیزی را تشکیل می‌دهند که موج ایستاده (ساکن)^{۱۵} نامیده می‌شود.

امواج ایستاده مطلوب نیستند. بازتاب نشان می‌دهد که توان تولید شده توسط ژنراتور به‌طور کامل توسط بار جذب نمی‌شود. در برخی موارد، به عنوان مثال، یک خط اتصال کوتاه یا باز، هیچ توانی به‌بار نمی‌رسد زیرا تمام توان به‌ژنراتور منعکس می‌شود. بخش‌های بعدی به‌طور مفصل نحوه تولید امواج ایستاده را بررسی می‌کنند.

رابطه بین بازتاب‌ها و امواج ایستاده

شکل (۱۵.۱۳) برای نشان دادن چگونگی ایجاد انعکاس و نحوه کمک آنها به‌تشکیل امواج ایستاده استفاده خواهد شد. بخش (الف) نشان می‌دهد که چگونه یک پالس dc در امتداد یک خط انتقال ساخته شده از بخش‌های LC یکسان منتشر می‌شود. یک باتری (ژنراتور) به عنوان سیگنال ورودی به همراه یک سوئیچ برای ایجاد یک پالس dc روشن/خاموش استفاده می‌شود.



شکل ۱۵.۱۳: نحوه انتشار یک پالس در طول یک خط انتقال.

ممکن است انتهای خط باز و به‌امپدانس مشخصه خط ختم نشود. خط انتقال باز، البته، بازتاب، امواج ایستاده تولید می‌کند. توجه داشته باشید که ژنراتور دارای امپدانس داخلی R_g است که برابر با امپدانس مشخصه خط انتقال است. امپدانس خط انتقال ۷۵ اهم و مقاومت ژنراتور داخلی ۷۵ اهم را فرض کنید. بنابراین 1° ولتی که ژنراتور عرضه می‌کند به‌طور مساوی در بین امپدانس خط و مقاومت

^{۱۵}Standing Waves

داخلی توزیع می‌شود.

حال فرض کنید سوئیچ برای اتصال ژنراتور به خط بسته است. همانطور که می‌دانید، اتصال یک منبع dc به اجزای راکتیو مانند سلفها و خازن‌ها سیگنال‌های گذرا تولید می‌کند زیرا سلفها با تغییرات جریان مخالف هستند در حالی که خازن‌ها با تغییرات ولتاژ مخالف هستند. خازن_۱ در ابتدا به عنوان یک اتصال کوتاه در هنگام بسته شدن کلید عمل می‌کند، اما بهزودی شروع به شارژ شدن به سمت ولتاژ باتری از طریق L_1 می‌کند. بهمحل اینکه ولتاژ در نقطه A شروع به افزایش می‌کند، ولتاژی را به بخش بعدی خط انتقال که از $C_۲$ و $L_۲$ تشکیل شده است اعمال می‌کند. بنابراین، $C_۲$ شروع به شارژ شدن از طریق $L_۲$ می‌کند. این روند در خط ادامه می‌یابد تا اینکه $C_۴$ تا $L_۴$ شارژ شود و غیره. با شارژ شدن خازن، سیگنال از چپ به راست به سمت پایین خط حرکت می‌کند. اجزای بدون تلفات (مقاومت صفر) فرض می‌شوند و بنابراین آخرین خازن $C_۴$ در نهایت به ولتاژ تغذیه شارژ می‌شود. برای اهداف این تصویر، فرض کنید که طول خط و سایر ویژگی‌های آن به گونه‌ای باشد که تاخیر زمانی ۵۰۰ ns باشد: پس از بسته شدن کلید، یک پالس خروجی در انتهای خط رخ می‌دهد. در این زمان، ولتاژ در دوسر ظرفیت خروجی $C_۴$ برابر با ۵ ولت با نیمی از ولتاژ تغذیه است.

لحظه‌ای که خازن خروجی به مقدار نهایی خود یعنی ۵ ولت شارژ می‌شود، تمام جریان در خط متوقف و باعث می‌شود هر میدان مغناطیسی در اطراف سلفها ازبین برود. انرژی ذخیره شده در میدان مغناطیسی $L_۴$ برابر با انرژی ذخیره شده در ظرفیت خروجی $C_۴$ است. بنابراین، ولتاژ ۵ ولت به سلف القا می‌شود. قطبیت این ولتاژ به گونه‌ای خواهد بود که به شارژ خازن اضافه می‌کند. بنابراین خازن دو برابر ولتاژ اعمال شده ۵ ولت یا ۱۰ ولت شارژ می‌شود.

سپس یک اثر مشابه در $L_۳$ رخ می‌دهد. میدان مغناطیسی در دوسر $L_۳$ از بین می‌رسد و بار ولتاژ $C_۴$ را دو برابر می‌کند. سپس، میدان مغناطیسی اطراف $L_۳$ از بین می‌رسد و $C_۴$ تا ۱۰ V شارژ می‌شود. همین اثر در $L_۱$ و $C_۱$ رخ می‌دهد. هنگامی که سیگنال به انتهای سمت راست خط می‌رسد، یک اثر شارژ معکوس بر روی خازن‌ها از راست به چپ رخ می‌دهد. اثر به‌این صورت است که گویی یک سیگنال از خروجی به‌ورودی در حال حرکت است. این بار متحرک از راست به چپ، انعکاس یا موج بازتابی است و موج ورودی از ژنراتور به انتهای خط، موج تابشی (موج رفت)^{۱۶} است.

در این صورت ۵۰۰ ns دیگر طول می‌کشد تا موج منعکس شده به ژنراتور برگردد. در پایان یک میکروثانیه، ورودی به خط انتقال ۵ ولت مثبت‌تر می‌شود، در مجموع ۱۰ ولت است.

شکل (۱۵.۱۳)(ب) شکل موج‌های ورودی، خروجی و ولتاژهای بازتابی را با توجه به زمان نشان می‌دهد. با مشاهده شکل موج، با بسته شدن کلید در زمان $t_۰$ عمل توصیف شده قبلی را دنبال کنید. از آنجا که هم امپدانس مشخصه خط و هم مقاومت ژنراتور داخلی 75Ω است، نیمی از ولتاژ بازتابی در ورودی خط در نقطه A ظاهر می‌شود. تا زمانی که به انتهای خط برسد و ظرفیت خروجی را به‌طور کامل شارژ کند. در آن زمان جریان در اندوکتانس شروع به متوقف شدن می‌کند، میدان‌های مغناطیسی از بین می‌رونند و ولتاژهایی را القا می‌کنند که ولتاژ خروجی را در انتهای خط دو برابر می‌کند. بنابراین پس از ۵۰۰ ns خروجی در انتهای باز خط ۱۰ ولت است.

بازتاب شروع می‌شود و اکنون به سمت پایین خط از راست به چپ حرکت می‌کند. پس از ۵۰۰ ns دیگر، به‌ورودی خط می‌رسد، ورودی خط به ۱۰ ولت می‌رسد. هنگامی که بازتاب متوقف می‌شود، کل ظرفیت خط به‌طور کامل تا ۱۰ ولت، همانطور که انتظار می‌رود، شارژ می‌شود.

توضیحات قبلی مربوط به چیزی است که به عنوان بار مدار باز شناخته می‌شود. یکی دیگر از

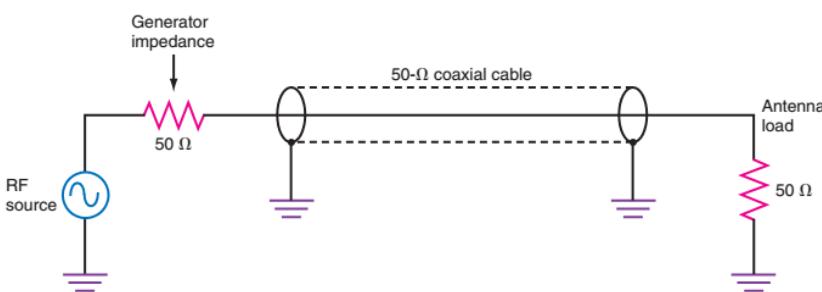
^{۱۶}Incident Wave

شرايط شدید بار اتصال کوتاه است. برای اين وضعیت، در شکل (۱۵.۱۳)(الف) يک اتصال کوتاه در دوسر C_4 در نظر بگيريد.

هنگامی که سوئیچ بسته می‌شود، مجدداً ۵ ولت بهورودی خط اعمال می‌شود، که سپس با شارژ خازن‌های خط، در خط پخش می‌شود. از آنجایی که انتهای خط اتصال کوتاه دارد، سلف L_4 در واقع بار این خط است. سپس ولتاژ C_3 به اعمال می‌شود. در این مرحله بازتاب شروع می‌شود. جريان در L_4 از بين میرود و ولتاژ را القا می‌کند که سپس در جهت مخالف در خط پخش می‌شود. ولتاژ القا شده در L_4 برابر و مخالف ولتاژ منتشر شده در خط است. بنابراین، اين ولتاژ برابر و مخالف ولتاژ C_3 است که باعث تخلیه C_3 می‌شود. همانطور که انکاس مسیر خود را به سمت پایین خط از راست به چپ باز می‌کند، ظرفیت خط به طور مداوم تخلیه می‌شود تا زمانی که به زنرатор برسد. ۵۰۰ ns طول می‌کشد تا شارژ به انتهای خط برسد و ۵۰۰ ns دیگر طول می‌کشد تا بازتاب به زنرатор بگردد. بنابراین در مجموع يك ميكرو ثانية، ولتاژ ورودی از ۵ به ۰ ولت تغیير می‌کند.

گاهی اوقات از خطوط انتقال باز و اتصال کوتاه برای ایجاد جلوه‌های ویژه استفاده می‌شود. با اين حال، در عمل، بار روی يک خط انتقال نه بی‌نهایت است و نه ۰ ولت. بلکه معمولاً مقداری بین آنها است. بار ممکن است مقاومتی باشد یا ممکن است يك جزء واکنشی داشته باشد. آتنن‌ها معمولاً مقدار مقاومت کاملی ندارند. در عوض آنها اغلب يك راكتانس خازنی یا القایی کوچک دارند. بنابراین امپدانس بار معادل يك مدار سری RL یا RC است. اگر بار دقیقاً مقاومتی نباشد و با امپدانس مشخصه خط برابر باشد، بازتابی تولید می‌شود که سطوح ولتاژ دقیق بسته به امپدانس مختلط بار است. معمولاً مقداری از توان توسط قسمت مقاومتی خط جذب می‌شود. عدم تطبیق همچنان بازتاب ایجاد می‌کند، اما بازتاب با سیگنال اصلی، مانند بار اتصال کوتاه یا باز، برابر نیست.

در بیشتر کاربردهای ارتباطی، سیگنال اعمال شده به خط انتقال، سیگنال ac است. این وضعیت را می‌توان با فرض موج سینوسی بودن سیگنال تحلیل کرد. تأثیر خط بر روی موج سینوسی مانند آنچه در بالا در بحث بر اساس تجزیه و تحلیل شکل (۱۵.۱۳) توضیح داده شد است. اگر خط در يك بار مقاومتی برابر با امپدانس مشخصه خط خاتمه یابد، سیگنال موج سینوسی به طور کامل توسط بار جذب و هیچ بازتابی رخ نمی‌دهد.

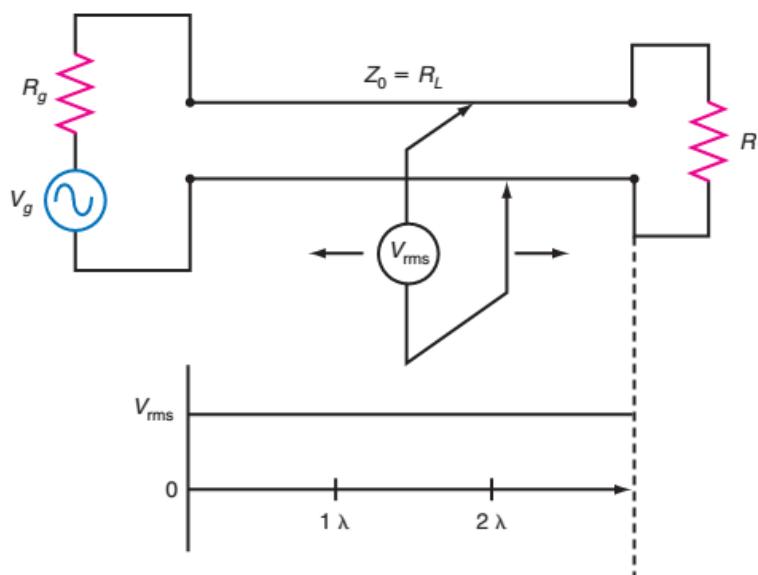


شکل ۱۶.۱۳: يک خط انتقال برای عملکرد مناسب باید در امپدانس مشخصه خود خاتمه یابد.

خطوط تطبیق شده

در حالت ایده آل، يک خط انتقال باید در باری خاتمه یابد که دارای امپدانس مقاومتی برابر با امپدانس

مشخصه خط باشد. بهاین خط تطبیق شده گفته می‌شود. برای مثال، همانطور که در شکل (۱۶.۱۳) نشان داده شده است، یک کابل کواکسیال $50\text{ }\Omega$ با مقاومت $50\text{ }\Omega$ خاتمه یابد. اگر بار یک آنتن باشد، آنتن باید مانند مقاومت $50\text{ }\Omega$ بهنظر برسد. وقتی امپدانس بار و امپدانس مشخصه خط برابر باشد و تطبیق شود، انتقال به آرامی انجام می‌شود و حداکثر انتقال توان - بدون تلفات مقاومتی در خط - اتفاق افتاد. خط می‌تواند هر طولی داشته باشد. یکی از اهداف کلیدی در طراحی سیستم‌های آنتن و خطوط انتقال، اطمینان از این تطبیق است.



شکل ۱۷.۱۳: ولتاژ روی خط تطبیق شده در طول ثابت است.

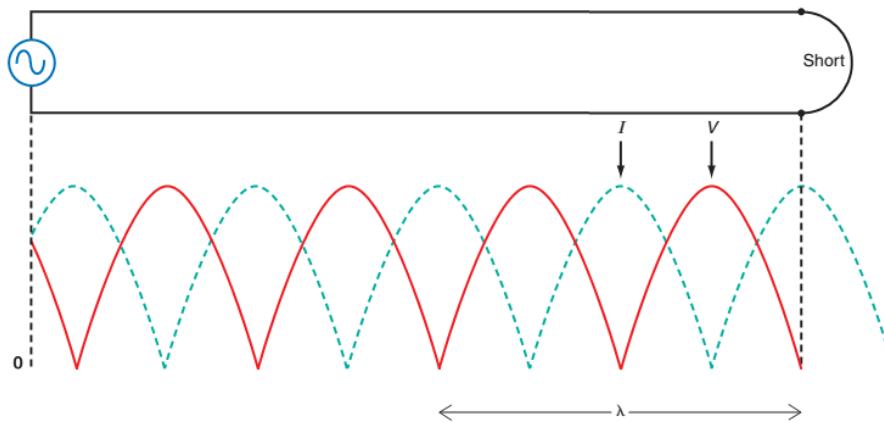
ولتاژ (یا جریان) متناوب در هر نقطه از خط تطبیق شده یک مقدار ثابت است (بدون در نظر گرفتن تلفات). بنابراین، یک خط انتقال که به درستی خاتمه یافته، صاف است. برای مثال، اگر یک ولت متر روی خط تطبیق شده از طرف ژنراتور به سمت بار حرکت و مقادیر ولتاژ rms شود، طول موج حاصل در مقابل خط ولتاژ صاف خواهد بود (شکل ۱۷.۱۳). تلفات مقاومتی در خط، البته، افت ولتاژ کوچکی را در طول خط ایجاد می‌کند و به آن برای طول‌های بیشتر شبیه رو به پایین می‌دهد.

خوب است بدانید که:

هنگامی که عدم تطبیق بین امپدانس مقاومتی بار و امپدانس خط زیاد باشد، توان بازتابی می‌تواند به اندازه‌ای زیاد باشد که به فرستنده یا خود خط آسیب برساند.

اگر امپدانس بار با امپدانس مشخصه خط متفاوت باشد، تمام توان منتقل شده توسط بار جذب نمی‌شود. توان جذب نشده توسط بار به سمت منعکس می‌شود. توانی که از خط به سمت بار ارسال می‌شود، توان تابشی^{۱۷} نامیده می‌شود. توانی که توسط بار جذب نمی‌شود، توان بازتابی نامیده می‌شود. سیگنال در واقع در یک خط به سادگی مجموع جبری سیگنال‌های جلو و منعکس شده است.

^{۱۷}incident power



شکل ۱۸.۱۳: امواج ایستاده در یک خط انتقال با انتهای اتصال کوتاه.

قدرت انعکاس یافته می‌تواند نشان دهنده یک ضرر قابل توجه باشد. اگر خطی از انتهای تلفات ۳ دسی‌بل داشته باشد، تا زمانی که سیگنال به ژنراتور برسد، تنها ۳ دسی‌بل تضعیف موج منعکس شده رخ می‌دهد. آنچه در آنجا اتفاق می‌افتد به امپدانس نسبی ژنراتور و خط بستگی دارد. فقط بخشی از انرژی منعکس شده در خط پخش می‌شود. در مواردی که عدم تطبیق بین امپدانس مقاومتی بار و امپدانس خط زیاد است، توان بازتابی می‌تواند به اندازه‌ای زیاد باشد که در واقع به فرستنده یا خود خط آسیب برساند.

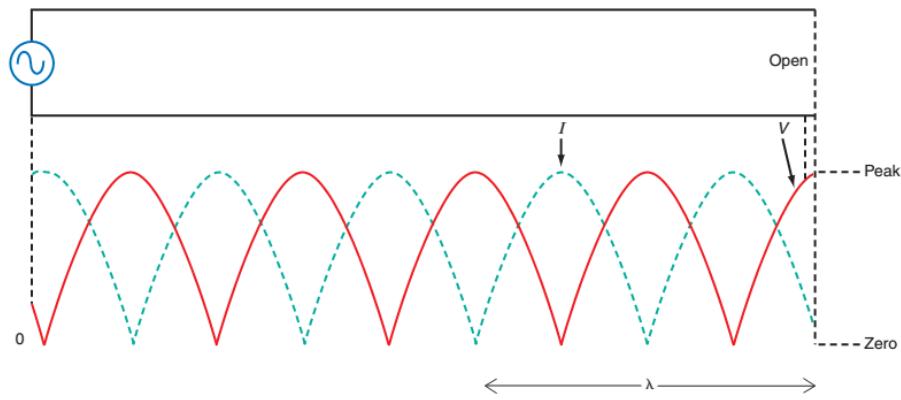
خطوط اتصال کوتاه

شرایط اتصال کوتاه در شکل (۱۸.۱۳) نشان داده شده است. نمودار زیر خط انتقال نمودار ولتاژ و جریان را در هر نقطه از خط نشان می‌دهد که با استفاده از مقادیر داده شده توسط یک ولتمتر و آمپرمتر در طول خط ایجاد می‌شود. همانطور که در مورد اتصال کوتاه در انتهایی یک خط انتظار می‌رود، زمانی که جریان حداکثر است ولتاژ صفر است. تمام نیرو به سمت ژنراتور منعکس می‌شود. با نگاهی به نمودار، می‌توانید بینید که تغییرات ولتاژ و جریان خود را بر اساس طول موج سیگنال توزیع می‌کنند. الگوی ثابت که حاصل ترکیبی از سیگنال‌های پیشرونده و بازتابیده است، هر نیم طول موج تکرار می‌شود. سطوح ولتاژ و جریان در ژنراتور به طول موج سیگنال و طول خط بستگی دارد.

فاز ولتاژ منعکس شده در انتهای ژنراتور خط به طول خط بستگی دارد. اگر خط مضری طول ربع موج باشد، موج بازتابی با موج تابشی هم فاز می‌شود و این دو با هم جمع می‌شوند و سیگنالی در ژنراتور تولید می‌کنند که دو برابر ولتاژ ژنراتور است. اگر طول خط مضری از نیم طول موج باشد، موج بازتابی دقیقاً 180° درجه با موج تابشی خارج از فاز خواهد بود و این دو خنثی می‌شوند و ولتاژ صفر در ژنراتور ایجاد می‌شود. به عبارت دیگر، اثرات موج منعکس شده می‌تواند یک مدار باز یا اتصال کوتاه در ژنراتور را شبیه‌سازی کند.

خطوط با انتهای باز

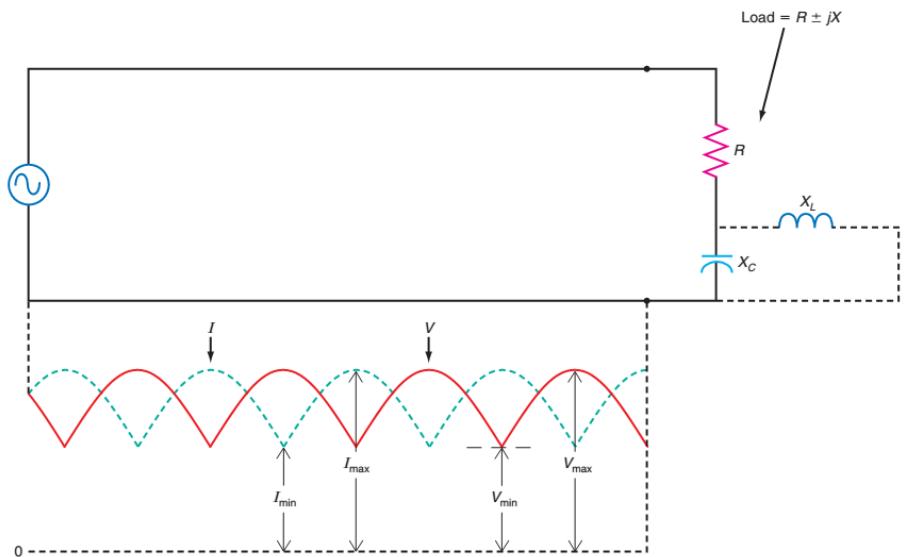
شکل (۱۹.۱۳) امواج ایستاده را روی یک خط مدار باز نشان می‌دهد. با یک بار امپدانس اولیه، ولتاژ در انتهایی خط زمانی که جریان صفر است حداکثر است. تمام انرژی بازتاب و الگوی ثابت ولتاژ و جریان امواج ایستاده نشان داده شده را بوجود می‌آورد.



شکل ۱۹.۱۳: امواج ایستاده در یک خط انتقال با انتهای باز.

خطوط عدم تطبیق (رزونانس)

اگل خطوط در یک مدار اتصال کوتاه یا باز ختم نمی‌یابند. بلکه امپدانس بار دقیقاً با امپدانس خط انتقال تطبیق نمی‌شود. علاوه بر این، بار، معمولاً یک آتن، احتمالاً علاوه بر مقاومت، دارای یک جزء واکنشی، القابی یا خازنی خواهد بود. در این شرایط گفته می‌شود که خط تطبیق است. چنین ناهمانگی امواج ایستا تولید می‌کند، اما دامنه این امواج کمتر از امواج ایستاده ناشی از مدارهای اتصال کوتاه یا باز است. توزیع این امواج ایستاده مانند آنچه در شکل ۲۰.۱۳ (۲۰.۱۳) نشان داده شده است. توجه داشته باشید که ولتاژ یا جریان، مانند یک خط باز یا اتصال کوتاه، هرگز به صفر نمی‌رسد.



شکل ۲۰.۱۳: خط انتقال با بار نامتناسب و امواج ایستاده ناشی از آن.

محاسبه نسبت موج ساکن

بزرگی امواج ایستاده در یک خط انتقال با نسبت حداکثر جریان به حداقل جریان یا نسبت حداقل و لتاژ به حداقل و لتاژ در طول خط تعیین می‌شود. این نسبت‌ها به عنوان نسبت موج (ساکن) ایستاده^{۱۸} (SWR) نامیده می‌شوند.

$$SWR = \frac{I_{max}}{I_{min}} = \frac{V_{max}}{V_{min}}$$

تحت شرایط اتصال کوتاه و باز که قبلاً توضیح داده شد، حداقل جریان یا ولتاژ صفر است. این یک SWR بی‌نهایت تولید می‌کند. یعنی هیچ نیرویی در بار تلف نمی‌شود. تمام قدرت منعکس شده است. در حالت ایده‌آل، هیچ امواج ایستا وجود ندارد. ولتاژ و جریان در طول خط ثابت هستند، بنابراین هیچ بیشینه یا کمینه وجود ندارد (یا حداکثر و حداقل یکسان هستند). بنابراین، SWR برابر یک است. اندازه‌گیری حداکثر و حداقل مقادیر ولتاژ و جریان در یک خط در دنیای واقعی عملی نیست، بنابراین روش‌های دیگری برای محاسبه SWR ابداع شده است. به عنوان مثال، SWR را می‌توان در صورتی محاسبه کرد که امپدانس خط انتقال و امپدانس واقعی بار مشخص باشد. SWR نسبت امپدانس بار Z_l به امپدانس مشخصه Z_0 یا بالعکس است.

اگر $Z_l > Z_0$ باشد:

$$SWR = \frac{Z_l}{Z_0}$$

اگر $Z_0 > Z_l$ باشد:

$$SWR = \frac{Z_0}{Z_l}$$

به عنوان مثال، اگر یک بار آتنن ۷۵ اهم به یک خط انتقال ۵۰ اهمی وصل شود، SWR برابر $= 75/50 = 1.5$ است. از آنجایی که موج ایستاده واقعاً ترکیب موج تابشی اولیه است که به موج مربوطه اضافه شده است، SWR را نیز می‌توان بر حسب آن امواج تعریف کرد. نسبت موج ولتاژ بازتاب V_r به موج ولتاژ تابشی V_i را ضریب بازتاب (انعکاس) ^{۱۹} می‌نامند.

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i}$$

ضریب بازتاب اطلاعاتی در مورد جریان و ولتاژ در طول خط ارائه می‌دهد. همچنین، Γ برابر نسبت توان بازتاب به توان تابشی است.

اگر خطی به امپدانس مشخصه خود خاتمه یابد، ولتاژ بازتاب وجود ندارد، بنابراین $V_r = 0$ و $\Gamma = 0$. اگر خط باز یا اتصال کوتاه باشد، بازتاب کامل رخ می‌دهد. این به این معنی است که $V_r = V_0$ یکسان هستند، بنابراین $\Gamma = 1$ است. ضریب بازتاب واقعاً درصد ولتاژ منعکس شده به ولتاژ تابشی را بیان می‌کند. برای مثال، اگر $\Gamma = 0.5$ باشد، ولتاژ بازتابی 50% درصد ولتاژ تابشی است و توان بازتابی 25% درصد از توان تابشی است $[0.25^2 = 0.05]$.

اگر بار تطبیق نباشد اما باز یا اتصال کوتاه هم نباشد، خط دارای حداقل و حداکثر ولتاژ خواهد بود، همانطور که قبلاً توضیح داده شد. با استفاده از رابطه زیر می‌توان برای بدست آوردن ضریب بازتاب استفاده کرد:

$$\Gamma = \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{max} + V_{min}} = \left(\frac{SWR - 1}{SWR + 1} \right)$$

^{۱۸}Standing Wave Ratio (SWR)

^{۱۹}Reflection Coefficient

نسبت موج ساکن از ضریب بازتاب مطابق معادله زیر به دست می‌آید:

$$SWR = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} = \frac{1 + \sqrt{P_r/P_i}}{1 - \sqrt{P_r/P_i}}$$

مثال ۵-۱۳

کابل کواکسیال فومدار RG-11/U دارای حداکثر ولتاژ موج ایستاده ۵۲ ولت و حداقل ولتاژ ۱۷ ولت است. (الف) SWR، (ب) ضریب انعکاس، و (ج) مقدار بار مقاومتی را پیدا کنید.

• الف:

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{52}{17} = 3,05$$

• ب:

$$\Gamma = \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{max} + V_{min}} = \frac{3,05 - 1}{3,05 + 1} = 0,51$$

• ج:

$$Z_l = Z_0, \quad (SWR) = 75(3,05) = 228/75\Omega$$

یا

$$Z_l = \frac{Z_0}{SWR} = \frac{75}{3,05} = 24,59\Omega$$

اگر بار با امپدانس خط تطبیق شده باشد، $\Gamma = 0$ است. فرمول قبلی SWR برابر با $1/\Gamma$ همانطور که انتظار می‌رود، بهما می‌دهد. با بار باز یا اتصال کوتاه، $\Gamma = 1$ است. این ضریب سکون (نسبت موج ساکن) SWR بی‌نهایت تولید می‌کند.

ضریب بازتاب را می‌توان از روی خط و امپدانس بار نیز تعیین کرد:

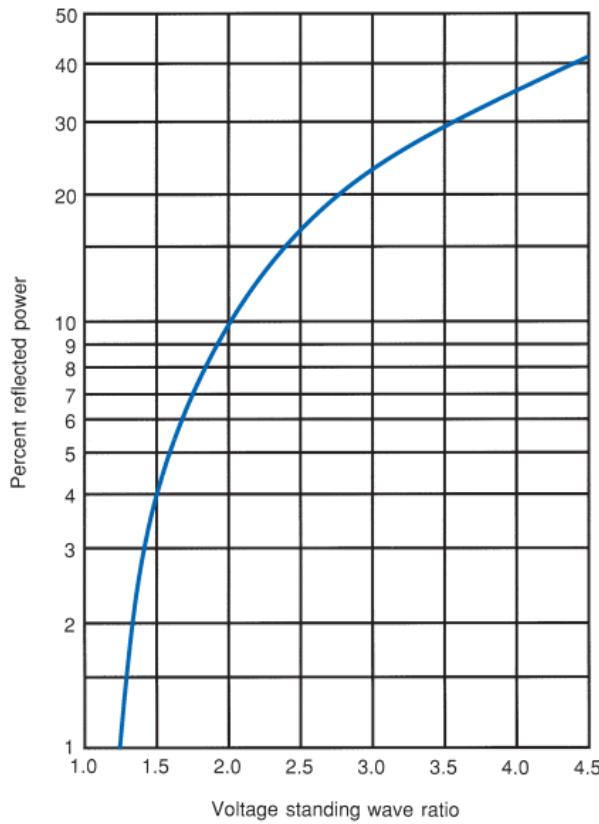
$$\Gamma = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0}$$

برای مثال اگر بار آنتن ۷۵ اهم و کابل کواکسیال دارای امپدانس مشخصه ۵۰ اهم باشد، ضریب انعکاس $\Gamma = 75/(75 + 50) = 0,2$ است.

اهمیت SWR در این است که نشان می‌دهد که چه مقدار توان در خط انتقال و ژنراتور از بین رفته است. این فرض را بر این می‌گذارد که هیچ یک از توان مربوطه توسط ژنراتور مجددًا منعکس نمی‌شود. در یک فرستنده معمولی، مقداری توان به بار منتقل شده و دوباره به بار ارسال می‌شود.

منحنی در شکل (۲۱.۱۳) رابطه بین درصد توان منعکس شده و SWR را نشان می‌دهد. درصد توان بازتابی نیز با عبارت تلفات برگشتی ^{۲۰} بیان می‌شود و مستقیماً بر حسب وات یا دسیبل (dB) داده می‌شود. به طور طبیعی، زمانی که نسبت موج ایستاده ۱ است، درصد توان بازتابی ۰ است. اما با افزایش ناهماهنگی خط و بار، توان بازتابی افزایش می‌یابد. وقتی SWR برابر $1/5$ باشد، درصد توان بازتابی ۴ درصد است. این هنوز خیلی بد نیست، زیرا ۹۶ درصد توان به بار می‌رسد.

^{۲۰} Return Loss



شکل ۲۱.۱۳: درصد توان منعکس شده در یک خط انتقال برای مقادیر مختلف SWR

با توجه به SWR و توان تابشی P_i می‌توان توان بازتابی P_r را محاسبه کرد. از آنجایی که $\Gamma^r = P_r/P_i$ ، در این صورت $P_r = \Gamma^r P_i$ است. با دانستن SWR، می‌توانید Γ را محاسبه کرده و سپس با استفاده از معادله قبلي حل کنید.

$$\begin{aligned} \frac{P_r}{P_i} &= \Gamma^r = \left(\frac{SWR - 1}{SWR + 1} \right)^2 \\ &= \left(\frac{15 - 1}{15 + 1} \right)^2 = 0.4 \end{aligned}$$

$$\frac{P_r}{P_i} = 4\%$$

یکی از بهترین و کاربردی‌ترین راهها برای محاسبه SWR اندازه‌گیری توان پیشروی (تابشی) P_f و توان بازتابی P_r و سپس از فرمول زیر استفاده شود.

$$SWR = \frac{1 + \sqrt{P_r/P_f}}{1 - \sqrt{P_r/P_f}}$$

خوب است بدانید که:

برای محاسبه SWR , ابتدا جذر نسبت توان منعکس شده به توان پیشرو $\sqrt{P_r/P_f}$ را تعیین کنید. در این صورت

$$SWR = \frac{1 + \sqrt{P_r/P_f}}{1 - \sqrt{P_r/P_f}}$$

چندین مدار خوب برای اندازه‌گیری توان پیشرونده و بازتاب اختراع شده است. و ابزارهای تست تجاری نیز در دسترس هستند که می‌توانند در یک خط انتقال وارد شوند و این اندازه‌گیری‌ها را انجام دهند. داده‌ها از روی صفحه دستگاه اندازه‌گیری یا صفحه نمایش دیجیتال خوانده می‌شوند. سپس ارقام در رابطه بالا قرار داده می‌شوند. برخی از ابزارهای آزمایش پیچیده دارای یک کامپیوتر تعبیه شده داخلی هستند تا این محاسبه را به صورت خودکار انجام و مقدار SWR را نمایش دهند.

به عنوان مثال، فرض کنید که شما یک توان پیشرونده ۳۵ وات و توان بازتابی آن ۷ وات را اندازه می‌گیرید. SWR برابر است با

$$SWR = \frac{1 + \sqrt{7/35}}{1 - \sqrt{7/35}} = 2,618$$

در فصل بیست و دوم با رایج‌ترین مدارها و تجهیزات اندازه‌گیری توان آشنا خواهید شد. برای مقادیر SWR ۲ یا کمتر، توان بازتابی کمتر از 10% درصد است، به این معنی که 90% درصد به بار می‌رسد. برای اکثر کاربردها این قابل قبول است. برای مقادیر SWR بالاتر از ۲، درصد توان بازتابی به طور چشمگیری افزایش می‌یابد و باید اقداماتی برای کاهش SWR انجام شود تا از آسیب احتمالی جلوگیری شود. اگر SWR بزرگتر از ۲ باشد، برخی از سیستم‌های حالت جامد به طور خودکار خاموش می‌شوند. رایج‌ترین روش برای کاهش SWR اضافه کردن یا گنجاندن شبکه LC یا T یا π یا L یا C است. طول آتنن همچنین می‌تواند برای بهبود تطبیق امپدانس تنظیم شود.

مثال ۶-۱۳

در مثال ۶-۵، توان ورودی به خط 30 W است. توان خروجی چقدر است؟ (شکل (۲۱.۱۳) را ببینید؛ تضعیف بدلیل طول خط را نادیده بگیرید).

درصد توان بازتاب با $SWR = 30/25 = 1.2$ است.

$$P_r = 0,2562(30\text{ W}) = 7,686\text{ W}$$

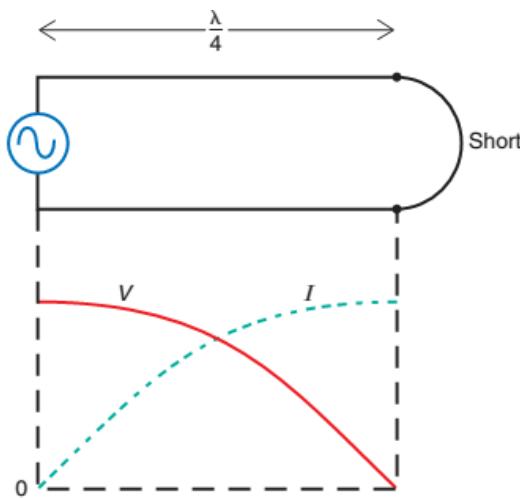
و همین طور

$$P_r = P_i \left(\frac{SWR - 1}{SWR + 1} \right)^2 = 30 \left(\frac{30 - 1}{30 + 1} \right)^2 = 7,686$$

$$P_{out} = P_i - P_r = 30 - 7,686 = 22,314\text{ W}$$

۳.۱۳ خطوط انتقال به عنوان عناصر مدار

معمولًا در کار با خطوط انتقال باید از شرایط موج ایستاده ناشی از بارهای انتهایی باز و اتصال کوتاه اجتناب شود. با این حال، با خط انتقال ربع موج (بطول یک چهارم طول موج) و نیم موج (بطول نصف طول موج)، این بارهای باز و اتصال کوتاه می‌توانند به عنوان مدارهای تشدید یا راکتیو استفاده شوند.



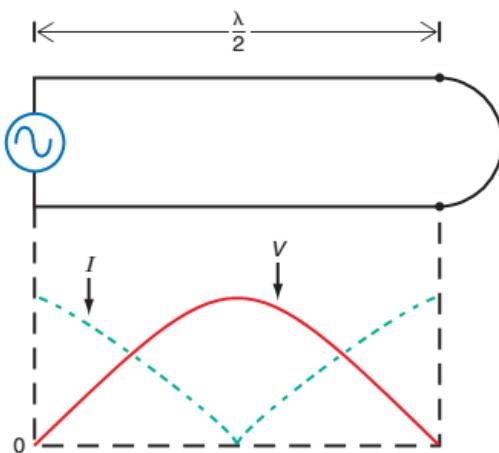
شکل ۲۲.۱۳: یک خط ربع موج با انتهای اتصال کوتاه به عنوان یک مدار تشدید موازی عمل می‌کند.

مدارهای تشدید کننده و اجزای راکتیو

خط اتصال کوتاه بطول یک چهارم طول موج ($\lambda/4$) را که در شکل (۲۲.۱۳) نشان داده شده است در نظر بگیرید. در انتهایی بار، ولتاژ صفر و جریان حداکثر است. اما یک چهارم طول موج عقب، در ژنراتور، ولتاژ حداکثر و جریان صفر است. برای ژنراتور، خط به عنوان مدار باز یا حداقل یک امپدانس بسیار بالا ظاهر می‌شود. نکته کلیدی در اینجا این است که این شرایط فقط در یک فرکانس وجود دارد، فرکانسی که در آن خط دقیقاً یک چهارم طول موج است. بهدلیل این حساسیت فرکانسی، خط به صورت یک مدار هماهنگی یا رزونانس LC در این مورد، یک مدار تشدید موازی بهدلیل امپدانس بسیار بالای آن در فرکانس مرتع عمل می‌کند.

با یک خط یک دوم طول موج با انتهای اتصال کوتاه، الگوی موج ایستاده مانند آنچه در شکل (۲۳.۱۳) نشان داده شده است. ژنراتور همان شرایط را در انتهایی خط می‌بیند، یعنی ولتاژ صفر و حداکثر جریان. این نشان دهنده یک امپدانس اتصال کوتاه یا بسیار کم است. این حالت تنها زمانی رخ می‌دهد که خط دقیقاً یک دوم طول موج در فرکانس مولد باشد. در این مورد، خط مانند یک مدار رزونانس سری برای ژنراتور به نظر می‌رسد.

اگر طول خط در فرکانس کاری کمتر از یک چهارم طول موج باشد، خط با انتهای اتصال کوتاه مانند یک سلف برای ژنراتور به نظر می‌رسد. اگر خط اتصال کوتاه طولی بین یک چهارم و یک دوم طول موج باشد، برای ژنراتور مانند خازن به نظر می‌رسد. همه این شرایط با چندین طول موج یک چهارم یا یک دوم از خط با انتهای اتصال کوتاه تکرار می‌شود. نتایج مشابهی با یک خط باز به دست می‌آید، همانطور که در شکل (۲۴.۱۳) نشان داده شده است.



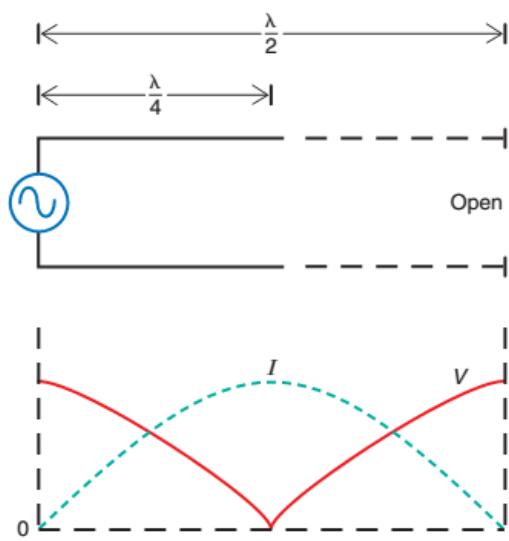
شکل ۲۳.۱۳: یک خط ربع موج با انتهای باز به عنوان یک مدار تشدید سری عمل می‌کند.

برای ژنراتور، یک خط به طول یک چهارم طول موج مانند یک مدار رزونانس سری و یک خط به طول یک دوم طول موج شبیه یک مدار تشدید موازی است، درست برعکس یک خط با انتهای اتصال کوتاه. اگر طول خط کمتر از یک چهارم طول موج باشد، ژنراتور یک ظرفیت خازنی می‌بیند. اگر طول خط بین یک چهارم و یک دوم طول موج باشد، ژنراتور یک اندوکتانس را می‌بیند. این ویژگی‌ها برای خطوطی که مضری از یک چهارم یا یک دوم طول موج هستند تکرار می‌شود.

شکل (۲۵.۱۳) خلاصه‌ای از شرایط نشان داده شده توسط خطوط با انتهای باز و اتصال کوتاه با طول تا یک طول موج است. محور افقی طول بر حسب طول موج و محور عمودی راکتانس خط بر حسب اهم است که بر حسب امپدانس مشخصه خط بیان می‌شود. منحنی‌های جامد خطوط با انتهای اتصال کوتاه و منحنی‌های نقطه چین خطوط با انتهای مدار باز هستند.

اگر خط به عنوان یک مدار رزونانس سری عمل کند، امپدانس آن صفر است. اگر خط به اندازه‌ای باشد که به عنوان یک مدار رزونانس موازی عمل کند، امپدانس آن تقریباً بی‌نهایت است. اگر خط دارای طول متوسطی داشته باشد، امپدانس راکتیو است. به عنوان مثال، یک خط به طول یک هشت‌تم طول موج و با انتهای اتصال کوتاه را در نظر بگیرید. تقسیمات افقی نشان دهنده یک شانزدهم طول موج است، بنابراین دو تا از این تقسیمات یک هشت‌تم طول موج را نشان می‌دهند. فرض کنید که خط دارای امپدانس مشخصه $50\ \Omega$ اهم است. در نقطه یک هشت‌تم طول موج، منحنی جامد سمت چپ، عدد ۱ را قرائت می‌کند. این بدان معنی است که خط به عنوان یک راکتانس القایی $Z = 1 \times 50 = 50\ \Omega$ یا $1 \times 50^{\circ}$ عمل می‌کند. یک خط با انتهای باز در حدود سه هشت‌تم طول موج همان اثر را خواهد داشت، همانطور که منحنی نقطه چین سمت چپ در شکل (۲۴.۱۳) نشان می‌دهد.

چگونه می‌توان یک راکتانس خازنی 150° اهم با همان خط $50\ \Omega$ اهم ایجاد کرد؟ ابتدا نقطه 150° اهم را در مقیاس راکتانس خازنی در شکل (۲۵.۱۳) قرار دهید. از آنجایی که $3 = 150^{\circ} / 50^{\circ}$ ، نقطه $150^{\circ}\ \Omega$ در $3 = X_C$ است. سپس، خطی از این نقطه به سمت راست بکشید تا با دو منحنی قطع شود. سپس طول موج را از مقیاس افقی بخوانید. راکتانس خازنی $150^{\circ}\ \Omega$ با خط $50^{\circ}\ \Omega$ را می‌توان با خط با انتهای باز تا حدودی طولانی تر از $1/32$ طول موج یا خط با انتهای اتصال کوتاه کمی بیشتر از $9/32$ طول موج



شکل ۲۴.۱۳: خطوط با انتهای باز با طول موج یک چهارم و یک دوم شبیه مدارهای تشدید کننده برای ژنراتور هستند.

به دست آورد.

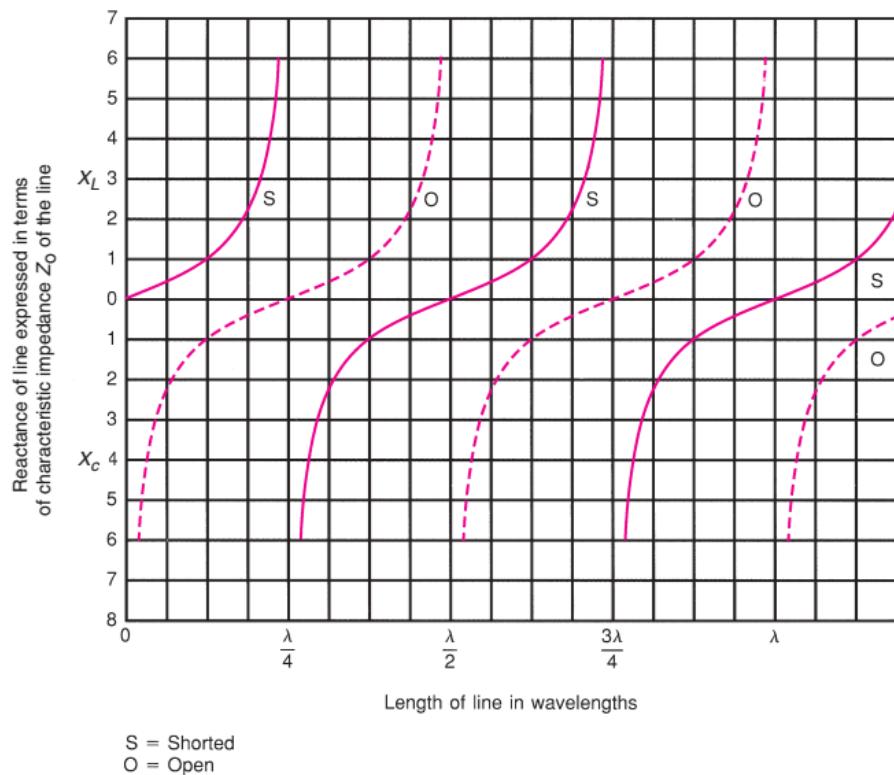
خطوط نواری و مایکرواستریپ

در فرکانس‌های پایین (زیر حدود ۳۰۰ مگاهرتز)، ویژگی‌های خطوط با انتهای باز و اتصال کوتاه که در بخش‌های قبلی مورد بحث قرار گرفت، اهمیت کمی دارند. در فرکانس‌های پایین، خطوط بسیار طولانی‌تر از آن هستند که به عنوان اجزای راکتانس (واکنشی) یا فیلترها و مدارهای هماهنگی مورد استفاده قرار گیرند. با این حال، در فرکانس‌های UHF (۳۰۰۰ تا ۳۰۰۰۰ مگاهرتز) و مایکروویو (۱ گیگاهرتز و بیشتر)، طول یک دوم طول موج کمتر از ۱ فوت است. مقادیر اندوکتانس و خازن به قدری کوچک می‌شوند که تشخیص فیزیکی آنها با سیم پیچ‌ها و خازن‌های استاندارد دشوار است. خطوط انتقال ویژه ساخته شده با الگوهای مسی بر روی برد مدار چاپی^{۲۱} (PCB) که میکرواستریپ (ریزنوار) یا نوار خطی نامیده می‌شود، می‌توانند به عنوان مدارهای هماهنگی (رزونانسی)، فیلترها، انتقال دهندهای فاز، اجزای راکتیو و مدارهای تطبیق امپدانس در این فرکانس‌های بالا استفاده شوند.

مدار چاپی یک پایه عایق مسطح ساخته شده از فایبرگلاس یا مواد پایه عایق دیگری است که از یک طرف یا هر دو طرف و گاهی اوقات در چندین لایه مس به آن چسبانده شده است. تلفون یا سرامیک به عنوان پایه برخی PCB‌ها در کاربردهای مایکروویو استفاده می‌شود. در IC‌های مایکروویو، جنس پایه اغلب آلومینیا یا حتی یاقوت کبود است. مس به شکل الگوهایی حک می‌شود تا اتصالات بین ترانزیستورها، آی‌سی‌ها، مقاومت‌ها و سایر اجزا را تشکیل دهد. بنابراین اتصالات نقطه به نقطه با سیم حذف می‌شوند. دیودها، ترانزیستورها و سایر اجزاء مستقیماً بر روی PCB نصب می‌شوند و مستقیماً به میکرواستریپ یا نوار تشکیل شده متصل می‌شوند.

مایکرواستریپ (ریزنوار): میکرواستریپ یک هادی مسطح است که توسط یک دی‌الکتریک عایق از یک صفحه زمین رسانای بزرگ جدا شده است [شکل ۲۶.۱۳(الف)]. طول ریزنوار معمولاً یک

^{۲۱} Printed Circuit Board (PCB)



شکل ۲۵.۱۳: خلاصه‌ای از تغییرات امپدانس و راکتانس خطوط کوتاه و باز برای طول تا یک طول موج.

چهارم یا یک دوم طول موج است. صفحه زمین مدار مشترک است. این نوع میکرواستریپ معادل یک خط نامتعادل است. خطوط کوتاه معمولاً بر خطوط باز ترجیح داده می‌شوند. میکرواستریپ همچنین می‌تواند در یک نوع متعادل دو خطی ساخته شود [شکل ۲۶.۱۳(ب)]. امپدانس مشخصه ریزنوار، مانند هر خط انتقال، بهویزگی‌های فیزیکی آن بستگی دارد. با استفاده از رابطه زیر قابل محاسبه است

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon + 1/41}} \ln \frac{5/98h}{0.8w + t}$$

که در آن:

Z_0 = امپدانس مشخصه.

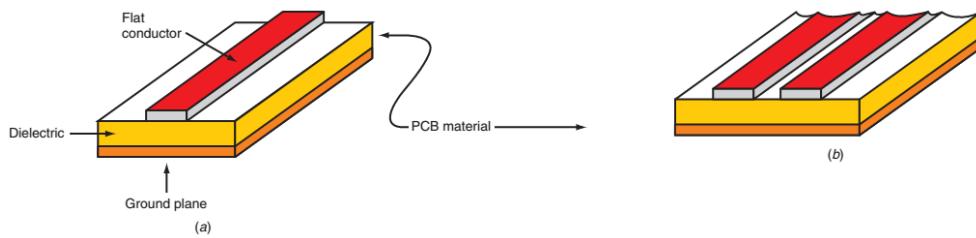
ϵ = ثابت دیالکتریک.

w = عرض نوار مسی.

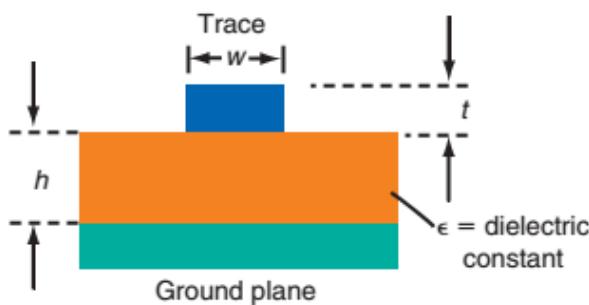
t = ضخامت نوار مسی.

h = ارتفاع بین نوار مسی تا صفحه زمین (ضخامت دیالکتریک).

هر واحد اندازه‌گیری را می‌توان استفاده کرد (به عنوان مثال، اینچ یا میلی متر)، تا زمانی که همه ابعاد در یک واحد باشند. (شکل ۲۷.۱۳) ثابت دیالکتریک PC فایبرگلاس محبوب FR-4 برابر ۴/۵ است. مقدار ϵ برای تفلون ۳ است.



شکل ۲۶.۱۳: میکرواستریپ(ریزنوار). (الف) نامتعادل (ب) متعادل.



شکل ۲۷.۱۳: ابعاد برای محاسبه امپدانس مشخصه.

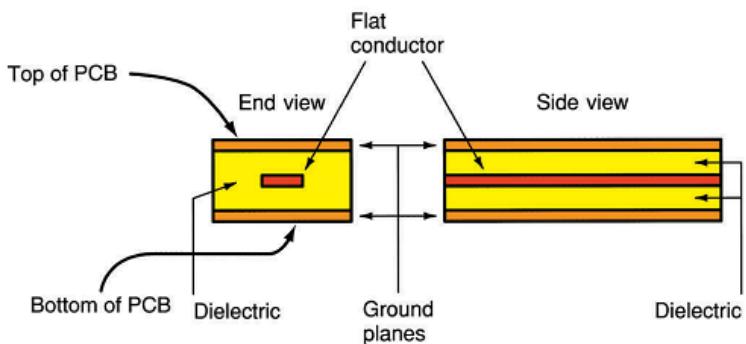
امپدانس مشخصه ریزنوار با ابعاد $t = ۰.۰۰۳\text{ in}$, $w = ۰.۱\text{ in}$, $h = ۰.۰۶۲۵\text{ in}$, $\epsilon = ۴/۵$ برابر است.

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{4/5 + 1/4}} \ln \frac{5.98(0.0625)}{0.8(0.1) + 0.003} = 53.9$$

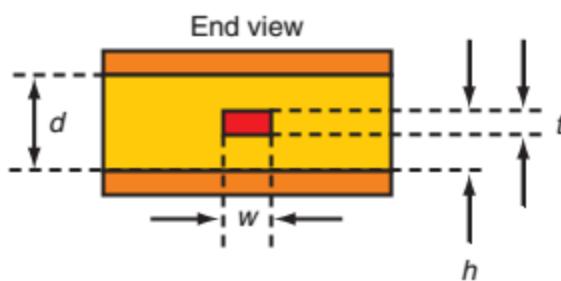
خطوط نواری: خطوط نواری یک هادی مسطح است که بین دو صفحه زمین قرار گرفته است (شکل ۲۸.۱۳). ساختن آن دشوارتر از میکرواستریپ است. با این حال، مانند میکرواستریپ تشعشع نمی‌کند. تشعشع تلفات ایجاد می‌کند. طول یک چهارم یا یک دوم طول موج در فرکانس کاری مورد نظر است و خطوط با انتهای اتصال کوتاه بیشتر از خطوط باز استفاده می‌شود. امپدانس مشخصه خط خطی با رابطه زیر داده می‌شود

$$Z_0 = \frac{\epsilon_0}{\epsilon} \ln \frac{4d}{0.677\pi w(0.8 + t/h)}$$

شکل (۲۹.۱۳) ابعاد مورد نیاز برای انجام محاسبات را نشان می‌دهد. حتی ریزنوارها و خطوط نواری کوچکتر را می‌توان با استفاده از تکنیک‌های IC یکپارچه، لایه نازک و ترکیبی ساخت. هنگامی که اینها با دیودها، ترانزیستورها و سایر اجزاء ترکیب می‌شوند، مدارهای مجتمع مایکروویو (MIC) تشکیل می‌شوند.



شکل ۲۸.۱۳: خطوط نواری.



شکل ۲۹.۱۳: ابعاد برای محاسبه امپدانس خطوط نواری.

مثال ۷-۱۳

خط انتقال میکرو استریپ باید به عنوان خازن $4pF$ در 80° مگاهرتز استفاده شود. دیالکتریک PCB برابر 3.6 است. ابعاد ریزنوار $t = 0.002 \text{ in}$, $w = 0.13 \text{ in}$, $h = 0.0625 \text{ in}$. (الف) امپدانس مشخصه خط و (ب) راکتانس خازن چقدر است؟

الف:

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon + 1/41}} \ln \frac{0.98h}{0.8w + t}$$

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{3.6 + 1/41}} \ln \frac{0.98(0.0625)}{0.8(0.13) + 0.002} = 48.9 \Omega$$

ب:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2\pi (800 \times 10^6)(4 \times 10^{-12})} = 49.74 \Omega$$

مثال ۸-۱۳

طول خط انتقال در مثال ۷-۱۳ چقدر است؟ به شکل (۲۵.۱۳) مراجعه کنید. نسبت X_C به Z_0 را در نظر بگیرید.



برای هر آتنی که اینجا می‌بینید، یک خط انتقال وجود دارد. کابل کواکسیال رایج‌ترین است، اما موجبرها برای مایکروویو استفاده می‌شود.

$$\frac{X_C}{Z_0} = \frac{49/76}{48/9} = 1.02 \approx 1$$

مقدار ۱ را در ناحیه عمودی X_C نمودار قرار دهید. به سمت راست حرکت کنید تا با منحنی خط چین را برای یک خط با انتهای باز رو برو شوید. طول موج را در محور افقی پایین $2/16$ یا $1/88$ بخوانید.

$$\lambda = \frac{984}{880} = 1.123 \text{ ft}, \quad \frac{\lambda}{\lambda} = \frac{1.123}{1} = 1.123 \text{ ft}$$

$$1.123 \text{ ft} = \times 12 \text{ in/ft} = 1.845 \text{ in}$$

سرعت انتشار برابر است با:

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{\epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{3/6}} = 0.527$$

$$\frac{\lambda}{\lambda} \times V_p = 1.845 \text{ in} \times 0.527 = 0.9723 \text{ in}$$

٤.١٣ نمودار اسمیت

ریاضیات مورد نیاز برای طراحی و تجزیه و تحلیل خطوط انتقال پیچیده است، خواه این خط یک کابل فیزیکی باشد که فرستنده گیرنده را به آتن متصل می‌کند یا به عنوان فیلتر یا شبکه تطبیق امپدانس استفاده می‌شود. این به این دلیل است که امپدانس‌های در گیر مختلط هستند و شامل عناصر مقاومتی و واکنشی (راکتانسی) می‌شوند. امپدانس‌ها به صورت معروف $R + jX$ هستند. محاسبات با اعداد مختلط مانند این طولانی و زمان بر است. علاوه بر این، بسیاری از محاسبات شامل روابط مثلثی هستند. اگرچه هیچ محاسبه فردی دشوار نیست، حجم محاسبات می‌تواند منجر به خطا شود. در ۱۹۳۰، یک مهندس باهوش تصمیم گرفت کاری انجام دهد تا احتمال خطا در محاسبات خطوط انتقال را کاهش دهد. نام مهندس فیلیپ اچ. اسمیت بود و در ژانویه ۱۹۳۹ نمودار اسمیت را منتشر کرد، نموداری مختلط که به حل بصری برای محاسبات خطوط انتقال اجازه می‌دهد.

امروزه، البته، ریاضیات محاسبات خطوط انتقال، به دلیل در دسترس بودن گسترده گزینه‌های محاسبات الکترونیکی، مشکلی ندارد. معادلات خطوط انتقال را می‌توان به راحتی در یک ماشین حساب علمی و مهندسی برای حل سریع و آسان برنامه ریزی کرد. کامپیوتراهای شخصی راه ایده‌آلی را برای انجام این محاسبات با استفاده از بسته‌های نرم افزاری خاص ریاضی و یا با استفاده از BASIC، Fortran C یا زبان دیگری برای نوشتن برنامه‌های خاص ارائه می‌دهند. بسته‌های نرم افزاری ریاضی که امروزه برای محاسبات مهندسی و علمی در دسترس هستند، در صورت تمایل، خروجی‌های گرافیکی نیز ارائه می‌دهند.

با وجود در دسترس بودن همه گزینه‌های محاسباتی امروزه، نمودار اسمیت هنوز استفاده می‌شود. فرمت منحصر به فرد آن یک روش کم و بیش استاندارد شده برای مشاهده و حل خط انتقال و مسائل مربوطه را ارائه می‌دهد. علاوه بر این، یک نمایش گرافیکی از یک معادله اطلاعات بیشتری نسبت به حل ساده معادله به دست می‌آورد. به این دلایل، آشنایی با نمودار اسمیت مطلوب است.

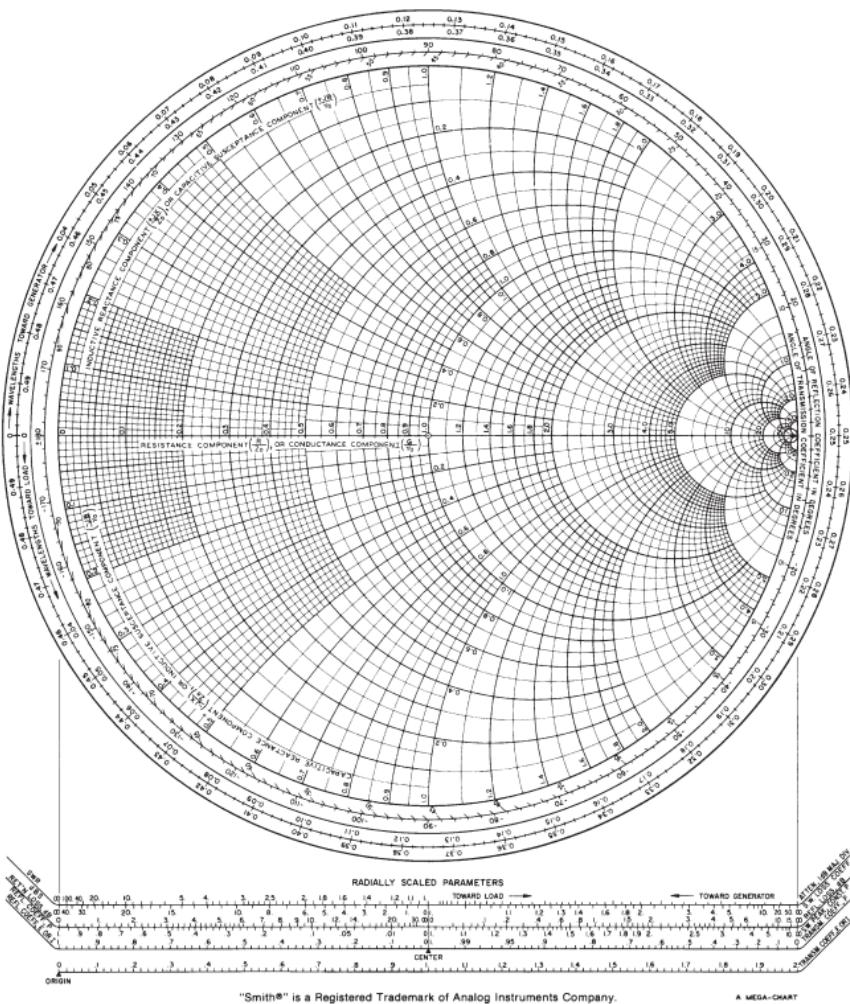
شکل (٣٠.١٣) نمودار اسمیت است. این نمودار تاثیرگذار با رسم دو مجموعه دایره متعامد (در زوایای قائمه) روی دایره سوم ایجاد می‌شود. نمودار اسمیت از ناشر اصلی، شرکت ایزار آنالوگ، و از لیک رله رادیویی آمریکا^{۲۲} (ARRL) در دسترس است. کاغذ نموداری اسمیت نیز در برخی از کتابفروشی‌های کالج و دانشگاه موجود است.

اولین گام در ایجاد نمودار اسمیت ترسیم مجموعه‌ای از دایره‌های خارج از مرکز در امتداد یک خط افقی است، همانطور که در شکل (٣١.١٣) نشان داده شده است. محور افقی مقاومت خالص یا خط راکتانس صفر است. نقطه انتهای سمت چپ خط نشان دهنده مقاومت صفر و نقطه سمت راست نشان دهنده مقاومت بی‌نهایت است. دایره‌های مقاومت بر روی این خط مقاومت خالص متمرکز شده و از آن عبور می‌کنند. دایره‌ها همه در نقطه مقاومت بی‌نهایت بر یکدیگر مماس هستند و مرکز همه دایره‌ها روی خط مقاومت قرار می‌گیرند.

هر دایره نشان دهنده تمام نقاط مقادیر مقاومت ثابت است. هر نقطه در دایره بیرونی نشان دهنده مقاومت Ω است. دایره‌های دیگر مقادیر مقاومت دیگری دارند. دایره $R = 1$ از مرکز دقیق خط مقاومت عبور می‌کند و به عنوان مرکز اصلی شناخته می‌شود. مقادیر مقاومت خالص و امپدانس مشخصه خط انتقال در این خط رسم شده است.

رایج‌ترین امپدانس خط انتقال که امروزه مورد استفاده قرار می‌گیرد $50\text{ }\Omega$ است. بهمین دلیل،

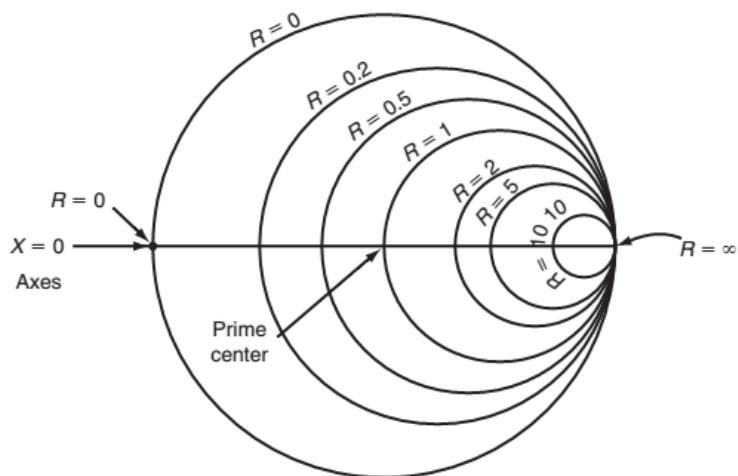
^{۲۲} American Radio Relay League (ARRL)



شکل ۳۰.۱۳: نمودار اسمیت

بیشتر امپدانس‌ها و راکتانس‌ها در محدوده 5° اهم هستند. بنابراین، مناسب است که مقدار 5° اهم را در مرکز اصلی نمودار قرار دهیم. این بدان معنی است که تمام نقاط روی دایره $1 = R$ نشان دهنده 5° اهم، تمام نقاط روی دایره $R = 0.5$ نشان دهنده 25° اهم، تمام نقاط روی دایره $R = 2$ نشان دهنده 100° اهم هستند و غیره.

نمودارهای اسمیت به شکل نرمال شده‌ای هستند که $1 = R$ در مرکز اصلی قرار دارد. کاربران نمودار اسمیت را برای کاربردهای خاص با اختصاص مقدار متفاوتی به مرکز اصلی توصیه می‌کنند. باقیمانده نمودار اسمیت با افروzen دایره‌های راکتانس، همانطور که در شکل (۳۰.۱۳) نشان داده شده است، تکمیل می‌شود. مانند دایره‌های مقاومتی، این دایره‌ها غیرعادی هستند و همه دایره‌ها در نقطه مقاومت نامحدود بهم می‌رسند. هر دایره نشان دهنده یک نقطه راکتانس ثابت است، با دایره‌های راکتانس القایی در بالا و دایره‌های راکتانس خازنی در پایین. توجه داشته باشید که



شکل ۳۱.۱۳: دایر مقاومت در نمودار اسمیت

دایره‌های راکتانس در نمودار ناقص هستند. فقط آن بخش از دایره‌ها در خط $R = 0$ در نمودار گنجانده شده است. مانند دایره‌های مقاومتی، دایره‌های واکنشی به‌شکل نرمال ارائه می‌شوند. قبل از ادامه، شکل‌های (۳۱.۱۳) و (۳۲.۱۳) را با نمودار کامل اسمیت در شکل (۳۰.۱۳) مقایسه کنید.

ترسیم و خواندن مقادیر امپدانس

نمودار اسمیت در شکل (۳۳.۱۳) چندین نمونه از مقادیر امپدانس رسم شده را نشان می‌دهد:

$$Z_1 = 1/5 + j 0/5$$

$$Z_2 = 5 - j 1/6$$

$$Z_3 = 0/2 + j 3$$

$$Z_4 = 0/4 - j 0/36$$

هر یک از آن نقاط را در نمودار اسمیت پیدا کنید و مطمئن شوید که متوجه شده‌اید که چگونه هر یک به‌دست آمده است.

مقادیر امپدانس رسم شده در شکل (۳۳.۱۳) مقادیر نرمال شده هستند. مقیاس بندی نمودار اسمیت تا یک محدوده امپدانس خاص مستلزم ضرب آن مقادیر در برخی از عوامل مشترک است. به عنوان مثال، بسیاری از نمودارهای اسمیت با 50Ω در مرکز اصلی ترسیم شده‌اند. امپدانس‌های ذکر شده در بالا برای ارزش مرکز اصلی 50Ω به‌شرح زیر است:

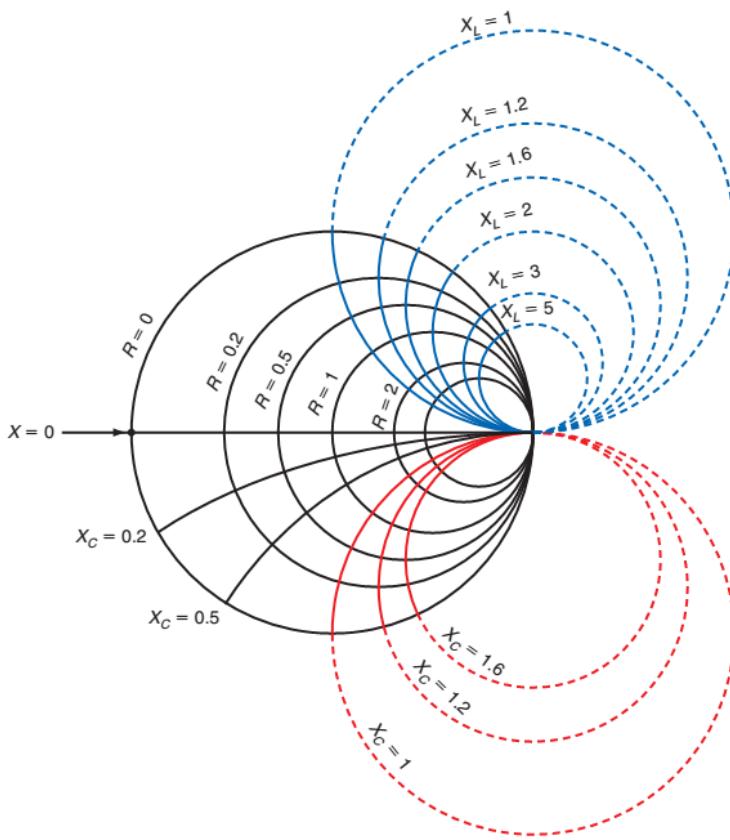
$$Z_1 = 75 + j 25$$

$$Z_2 = 250 - j 80$$

$$Z_3 = 10 + j 150$$

$$Z_4 = 20 - j 18$$

برای حل مسائل با مقادیر امپدانس واقعی، آنها را با تقسیم اعداد مقاومتی و راکتیو بر ضریبی برابر با مقدار مقاومت در مرکز اول، به‌شکل نرمالیزه شده قرار دهید. سپس اعداد را رسم کنید.



شکل ۳۲.۱۳: دوایر راکتانس در نمودار اسمیت

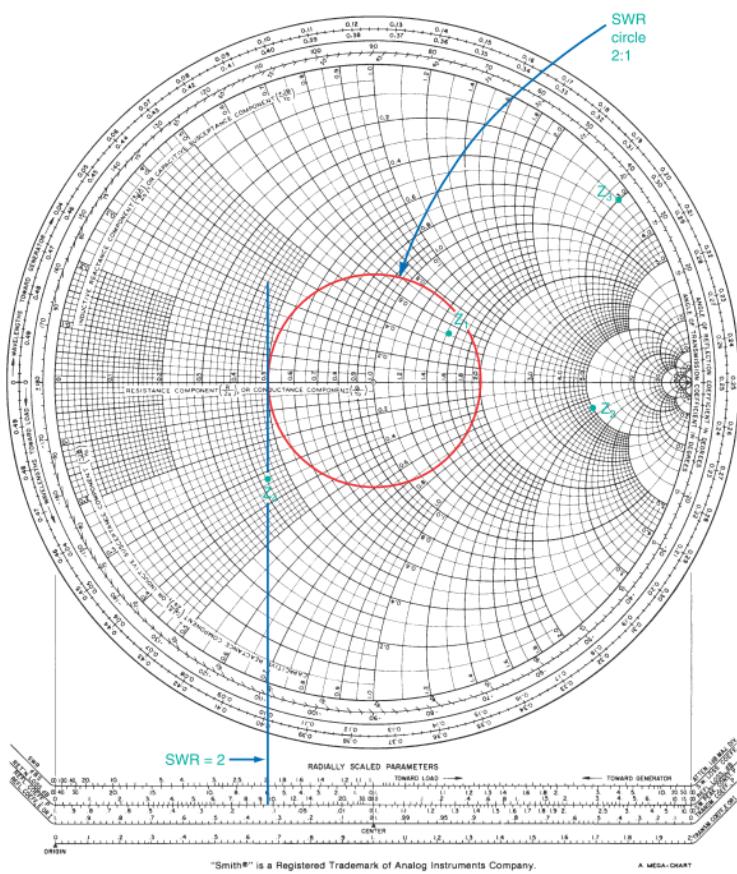
هنگامی که مقادیر را از نمودار اسمیت نرمالیزه می‌خوانید، با ضرب مقاومت و راکتانس در ضریبی برابر با مقاومت مرکز اول، آنها را به صورت امپدانس استاندارد تبدیل کنید.

مقیاس‌های طول موج

سه مقیاس در محیط بیرونی نمودار اسمیت در شکل (۳۰.۱۳) طول موج به سمت ژنراتور، طول موج به سمت بار و ضریب زاویه بازتاب بر حسب درجه است. مقیاس با برچسب "به سمت ژنراتور" از خط مقاومت صفر و راکتانس صفر شروع می‌شود و در جهت عقربه‌های ساعت به سمت موقعیت مقاومت بی‌نهایت حرکت می‌کند. نیمی از چرخش دایره‌ای 90° درجه است و در مقیاس نمودار اسمیت، یک چهارم طول موج را نشان می‌دهد. یک چرخش کامل یک دوم طول موج است. الگوهای خط انتقال ولتاژ و جریان توزیع شده در طول یک خط هر یک دوم طول موج تکرار می‌شود.

مقیاس با برچسب "به سمت بار" نیز از نقطه مقاومت صفر و راکتانس صفر شروع می‌شود و در جهت خلاف چرخش عقربه‌های ساعت برای یک چرخش کامل یا یک دوم طول موج حرکت می‌کند. نقطه مقاومت بی‌نهایت علامت طول موج یک چهارم است.

ضریب انعکاس (نسبت ولتاژ بازتابی به ولتاژ تابشی) دارای دامنه‌ای از 0° تا 1° است، اما می‌تواند به صورت زاویه‌ای از 0° تا 360° درجه، از 0° تا مثبت 180° درجه یا از 0° تا منفی 180° درجه بیان شود.



شکل ۳۳.۱۳: نمودار اسمیت با چهار مقدار امپدانس رسم شده است.

نیانگر صفر در نقطه مقاومت بینهایت در سمت راست خط مقاومت قرار دارد. داریه SWR

ضریب سکون SWR یک خط انتقال در نمودار اسمیت یک دایره است. اگر بار مقاومتی باشد و با امپدانس مشخصه خط تطبیق شده باشد، نسبت موج ایستاده ۱ است. این بهصورت یک نقطه در مرکز اصلی نمودار اسمیت رسم می‌شود. امپدانس خط در 50° اهم یا هر مقدار نرمال شده دیگر صاف است. با این حال، اگر بار کاملاً با امپدانس اولیه تطبیق نباشد، امواج ایستاده وجود خواهند داشت. SWR در چنین مواردی با دایره‌ای نشان داده می‌شود که مرکز آن مرکز اصلی است.

برای رسم دایره SWR، ابتدا SWR را با استفاده از یکی از روابط قبلی محاسبه کنید. برای این مثال، SWR را ۲ فرض کنید. با شروع از مرکز اصلی، به‌سمت راست در خط مقاومت حرکت کنید تا زمانی که مقدار ۲ مواجه شود. سپس با استفاده از یک پرگار، نقطه را در مرکز قرار دهید و یک دایره از علامت ۲ در سمت راست مرکز اصلی بکشید. دایره همچنین باید از علامت $0/5$ در سمت چپ مرکز اصلی عبور کند. دایره قرمز ترسیم شده در شکل (۳۳.۱۳) نموداری از تغییرات امپدانس را در امتداد یک خط انتقال تطبیق نشده یا رزونانس نشان می‌دهد. تغییرات در ولتاژ و جریان امواج

ایستاده بهاین معنی است که یک تغییر مداوم در امپدانس در طول خط وجود دارد. به عبارت دیگر، امپدانس در یک نقطه از خط تطبیق نشده با امپدانس در تمام نقاط دیگر خط متفاوت است. تمام مقادیر امپدانس روی دایره SWR ظاهر می‌شود.

دایره SWR همچنین می‌تواند برای تعیین حداکثر و حداقل نقاط ولتاژ در طول خط استفاده شود. به عنوان مثال، نقطه‌ای که دایره SWR از خط مقاومت در سمت راست مرکز اصلی عبور می‌کند، نقطه حداکثر یا اوج ولتاژ موج ایستاده بر حسب طول موج از بار را نشان می‌دهد. این همچنین حداکثر نقطه امپدانس روی خط است. نقطه‌ای که دایره SWR از خط مقاومت در سمت چپ مرکز اصلی عبور می‌کند، حداقل ولتاژ و نقاط امپدانس را نشان می‌دهد.

مقیاس‌های خطی چاپ شده در پایین نمودار اسمیت برای یافتن SWR، تلفات دسی‌بل و ضرب بارتاب استفاده می‌شود. به عنوان مثال، برای استفاده از مقیاس خطی SWR، به سادگی یک خط مستقیم مماس بر دایره SWR و عمود بر خط مقاومت در سمت چپ نمودار اسمیت رسم کنید. خط را به اندازه‌ای ادامه دهید که مقیاس SWR را در پایین نمودار قطع کند. این در شکل (۳۳.۱۳) انجام شده است. توجه داشته باشید که دایره SWR برای مقدار ۲ را می‌توان از مقیاس خطی SWR خواند.

خوب است بدانید که:

مقیاس‌های خطی چاپ شده در پایین نمودار اسمیت برای یافتن SWR، تلفات بر حسب دسی‌بل و ضرب بارتاب استفاده می‌شود.

استفاده از نمودار اسمیت: مثال‌ها

همانطور که در بالا توضیح داده شد، زمانی که بار با امپدانس مشخصه در یک کاربرد مشخصه تطبیق نداشته باشد، طول خط بخشی از امپدانس کل می‌شود که توسط ژنراتور مشاهده می‌شود. نمودار اسمیت راهی برای یافتن این امپدانس ارائه می‌دهد. هنگامی که امپدانس مشخص شد، می‌توان یک مدار تطبیق امپدانس اضافه کرد تا شرایط را جبران کند و خط را صاف و SWR را تا حد امکان به ۱ نزدیک کند.

مثال اول برای شکل (۳۴.۱۳): فرکانس کاری برای یک قطعه کابل کواکسیال U/RG-58A ۲۴ فوتی 140 MHz است. بار مقاومتی با مقاومت ۹۳ اهم است. امپدانس مشاهده شده توسط فرستنده چقدر است؟

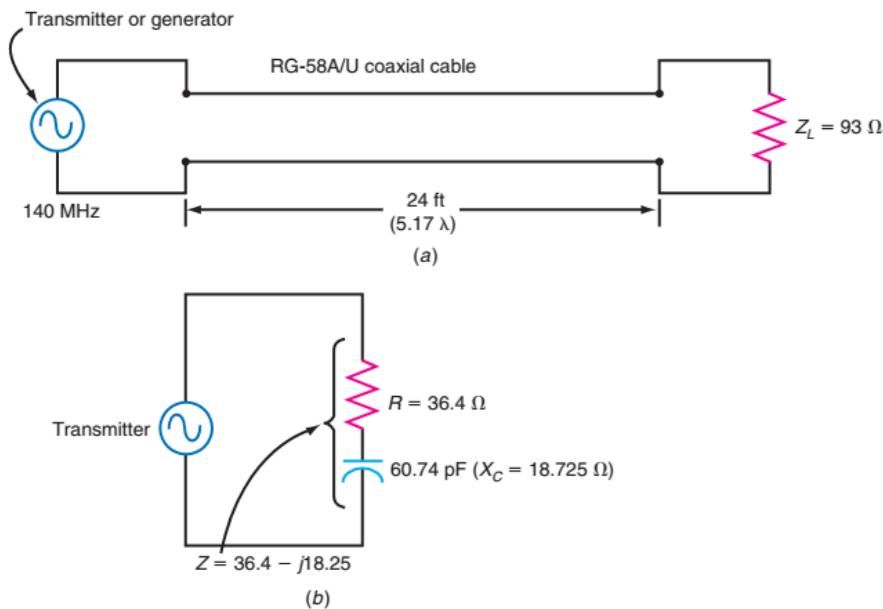
اولین قدم این است که تعداد طول موج‌هایی را که با ۲۴ فوت کابل نشان داده می‌شود، پیدا کنید.

$$\text{سیگنال } 140 \text{ MHz} \text{ دارای طول موج زیر است} \\ \lambda = \frac{984}{f} = \frac{984}{140} = 7.02 \text{ ft}$$

به یاد داشته باشید که کابل کواکسیال به دلیل کاهش سرعت سیگنال‌های RF در کابل، ضرب سرعت کمتر از ۱ دارد. ضرب سرعت $U/RG-58A$ ۰.۶۶ است. بنابراین، طول موج در 140 MHz برابر است با:

$$\lambda = 7.02 \times 0.66 = 4.64 \text{ ft}$$

تعداد طول موج‌های نشان داده شده توسط کابل ۲۴ فوتی برابر $24/4.64 = 5.178$ است. همانطور که قبل اشاره شد، تغییرات امپدانس در طول خط هر یک دوم طول موج و در نتیجه هر طول موج کامل تکرار می‌شود. بنابراین برای اهداف محاسبه، ما فقط به $178/0$ از مقدار فوق نیاز



شکل ۳۵.۱۳: پیدا کردن امپدانس یک زوج خط تطبیق نشده. (الف) مدار واقعی. (ب) مدار معادل.

داریم.

سپس، نمودار اسمیت را به امپدانس مشخصه کابل کواکسیال، که $53/5$ اهم است، نرمالیزه می‌کنیم. مقدار مرکز اصلی $53/5$ اهم است. در این صورت SWR محاسبه می‌شود:

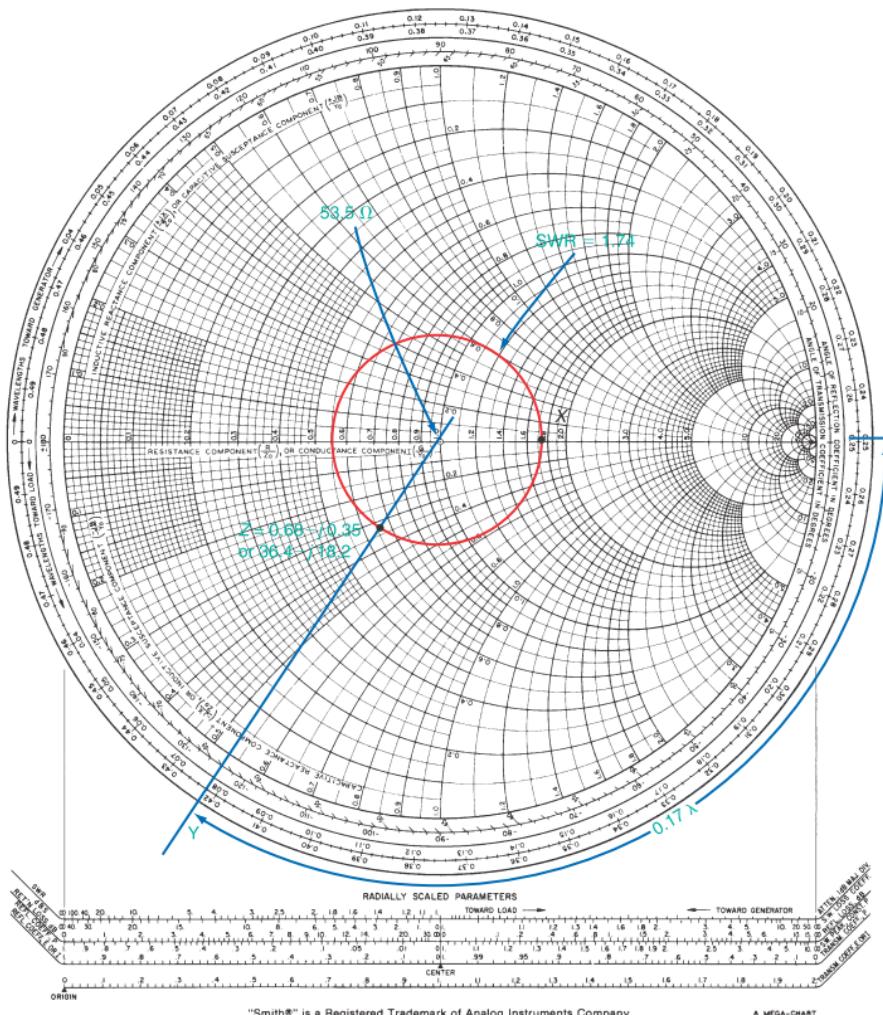
$$SWR = \frac{Z_l}{Z_0} = \frac{93}{53/5} = 1.74$$

این SWR اکنون در نمودار اسمیت رسم شده است. شکل (۳۵.۱۳) را ببینید، جایی که نقطه X نشان دهنده بار مقاومتی ۹۳ اهم است.

برای یافتن امپدانس در انتهای فرستنده کابل کواکسیال، در امتداد خط $5/5$ از بار به فرستنده یا ژنراتور حرکت می‌کنیم. به‌یاد داشته باشید که یک چرخش کامل حول نمودار اسمیت یک دوم طول موج است، زیرا مقادیر هر یک و نیم طول موج تکرار می‌شوند. سپس از نقطه X شروع کنید، در جهت عقربه‌های ساعت (به سمت ژنراتور) در اطراف دایره SWR برای 10° دور کامل حرکت کنید، که نشان دهنده 5λ است. این شما را به نقطه X برمی‌گرداند.

چرخش در جهت عقربه‌های ساعت را برای 178° اضافی ادامه دهید، در آنجا توقف کنید و آن نقطه را روی دایره SWR علامت بزنید. خطی از مرکز اول به محلی که نشان دهنده 178° است رسم کنید. علامت گذاری در سمت راست نقطه X علامت 25λ است. شما باید 178° از آن یا $0^\circ + 25^\circ = 42^\circ$ بروید. روی علامت 42° در قسمت پایین دایره در Y توقف کنید. یک خط از آنجا به مرکز اول بکشید. دوباره به شکل (۳۵.۱۳) مراجعه کنید.

نقطه‌ای که خط دایره SWR را قطع می‌کند امپدانسی است که ژنراتور می‌بیند. با خواندن مقادیر نمودار، $R \approx 68$ و $X_C \approx 35$ دارد. از آنجایی که نقطه در نیمه پایینی نمودار است، راکتانس خازنی است. بنابراین امپدانس در این نقطه $j_{-68/35}$ است.



شکل ۳۵.۱۳: یافتن بار ژنراتور با بار مقاومتی خط.

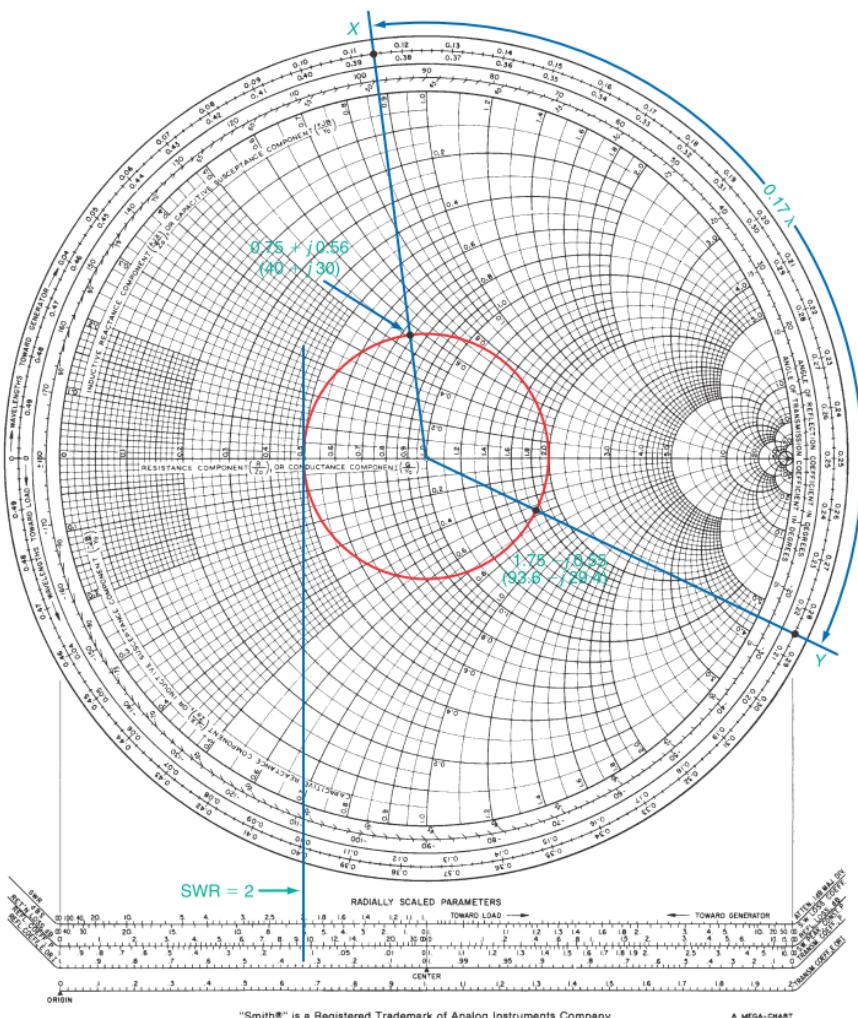
برای یافتن مقدار واقعی، از مقدار نرمال شده با ضرب در امپدانس مرکز اصلی یا $53/5$ تبدیل کنید:

$$Z = 53/5(0.68 - j0.35) = 36.4 - j18.2 \Omega$$

فرستنده چیزی را می‌بیند که به نظر می‌رسد یک مقاومت 36.4 اهمی به صورت سری با خازنی به راکتانس 18.2 اهم است. مقدار ظرفیت خازنی معادل برابر است با: [با استفاده از $X_C = 1/(2\pi f C)$ یا $C = 1/(2\pi f X_C)$].

$$C = \frac{1}{6.28(140 \times 10^6)(18.2)} = 60.74 \text{ pF}$$

مدار معادل در شکل (۳۴.۱۳)(ب) نشان داده شده است.
مثال دوم برای شکل (۳۶.۱۳): یک آنتن به خطی به مشخصات RG-58A/U ۲۴ft, $53/5 \Omega$ که



شکل ۳۶.۱۳: یافتن بار ژنراتور با بار مختلط.

در مثال اول توضیح داده شده است متصل است. بار $\Omega^{\text{ز}} + j^{\text{ز}} \cdot 40$ است. فرستنده چه امپدانسی را می‌بیند؟

مرکز اصلی مانند قبل $53/5$ اهم است. قبل از ترسیم امپدانس بار روی نمودار، باید آن را با تقسیم بر $53/5$ نرمالیزه کنید:

$$Z_L = \frac{40 + j30}{53/5} = 0.75 + j0.56 \Omega$$

نمودار این مقدار در شکل (۳۶.۱۲) نشان داده شده است. بهیاد داشته باشید که تمام امپدانس‌ها روی دایره SWR قرار می‌گیرند. شما می‌توانید دایره SWR را برای این مثال به سادگی با قرار دادن پرگار در مرکز اصلی با شعاع خارج از نقطه امپدانس بار و چرخش 36° درجه ترسیم کنید.

ضریب سکون از نمودار پایین شکل با گسترش یک خط عمود بر محور مقاومت تا خط SWR به دست می‌آید. SWR حدود ۱ : ۲ است.

مرحله بعدی کشیدن خطی از مرکز اصلی از طریق امپدانس بار رسم شده است بهطوری که مقیاس‌های طول موج را در محیط منحنی قطع کند. دوباره بهشکل (۳۶.۱۳) مراجعه کنید. از آنجایی که نقطه شروع ما امپدانس بار است، از مقیاس "به سمت ژنراتور" برای تعیین امپدانس در ورودی خط استفاده می‌کنیم. در نقطه X مقدار طول موج 116° است.

اکنون، چون ژنراتور $178^{\circ}/5$ از بار فاصله دارد و بهدلیل اینکه قرائت‌ها هر نیم طول موج تکرار می‌شوند، در جهت عقربه‌های ساعت $116^{\circ} : ۰/۲۸۶^{\circ} = ۰/۱۷۸^{\circ}$ به سمت ژنراتور حرکت می‌کنید. این نقطه در شکل (۳۶.۱۳) با Y مشخص شده است.

از نقطه Y از مرکز اول یک خط بکشید. نقطه‌ای که در آن دایره SWR را قطع می‌کند نشان دهنده امپدانسی است که توسط ژنراتور مشاهده می‌شود. مقدار نرمالیزه $j_{0/55} - 1/75$ است. با تصحیح این برای مرکز اصلی $53/5^{\circ}$ اهم، خواهیم داشت:

$$Z = 53/5(1/75 - j_{0/55}) = 93/6 - j_{29/4} \Omega$$

این امپدانسی است که ژنراتور می‌بیند.

مثال سوم برای شکل (۳۷.۱۳): در بسیاری از موارد، آتنن یا امپدانس بار دیگر مشخص نیست. اگر با خط تطبیق نشده باشد، خط این امپدانس را تغییر می‌دهد تا فرستنده امپدانس متفاوتی را ببیند. یکی از راه‌های یافتن امپدانس کلی و همچنین امپدانس آتنن یا دیگر امپدانس بار، اندازه‌گیری امپدانس ترکیبی بار و خط انتقال در انتهای فرستنده با استفاده از یک پل امپدانس است. سپس نمودار اسمیت می‌تواند برای یافتن مقادیر امپدانس هر یک استفاده شود.

کابل کواکسیال دی‌الکتریک فوم RG-11/U بطول 5° فوت با امپدانس مشخصه 75° اهم و ضریب سرعت $8/0$ دارای فرکانس کاری 72 مگاهرتز است. بار آتننی است که امپدانس واقعی آن ناشناخته است. یک اندازه‌گیری در انتهای فرستنده کابل، امپدانس مختلط $j_{43} + 82/0$ را بهما می‌دهد. امپدانس آتنن چقدر است؟

طول موج در بازه 72 مگاهرتز $= 13/67^{\circ}$ فوت است. با در نظر گرفتن ضریب سرعت بازده

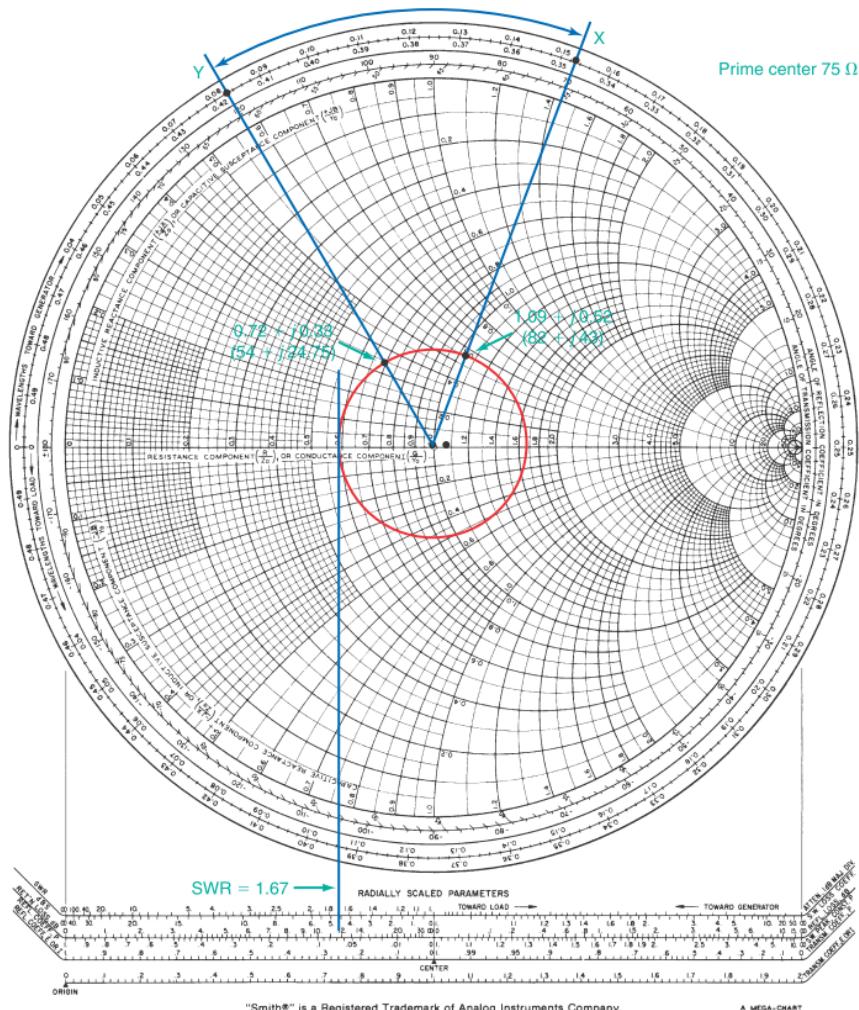
$$\lambda = 13/67^{\circ} \times 8/0 = 10/93^{\circ} ft$$

طول کابل 5° فوت، و بر حسب طول موج، $4/57 = 50/10/93$ است. مانند قبل، مقدار 578° طولی است که کاربرد عملی دارد.

ابتدا امپدانس اندازه‌گیری شده نرمالیز شده و رسم می‌شود. مرکز اصلی 75Ω است. در شکل (۳۷.۱۳) $Z = 75 = 52/0 + j_{43} + 82/0$ بروی نمودار اسمیت رسم شده است. دایره SWR از طریق این نقطه از مرکز اصلی رسم می‌شود. سپس یک خط مماس از دایره به نمودار خطی در پایین رسم می‌شود. SWR برابر $1/67$ است.

در مرحله بعد، خطی از مرکز اصلی به نقطه امپدانس نرمالیزه و از طریق نمودارهای طول موج در محیط نمودارها رسم می‌شود. این مقیاس "به سمت بار" را در نقطه X یا 3468° قطع می‌کند. رجوع به شکل شود.

امپدانس رسم شده همان چیزی است که در انتهای ژنراتور دیده می‌شود، بنابراین برای یافتن امپدانس بار لازم است که نمودار را به سمت بار در خلاف جهت عقربه‌های ساعت حرکت دهیم. مسافتی برابر با طول کابل که $4/578$ است حرکت می‌کنیم. ۹ چرخش کامل از نقطه X نشان دهنده $4/58$ است که ما را به نقطه X برمی‌گرداند. سپس 78° بیشتر در خلاف جهت عقربه‌های ساعت می‌چرخانیم تا طول را کامل کنیم. این ما را در نقطه $4168^{\circ} = 3468^{\circ} + 0/07^{\circ}$ قرار می‌دهد که در



شکل ۳۷.۱۳: یافتن امپدانس بار.

شکل (۳۷.۱۳) نقطه Y تعیین شده است. سپس یک خط از Y به مرکز اصلی رسم می‌کنیم. نقطه‌ای که این خط دایره SWR را قطع می‌کند امپدانس واقعی آنتن است. مقدار نرمالیزه $0^{\circ}/72 + j0^{\circ}/33$ است. ضرب در 75 مقدار واقعی امپدانس آنتن را نشان می‌دهد:

$$Z = 75(0^{\circ}/72 + j0^{\circ}/33) = 54 + j24/75 \Omega$$

سؤالات:

۱. دو نوع اصلی خطوط انتقال را نام ببرید. کدام پرکاربردتر است؟
۲. نام خط انتقالی که یکی از دو هادی آن به زمین متصل است چیست؟
۳. یک نوع خط متعادل معروف را نام ببرید.

۴. نام مسافتی که یک سیگنال در طول یک سیکل طی می‌کند چیست؟
۵. یک کانکتور معروف UHF که برای کابل کواکسیال استفاده می‌شود نام ببرید.
۶. کانکتور کابل کواکسیال که معمولاً در تجهیزات آزمایشی و شبکه‌های LAN استفاده می‌شود چیست؟
۷. بهترین کانکتور کابل کواکسیال برای کاربردهای UHF و مایکروویو چیست؟
۸. چه نوع کانکتور کواکسیال به‌طور گسترده برای اتصالات تلویزیون کابلی و VCR استفاده می‌شود؟
۹. مدار معادل یک خط انتقال را شرح دهید.
۱۰. چه چیزی امپدانس مشخصه یک خط انتقال را تعیین می‌کند؟
۱۱. نام دیگر امپدانس مشخصه چیست؟
۱۲. اهمیت ضریب سرعت در تعیین طول کابل چیست؟
۱۳. فرکانس قطع کابل کواکسیال با طول آن چگونه تغییر می‌کند؟
۱۴. الگوی جریان و ولتاژ را در امتداد یک خط انتقال بهدرستی تطبیق دهید.
۱۵. توضیح دهید که اگر یک خط انتقال در امپدانس مشخصه خود خاتمه نیابد چه اتفاقی می‌افتد.
۱۶. هنگامی که بار و امپدانس خط انتقال با هم تطبیق ندارند چه تأثیری بر توان انتقالی دارد؟
۱۷. تحت کدام دو شرط تمام توان تابشی روی یک خط متاثر می‌شود؟
۱۸. نسبت ولتاژ بازتاب به ولتاژ تابشی در خط انتقال چیست؟
۱۹. به خط انتقال تطبیق نشده چه می‌گویید؟
۲۰. طول یک خط انتقال تطبیق شده بر SWR چگونه تأثیر می‌گذارد؟
۲۱. دو روش برای اجرای مدار رزونانس سری با خط انتقال نام ببرید.
۲۲. خطوط انتقالی که کمتر از $\lambda/4$ یا بین $\lambda/4$ و $\lambda/2$ در فرکانس کاری هستند چگونه عمل می‌کنند؟
۲۳. یک چرخش کامل حول نمودار اسمیت چند طول موج را نشان می‌دهد؟

مسائل:

۱. طول موج را بر حسب متر در فرکانس 350 MHz مگاهرتز محاسبه کنید.
۲. خط $3/5$ اینچ در چه فرکانسی یک دوم طول موج را نشان می‌دهد؟
۳. یک کابل کواکسیال دارای ظرفیت 30 pF/ft و اندوکتانس 78nH/ft است. امپدانس مشخصه چقدر است؟

۴. یک کابل کواکسیال دارای ظرفیت $17pF/ft$ است. امپدانس مشخصه $75\ \Omega$ است. اندوکتانس معادل در هر فوت چقدر است؟
۵. ضریب سرعت کابل کواکسیال با ثابت دیالکتریک 2.5 چقدر است؟
۶. برگه اطلاعات سازنده بیان می‌کند که ضریب سرعت برای یک کابل کواکسیال خاص 70% است. ثابت دیالکتریک چقدر است؟
۷. طول کابل کواکسیال ربع موج با ضریب سرعت 80% در فرکانس 49 مگاهرتز را بر حسب فوت تعیین کنید.
۸. تاخیر زمانی کابل کواکسیال با مشخصات ارائه شده در مسئله هفتم، اگر طول 65 فوت باشد، چقدر است؟
۹. تاخیر زمانی $120\ \mu s$ فوت کابل کواکسیال با ثابت دیالکتریک 70% چقدر است؟
۱۰. چه مقدار تغییر فاز توسط یک کابل کواکسیال به طول 15 فوت به سیگنال موج سینوسی 10 مگاهرتز وارد می‌شود؟ ثابت دیالکتریک 2.9 است.
۱۱. تضعیف 35% فوت کابل کواکسیال U RG-11 در 100 مگاهرتز چقدر است؟
۱۲. تضعیف تقریبی 27% فوت کابل کواکسیال نوع 9913 در 928 مگاهرتز چقدر است؟
۱۳. یک فرستنده دارای توان خروجی 3 وات است که به آن یک آنتن از طریق کابل U RG-58A به طول 20 فوت تغذیه می‌شود. چقدر توان به آنتن می‌رسد؟
۱۴. امپدانس خط انتقال برای انتقال بهینه توان از یک ژنراتور به یک بار 52 اهم چقدر باید باشد؟
۱۵. کابل کواکسیال 52 اهم دارای بار آنتن 36 اهم است. SWR چقدر است؟
۱۶. اگر بار و امپدانس‌های خط کابل در مسئله 15 تطبیق داشته باشند، SWR چقدر است؟
۱۷. حداکثر ولتاژ در طول یک خط انتقال 170 ولت و حداقل ولتاژ 80 ولت است. SWR و ضریب انعکاس را محاسبه کنید.
۱۸. ضریب انعکاس یک خط انتقال 75% است. SWR چقدر است؟
۱۹. ضریب بازتاب و SWR یک خط انتقال باز یا کوتاه چقدر است؟
۲۰. یک خط انتقال دارای SWR (ضریب سکون) 1.65 است. قدرت اعمال شده به خط 50 وات است. مقدار توان منعکس شده چقدر است؟
۲۱. قدرت سنج در یک خط انتقال، توان پیشرونده 1150 و 50 وات توان بازتابی را نشان می‌دهد. SWR چقدر است؟
۲۲. اگر تغییرات ولتاژ در طول خط در فواصل زمانی معین به صفر برسد، مقدار امپدانس بار روی خط انتقال چقدر باید باشد؟

۲۳. خط انتقال سیم باز ۶ در طولانی مدت به عنوان یک مدار تشدید موازی در چه فرکانسی عمل می کند؟ (دی الکتریک هوا است).

۲۴. یک کابل کواکسیال دارای ضریب سرعت ۸۰/۶۸ است. طول نیم موج این کابل در ۱۳۳ مگاهرتز چقدر است؟

۲۵. امپدانس خط ریزنواری را محاسبه کنید که ابعاد آن $h = ۰/۰۵$ اینچ، $w = ۰/۱۲۵$ اینچ و $t = ۰/۰۰۲$ in است. ثابت دی الکتریک ۴/۵ است.

۲۶. طول ربع موج ریزنوار در مسئله ۲۵ در فرکانس ۹۱۵ مگاهرتز چقدر است؟

۲۷. امپدانس های زیر را به شکل نرمالیزه روی نمودار اسمیت ترسیم کنید: $Z_1 = ۸۰ + j25$ و $Z_2 = ۳۵ - j98$ ، با فرض مقدار مرکزی اصلی ۵۲ اهم.

۲۸. امپدانس بار $j58 - 10j4$ را روی یک خط کواکسیال رسم کنید. نمودار اسمیت مقدار امپدانس مشخصه را ۷۵ اهم فرض کنید. سپس SWR را پیدا کنید.

۲۹. اگر فرکانس کاری ۲۳۰ مگاهرتز و طول کابل ۳۰ فوت برای مسئله ۲۸ باشد، اگر ضریب سرعت ۶۶٪ باشد امپدانس ژنراتور چقدر است؟ از نمودار اسمیت استفاده کنید و همه کارها را نشان دهید.

۳۰. اگر یک بار ۵۲ اهمی به یک کابل کواکسیال ۵۲ اهمی وصل شود دایره SWR در نمودار اسمیت چگونه به نظر می رسد؟

مسائل چالش برانگیز:

۱. عملکرد یک خط انتقال، یک چهارم یا یک دوم طول موج در فرکانس کاری، در صورتی که خط اتصال کوتاه یا باز باشد را شرح دهید. چگونه می توان از چنین خطی استفاده کرد؟

۲. خطوط انتقال اجرا شده بر روی برد مدار چاپی در چه فرکانس هایی عملی می شوند؟

۳. مشخصات میکرواستریپ و استریپ لاین را با هم مقایسه کنید. کدام ارجح است و چرا؟

۴. یک کابل کواکسیال ۲۲ فوتی با امپدانس ۵۰ اهم دارای ضریب سرعت ۷۸٪ است. فرکانس کار ۴۰۰ مگاهرتز است. امپدانس بار آنتن همراه با امپدانس کابل که در انتهای ژنراتور کابل اندازه گیری می شود $jz = ۷۴ + ۷۶$ است. امپدانس آنتن همانطور که در نمودار اسمیت تعیین شده چقدر است؟

SWR چقدر است؟

۵. فرض کنید که یک موج مربعی ۱۰ مگاهرتز به کابل کواکسیال RG-58A/U به طول ۲۰۰ فوت اعمال می شود. آن به درستی خاتمه یافته است. سیگنال را در بار توصیف کنید و توضیح دهید که چرا سیگنال به همان شکل ظاهر می شود (شکل ۱۳.۱۳).

۶. توضیح دهید که چگونه یک خط انتقال کواکسیال (RG-59/U) می تواند به عنوان فیلتر برای حذف تداخل در ورودی گیرنده استفاده شود. فرکانس را $10\sqrt{3}$ مگاهرتز در نظر بگیرید. فیلتر را طراحی و اندازه آنرا محاسبه کنید.

كتاب نامه

- [1] D.J. Griffiths, *Introduction to Electrodynamics*, (Pearson, San Francisco, 2008)
- [2] J.D. Jackson, *Classical Electrodynamics* (Wiley, New York, 1999)
- [3] B. Mahon, How Maxwell's equations came to light. Nat. Photonics 9, 2–4 (2015)
- [4] L. Mandel, E. Wolf, *Optical Coherence and Quantum Optics* (Cambridge University Press,Cambridge, 1995)
- [5] B. Richards, E. Wolf, Electromagnetic simulation in optical systems II. Structure of the image field in an aplanatic system. Proc. R. Soc. Lond. Ser. A 253, 358 (1959)
- [6] L. Novotny, B. Hecht, *Principles of Nano-Optics* (Cambridge University Press, Cambridge, 2012)
- [7] J. Dongarra, F. Sullivan, Guest editors introduction to the top 10 algorithms. Comput. Sci. Eng. 2, 22 (2000)
- [8] W.H. Press, S.A. Teukolsky, W.T. Vetterling, B.P. Flannery, Numerical Recipes in C++:*The Art of Scientific Computing*, 2nd edn. (Cambridge University Press, Cambridge, 2002)
- [9] P.H. Jones, O.M. Marago, G. Volpe, Optical Tweezers (Cambridge University Press, Cambridge, 2015)
- [10] A. Gennerich (ed.), *Optical Tweezers* (Springer, Berlin, 2017)
- [11] O.M. Marago, P.H. Jones, P.G. Gucciardi, G. Volpe, A.C. Ferrari, Optical trapping and manipulation of nanostructures. Nat. Nanotechnol. 8, 807 (2013)
- [12] S. Chu, Nobel lecture: the manipulation of neutral particles. Rev. Mod. Phys. 70, 685–706 (1998)

- [13] F.M. Fazal, S.M. Block, Optical tweezers study life under tension. *Nat. Photonics* 5, 318 (2011)
- [14] R.N.C. Pfeifer, T.A. Nieminen, N.R. Heckenberg, H. Rubinsztein-Dunlop, Colloquium: momentum of an electromagnetic wave in dielectric media. *Rev. Mod. Phys.* 79, 1197–1216 (2007)
- [15] S.M. Barnett, Resolution of the Abraham-Minkowski dilemma. *Phys. Rev. Lett.* 104, 070401 (2010)
- [16] A.M. Yao, M.J. Padgett, Orbital angular momentum: origins, behavior, and applications. *Adv.Optics Photonics* 3, 161–204 (2011)
- [17] M.J. Padgett, Orbital angular momentum 25 years on. *Opt. Express* 25, 11265 (2017)
- [18] K.T. Gahagan, G.A. Swartzlander, Simultaneous trapping of low-index and high-index nanoparticles observed with an optical-vortex trap. *J. Opt. Soc. Am. B* 16, 533 (1999)
- [19] L. Challis, F. Sheard, The Green of the Green functions. *Phy. Today* 41 (2003)
- [20] W.C. Chew, *Waves and Fields in Inhomogeneous Media* (IEEE Press, Piscataway, 1995)
- [21] J.A. Stratton, L.J. Chu, Diffraction theory of electromagnetic waves. *Phys. Rev.* 56, 99–107 (1939)
- [22] E. Abbe, Beiträge zur Theorie des Mikroskops und der mikroskopischen Wahrnehmung. *Archiv Mikroskop Anat.* 9, 413 (1873)
- [23] B. Hecht, B. Sick, U.P. Wild, V. Deckert, R. Zenobi, O.J.F. Martin, D.W. Pohl, Scanning nearfield optical microscopy with aperture probes: fundamentals and applications. *J. Chem. Phys.* 112, 7761 (2000)
- [24] M.A. Paesler, P.J. Moyer, *Near-Field Optics: Theory, Instrumentation, and Applications* (Wiley, New York, 1996)
- [25] H.A. Bethe, Theory of diffraction by small holes. *Phys. Rev.* 66, 163 (1944)
- [26] C.J. Bouwkamp, On Bethe's theory of diffraction by small holes. *Philips Res. Rep.* 5, 321 (1950)
- [27] H.F. Hess, E. Betzig, T.D. Harris, L.N. Pfeiffer, K.W. West, Near-field spectroscopy of the quantum constituents of a luminescent system. *Science* 264, 1740 (1994)

- [28] E. Betzig, G.H. Patterson, R. Sougrat, O.W. Lindwasser, S. Olenych, J.S. Bonifacino, M.W. Davidson, J. Lippincott-Schwartz, H.F. Hess, Imaging intracellular fluorescent proteins at nanometer resolution. *Science*313, 1642–1645 (2006)
- [29] M.J. Rust, M. Bates, X. Zhuang, Sub diffraction-limit imaging by stochastic optical reconstruction microscopy (STORM). *Nat. Methods*3, 793–796 (2006)
- [30] S.W. Hell, J. Wichmann, Breaking the diffraction resolution limit by stimulated emission: stimulated-emission-depletion fluorescence microscopy. *Op. Lett.*19, 780–782 (1994)
- [31] P. Tinnefeld, C. Eggeling, S.W. Hell (eds.), *Far-Field Optical Nanoscopy* (Springer, Berlin, 2015)
- [32] R.E. Thompson, D.R. Larson, W.W. Webb, Precise nanometer localization analysis for individual fluorescent probes. *Biophys. J.*82, 2775–2783 (2002)
- [33] F. Göttfert, C.A. Wurm, V. Mueller, S. Berning, V.C. Cordes, A. Honigmann, S.W. Hell, Coaligned dual-channel STED nanoscopy and molecular diffusion analysis at 20 nm resolution. *Biophys. J.*105, L01–L03 (2013)
- [34] P.B. Johnson, R.W. Christy, Optical constants of the noble metals. *Phys. Rev. B*6, 4370 (1972)
- [35] E.D. Palik, *Handbook of Optical Constants of Solids*(Academic, San Diego, 1985)
- [36] N.W. Ashcroft, N.D. Mermin, *Solid State Physics*(Saunders, Fort Worth, 1976)
- [37] A.H. Castro Neto, F. Guinea, N.M.R. Peres, K.S. Novoselov, A.K. Geim, The electronic properties of graphene. *Rev. Mod. Phys.*81, 109 (2009)
- [38] F.J. Garcia de Abajo, Graphene plasmonics: challenges and opportunities. *ACS Photonics*1, 135 (2014)
- [39] B. Wunsch, T. Stauber, F. Sols, F. Guinea, Dynamical polarization of graphene at finite doping. *New J. Phys.*8, 318 (2006)
- [40] E.H. Hwang, S. Das Sarma, Dielectric function, screening, and plasmons in 2d graphene. *Phys. Rev. B*75, 205418 (2007)
- [41] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, W.J. Stewart, Magnetism from conductors, and enhanced non-linear phenomena. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*47, 2075 (1999)

- [42] C.M. Soukoulis, M. Wegener, Past achievements and future challenges in the development of three-dimensional photonic metamaterials. *Nat. Photonics* 5, 523 (2011)
- [43] R.J. Potton, Reciprocity in optics. *Rep. Prog. Phys.* 67, 717 (2004)
- [44] H. Atwater, The promise of plasmonics. *Sci. Am.* 296(4), 56 (2007)
- [45] J. Heber, News feature: surfing the wave. *Nature* 461, 720 (2009)
- [46] A. Otto, Excitation of nonradiative surface plasma waves in silver by the method of frustrated total reflection. *Z. Phys.* 216(4), 398–410 (1968)
- [47] E. Kretschmann, Die Bestimmung optischer Konstanten von Metallen durch Anregung von Oberflächenplasmaschwingungen. *Z. Phys.* 241, 313 (1971)
- [48] T.W. Ebbesen, H.J. Lezec, H.F. Ghaemi, T. Thio, P.A. Wolff, Extraordinary optical transmission through sub-wavelength hole arrays. *Nature* 391, 667–669 (1998)
- [49] S. Xiao, X. Zhu, B.-H. Li, N.A. Mortensen, Graphene-plasmon polaritons: from fundamental properties to potential applications. *Front. Phys.* 11, 117801 (2016).
- [50] J. Chen, M. Badioli, P. Alonso-Gonzalez, S. Thongrattanasiri, F. Huth, J. Osmond, M. Spasenovic, A. Centeno, A. Pesquera, P. Godignon, A. Z. Elorza, N. Camara, F.J. Garcia de Abajo, R. Hillenbrand, F. Koppens, Optical nano-imaging of gate-tunable graphene plasmons. *Nature* 487, 77 (2012)
- [51] Z. Fei, A.S. Rodin, G.O. Andreev, W. Bao, A.S. McLeod, M. Wagner, L.M. Zhang, Z. Zhao, G. Dominguez M. Thiemens, M.M. Fogler, A.H. Castro Neto, C.N. Lau, F. Keilmann, D.N. Basov, Gate-tuning of graphene plasmons revealed by infrared nano-imaging. *Nature* 487, 82 (2012)
- [52] M.A. Cooper, Optical biosensors in drug discovery. *Nat. Rev. Drug Discov.* 1, 515 (2002)
- [53] V.G. Veselago, The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ . *Sov. Phys. Uspekhi* 56, 509 (1964)
- [54] J.B. Pendry, Negative refraction makes a perfect lens. *Phys. Rev. Lett.* 85, 3966 (2000)
- [55] K.Y. Bliokh, Y.P. Bliokh, V. Freilikher, S. Savel'ev, F. Nori, Colloquium: unusual resonators: plasmonics, metamaterials, and random media. *Rev. Mod. Phys.* 80, 1201–1213 (2008)

- [56] J.B. Pendry, D. Schurig, D.R. Smith, Controlling electromagnetic fields. *Science* 312, 1780 (2006)
- [57] U. Leonhardt, Optical conformal mapping. *Science* 312, 1777 (2006)
- [58] D. Schurig, J.J. Mock, B.J. Justice, S.A. Cummer, J.B. Pendry, A.F. Starr, D.R. Smith, Metamaterial electromagnetic cloak at microwave frequencies. *Science* 314, 977 (2006)
- [59] N. Fang, H. Lee, C. Sun, X. Zhang, Subdiffraction-limited optical imaging with a silver superlens. *Science* 308, 534 (2005)
- [60] C.F. Bohren, D.R. Huffman, *Absorption and Scattering of Light* (Wiley, New York, 1983)
- [61] F.J. García de Abajo, J. Aizpurua, Numerical simulation of electron energy loss near inhomogeneous dielectrics. *Phys. Rev. B* 56, 15873 (1997)
- [62] G. Boudarham, M. Kociak, Modal decompositions of the local electromagnetic density of states and spatially resolved electron energy loss probability in terms of geometric modes. *Phys. Rev. B* 85, 245447 (2012)
- [63] F.-P. Schmidt, H. Ditlbacher, U. Hohenester, A. Hohenau, F. Hofer, J.R. Krenn, Dark plasmonic breathing modes in silver nanodisks. *Nano Lett.* 12, 5780 (2012)
- [64] M.I. Stockman, Nanoplasmonics: past, present, and glimpse into future. *Opt. Express* 19, 22029 (2011)
- [65] I.D. Mayergoyz, D.R. Fredkin, Z. Zhang, Electrostatic (plasmon) resonances in nanoparticles. *Phys. Rev. B* 72, 155412 (2005)
- [66] P. Zijlstra, P.M. Paulo, M. Orrit, Optical detection of single non-absorbing molecules using the surface plasmon resonance of a gold nanorod. *Nat. Nanotechnol.* 7, 379 (2012)
- [67] J. Becker, A. Trügler, A. Jakab, U. Hohenester, C. Sönnichsen, The optimal aspect ratio of gold nanorods for plasmonic bio-sensing. *Plasmonics* 5, 161 (2010)
- [68] E. Prodan, C. Radloff, N.J. Halas, P. Nordlander, Hybridization model for the plasmon response of complex nanostructures. *Science* 302, 419 (2003)
- [69] A. Aubry, D. Yuan Lei, A.I. Fernandez-Dominguez, Y. Sonnefraud, S.A. Maier, J.B. Pendry, Plasmonic light-harvesting devices over the whole visible spectrum. *Nano Lett.* 10, 2574 (2010)

- [70] R.C. McPhedran, W.T. Perrins, Electrostatic and optical resonances of cylinder pairs. *Appl. Phys.* 24, 311 (1981)
- [71] A. Aubry, D. Yuan Lei, S.A. Maier, J.B. Pendry, Conformal transformation applied to plasmonics beyond the quasistatic limit. *Phys. Rev. B* 82, 205109 (2010)
- [72] D.Y. Lei, A. Aubry, S.A. Maier, J.B. Pendry, Broadband nano-focusing of light using kissing nanowires. *New. J. Phys.* 12, 093030 (2010)
- [73] W. Zhu, R. Esteban, A.G. Borisov, J.J. Baumberg, P. Nordlander, H.J. Lezec, J. Aizpurua, K.B. Crozier, Quantum mechanical effects in plasmonic structures with subnanometre gaps. *Nat. Commun.* 7, 11495 (2016)
- [74] G. Mie, Beiträge zur Optik trüber Medien, speziell kolloidaler Metallösungen. *Ann. Phys.* 330, 377 (1908) 654 References
- [75] Y. Chang, R. Harrington, A surface formulation for characteristic modes of material bodies. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 25(6), 789–795 (1977)
- [76] A.J. Poggio, E.K. Miller, Chapter 4: integral equation solutions of three-dimensional scattering problems, in *Computer Techniques for Electromagnetics*, ed. by R. Mittra. International Series of Monographs in Electrical Engineering (Pergamon, 1973), pp. 159–264
- [77] T.K. Wu, L.L. Tsai, Scattering from arbitrarily-shaped lossy dielectric bodies of revolution. *Radio Sci.* 12(5), 709–718 (1977)
- [78] P.T. Leung, S.Y. Liu, K. Young, Completeness and orthogonality of quasinormal modes in leaky optical cavities. *Phys. Rev. A* 49, 3057 (1994)
- [79] C. Sauvan, J.P. Hugonin, I.S. Maksymov, P. Lalanne, Theory of the spontaneous optical emission of nanosize photonic and plasmon resonators. *Phys. Rev. Lett.* 110, 237401 (2013)
- [80] F. Ouyang, M. Isaacson, Surface plasmon excitation of objects with arbitrary shape and dielectric constant. *Philos. Mag. B* 60, 481 (1989)
- [81] J. Petersen, J. Volz, A. Rauschenbeutel, Chiral nanophotonic waveguide interface based on spin-orbit interaction of light. *Science* 346, 67 (2014)
- [82] E.M. Purcell, H.C. Torry, R.V. Pound, Resonance absorption by nuclear magnetic moments in a solid. *Phys. Rev.* 69, 37 (1946)

- [83] R. Carminati, J.J. Greffet, C. Henkel, J.M. Vigoureux, Radiative and non-radiative decay of a single molecule close to a metallic nanoparticle. Opt. Commun. 216, 368 (2006)
- [84] P. Anger, P. Bharadwaj, L. Novotny, Enhancement and quenching of single-molecule fluorescence. Phys. Rev. Lett. 96, 113002 (2006)
- [85] A. Hörl, G. Haberfehlner, A. Trügler, F. Schmidt, U. Hohenester, G. Kothleitner, Tomographic reconstruction of the photonic environment of plasmonic nanoparticles. Nat. Commun. 8, 37 (2017)
- [86] K. Joulain, R. Carminati, J.-P. Mulet, J.-J. Greffet, Definition and measurement of the local density of electromagnetic states close to an interface. Phys. Rev. B 68, 245405 (2003)
- [87] K.H. Drexhage, Influence of a dielectric interface on fluorescence decay time. J. Lumin. 12, 693 (1970)
- [88] R.R. Chance, A. Prock, R. Silbey, *Molecular Fluorescence and Energy Transfer Near Interface*, vol. 37 (Wiley, New York, 1978).
- [89] E.C. Le Ru, P.G. Etchegoin, *Principles of Surface Enhanced Raman Spectroscopy* (Elsevier, Amsterdam, 2009)
- [90] S. Nie, S.R. Emory, Probing single molecules and single nanoparticles by surface enhanced raman scattering. Science 275, 1102 (1997)
- [91] M. Fleischmann, P.J. Hendra, A.J. McQuillan, Raman spectra of pyridine adsorbed at a silver electrode. Chem. Phys. Lett. 26, 163 (1974)
- [92] K. Kneipp, M. Moskovits, M. Kneipp (eds.), *Surface Enhanced Raman Scattering* (Springer, Berlin, 2008)
- [93] T. Förster, Energiewanderung und Fluoreszenz. Naturwissenschaften 33, 166 (1946)
- [94] P. Andrew, W.L. Barnes, Energy transfer across a metal film mediated by surface plasmon polaritons. Science 306, 1002 (2004)
- [95] J.I. Gersten, A. Nitzan, Accelerated energy transfer between molecules near a solid particle. Chem. Phys. Lett. 104, 31 (1984)
- [96] C. Cherqui, N. Thakkar, G. Li, J.P. Camden, D.J. Masiello, Characterizing localized surface plasmons using electron energy-loss spectroscopy. Annu. Rev. Phys. Chem. 67, 331 (2015)

- [97] C.J. Powell, J.B. Swan, Origin of the characteristic electron energy losses in aluminum. *Phys. Rev.* 115, 869 (1959)
- [98] M. Bosman, V.J. Keast, M. Watanabe, A.I. Maaroof, M.B. Cortie, Mapping surface plasmons at the nanometre scale with an electron beam. *Nanotechnology* 18, 165505 (2007)
- [99] J. Nelayah, M. Kociak, O. Stephan, F.J. García de Abajo, M. Tence, L. Henrard, D. Taverna, I. Pastoriza-Santos, L. M. Liz-Martin, C. Colliex, Mapping surface plasmons on a single metallic nanoparticle. *Nat. Phys.* 3, 348 (2007)
- [100] F.J. García de Abajo, Optical excitations in electron microscopy. *Rev. Mod. Phys.* 82, 209 (2010) References 655
- [101] C. Colliex, M. Kociak, O. Stephan, Electron energy loss spectroscopy imaging of surface plasmons at the nanoscale. *Ultramicroscopy* 162, A1 (2016)
- [102] U.S. Inan, R.A. Marshall, *Numerical Electromagnetics* (Cambridge University Press, Cambridge, 2011)
- [103] A. Taflove, S.C. Hagness, *Computational electrodynamics* (Artech House, Boston, 2005)
- [104] K.S. Yee, Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 14, 302 (1966)
- [105] A. Taflove, M.E. Browdin, Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 23, 623 (1975)
- [106] A. Taflove, M.E. Browdin, Computation of the electromagnetic fields and induced temperatures within a model of the microwave-irradiated human eye. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 23, 888 (1975)
- [107] J. Berenger, A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves. *J. Comput. Phys.* 114, 185 (1994)
- [108] R. Fuchs, S.H. Liu, Sum rule for the polarizability of small particles. *Phys. Rev. B* 14, 5521 (1976)
- [109] F.J. García de Abajo, A. Howie, Retarded field calculation of electron energy loss in inhomogeneous dielectrics. *Phys. Rev. B* 65, 115418 (2002)

- [110] U. Hohenester, A. Trügler, MNPBEM—a Matlab Toolbox for the simulation of plasmonic nanoparticles. *Comp. Phys. Commun.* 183, 370 (2012)
- [111] A.M. Kern, O.J.F. Martin, Surface integral formulation for 3D simulations of plasmonic and high permittivity nanostructures. *J. Opt. Soc. Am. A* 26, 732 (2009)
- [112] P. Arcioni, M. Bressan, L. Perregrini, On the evaluation of the double surface integrals arising in the application of the boundary integral method to 3d problems. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 45, 436 (1997)
- [113] D.J. Taylor, Accurate and efficient numerical integration of weakly singulars integrals in Galerkin EFIE solutions. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 51, 2543 (2003)
- [114] S. Sarraf, E. Lopez, G. Rios Rodriguez, J. D'Elia, Validation of a Galerkin technique on a boundary integral equation for creeping flow around a torus. *Comp. Appl. Math.* 33, 63 (2014)
- [115] J.S. Hesthaven, T. Warburton, High-order/spectral methods on unstructured grids I. timedomain solution of Maxwell's equations. *J. Comput. Phys.* 181, 186 (2002)
- [116] J.S. Hesthaven, High-order accurate methods in time-domain computational electromagnetics: a review. *Adv. Imaging Electron Phys.* 127, 59–123 (2003)
- [117] J.C. Nedelec, Mixed finite elements in R3. *Numer. Math.* 35, 315 (1980)
- [118] K. Busch, M. König, J. Niegemann, Discontinuous Galerkin method in nanophotonics. *Laser Photonics Rev.* 5, 773–809 (2011)
- [119] M. Paulus, P. Gay-Balmaz, O.J.F. Martin, Accurate and efficient computation of the Green's tensor for stratified media. *Phys. Rev. E* 62, 5797 (2000)
- [120] J.J. Sakurai, *Modern Quantum Mechanics* (Addison, Reading, 1994)
- [121] Y.S. Kim, P.T. Leung, T.F. George, Classical decay rates for molecules in the presence of a spherical surface: A complete treatment. *Surf. Sci.* 195, 1 (1988)
- [122] J. Gersten, A. Nitzan, Radiative properties of solvated molecules in dielectric clusters and small particles. *J. Chem. Phys.* 95, 686 (1991)

نمايه

- آرایه گیت قابل برنامه ریزی، ۲۵۰
آرایه های منطقی قابل برنامه ریزی میدانی، ۲۸۴
آزمایشگاه بل، ۵۳۲
آشفتگی حرارتی، ۳۹۴
آشکارساز، ۱۱۶
آشکارساز های همدوس، ۱۶۰
آنالوک به دیجیتال، ۲۳۵
اتحادیه بین المللی مخابرات، ۲۷
اتحادیه صنایع الکترونیک، ۵۶۲
اترن، ۴۸۳
اترن در اولین مایل، ۵۷۹
اترن سرعتی، ۵۷۴
اتصال سیستم های باز، ۵۴۲
اثرتسخیر، ۲۰۳
اداره ملی مخابرات و اطلاعات، ۲۷
ارائه دهنده کان خدمات اینترنت، ۵۲۳
ارتباطات خط برق، ۹
اسپلتر، ۱۲۶
اسپلیتر، ۳۳۹
اسکوالج(خفه کن)، ۴۱۶
اعوجاج، ۱۱۷
اعوجاج قطری، ۱۵۸
اعوجاج میان مدولاسیون، ۴۰۰
افت تدریجی، ۸۰
افت عبوری، ۴۱۹، ۷۵
افرونگی، ۵۲۷
امواج فرکانس رادیویی، ۱۴
امپدانس مشخصه، ۵۹۹
انتخاب پذیری(قابلیت گزینش)، ۳۶۴
- انتهای متن، ۵۴۱
انجمن صنعت مخابرات، ۵۶۲
انحراف فرکانس، ۱۸۴
اوج توان پوش، ۱۱۳
اف ام (FM) باند باریک، ۱۹۵
با محافظ (شیلد شده)، ۵۶۱
بازده (راندمان-کارائی)، ۵۰۵
بازنشانی، ۲۶۳
بازه دینامیکی آزاد کاذب، ۲۷۰
بازگشت به صفر، ۴۸۲
باس(گذرگاه-اتوبوس)، ۵۵۱
بالون، ۵۹۴، ۳۵۳
باند شهر وندان، ۲۹۶
باند شهر وندی، ۱۱
باند کناری بالائی، ۱۷۳
باند کناری بالایی، ۱۲۰
باند کناری پائینی، ۱۷۲
باند کناری پایینی، ۱۲۰
باندهای صنعتی-علمی-پژوهشی، ۳۵۶
بدون بازگشت به صفر، ۴۸۱
بدون محافظ، ۵۶۱
برابری، ۵۲۸
بررسی افزونگی طولی، ۵۳۲
بررسی افزونگی افقی، ۵۳۲
بررسی افزونگی عمودی، ۵۲۹
بررسی افزونگی چرخه ای، ۵۸۳، ۵۲۹
بررسی برابری با چگالی کم، ۵۳۷
بررسی بلوکی کاراکتر، ۵۳۲
بنیاد اترنت مترو، ۵۸۷
بهره، ۴۴

- حامل اترنت، ۵۸۷
 حامل حذف شده تک باند، ۱۳۳
 حامل خلبان(پایلوت)، ۱۳۵
 حداقل سیگنال قابل تشخیص، ۳۶۶
 حذف مود مشترک، ۵۹۴
 حلقه، ۵۵۱
 حلقه قفل فاز، ۲۲۷، ۱۶۴
 حوزه فرکانس، ۱۲۲
 خار، ۲۷۰
 خط تاخیر، ۶۰۳
 خط مایکرواستریپ، ۵۹۲
 خط مشترک دیجیتالی، ۵۲۱، ۴۹۱
 خط مشترک دیجیتالی نامتقارن، ۵۲۱
 خطای روزنه، ۲۶۲
 خطای کوانتیزه، ۲۴۵
 خطوط نواری، ۵۹۲
 درخواست تکرار خودکار، ۵۲۷
 درهم آمیختن، ۵۳۵
 دروازه، ۵۷۰
 درون مدولاسیونی، ۱۴۷
 درین (تخلیه)، ۳۲۲
 دسترسی چندگانه تقسیم فرکانس، ۴۲۹
 دسترسی چندگانه تقسیم کد، ۴۲۹، ۳۳۸، ۳۳۳، ۵۱۶، ۵۰۹
 دسی بل، ۴۸
 دسیماتور، ۲۷۳
 دمای نویز، ۴۰۲، ۳۶۳
 دنبال کننده امیتر، ۱۵۶
 دوره کار، ۴۸۷
 دوره کاری، ۹۸
 دوقطبی، ۴۸۲
 دمودولاتور، ۱۱۶
 دیبیست، ۵۰۰
 رابط، ۵۴۲
 رابطه فریز، ۴۰۵
 رادیو نرمافزاری، ۳۹۰
 رادیو نرمافزاری، ۴۲۲
- بسیل، ۸۱
 بیس(پایه)، ۳۲۵
 بیش مدولاسیون، ۱۱۸
 تأیید، ۵۴۰
 تابع سینک، ۱۰۳
 تایید منفی، ۵۴۰
 تبدیل دوگانه، ۳۶۳
 تبدیل فوریه سریع، ۴۲۴، ۲۸۶
 تبدیل فوریه سریع، ۲۸۷
 تبدیل فوریه سریع معکوس، ۵۱۹
 تبدیل فوریه گستته، ۲۸۷
 تحلیلگر طیف (اسپکترم آنالایزر)، ۱۲۲
 تراشه، ۵۱۳
 ترانزیستور اثر میدان، ۱۴۶
 ترانزیستور اثر میدان نیمه‌هادی اکسید فلزی، ۲۹۶
 تصحیح خطای پیشرو، ۵۳۱، ۵۲۷
 تضاریس (ریپل)، ۷۸
 تقویت کننده اوجی، ۳۴۴
 تقویت کننده بافر، ۲۹۵
 تقویت کننده بهره متغیر، ۴۱۵
 تقویت کننده دوهرتی، ۳۴۳
 تقویت کننده قدرت پیشخور، ۳۵۹
 تقویت کننده پیشخور، ۳۳۹
 تقویت کننده کم نویز، ۳۸۷، ۳۶۹
 تلفات برگشتی، ۶۱۶
 تلویزیون دیجیتال با کیفیت بالا، ۴۷۸
 توان از طریق اترنت، ۵۸۰
 توان تابشی، ۶۱۲
 توپولوژی، ۵۵۱
 تک باند کناری، ۲۹۸
 تک قطبی، ۴۸۲
 تکامل بلند مدت، ۳۳۹
 تی دوکلو، ۷۷
 جانسون، ۳۹۵
 جریان در مقیاس کامل، ۲۵۵
 جریان مخزن (جریان تانک)، ۶۸
 حافظه دسترسی تصادفی، ۲۸۲، ۲۴۶
 حافظه فقط خواندنی، ۲۸۲

- شبکه‌های محلی، ۵۵۱
 شبکه‌های ذخیره سازی، ۵۵۴
 شبکه‌های شخصی، ۵۵۴
 شبکه‌های محلی، ۵۵۳، ۲۲۶
 شبکه‌های منطقه شهری، ۵۵۳
 شبکه‌های ناحیه شخصی، ۵۵۳
 شبکه‌های گستردگی، ۵۵۳
 شروع سربرگ، ۵۴۱
 شیلد(محافظه سپر)، ۵۶۱
 صحیح خطای پیشرو، ۵۲۰
 صفحات گستردگی، ۴۷۲
 ضرب و انباشتن، ۲۸۴
 ضریب بازتاب (انعکاس)، ۶۱۵
 ضریب سرعت، ۶۰۱
 ضریب مدولاسیون، ۱۹۲، ۱۱۷
 ضریب نویز، ۴۰۲، ۳۶۳
 طیف گستردگی، ۵۰۹، ۴۴۰
 عداد موثر بیت‌ها، ۲۷۱
 عدد نویز، ۴۰۲، ۳۶۳
 علامت، ۴۹۲، ۴۸۳
 فاستر-سیلی، ۲۲۵
 فراتون، ۳۰۳
 فراوانی، ۲۸۵
 فرستنده گیرنده، ۹
 فرستنده گیرنده، ۳۶۷
 فرکانس حلقه قفل فاز، ۲۹۳
 فرکانس رادیویی تنظیم شده، ۳۶۸
 فرکانس میانی، ۲۵۲، ۳۶۹
 فرکانس نایکوئیست، ۲۴۳
 فرکانس‌های بالا، ۲۲
 فرکانس‌های بسیار بالا، ۲۲
 فرکانس‌های بسیار پایین، ۲۲
 فرکانس‌های صوتی، ۲۲
 فرکانس‌های متوسط، ۲۲
 فرکانس‌های خیلی پایین، ۲۲
 فرکانس‌های فوق العاده بالا، ۲۳
 رادیوهای نرم‌افزاری، ۲۸۶
 راندمان توان افزوده، ۳۳۳
 ردیابی پوش، ۳۵۹
 ردیابی پوشی، ۳۴۲
 رشته مستقیم، ۵۰۹
 رمزگذاری منچستر، ۴۸۳
 روتوها، ۵۶۹، ۵۵۵
 رید سولومون (سلیمان)، ۵۳۵
 زمان استقرار، ۲۵۹
 زمان تاخیر، ۶۰۳
 زمان ماند(زمان سکونت)، ۵۱۱
 زمان واقعی(بلادرنگ)، ۲۸۲
 زمان گذرا، ۲۹۹
 زوج تابیده، ۵۷۵
 زوج تابیده بدون محافظ، ۴۸۵
 زوج تابیده محافظ دار، ۵۹۳
 زوج سیم تابیده بدون محافظ، ۵۹۳
 ساموئل مورس، ۴۷۲
 سترسی چندگانه تقسیم زمانی، ۴۳۹
 سربار، ۵۲۷، ۴۷۹
 سرورهای، ۵۵۵
 سرگردان، ۵۴
 سنتز دیجیتالی مستقیم، ۳۱۳، ۲۹۳
 سوپر هتروداین، ۳۸۴
 سیستم جدال، ۵۸۲
 سیستم داده رادیویی، ۴۴۸
 سیم هوایی، ۵۹۳
 سینتی سایزر، ۲۱۹
 سیگنال تک باند، ۱۳۱
 سیگنال حامل حذف شده دو طرفه، ۱۳۱
 شانون، ۵۳۷
 شانون-هارتلی، ۴۸۹
 شبکه انتقال نوری، ۵۸۷
 شبکه محلی، ۵۹۳، ۸
 شبکه محلی بی سیم، ۴۲۷
 شبکه محلی بی سیم، ۵۰۵
 شبکه نوری غیرفعال اترنت، ۵۷۹
 شبکه نوری همزمان، ۵۸۶، ۵۷۹

- متروپولیتن (کلانشهرها)، ۵۵۴
 مجوز ارتباطات فرعی، ۴۴۷
 محدود کننده، ۲۰۳
 محو شدن گرینشی، ۱۶۴
 محو شدن گرینشی فرکانس، ۵۱۷
 مدار تشدید، ۵۹
 مدار مخزن (مدار تانک)، ۶۸
 مدار هماهنگی، ۵۹
 مدار چاپی، ۶۲۱
 مدار گسترش دهنده، ۲۷۸
 مدارهای فشرده سازی، ۱۱۸
 مدارهای هماهنگی، ۵۴
 مدل فشرده، ۵۹۹
 مدولاسیون بیش از حد، ۱۱۸
 مدولاسیون دامنه، ۱۱۳
 مدولاسیون دامنه تربیعی، ۱۳۱، ۴۹۲، ۴۷۶، ۵۰۳
 مدولاسیون دامنه پالس، ۲۳۵، ۲۷۴، ۲۷۷، ۲۲۷
 مدولاسیون عرض پالس، ۲۳۵
 مدولاسیون فاز، ۱۸۳
 مدولاسیون فرکانس، ۱۸۳
 مدولاسیون موقعیت پالس، ۲۳۵، ۲۷۴
 مدولاسیون چند حامل، ۵۱۷
 مدولاسیون کد پالس، ۲۳۵، ۴۶۰، ۲۷۴
 مدیریت و نگهداری، ۵۸۷
 موج ایستاده (ساکن)، ۶۰۹
 موج تابشی (موج رفت)، ۶۱۰
 موج صوتی سطحی، ۷۲
 موج پیوسته، ۱۲۵
 مود افزونگی، ۳۲۹
 مود تعویتی، ۲۵۸
 موسسه استاندارد ملی آمریکا، ۵۶۲
 مولتی پلکس تقسیم فرکانس متعامد، ۳۳۹
 مولتی پلکسینگ، ۱۳
 مولتی پلکسینگ تقسیم طول موج، ۴۹۲
 مگنترون، ۲۹۸
 میلر، ۴۰۹
 ناهمزمان، ۴۷۱
 نایکوئیست، ۳۱۸
 فرکانس‌های پایین، ۲۲
 فضا، ۴۹۲
 فوران، ۲۷۴
 فون نیومن، ۲۸۳
 فیبر تک مودی، ۵۷۷، ۵۶۴
 فیبر چند مودی، ۵۷۷، ۵۶۴
 فیبر کواکسیال هیبریدی، ۵۲۳
 فیلتر باتروث، ۸۱
 فیلتر جابجایی، ۹۵
 فیلتر سرامیکی، ۹۲
 فیلتر غیربازگشتی، ۲۸۶
 فیلتر موج صوتی سطحی، ۹۲
 فیلتر چبی‌چف، ۸۱
 فیلترهای سوئیچ خازنی، ۹۲
 قاب(فریم)، ۴۵۰
 قانون ای، ۲۷۹
 قانون مو، ۲۷۹
 قانون هارتلي، ۴۸۴
 قانون کارسون، ۱۹۶
 قدرت قله پوش، ۱۳۵
 لامپ موج متحرک، ۲۹۸
 لامپ‌های خلاء، ۳۴۳
 لیک رله رادیویی آمریکا، ۶۲۶
 ماسفت، ۳۲۴
 ماشه اشمیت، ۲۷۴
 مالتی پلکسینگ، ۴۳۸
 مالتی پلکسینگ تقسیم طول موج، ۱۷
 مالتی پلکسینگ تقسیم زمان، ۴۳۹
 مالتی پلکسینگ تقسیم زمانی، ۴۵۰
 مالتی پلکسینگ تقسیم طول موج، ۵۸۵
 مالتی پلکسینگ تقسیم فرکانس، ۴۳۹
 مایکروویو، ۲۲
 مبدل آنالوگ به دیجیتال، ۲۴۲، ۱۳
 مبدل بالا برنده، ۳۷۲
 مبدل پائین آورنده، ۳۷۱
 مبدل پائین آورنده، ۲۵۲
 مبدل گرمائی(هیت سینک)، ۳۲۴

- همشنوایی نزدیک به پایان، ۵۶۳
 همپوشانی (درهمروی)، ۲۴۹
 وارونگی علامت جایگزین، ۴۸۳
 ورود بدون کلید از راه دور، ۳۵۶
 ورودی خروجی چندگانه، ۴۳۱
 پائین شمار، ۳۱۲
 پارازیت(جمینگ)، ۵۱۷
 پاسخ ضربه محدود، ۲۸۶
 پاسخ ضربه نامحدود، ۲۸۷
 پایان انتقال، ۵۴۰
 پایان انتقال بلوک، ۵۴۱
 پر ارزش ترین بیت، ۲۳۹
 پردازش سیگنال دیجیتال، ۷۲
 پردازش سیگنال دیجیتالی، ۳۶۵، ۲۸۲، ۱۷۲
 پرش فرکانس، ۵۰۹
 پهنهای باند، ۶۳
 پهپاد، ۱۰
 پیش اعوجاج، ۳۶۰
 پیش اعوجاج دیجیتالی، ۳۴۰
 پیش تاکید، ۲۰۱
 پیش مقیاس کننده، ۳۱۰
 پیوند ارتباطی، ۵۵۳
 پیوند(لینک)، ۴۶۳
 چفت (ترلیس)، ۵۲۰
 چند تون گسسته، ۵۲۱
 چند حالت، ۲۴۳
 چک فرکانس رادیویی، ۲۱۴
 کائور، ۸۱
 کار دوره، ۲۰۹، ۲۷۴
 کد چفت(ترلیس)، ۵۳۶
 کف نویز، ۳۶۶
 کلایسترون، ۲۹۸
 کلپیتز، ۳۷۸
 کلیدزنی تغییر فرکانس فاز پیوسته، ۴۹۴
 کلیدزنی حداقل تغییر، ۴۹۵
 کلیدزنی باینری تغییر فاز، ۴۹۶
 کلیدزنی تغییر دامنه، ۱۳۱، ۱۲۴
- نرخ تراشه، ۵۱۳
 نرخ خطای بیت، ۵۲۶، ۵۰۶، ۳۶۷
 نسبت انحراف، ۱۹۲
 نسبت توان اوج به متوسط، ۳۴۲
 نسبت سیگنال به نویز، ۳۹۳، ۳۶۶، ۲۶۹
 نسبت موج ساکن (ایستاده)، ۵۹۱
 نسبت موج (ساکن) ایستاده، ۶۱۵
 نمونه برداری بیش از حد، ۲۵۰
 نمونه برداری و نگه داری، ۲۶۱
 نمونه برداری کمتر از حد، ۲۵۱
 نمونه برداری بیش از حد، ۲۵۰
 نمونه برداری کمتر از حد، ۲۵۰
 نوسان ساز کولپیتس، ۳۰۲
 نوسان ساز محلی، ۳۵۸
 نوسان ساز کریستالی، ۳۰۴
 نوسان ساز کنترل شده عددی، ۳۵۸
 نوسانگر فرعی، ۴۴۳
 نوسانگر فرکانس ضربان، ۴۱۸
 نوسانگر فرکانس متغیر، ۳۷۹
 نوسانگرهای کنترل شده با ولتاژ، ۲۱۷
 نویز زمان گذرا، ۳۹۸
 نویز ساقمهای، ۳۹۸
 نویز سفید، ۳۹۵
 نویز سوسو زدن، ۳۹۸
 نویز شبه تصادفی، ۵۱۰
 نویز صورتی، ۳۹۵
 نویز همبسته، ۴۰۱
 نویز یا نوفه، ۱۰
 نیمه توان، ۶۳
 هاب، ۵۶۶
 هامینگ، ۵۳۲
 همبسته گر، ۵۱۶
 همبستگی، ۵۱۵
 همزمان، ۴۷۱
 همزمان سازی (سینکرونایزر)، ۲۸۱
 همسان سازی، ۲۷۷
 همسان سازی، ۵۶۱، ۵۶۳

- کلیدزنی تغییر فاز، ۱۶، ۴۶۱، ۴۹۲، ۱۹۰، ۴۹۲
کلیدزنی تغییر فاز باینری، ۱۹۰
کلیدزنی تغییر فاز دیفرانسیلی، ۴۹۸
کلیدزنی تغییر فرکانس، ۱۶، ۱۸۶، ۴۹۲
کلیدزنی قطع و وصل، ۱۲۵
کم ارزش‌ترین بیت، ۲۳۹
کمیسیون ارتباطات فدرال، ۳۰۰
کنترل خودکار بهره، ۳۷۱
کنترل دسترسی محیط، ۵۸۴
کنترل پیوند منطقی، ۵۸۴
کنترلر رابط شبکه، ۵۶۵
گد ویتری، ۵۳۶
کیفیت خدمات، ۵۸۷
گالاگر، ۵۳۷
گذرگاه داده، ۲۳۸
گره، ۵۵۲
گرینش‌پذیری، ۶۴
گیرنده سوپرهترودان، ۳۶۹
گیلبرت، ۳۷۶