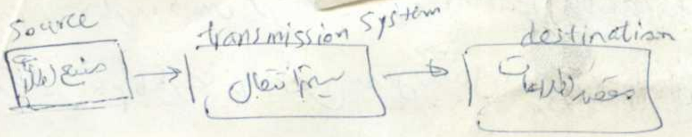


منبع اطلاعاتی (information) برای ارسال دارد. این اطلاعات را بصورت پیغام (message) می‌فرستد.

در حقیقت پیغام ~~صورت~~ شکل فیزیکی اطلاعات است.

دو نوع پیغام داریم: آنالوگ - دیجیتال

پیغام آنالوگ: یک کمیت فیزیکی است که با زمان بطور پیوسته و معمولاً آرام تغییر می‌کند. مانند فشار صوتی تولید شده در هنگام صحبت کردن

پیغام دیجیتال: دنباله منظمی از سمبل‌هاست که از میان تعداد محدود و مشخصی المانهای گسسته انتخاب شده‌اند. مانند حروفی که در یک متن چاپ شده‌اند یا دنباله کلیدهایی که روی صفحه کلید کامپیوتر فشار داده می‌شود.

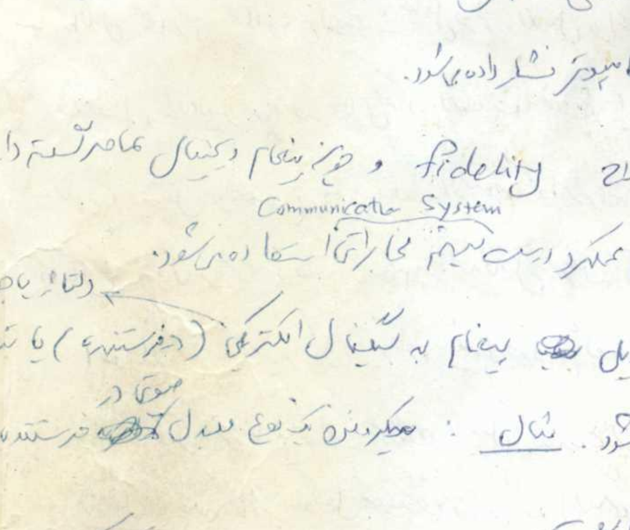
- برای پیغام آنالوگ، شکل پیوسته و متغیر با زمان اهمیت دارد. اصطلاح fidelity و برای پیغام دیجیتال عناصر گسسته دارد. از اصطلاح صحت (accuracy) برای کمک میزان عملکرد این سیستم مخابراتی (Communication System) استفاده می‌شود.

(انتقال با هوا)

- در سیستمهای مخابراتی از یک مبدل (transducer) برای تبدیل پیغام به سیگنال الکتریکی (در فرستنده) یا تبدیل سیگنال الکتریکی به پیغام مناسب (در گیرنده) استفاده می‌شود. مثال: میکروفون یک نوع مبدل صوتی در فرستنده و بلندگو (speaker) مبدل صوتی متناظر در گیرنده است.

- از اینجا به بعد فرض می‌کنیم مبدل‌های مناسب در سیستم وجود دارند و فقط توجه خود را فقط به انتقال سیگنال‌های الکتریکی معطوف می‌کنیم. لذا از اصطلاحات سیگنال و پیغام گاهاً بجای هم استفاده می‌کنیم.

عناصر اصلی یک سیستم مخابراتی:



فرستنده: سیگنال ورودی ($x_{in}(t)$) را به سیگنالی تبدیل می‌کند ($x_{out}(t)$) که مناسب انتقال در داخل کانال باشد. لذا اعمال پردازش سیگنالی که در این مرحله انجام می‌شود تقریباً همیشه شامل مدولاسیون (modulation) و اغلب کدینگ (coding) است.

Simplex (SX) یکطرفه

علل مدولاسیون: ۱) استفاده از فضای فرکانسی تخت کانال ۲) سهولت و کاهش ابعاد آنتن - طول آنتن

مدولاسیون مشخصات طیفی سیگنال ورودی را متناسب با مشخصات طیفی کانال می‌کند و کدینگ سیگنال ورودی را به گونه‌ای تغییر می‌دهد که احتمال یا نرخ خطا در گیرنده (به دلیل وجود نویز، تداخل و یا اعوجاج) کاهش یابد.

کانال مخابراتی: مانند کابل کواکسیال، یک فیبر نوری، کانال مخابراتی معمولاً توان سیگنال ورودی را کاهش می‌دهد

(2)

لذا گیرنده‌ها و گیرنده طرحی برای تقویت توان (amplification) وجود داشته باشد.

گیرنده: تمام کارهای لازم برای تبدیل سیگنال دریافتی از کانال به سیگنال پیام ($x_{in}(t)$) را باید انجام دهد.

از جمله:

- تقویت توان (بخاطر تضعیف کانال) $y_{in}(t)$

- دمدولاسیون (demodulation) برای برگرداندن سیگنال از حوزه طیفی کانال به حوزه طیفی اولیه

- دیکدینگ (decoding) برای استخراج پیام از سیگنال کد شده.

لذا در سیستم مخابراتی ایده‌آل باید: $y_{out}(t)=x_{in}(t)$.

- کانال مخابراتی علاوه بر تضعیف شامل نویز، تداخل و اعوجاج نیز می‌باشد که بسیار جدی‌تر از تضعیف هستند زیرا شکل shape سیگنال را تغییر می‌دهد حال آنکه تضعیف فقط اندازه سیگنال را تغییر می‌دهد که با یک تقویت کننده قابل جبران است.

- نویز، تداخل و اعوجاج در هر نقطه از سیستم مخابراتی ممکن است روی دهند اما رسم است که همه آنها را در قسمت مربوط به کانال مدل می‌کنند و بقیه سیستم را ایده‌آل فرض می‌کنند.

اعوجاج: به تغییر شکل غیرخطی سیگنال ورودی گفته می‌شود. اگر سیگنال ورودی صفر شود اعوجاج هم صفر است. برای حذف یا کاهش اثر اعوجاج از ~~[illegible]~~ تعدیل کننده‌ها (equalizers) استفاده می‌شود.

تداخل: به تاثیر عوامل خارجی روی سیگنال اصلی گفته می‌شود. عوامل خارجی مانند خطوط برق ~~[illegible]~~، ماشین‌های الکتریکی، مدارات سوئیچینگ ~~[illegible]~~ می‌باشند. تداخل در سیستم‌های رادیویی اکثراً در آنتن گیرنده اتفاق می‌دهد زیرا آنتن گیرنده همزمان سیگنال‌های زیادی را دریافت می‌کند. به این نوع تداخل RFI (Radio Frequency Interference) گفته می‌شود. راه حل آن استفاده از فیلترهای مناسب است البته بشرط آنکه محدوده طیفی سیگنال‌های تداخل کننده متمایز از محدوده طیفی سیگنال مطلوب باشد.

نویز: به تغییرات تصادفی و غیرقابل پیش‌بینی سیگنال الکتریکی گفته می‌شود. نویز در اثر فرآیندهای طبیعی داخل یا خارج سیستم تولید می‌شود. بطور مثال یک مقاومت الکتریکی نویز تولید می‌کند. نویز همواره وجود دارد و نمی‌توان آن را بطور کامل حذف کرد. ~~[illegible]~~ فقط می‌توان با فیلتر کردن مناسب آن را کاهش داد. لذا نویز همواره یک عامل محدود کننده در عمل است.

- سیستم‌های مخابراتی می‌توانند علاوه بر نوع یکطرفه (Simplex S_X) از نوع‌های دوطرفه (FDX (full-duplex یا نیم‌دوطرفه (Half-duplex : HDX) باشند.

انواع محدودیت‌هایی که طراح سیستم مخابراتی در پیش رو دارد: الف- محدودیت‌های تکنولوژیکی: با مسائلی که ساختاری باشد - اقتصادی - قوانین دولتی

ب- محدودیت‌های ~~[illegible]~~ ذاتی طبیعت: به طبیعت بر قوانینی حکومت دارد که در زمان طراحی محدودیت اعمال می‌کنند. مانند پهنای باند و نویز

(3)

داشته باشد. پهنای باند زیاد برای هر سیگنال و هر سیستم معادل سرعت بیشتر ~~[illegible]~~ است. اگر شکل تغییرات سریعتری داشته باشد طیف (اسپکتروم spectrum) آن محدوده فرکانسهای بیشتری را در بر دارد. بطور مشابه اگر ~~[illegible]~~ سیستمی بتواند تغییرات سریع یک سیگنال را دنبال کند (به یک سیگنال با تغییرات سریع اجازه عبور دهد) به معنای آن است که پهنای باند انتقال آن بیشتر است. هر سیستم پهنای باند محدودی ~~[illegible]~~ (B) دارد. ولی باید این پهنای باند به حدی باشد که بتواند سیگنالهای مورد نظر ما را منتقل کند. مثلاً برای سیگنال تلویزیون پهنای باند حدود $B=6$ MHz نیاز است ولی برای انتقال سیگنال صوتی در حالت آنالوگ $B \simeq 3$ KHz کافی است.

در حالت دیجیتال نیز برای انتقال یک سیگنال دیجیتال که با نرخ r سمبل بر ثانیه تولید می شود نیاز به پهنای باند $B \geq \frac{r}{2}$ (حداقل) می باشد.

نویز: عامل محدود کننده طبیعی، نویز است. یک نوع نویزها نویز حرارتی است. در دماهایی که بالاتر از صفر مطلق ($\simeq -273$ °C) باشند ذرات دارای انرژی جنبشی هستند و حرکت ~~[illegible]~~ (تصادفی) ذرات باردار مانند الکترونها منجر به ایجاد جریانها و ولتاژهای تصادفی بنام نویز حرارتی می شود. برای سنجش قدرت نویز در مقابل قدرت یک سیگنال حامل اطلاعات از پارامتر SNR استفاده می شود. هرچه SNR بالاتر باشد قدرت سیگنال بیشتر و اهمیت نویز کمتر است. اعداد SNR پایین برای نویز باعث کاهش fidelity در سیستمهای آنالوگ و یا تولید خطا در سیستمهای دیجیتال می شود. این مسئله مخصوصاً در ~~[illegible]~~ انتقال سیگنال در مسافتهای طولانی حائز اهمیت است زیرا توان سیگنال با افزایش مسافت کاهش می یابد لذا مقدار SNR در نقطه انتهایی کانال انتقال ممکن است بسیار کاهش یابد و سیگنال دچار مشکلات مذکور شود. در این حالت استفاده از تقویت کننده در گیرنده نیز مشکل را حل نمی کند زیرا تقویت کننده هم سیگنال و هم نویز را تقویت می کند و SNR را نمی تواند افزایش دهد. ~~[illegible]~~ هرچه توان متوسط سیگنال (S) بیشتر باشد گیرنده در آشکارسازی سیگنال راحت تر است و احتمال خطا پایین تر می آید اما از طرفی هرچقدر توان سیگنال بیشتر باشد باید فرستنده توان بیشتری مصرف کند که خود مستلزم هزینه و پیچیدگی بیشتر است. پس (بقیه در حاشیه پایین صفحه ★)

- قانون شانون هارتلی: با در نظر گرفتن محدودیتهای طبیعی مذکور، حداکثر نرخ انتقال اطلاعات برابر ظرفیت کانال (C) است:

حداکثر نرخ انتقال اطلاعات $\leq C \longrightarrow$ (Capacity)

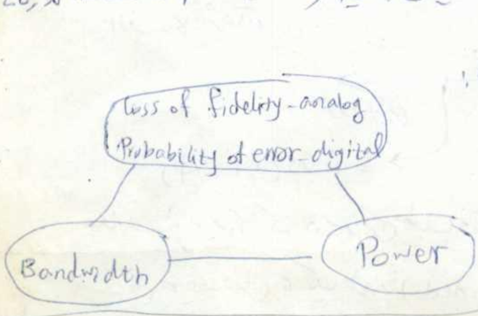
$$C = B\log\left(1+\frac{S}{N}\right)$$

C: ظرفیت کانال (bps)

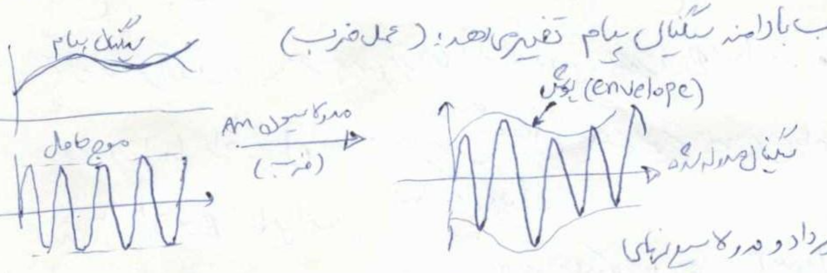
B: پهنای باند (Hz)

$$SNR = \frac{\text{توان متوسط سیگنال}}{\text{توان متوسط نویز}}$$

★ - که از حدی نمی تواند بیشتر باشد (هزینه و پیچیدگی فرستنده) و از حدی هم نمی تواند پایین تر باشد (بخاطر توان نویز (N) و ایجاد خطا در آشکارسازی سیگنال) به همین دلیل است که نسبت سیگنال به نویز (SNR) مهم است نه اندازه های مطلق S و N. در طراحی هر سیستم مخابراتی مثلث مصالحه زیر مطرح است:

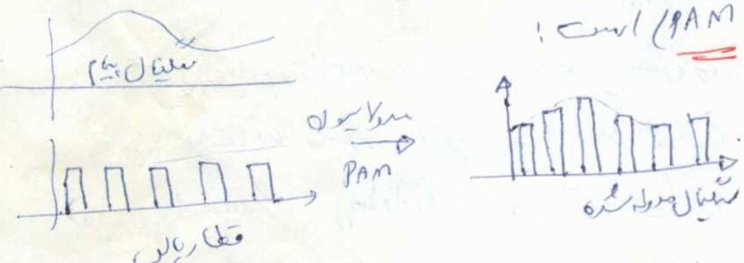


روشهای مدولاسیون : در مدولاسیون همواره احتیاج به دو سیگنال داریم: سیگنال مدوله کننده که همان پیام است و موج حامل (carrier wave) که باید متناسب با کاربرد طراحی شود. عمل مدولاسیون در دستگاهی بنام مدولاتور (modulator) انجام می‌شود. مدولاتور موج حامل را متناسب با ویژگیهای پیام تغییر می‌دهد. بطور مثال اگر مدولاسیون از نوع دامنه (AM) باشد آنگاه مدولاتور دامنه موج حامل را متناسب با دامنه سیگنال پیام تغییر می‌دهد: (عمل ضرب)



علاوه بر دامنه میتوان فرکانس (FM) و فاز (PM) موج سینوسی حامل را نیز تغییر داد و مدولاسیونهای مختلفی بدست آورد. همه این نوع مدولاسیونها بنام مدولاسیون موج پیوسته (CW) شناخته می‌شوند.

مدولاسیون موج پیوسته در مقابل نوع دیگری مدولاسیون بنام مدولاسیون پالس (pulse modulation) قرار دارد که در آن از یک قطار پالس (pulse train) بجای موج سینوسی بعنوان موج حامل استفاده می‌شود. بطور مثال یک نوع مدولاسیون پالس، مدولاسیون دامنه پالس (PAM) است!



~~سیگنال~~ سیگنال مدوله پالس به تنهایی عمل شیفت فرکانسی لازم برای انتقال موثر کانال را انجام نمی‌دهد لذا در برخی فرستنده‌ها مدولاسیون پالس را به همراه مدولاسیون CW استفاده می‌کنند.

فصل دوم : سیگنالها و طیفها

- سیگنالها عمدتاً در حوزه زمان هستند اما میتوانیم آنها را به حوزه فرکانس برده و آنها را بعنوان مجموعه‌ای از مولفه‌های سینوسی با دامنه‌ها و فرکانسهای مختلف نگاه کنیم. به این نوع توصیف حوزه فرکانس، طیف (spectrum) گفته می‌شود. استفاده از تحلیل طیفی کار تحلیل سیگنال را در اکثر مواقع آسانتر و بهتر می‌کند.
- تحلیل طیفی معمولاً به روشهای سری فوریه و تبدیل فوریه انجام می‌شود.

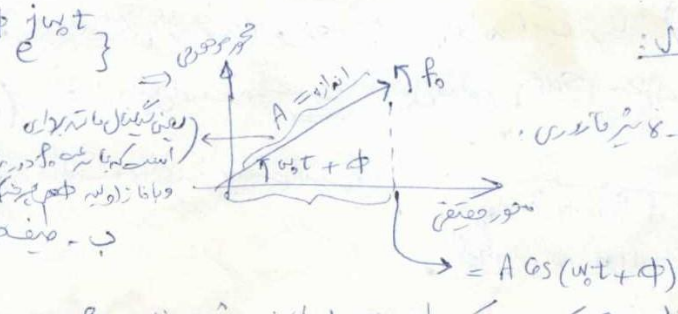
فازورها و طیف خطی : - برای نوشتن فازور هر سیگنال ابتدا باید آن سیگنال را برحسب سیگنالهای مختلط $e^{j\omega t}$ بنویسیم.

مثال:

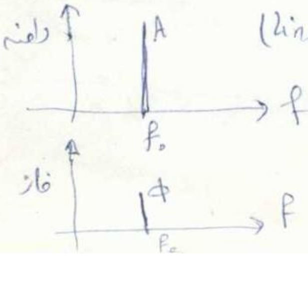
$$A\cos(\omega_0 t+\phi) = Re\{A e^{j\phi} e^{j\omega_0 t}\}$$

زیرا $e^{\pm j\theta} = \cos\theta \pm j\sin\theta$

الف - نمایش فازوری:



ب - طیف خطی (line spectrum)



ملاحظه می‌شود که در رسم این طیف فقط فرکانس مثبت ظاهر می‌شود. به این نوع طیف خطی، یک طرفه (one-sided) گفته می‌شود.

5

میتوان طیف خطی دوطرفه (two-sided) نیز رسم کرد. برای این کار باید سیگنال را برحسب فرکانس‌های مثبت و منفی موج نمایی مختلط بنویسیم:

$\cancel{A\cos(\omega_0 t+\phi)} \Longrightarrow$ می‌دانیم $Re\{Z\} = \frac{1}{2}\{Z + Z^*\}$

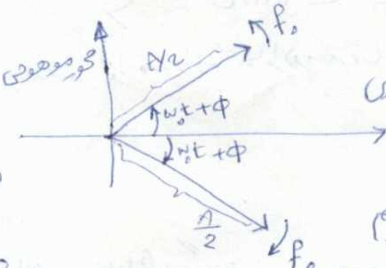
اگر Z مقابل باشد

حال $Z = Ae^{j\phi}e^{j\omega_0 t} \Rightarrow A\cos(\omega_0 t+\phi) = Re\{Ae^{j\phi}e^{j\omega_0 t}\} =$

$$\underbrace{\frac{A}{2}e^{j\phi}e^{j\omega_0 t} + \frac{A}{2}e^{-j\phi}e^{-j\omega_0 t}}$$

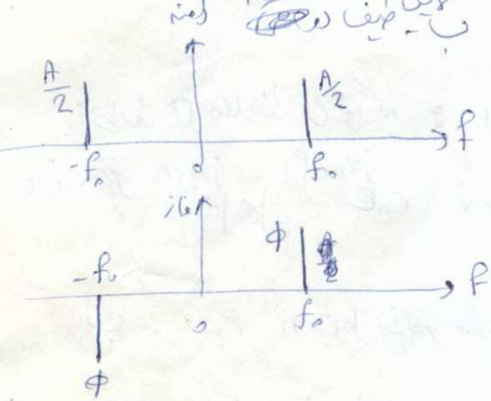
حالا دو تا فازور داریم که مزدوج هم هستند.

حال میتوان: الف- رسم نمایش فازوری



ملاحظه میشود که در این نوع رسم دو بردار فازور داریم که مزدوج هم هستند. برآیند این دو بردار همان بردار شکل مثبت بکلا است

ب- نمایش طیف دوطرفه



سیگنال‌های پریودیک: تحلیل فرکانسی سیگنال‌های پریودیک به کمک سری فوریه انجام میشود و شرط لازم این است که سیگنال توان متوسط محدود داشته باشد.

- مقدار متوسط یک سیگنال دلخواه $v(t)$:

$$\langle v(t)\rangle \triangleq \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} v(t)\,dt$$

حال اگر $v(t)$ پریودیک (متناوب) باشد (با پریود T_0):

$$\langle v(t)\rangle = \frac{1}{T_0}\int_{t_1}^{t_1+T_0} v(t)\,dt = \frac{1}{T_0}\int_{T_0} v(t)\,dt$$

یعنی انتگرال روی هر بازه دلخواه بطول T_0

- توان متوسط سیگنال $v(t)$ پریودیک با توجه به تعریف اخیر برابر است با:

$$P \triangleq \langle |v(t)|^2\rangle = \frac{1}{T_0}\int_{T_0} |v(t)|^2\,dt$$

توان متوسط $\longrightarrow$ علامت قدر مطلق || را به این دلیل قرار دهیم که برای سیگنال‌های مختلط هم تعریف توان متوسط صادق باشد.

- اگر مقدار P محدود باشد ($0<P<\infty$) آنگاه گوئیم سیگنال پریودیک $v(t)$ توان متوسط محدود (finite average power) دارد و به آن سیگنال توان می‌گوییم.

- نکته: همواره $\left|\int v(t)\,dt\right|^2 \le \int |v(t)|^2 dt \Rightarrow |\langle v(t)\rangle| \le \sqrt{PT_0}$

مثال: برای یک موج سینوسی:

$$v(t) = A\cos(\omega_0 t+\phi) \Rightarrow \langle v(t)\rangle = 0 \,,\; P = \frac{A^2}{2}$$

حال سری فوریه برای تحلیل فرکانسی سیگنال‌های پریودیک را بررسی کنیم:

سری فوریه: طبق تعریف سری فوریه سیگنال توان $v(t)$ با پریود T_0 عبارت است از:

$$\boxed{v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{j2\pi n f_0 t}} \quad (1)$$

$$f_0 = \frac{1}{T_0}$$

(6)

$$\boxed{C_n = \frac{1}{T_0}\int_{T_0} v(t)\, e^{-j2\pi n f_0 t}\, dt} \quad (2)$$

که در آن ضرائب C_n ضرائب سری فوریه بوده و چنین محاسبه می‌شوند :

$n = -\infty, \ldots, 0, \ldots, \infty$

از تعریف فوق ملاحظه می‌شود که :

$$C_n = \langle v(t)\, e^{-j2\pi n f_0 t} \rangle$$

ضرائب C_n در حالت کلی مختلط هستند. لذا می‌توان آنها را در مختصات قطبی چنین نمایش داد :

$$C_n = \underbrace{|C_n|}_{\text{اندازه}}\, e^{j\overbrace{\arg C_n}^{\text{فاز}}}$$

از رابطه ① ملاحظه می‌شود که : الف ـ سیگنال $v(t)$ برحسب بی‌نهایت فازور بصورت $C_n e^{j2\pi n f_0 t} = |C_n| e^{j\arg C_n} e^{j2\pi n f_0 t}$ نمایش داده شده است. لذا می‌توان طیف خطی و نمایش فازوری را رسم کرد. برای سیگنالهای پریودیک

ب ـ چون n شامل مقادیر مثبت و منفی است پس طیف خطی سیگنال $v(t)$ از نوع دوطرفه است. در حقیقت ضریب C_n معرف فرکانس nf_0 است لذا می‌توان چنین نوشت :

$$c(nf_0) \triangleq C_n$$

ـ به نمودار $|c(nf_0)|$ طیف اندازه (amplitude spectrum) و به نمودار $\arg c(nf_0)$ طیف فاز (phase spectrum) گفته می‌شود.

سه خاصیت مهم سیگنالهای پریودیک توان : ① ـ فرکانسهای موجود در طیف سیگنال همگی مضارب صحیحی از فرکانس اصلی $f_0 = \frac{1}{T_0}$ (fundamental freq.) هستند. به فرکانسهای مذکور هارمونیکهای فرکانس اصلی $f_0 = \frac{1}{T_0}$ گفته می‌شود. بنا به معرفی

② اگر ضریب متناظر با $n=0$ را مولفه DC ~~[illegible]~~. ضریب ~~[illegible]~~ برابر متوسط سیگنال است.

$$C(0) = C_0 = \frac{1}{T_0}\int_{T_0} v(t)\,dt = \langle v(t) \rangle$$

که به راحتی قابل اثبات است (در رابطه ② $n=0$ قرار دهید)

③ اگر سیگنال $v(t)$ حقیقی باشد آنگاه $C_{-n} = C_n^* = |C_n| e^{-j\arg C_n}$ بنابراین کافیست رابطه ② را فقط برای $n \geq 0$ مثبت محاسبه کنیم. همچنین از رابطه اخیر می‌توان نتیجه گرفت :

$-j\arg C_n = \arg C_{-n}$

$$\begin{cases} C_{-n} = |C_n|\, e^{-j\arg C_n} \\ C_n = |C_n|\, e^{j\arg C_n} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} |C_{-n}| = |C_n| \\ \arg C_{-n} = -\arg C_n \end{cases} \Rightarrow$$

یعنی طیف اندازه تقارن زوج و طیف فاز تقارن فرد دارد.

ـ نکته : طیف ~~[illegible]~~ سیگنال توان $v(t)$ را می‌توان بصورت طیف یک طرفه نیز نمایش داد بطوریکه :

$$v(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty}\left(C_n e^{j2\pi n f_0 t} + C_{-n} e^{-j2\pi n f_0 t}\right) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} |2C_n| \cos(2\pi n f_0 t + \arg C_n)$$

ملاحظه می‌شود که فقط فرکانسهای مثبت وجود دارند پس طیف یک طرفه است.

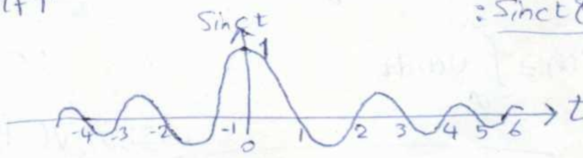
(7)

نکته: تعریف تابع sinc :

$$\mathrm{sinc}\,t \triangleq \frac{\sin \pi t}{\pi t}$$

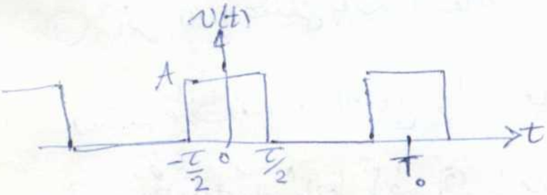
$$\Rightarrow \frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{j2\pi f t}\,dt = \frac{1}{j2\pi f T}\left(e^{j\pi f T} - e^{-j\pi f T}\right) = \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} = \mathrm{sinc}(fT)$$

رسم تابع sinc t :



$$\mathrm{sinc}\,t = \begin{cases} 1 & t = 0 \\ 0 & t = \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases}$$

مثال: قطار پالس مربعی



$$v(t) = \begin{cases} A & |t| < \frac{\tau}{2} \\ 0 & |t| > \frac{\tau}{2} \end{cases}$$

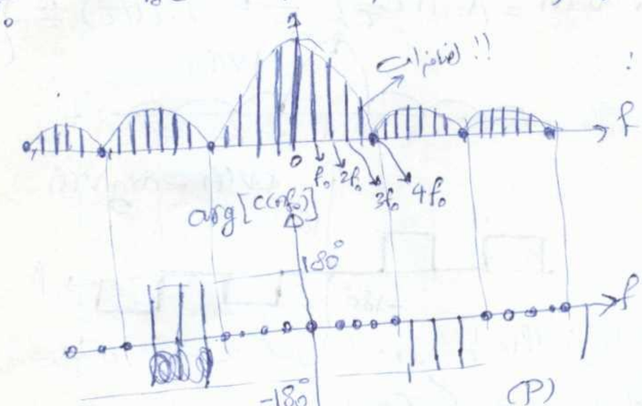
برای یک دوره

$$-\frac{T_0}{2} \le t \le \frac{T_0}{2}$$

برای حالت

بعد از محاسبه $\longrightarrow$ $c_n = \frac{A\tau}{T_0}\,\mathrm{sinc}\,n f_0 \tau$ $\quad |c(nf_0)|$ $\quad$ duty cycle $= \frac{\tau}{T_0} = \frac{1}{4} = 25\%$

طیف اندازه و طیف فاز چنین می‌شود:



قضیه پارسوال: این قضیه رابطه بین توان متوسط یک سیگنال پریودیک (P) و ضرایب فوریه را بیان می‌کند.

اثبات ①: در کتاب آمده

$$P = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n c_n^* = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |c_n|^2$$

$\longrightarrow$ $|c_n|^2$ معرف نحوه توزیع توان در طول محور طیفی سیگنال است $\longleftarrow$ چگالی طیفی توان

اثبات ②: توان متوسط برابر مجموع توانهای مولفه‌های سینوسی موجود در طیف سیگنال است. زیرا مولفه‌های سینوسی همپوشانی ندارند پس اصل جمع آثار برای توانهای آنها برقرار است.

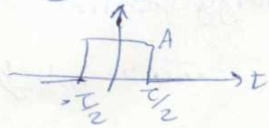
تبدیل فوریه: برای تحلیل طیفی سیگنالهای غیر پریودیک (nonperiodic) به شرطی که انرژی محدود داشته باشند، از تبدیل فوریه استفاده می‌شود.

تعریف: انرژی سیگنال $v(t)$:

$$E \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} |v(t)|^2\,dt$$

اگر E محدود باشد ($0 < E < \infty$) آنگاه $v(t)$ انرژی محدود داشته و به آن سیگنال انرژی گفته می‌شود.

مثال: تابع پالس مربعی



$$\Rightarrow E = A^2 \cdot \tau$$

تعریف: تبدیل فوریه سیگنال انرژی $v(t)$ برابر است با:

$$\boxed{V(f) \triangleq \mathcal{F}\{v(t)\} \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} v(t)\, e^{-j2\pi f t}\, dt} \quad (1)$$

$v(t)$ را از روی تبدیل فوریه آن، $V(f)$، چنین میتوان بدست آورد:

$$\boxed{v(t) = \mathcal{F}^{-1}\{V(f)\} \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} V(f)\, e^{j2\pi f t}\, df} \quad (2)$$

- $V(f)$ برای سیگنال‌های غیر پریودیک همان نقشی را ایفا می‌کند که $c(nf_0)$ برای سیگنال‌های پریودیک. لذا $V(f)$ را نیز طیف سیگنال غیر پریودیک گویند. $V(f)$ برخلاف $c(nf_0)$ تابعی پیوسته از f است.

- سه خاصیت اصلی $V(f)$: $|V(f)|$ طیف اندازه و $\arg V(f)$ طیف فاز است.

① تبدیل فوریه، $V(f)$، تابعی مختلط است لذا

② مقدار مساحت جبری زیر نمودار $v(t)$ برابر $V(0)$ است: $V(0)=\int_{-\infty}^{\infty} v(t)\,dt$

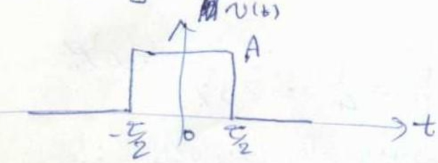
③ اگر $v(t)$ حقیقی باشد آنگاه $V(-f)=V^*(f)$ در نتیجه

$$\Rightarrow ③ \begin{cases} |V(-f)| = |V(f)| \\ \arg V(-f) = -\arg V(f) \end{cases} \Rightarrow$$

در نتیجه طیف دامنه تقارن زوج و طیف فاز تقارن فرد دارد.

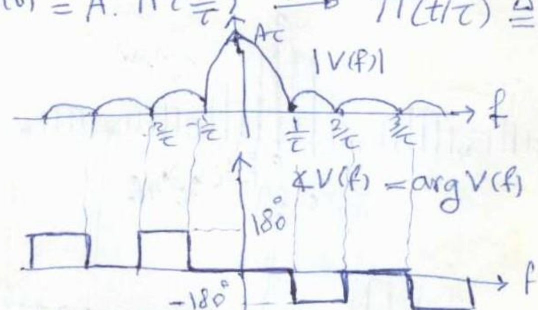
- توجه: هر تابعی که شرایط رابطه ③ را دارا باشد اصطلاحاً گفته می‌شود که تابع تقارن هرمیتی دارد (Hermitian Symmetry)

مثال: محاسبه تبدیل فوریه پالس مربعی (Rectangular pulse)



$\to v(t) = A.\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right)$ که $\Pi(t/\tau) \triangleq \begin{cases} 1 & |t|<\frac{\tau}{2} \\ 0 & o.w. \end{cases}$

$\Longrightarrow V(f) = A\tau \operatorname{sinc} f\tau \Rightarrow$



$\to V(0) = A\tau =$ سطح زیر پالس

- نکته: ملاحظه می‌شود که بیشتر محتوای طیف سیگنال در محدوده $|f|<\frac{1}{\tau}$ قرار دارد. لذا مقدار $\frac{1}{\tau}$ را می‌توان به عنوان پهنای (width) طیف در نظر گرفت. ملاحظه می‌شود که هرچه τ کوچک‌تر شود (پالس باریک‌تر شود) طیف آن گسترده‌تر و هرچه τ بزرگ‌تر شود (پالس پهن‌تر شود) طیف آن نازک‌تر می‌شود. این رابطه در حالت کلی برای هر شکل موجی صادق است.

← نتیجه: هرقدر سیگنال سریع‌تر تغییر کند مولفه‌های فرکانسی بالاتری خواهد داشت.

تعریف سیگنال سببی (causal): سیگنال $v(t)$ سببی است هرگاه: $v(t)=0 \quad t<0$

قضیه انرژی ریلی: این قضیه پاسخ سوالی است که برای سیگنال‌های انرژی بیان شده است یعنی این قضیه رابطه انرژی هر سیگنال انرژی با طیف آن چنین است:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} V(f)V^*(f)\,df = \int_{-\infty}^{+\infty} |V(f)|^2\,df$$

محاسبه

- ثمرهٔ این رابطه زمانی انرژی برای محاسبه انرژی استفاده در گسترده نمی‌شود زیرا رابطه زمانی آن ساده‌تر است. اهمیت رابطه فوق این است که بیان می‌دارد $|V(f)|^2$ معرف توزیع انرژی در حوزه فرکانس است. لذا به آن چگالی طیف انرژی (energy spectral density) گفته می‌شود. به طور مثال در مورد پالس مربعی دیدیم که عمده انرژی در فاصله $|f|<\frac{1}{\tau}$ قرار دارد. در حقیقت:

$$\int_{-\frac{1}{\tau}}^{\frac{1}{\tau}} |V(f)|^2\,df = 0.92A^2\tau$$

از طرفی $E = A^2\tau$ انرژی سیگنال پالس مربعی

در نتیجه مشاهده می‌شود که بیشتر از ۹۰٪ انرژی سیگنال در محدوده $|f|<\frac{1}{\tau}$ قرار دارد که به عنوان پهنای طیف در نظر گرفته شده بود.

⑨

- ~~نکته~~: قضیه رایلی حالت خاصی از رابطه زیر است:

$$\int_{-\infty}^{\infty} v(t)\,w^*(t)\,dt = \int_{-\infty}^{\infty} V(f)\,W^*(f)\,df$$

که $v(t)$ و $w(t)$ دو سیگنال انرژی دلخواه هستند.

- قضیه همگانی (duality): اگر تبدیل فوریه سیگنال $v(t)$، $V(f)$ باشد آنگاه تبدیل فوریه سیگنال $V(t)$ برابر $v(-f)$ است:

$$\begin{cases} v(t) \longleftrightarrow V(f) \\ V(t) \longleftrightarrow v(-f) \end{cases}$$

اثبات: اگر $z(t)=V(t)$ باشد:

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} V(\lambda)\, e^{j2\pi \lambda t}\, d\lambda \quad ⓐ$$

$$F\{z(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} z(\lambda)\, e^{-j2\pi f\lambda}\, d\lambda = \int_{-\infty}^{\infty} V(\lambda)\, e^{j2\pi\lambda(-f)}\, d\lambda \quad ⓑ$$

$$ⓐ, ⓑ \Rightarrow F[z(t)] = v(-f) \checkmark$$

مثال: تابع پالس $\text{sinc}\,t$.

$$v(t) = B\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) \longleftrightarrow V(f) = B\tau\, \text{sinc}\, f\tau$$

تابع زوج است

$$z(t) = V(t) = B\tau\, \text{sinc}\, \tau t \longleftrightarrow Z(f) = v(-f) = B\,\Pi\left(\frac{-f}{\tau}\right) = B\,\Pi\left(\frac{f}{\tau}\right)$$

$$\Rightarrow \boxed{y(t) = A\, \text{sinc}\, 2Wt \longleftrightarrow Y(f) = \frac{A}{2W}\Pi\left(\frac{f}{2W}\right)}$$

- نکته: میتوان ضرایب سری فوریه یک سیگنال پریودیک را از روی تبدیل فوریه یک سیگنال غیر پریودیک که برابر سیگنال پریودیک در یک بازه بطول دوره تناوب باشد بدست آورد. بعبارت دیگر اگر $v(t)$ یک سیگنال پریودیک با (دوره تناوب) پریود T_0 باشد و سیگنال غیر پریودیک $z(t)$ را از روی $v(t)$ بصورت $z(t)=v(t)\Pi\left(\frac{t}{T_0}\right)$ بسازیم آنگاه:

$$C_n = \frac{1}{T_0} Z(nf_0)$$ ضرایب سری فوریه

Z: تبدیل فوریه $z(t)$

اثبات:

در صفحه بعد

پریودیک

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C(nf_0)\, e^{j2\pi nf_0 t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{T_0}\int_{T_0} v(t')\, e^{-j2\pi nf_0 t'}\, dt'\right] e^{j2\pi nf_0 t} \quad ①$$

غیر پریودیک

$$z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(f)\, e^{j2\pi ft}\, df = \int_{-\infty}^{+\infty}\left[\int_{-\infty}^{\infty} z(t')\, e^{-j2\pi ft'}\, dt'\right] e^{j2\pi ft}\, df$$

در محدوده $t \in T_0$: $z(t)=v(t) \Rightarrow z(t) = \int_{-\infty}^{\infty}\left[\int_{-\infty}^{\infty} v(t')\, e^{-j2\pi ft'}\, dt'\right] e^{j2\pi ft}\, df \quad ③$

یک سیگنال غیر پریودیک معادل یک سیگنال پریودیک با $T_0 \to \infty$ و در نتیجه $f_0 \to 0$ است. در این حالت سیگما در رابطه ① به انتگرال ~~...~~ تبدیل می‌شود. $nf_0 = f$ و $f_0 = df$ لذا در روابط ① و ③ چون سمت چپ آنها برابر است سمت راست آنها هم با هم برابرند.

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{T_0}$$

<u>اثبات:</u> $z(t)$ یک سیگنال غیر متناوب است پس میتوان برای آن تبدیل فوریه نوشت:

$$z(t)=\int_{-\infty}^{\infty} Z(f)\, e^{j2\pi f t}\, df \quad (1)$$

از طرفی هر سیگنال غیر متناوب معادل یک سیگنال متناوب با دوره تناوب بی نهایت $(T_0\to\infty,\ f_0\to 0)$ است پس میتوان برای آن سری فوریه نیز نوشت:

$$z(t)=\lim_{f_0\to 0}\sum_{n=-\infty}^{\infty} b(nf_0)\, e^{j2\pi n f_0 t} = \lim_{f_0\to 0}\sum_{n=-\infty}^{\infty} c(nf_0)\, e^{j2\pi n f_0 t} \quad (2)$$

(در حالت کلی فرض $z(t)=v(t)$ است)

در حالت حدی اگر $f_0\to 0$ میل کند آنگاه $nf_0=f$ و $f_0=df$ می‌شود لذا چون سمت چپ (1) و (2) با هم برابر است باید سمت راست آنها نیز با هم برابر باشد:

$$\int_{-\infty}^{\infty} Z(f)\, e^{j2\pi f t}\, df = \lim_{f_0\to 0}\sum_{n=-\infty}^{\infty} c(nf_0)\, e^{j2\pi \underbrace{nf_0}_{=f} t} = \int_{-\infty}^{\infty} c(nf_0)\, e^{j2\pi f t}\, \frac{df}{f_0} \Rightarrow$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} Z(f)\, e^{j2\pi f t}\, df = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{c(nf_0)}{f_0}\, e^{j2\pi f t}\, df \Rightarrow Z(f)=\frac{c(nf_0)}{f_0}=T_0\, \underbrace{c(nf_0)}_{c_n} \Rightarrow$$

$$\boxed{c_n=\frac{1}{T_0}Z(f)=\frac{1}{T_0}Z(nf_0)} \quad (A)$$

- معمولا به جای استفاده از فرمول مستقیم برای گرفتن تبدیل فوریه (که مشکل است) از راه‌های زیر استفاده می‌کنیم:
  - استفاده از تبدیل فوریه‌های مشهور در جداول مشخص شده
  - استفاده از قضیه دوگانگی
  - استفاده از خواصی که در ادامه خواهد آمد
  - استفاده از رابطه (A)
  - اگر سیگنال عددی داده شده باشد میتوان از روش‌های FFT استفاده کرد.
- برخی خواص مفید که برای محاسبه تبدیل فوریه استفاده می‌شوند:

(1) - اصل جمع آثار

$$v(t)=a_1v_1(t)+a_2v_2(t) \Rightarrow V(f)=a_1V_1(f)+a_2V_2(f)$$

(2) - تاخیر زمانی (time delay)

$$v(t-t_d) \leftrightarrow V(f)\, e^{-j2\pi f t_d}$$

(3) - تغییر مقیاس (scale change)

$$v(\alpha t) \leftrightarrow \frac{1}{|\alpha|} V\left(\frac{f}{\alpha}\right) \quad \alpha\neq 0$$

(4) شیفت فرکانسی (freq. translation) یا مدولاسیون (modulation)

$$v(t)\, e^{j\omega_c t} \leftrightarrow V(f-f_c) \quad \omega_c=2\pi f_c$$

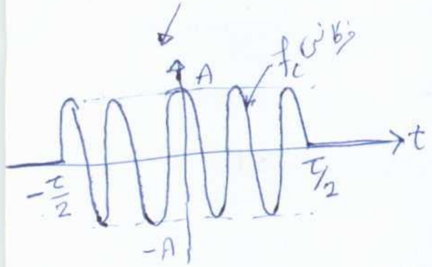
<u>نتیجه:</u>

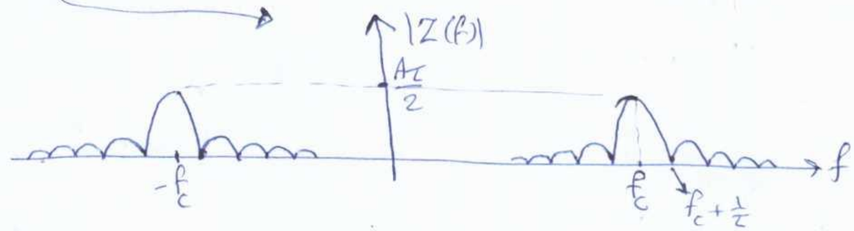
$$v(t)\cos(\omega_c t+\phi) \leftrightarrow \frac{e^{j\phi}}{2}V(f-f_c)+\frac{e^{-j\phi}}{2}V(f+f_c)$$

⑪

مثال: پالس RF :

$$z(t)=A\,\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right)\cos\omega_c t \;\rightarrow\; Z(f)=\frac{A\tau}{2}\operatorname{sinc}(f-f_c)\tau+\frac{A\tau}{2}\operatorname{sinc}(f+f_c)\tau$$





⑤ مشتق گیری : (differentiation)

$$\frac{d}{dt}v(t)\longleftrightarrow j2\pi f\,V(f)$$

نتیجه ①: مشتق مرتبه n ام :

$$\frac{d^n}{dt^n}v(t)\longleftrightarrow (j2\pi f)^n V(f)$$

نتیجه ②: طبق اصل دوگانی :

$$t^n v(t)\longleftrightarrow \frac{1}{(-j2\pi)^n}\frac{d^n}{df^n}V(f)$$

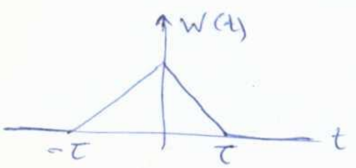
⑥ انتگرالگیری (Integration) :

$$\int_{-\infty}^{t} v(\tau)d\tau \longleftrightarrow \frac{V(f)}{j2\pi f}+\pi V(0)\delta(f)$$

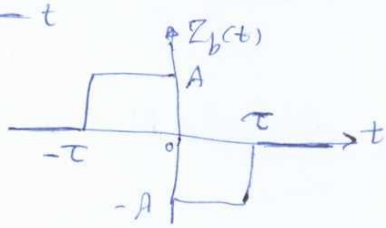
حال اگر $V(0)=\int_{-\infty}^{\infty} v(t)dt=0$ باشد داریم :

$$\int_{-\infty}^{t} v(\tau)d\tau \longleftrightarrow \frac{V(f)}{j2\pi f}$$

مثال : پالس مثلثی :



$$\rightarrow w(t)=\begin{cases}A\left(1-\frac{|t|}{\tau}\right) & |t|<\tau\\ 0 & \text{o.w.}\end{cases}$$



میتوان پالس مثلثی را انتگرال شکل موج زیر در نظر گرفت

$$\rightarrow w(t)=\frac{1}{\tau}\int_{-\infty}^{t} z_b(\lambda)d\lambda \Rightarrow W(f)=\frac{1}{\tau}\cdot\frac{1}{j2\pi f}Z_b(f)$$

$Z_b(f)$ را از روی قضیه جمع آثار و شیفت زمانی میتوان بدست آورد :

$$Z_b(f)=(j2\pi f\tau)A\tau\operatorname{sinc}^2(f\tau)$$

$$\Rightarrow W(f)=A\tau\operatorname{sinc}^2 f\tau$$

نتیجه : اگر تابع مثلثی را چنین تعریف کنیم :

$$\Lambda\left(\frac{t}{\tau}\right)=\begin{cases}1-\frac{|t|}{\tau} & |t|<\tau\\ 0 & \text{o.w.}\end{cases}$$

آنگاه دقت به یک

رابطه روبرو را خواهیم داشت:

$$\boxed{A\Lambda\left(\frac{t}{\tau}\right)\longleftrightarrow A\tau\operatorname{sinc}^2 f\tau}$$

⑦ کانولوشن : تعریف کانولوشن :

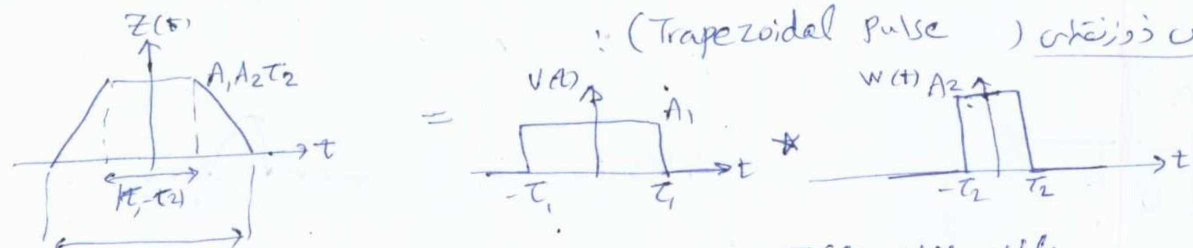
$$v(t)*w(t)\triangleq\int_{-\infty}^{\infty}v(\lambda)w(t-\lambda)d\lambda$$

$$v(t)*w(t)\longleftrightarrow V(f)W(f)$$

⑧ ضرب : با استفاده از قضیه دوگانگی و خاصیت شماره ⑦ :

$$v(t)\,w(t) \longleftrightarrow V(f) * W(f)$$

مثال : پالس ذوزنقه‌ای (Trapezoidal pulse) :



$$Z(t) = v(t) * w(t) \longrightarrow Z(f) = V(f)\,W(f) \Rightarrow$$

$$Z(f) = (A_1\tau_1 \operatorname{sinc} f\tau_1)(A_2\tau_2 \operatorname{sinc} f\tau_2)$$

اگر $\tau_1=\tau_2=\tau \Rightarrow Z(f) = A_1A_2\tau^2 \operatorname{sinc}^2 f\tau$ → تبدیل فوریه پالس مثلثی است.

در شکل ذوزنقه به مثلث تبدیل می‌شود

تابع ایمپالس (ضربه) و تبدیل فوریه آن :

هرگاه در یک سیگنال یک جزء متناوب و یک جزء غیرمتناوب وجود داشته باشد در تبدیل فوریه آن ضربه وجود خواهد داشت

بعضی خواص تابع ضربه $\delta(t)$:

Dirac delta
impulse function

1-) $\displaystyle\int_{t_1}^{t_2} v(t)\delta(t)\,dt = \begin{cases} v(0) & t_1<0<t_2 \\ 0 & o.w. \end{cases}$

2-) $\displaystyle\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t)\,dt = \int_{0^-}^{0^+} \delta(t)\,dt = 1$ ~~$\delta(t)=0 \quad t\neq 0$~~

حالت کلی‌تر → $\displaystyle\int_{t_1}^{t_2} \delta(t-t_0)\,dt = 1 \quad t_1<t_0<t_2$

3-) $\delta(t) = 0 \qquad t\neq 0$

4-) $\displaystyle\lim_{T\to 0} \frac{1}{T}\Pi\left(\frac{t}{T}\right) = \lim_{T\to 0} \frac{1}{T}\operatorname{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) = \lim_{T\to 0} \frac{1}{T}\Lambda\left(\frac{t}{T}\right) = \delta(t)$

5-) خاصیت شیفت (۱) $\displaystyle\int_{t_1}^{t_2} v(t)\delta(t-t_0)\,dt = \begin{cases} v(t_0) & t_1<t_0<t_2 \\ 0 & o.w. \end{cases} = \int_{-\infty}^{\infty} v(t)\,\delta(t-t_0) \rightarrow$ عمل نمونه‌برداری
Sampling operation

6-) خاصیت تقارن $\delta(-t) = \delta(t)$

7-) مقیاس زمانی (time scaling) $\delta(at) = \dfrac{1}{|a|}\delta(t)$

8-) ضرب در یک تابع $v(t)\,\delta(t-t_0) = v(0)\,\delta(t-t_0)$

عمل انعکاس

9-) کانولوشن $v(t) * \delta(t-t_0) = v(t-t_0) \longrightarrow$ replication operation

تبدیل فوریه ضربه :

$$A\delta(t) \longleftrightarrow A$$
$$A \longleftrightarrow A\delta(f)$$

نتیجه :

$$Ae^{j\omega_c t} \longleftrightarrow A\,\delta(f-f_c)$$

$$A\cos(\omega_c t+\phi) \longleftrightarrow \frac{Ae^{j\phi}}{2}\delta(f-f_c) + \frac{Ae^{-j\phi}}{2}\delta(f+f_c)$$

تابع پله (Step function):

$$u(t) = \begin{cases} 1 & t>0 \\ 0 & t<0 \end{cases}$$

تابع علامت (signum function):

$$\operatorname{sgn}(t) = \begin{cases} +1 & t>0 \\ -1 & t<0 \end{cases}$$

تبدیل فوریه توابع پله و علامت:

$$u(t) \longleftrightarrow \frac{1}{j2\pi f} + \frac{1}{2}\delta(f)$$

$$\operatorname{sgn}(t) \longleftrightarrow \frac{1}{j\pi f}$$

نکته: با استفاده از تعریف تابع پله و کانولوشن میتوان خاصیت تبدیل فوریه انتگرال را ثابت کرد:

$$\int_{-\infty}^{t} v(\lambda)\,d\lambda = v(t) * u(t) \longleftrightarrow V(f)\left[\frac{1}{j2\pi f} + \frac{1}{2}\delta(f)\right] = \frac{1}{j2\pi f}V(f) + \frac{1}{2}V(0)\delta(f)$$

رابطه بین تابع ضربه و تابع پله:

$$\begin{cases} \int_{-\infty}^{t} \delta(\lambda - t_d)\,d\lambda = \begin{cases} 1 & t>t_d \\ 0 & t<t_d \end{cases} = u(t-t_d) \\ \delta(t-t_d) = \frac{d}{dt}u(t-t_d) \end{cases}$$

فصل سوم: انتقال سیگنال و فیلتر کردن (Signal transmission and Filtering)

- در یک سیستم LTI

$$x(t) \longrightarrow \boxed{h(t)} \longrightarrow y(t)$$

$h(t)$ = پاسخ ضربه (impulse response)

$$y(t) = h(t) * x(t) = x(t) * h(t)$$

$$\text{تابع انتقال} = \text{Transfer function} = H(f) \triangleq \mathcal{F}\{h(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t)e^{-j2\pi ft}\,dt$$

- اگر $h(t)$ حقیقی باشد آنگاه دیدیم که $H(f)$ تقارن هرمیتی دارد یعنی:

$$H(-f) = H^*(f)$$

یک خاصیت سیستم LTI:

اگر ورودی $x(t) = A_x\cos(2\pi f_0 t + \phi_x) \xrightarrow{\text{خروجی سیستم}} y(t) = A_y\cos(2\pi f_0 t + \phi_y)$

که در آن:

$$A_y = |H(f_0)|A_x \quad \text{و} \quad \phi_y = \measuredangle H(f_0) + \phi_x$$

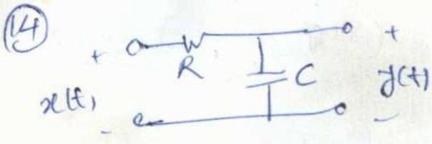
- منظور از پاسخ فرکانسی (freq. response) یک سیستم LTI، رسم همزمان در منحنی $|H(f)|$ و $\measuredangle H(f)$ برحسب فرکانس f_0 است.

- انرژی سیگنال خروجی:

$$\begin{cases} E_y = \int_{-\infty}^{+\infty} |Y(f)|^2\,df \\ Y(f) = H(f)X(f) \end{cases} \Rightarrow E_y = \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 \cdot |X(f)|^2\,df$$

انرژی خروجی به نوعی انرژی فیلتر شده‌ی ورودی است.

مثال: پاسخ فرکانسی مدار RC پائین گذر:



$$H(f)=\frac{\frac{1}{j2\pi fC}}{\frac{1}{j2\pi fC}+R}=\frac{1}{1+j2\pi fRC}=\frac{1}{1+j\frac{f}{B}}\rightarrow B=\frac{1}{2\pi RC}$$

که B پهنای باند سیستم است. برای یک سیستم پائین گذر ~~فرکانس~~ پهنای باند برابر فرکانسی است که پاسخ دامنه یا گین به اندازه 3 dB افت کند و این معادل این است که اندازه دامنه از H_{max} به $\frac{H_{max}}{\sqrt{2}}$ برسد.

$$20\log\frac{H_{max}}{\sqrt{2}}=20\log H_{max}-20\log\sqrt{2}=20\log H_{max}-3\text{ dB}$$

مثال 2: برخی سیستم‌ها و تابع انتقال آنها:

سیستم ضرب اسکالر: $y(t)=\pm K\,x(t)\Rightarrow H(f)=\pm K$

سیستم مشتق‌گیر: $y(t)=\frac{dx(t)}{dt}\rightarrow H(f)=j2\pi f$

سیستم انتگرالگیر: $y(t)=\int_{-\infty}^{t}x(\lambda)d\lambda\Rightarrow H(f)=\frac{1}{j2\pi f}$

سیستم تأخیر زمانی: $y(t)=x(t-t_d)\Rightarrow H(f)=e^{-j2\pi f t_d}$

سیستم بدون اعوجاج: سیستمی است که شکل ورودی را تغییر ندهد به عبارت دیگر تنها تغییراتی که سیستم مجاز به اعمال است شامل تغییر مقیاس (Scale) ~~و~~ تأخیر زمانی باشد. بنابراین در یک سیستم بدون اعوجاج:

$y(t)=K\,x(t-t_d)$

K یک عدد ثابت و t_d هم مقدار تأخیر ثابت است.

تابع انتقال سیستم بدون اعوجاج: $H(f)=Ke^{-j\omega t_d}\Rightarrow |H(f)|=|K|$ ① و $\measuredangle H(f)=-2\pi t_d f\pm m180$ ②

علامت + یا - بخاطر علامت K است.

توجه: اگر سیستمی در بازه فرکانسی مورد علاقه ما خواص ① , ② را داشته باشد نیز میتوان آن را بدون اعوجاج نامید. مثلاً برای سیستم‌های صوتی چون همه مولفه‌های صوت در بازه [200, 3200] قرار دارند لذا کافی است در همین محدوده فرکانسی، سیستم بدون اعوجاج باشد.

- در عمل سیستم‌ها در انتقال مقداری اعوجاج دارند. برای مطالعه اعوجاج، سه نوع اعوجاج در نظر می‌گیریم:

اعوجاج خطی { 1- اعوجاج دامنه (Amplitude) یعنی: $|H(f)|\neq|K|$ (گاهی اعوجاج فرکانسی نیز نامیده می‌شود)

2- اعوجاج تأخیر (delay) یعنی: $\measuredangle H(f)\neq-2\pi t_d f\pm m180^\circ$ (اعوجاج فاز هم نامیده می‌شود)

3- اعوجاج غیر خطی: زمانی که سیستم بدلیل داشتن المانهای غیرخطی، دیگر خطی (LTI) نباشد.

اعوجاج خطی:

1- مفهوم تأخیر زمانی ثابت (time delay) با ~~...~~ شیفت فاز ثابت (phase shift) بسیار متفاوت است (شکل‌های 3.2-3 ، 3.2-4 ، 3.2-5)

2- اعوجاج تأخیر (یا اعوجاج فاز) به تنهایی می‌تواند باعث افزایش یا کاهش قله (پیک) آن نیز شود... علاوه بر تغییر شکل سیگنال ورودی

3- اعوجاج تأخیر در انتقال صوت و موسیقی چندان مهم نیست اما در سیستم‌های انتقال داده‌های دیجیتال بسیار مهم است. (مثل تصاویر)