

Medidas 2

Resumen para el final

lianjosho

2015



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA



Medidas electrónicas 2

Apuntes para rendir el final

lianjosho

2015

Prólogo

Este escrito más que para contribuir al grupo, que también es en gran parte para eso, pues me ha ayudado muchísimo, lo hago por propio placer. Me gusta escribir. Si bien no tiene la profundidad ni la coherencia que me hubiera gustado transmitir, pues en clases no se ven los temas como se debiera, creo que me deja conforme. Nada nuevo, en este apunte te vas a encontrar con una transcripción y redacción de un rejunte de cosas de Medidas 2. Con rejunte me refiero a transcripciones de hojas de datos, de notas de aplicación, de traducciones de notas de aplicación, de manuales, de copias, de fotocopias, de copias de fotocopias, de fotos de apuntes, de carpetas digitalizadas, de audios de clase y de consultas, y de explicaciones del mismo Zozaya en clases cuando cagaba a pedos a alguien (yo incluido), que pude recopilar en el grupo. Como no quise que sea un amontonamiento liso y llano (pues si no, hubiera usado un creador de archivos de pdf) me tomé el trabajo de escribir todo esto. Espero que este apunte sea más legible que el de Aplicada 2, con éste último hubo mucha gente que se acercó a preguntarme qué carajo quise decir en tal lado. Otros muchos me felicitaron, debo decir la verdad, y eso me llenó y me llena de satisfacción; pero la verdad es que las otras opiniones calaban hondo, pues yo creía haberme hecho entender a la perfección (graso error), cuando en realidad rebuscaba el asunto o lo complicaba al pedo. Ni hablar de los errores numéricos en los ejercicios, que pueden haber hecho reprobar a alguien (pido disculpas si fue así). Así que con este apunte trato (repito: trato, no quiere decir que me salga) de redimirme.

Estructura del apunte: es similar a la del de Aplicada 2. Le dedico un solo capítulo a cada unidad de la materia, excepto a las unidades 7 y 12, que nunca escuché que se dieran en clase o se tomaran en algún final. No dedico un capítulo entero a las preguntas de parciales y/o finales como en el apunte de Aplicada 2, sino que los separo en cada uno de los capítulos. El orden de los mismos es el que sale en el programa; porque Zozaya en clases lo da en cualquier orden (aunque varía ligeramente año tras año).

Hay mucho pie de página, no encontré una forma mejor de no entorpecer la escritura con cosas complementarias. A lo mejor en ese afán logré exactamente lo contrario. Qué se le va a hacer. Puede que me haya excedido un poco, pero los usé no solo para su función principal sino también para explicar todos y cada uno de los conceptos que pueden parecer extraños, o vagos. No te estoy tratando de estúpido, todos alguna vez hemos tenido una duda sobre algo o no creímos saber algo y en realidad no era así. No es extraño que en clase se levante la mano para preguntar qué es un dBc, o cuál es la unidad de una determinada resolución, o qué significa la palabra sintetizado. Peor aún, se da el caso en que estas dudas se presentan minutos antes del parcial. Bueno, trato de condensar todo esto y cualquier información que me parezca útil en los pies de página.

También use el mismo método del apunte de Aplicada 2 para resolver ecuaciones numéricas: circuitos o puntitos negros debajo de la ecuación principal para ir resolviendo las variables desconocidas.

Personas usadas: a lo largo de todo el escrito uso la **primera persona del plural**, esta es la persona principal: «en este caso trataremos», «nos queda así», «si hacemos esto, obtendremos aquello». La uso porque me parece más amigable, no para darme aires de escritor. En algunos pasajes utilizo la **primera personal en singular**, esta es mucho menos frecuente: «Aquí lo que hago es», «además, no creo que esto funcione», «lo que hice yo en particular fue». Esta persona la uso para señalar puntos de vista y limitaciones propios, opiniones personales, o sea, lo subjetivo, todo aquello que pienso yo y no tenés por qué pensar de la misma forma. Y por último, y no por menos

frecuente menos importante, la **segunda persona en singular**: «tenés que tratar de», «no pongas tal cosa», «tenés que decidir entre esto y aquello». Es rarísimo encontrar esta persona narrativa en algún texto hoy en día, el autor la usa cuando busca complicidad del lector. Pero acá no la uso para eso, sino para aconsejarte o darte sugerencias de algún tipo (desde mi humilde punto de vista, claro). Por lo general la reservo para la parte de preguntas de los parciales/finales que hay al final de cada capítulo. Cuando uso la segunda persona es porque encontré mi límite y no sé qué decirte acerca de alguna cuestión, no puedo inventar si no sé con rigor de verdad cómo es el asunto.

Uso estas personas porque me parecen que no son tan abstractas, como por ejemplo la persona imparcial que se encuentra en la narración científica. La narración científica es la que se usa en los libros de ingeniería: «el transistor se caracteriza por», «hay varios criterios para clasificar una fuente, el que se usa en esta materia es», «cuando se sobrepasa cierta tensión, el diodo se polariza directamente y actúa como». Este tipo de narración busca exactitud y precisión, no intenta ser elegante, no busca persuadirte, simplemente te expone las cosas y se basa en argumentación lógica, en hechos y experimentos. Yo no busco eso, no pretendo enseñarte nada, solo expongo mi punto de vista.

Bibliografía: la bibliografía de la que me valí no es larga, pero la mayoría está en inglés, y eso alargó un poco el tiempo que tuve para escribir. No voy a poner punto por punto, título por título, exactamente de dónde saqué tal cosa porque no tiene sentido; en lugar de eso expongo toda la bibliografía en una sección aparte. Aunque me basé en la bibliografía que deja Zozaya para consulta de la materia, usé directamente las fuentes en inglés (eso si las encontraba) para redactar el apunte de principio a fin y darle así la mayor coherencia posible. La «bibliografía» que deja Zozaya en el laboratorio de Técnicas te deja peor de lo que estabas antes, porque está incompleta, además de que son un recorte de un apunte de la facultad de Villa María, notas de aplicación en inglés, traducciones y «seminarios» hechos por Rabinovich. Lo que yo llamo un apunte Frankenstein.

En otro archivo aparte de este pdf voy a dejar adjunto un rar en donde meto toda la bibliografía (en inglés) en la que me basé y tomé como guía para cada unidad. Está la bibliografía de todas las unidades excepto la de la unidad 6: sintetizadores. Esto es porque no encontré exactamente la bibliografía exacta que usa Zozaya en clases.

Preguntas de parciales y/o finales: estas secciones están, como ya dije, al final de cada capítulo. Aprovecho para poner mi punto de vista y el de mis compañeros con que he cursado y estudiado la materia. Aunque no lo parezca, todo el apunte gira en torno a esas malditas preguntas. De lo contrario no tendría sentido. Para los parciales terminábamos estudiando por consenso: «Quedamos en que la respuesta de esta pregunta es X». No se puede estudiar así, no se puede llamar a votación para determinar si la suma de los ángulos interiores de un triángulo debe ser 180 u otro valor. Es muy tedioso tener que reescribir un resumen. Esto está bien al principio, cuando recién se arranca a estudiar la materia, pero cuando uno ya tiene un determinado tema sabido, estudiado, consultado, investigado y contrastado, es un perno que venga alguien y te diga: «Che, guarda que Zozaya a eso lo consideraba con el otro signo el año pasado». Chau, zanja la discusión, no hay forma de rebatir eso, y hay que elegir entre apoyarse en lo que uno ha estudiado o lo que [Zozaya] corrigió «bien» el año pasado. El problema con esto último (lo cual termina eligiendo la mayoría) es que si cambia alguna cosita en la pregunta te termina por desorientar, porque para salirte de lo que estudiaste de memoria te tenés que apoyar en los conceptos que estudiaste, pero andá a saber si la conclusión a la que llegás él la considera correcta.

Las «cositas» que cambia en las preguntas es otro tema. En la mayoría de los casos se entiende bien lo que pide, el chabón no es estúpido, sabe la materia. Lo que no sabe es redactar, porque con el afán de querer «sacarte» de lo estudiado, para que no le pongas una respuesta de memoria, escribe la pregunta de otra forma. Así, te podés encontrar con sustantivos y adjetivos cambiados de orden, con la negación de alguna pregunta que te tomó en el parcial, con la negación de la negación de esa misma pregunta, con los pronombres «qué» y «cuál» usados incorrectamente, y un largo etcétera. Hay que tener cuidado con todo esto, no queda otra.

Cómo preparar la materia: esto es importante. Después de haber rendido, creo que la siguiente es, a mi humilde entender, la mejor forma de preparar la materia.

- Si no disponés de tiempo, y te la jugás a que el examen es multipl-choice, entonces estudiá de memoria directamente la sección de las preguntas de parciales y/o finales, que la saqué de los multiple-choice que siempre andan dando vuelta por el face. Hay preguntas que casi siempre salen, como las de qué tipo de ventana usar, o qué tipo de antena usar para cada ensayo, o las de mezclador o filtro digital en el FFT; son preguntas chotas pero que suman.
- Si disponés de unos días más, deberías juntarte a estudiar en un grupo de 4 o 5 personas. Seguro que hay gente que ya la rindió o que conoce gente así. Te vas a encontrar con sorpresas, con gente que dice que Zozaya una vez corrigió de una forma y otra vez de otra (y hay veces en que se manda cualquiera, pero cualquiera en serio). Esto se corrige en grupo dos o tres días antes del final, no te sugiero mucho antes (1 o 2 semanas por ejemplo) porque por ahí vas a pensar que, encima que te falta terminar de estudiar al ritmo que planeaste, todavía te quedan hacer ese tipo de correcciones de última hora. Otra razón para juntarse en grupo es que Zozaya va cambiando algunas preguntas cada cierto tiempo, esto es porque ya los alumnos se saben la respuesta de memoria, así que cada dos o tres meses por ahí te topas con 2 o 3 preguntas nuevas; y si te juntas a estudiar en grupo vas a saber cuáles son las que vienen saliendo en los últimos turnos.
- Por ahí a Zozaya se le da por tomar desarrollo teórico, esto es cuando hay pocos incriptos o cuando se le cantan las pelotas. Así que si disponés de más tiempo (10 días diría yo) deberías reforzar el multiple-choice con la teoría. Y estudiar los esquemas principales, que son los diagramas de bloques o circuitos básicos generales (esquema general para medir parámetros S, distintos modos de operación de un contador, diagrama de bloques de los sintetizadores, y esas cosas).
- Si tenés más tiempo (2 semanas o más) sugiero que te leas este apunte. Está escrito, creo yo, de forma coherente. No sé si me di a entender, pero por lo menos no hice la gran «copiar y pegar». Y de paso te fijás en dónde eché moco y me avisás.
- Y bueno, si ya disponés de bastante tiempo (mínimo 2 meses diría yo), podés estudiar directamente de la bibliografía (en inglés mayormente) que dejé anexa, todas las unidades (excepto la 6, la de sintetizadores) están basadas en notas de aplicación. No te recomiendo hacer esto porque por ahí te demorás mucho y en el final te encontrás con un multiple-choice que pudiste estudiar de memoria; además Zozaya en algunos tramos se aleja de la bibliografía y dice cualquier cosa. Lo único bueno de esto es que vas a tener soporte para defender tu examen si te corrige mal. Porque una cosa es defenderte con una nota de aplicación en inglés y otra es decirle que estudiaste de la carpeta de clases, ahí el chabón te va a decir: «no, en clases no lo di así, fíjese bien».

Bueno, sin nada más que decir, espero que este rejunte te sirva para algo, aunque sea para limpiar la parrilla cuando hacés asado (si es que tenés esto impreso).

Bibliografía

General

- **Bernard M. Oliver, John M. Cage.** *Electronic measurements and instrumentation*. McGraw-Hill: United States. International student edition (en inglés).
- **Frederick Emmons Terman, Joseph Mayo Pettit (1952).** *Electronics measurements*. McGraw-Hill: segunda edición (en inglés).
- **W. Bolton (1995).** *Mediciones y pruebas eléctricas y electrónicas*. Marcombo, S.A.
- **Mauricio García (2014).** *Apunte de Medidas electrónicas II*.
- **Anónimo.** *Apunte de la materia de la UTN Facultad regional Villa María*.

Capítulo 1: Parámetros de dispersión

- **Agilent Technologies.** *AN 1287-3: Applying error correction to network analyzer measurements*.
- **Hewlett-Packard (1967).** *AN 77-1. Transistor parameters measurements*.
- **Hewlett-Packard.** *The RF vector voltmeter*. (Especificaciones del voltímetro vectorial HP8405A.)
- **Zerbini Carlos.** *Medición de componentes electrónicos (guía de TPs)*.

Capítulo 2: Osciloscopio de almacenamiento digital

- **Textronix.** *El XYZ de los osciloscopios*. Guía.
- **Mary Anne Peters & Joseph Tylka.** *Digital Sampling Oscilloscope*. Department of Mechanical and Aerospace Engineering Princeton University, Princeton, NJ 08544, USA (Paper).

Capítulo 3: Analizador de espectro

- **Agilent Technologies.** *AN 150: Spectrum analysis basics*.
- **Hewlett-Packard (David Ballo) (1998).** *Network analyzer basics. 1998 Back to basics seminar*.
- **Zerbini Carlos.** *Ánalisis espectral (guía de trabajos prácticos)*.
- **Hewlett-Packard.** *AN63A: more on spectrum analysis*.

Capítulo 4: Analizador FFT

- **Agilent Technologies.** *AN 243: The fundamentals of signal analysis*.

Capítulo 5: Reflectometría

- **Zerbini Carlos.** *Reflectometría en el dominio del tiempo (guía de trabajos prácticos)*.
- **Hewlett-Packard.** *AN1304-2: Time domain reflectometry theory*.

Capítulo 6: Sintetizadores de frecuencia

- Apuntes y carpetas varios.

Capítulo 8: Compatibilidad electromagnética

- **RCTA/DO-160D.** *Environmental conditions and test procedures for airborne equipment.* Nota de aplicación.

Capítulo 9: Analizador de estados lógicos

- **Agilent Technologies.** *AN 1337: Feeling comfortable with logic analyzers.*
- **Textronix.** *Logic Analyzer Fundamentals.* Guía.

Capítulo 10: Potencia en RF y en microondas

- **BIRD Electronics Corporation.** *RF directional thruline wattmeter model 4304A.* (Manual de instrucciones del vatímetro thruline modelo 4304A.)
- **Hewlett-Packard.** *HP432A power meter.* (Especificaciones del medidor de potencia HP 232A.)
- **Hewlett-Packard.** *AN 64-1A: Fundamentals of RF and microwave power measurements.*
- **Zerbini Carlos.** *Medición de potencia en radiofrecuencia (guía de TPs).*

Capítulo 11: Contadores digitales

- **Hewlett-Packard.** *AN 200: Fundamentals of electronics counters.*
- **Hewlett-Packard.** *AN 200-3: Fundamentals of time interval measurements.*
- **De la Rosa Juan José González.** *Instrumentación electrónica.* Universidad de Cádiz, España. (Capítulo 3: Frecuencímetros y contadores electrónicos.)

Capítulo 13: Medición en amplificadores de audiofrecuencia

- **Zerbini Carlos.** *Medición de parámetros en amplificadores de audiofrecuencia (guía de TPs).*
- **RaneNote 145.** *Audio specifications.*

Índice general

Prólogo..	5
Bibliografía.	9
Índice general	11
Capítulo 1: Parámetros de dispersión	17
1.1 Parámetros de dispersión	17
1.1-a <i>Definición.....</i>	18
1.1-b <i>Técnica de medición de los parámetros S.....</i>	19
1.1-c <i>Voltímetro vectorial.....</i>	26
1.2 Analizador vectorial de redes	27
1.2-a <i>Análisis vectorial de redes</i>	28
1.3 Preguntas de parciales y/o finales	30
Capítulo 2: Osciloscopio de almacenamiento digital	39
2.1 Diagrama de bloques	39
2.1-a <i>Etapa de adquisición de datos</i>	39
2.1-b <i>Etapa de sincronismo y base de tiempo</i>	42
2.1-c <i>Post procesamiento de señales.....</i>	43
2.2 Tipos de muestreo	43
2.2-a <i>Muestreo en tiempo real (coherente).....</i>	43
2.2-b <i>Muestreo en tiempo equivalente (no coherente)</i>	45
2.3 Preguntas de parciales y/o finales	46
Capítulo 3: Analizador de espectro	49
<i>Tipos de analizadores</i>	49
3.1 Analizador de espectro de barrido (superheterodino)	50
3.1-a <i>Atenuador de RF.....</i>	51
3.1-b <i>Filtro pasa bajas.....</i>	52
3.1-c <i>Mezclador.....</i>	52
3.1-d <i>Amplificador FI.....</i>	52

<i>3.1-e</i>	<i>Filtro FI.....</i>	53
<i>3.1-f</i>	<i>FM residual y ruido de fase</i>	55
<i>3.1-g</i>	<i>Tiempo de barrido (sweep time)</i>	56
<i>3.1-h</i>	<i>Detector de envuelta</i>	57
<i>3.1-i</i>	<i>Pantalla.....</i>	58
<i>3.1-j</i>	<i>Filtro de video.....</i>	58
<i>3.1-k</i>	<i>Exactitud de la amplitud y de la frecuencia.....</i>	60
<i>3.1-l</i>	<i>Sensibilidad y ruido.....</i>	63
<i>3.1-m</i>	<i>Rango dinámico</i>	65
3.2	Técnicas y aplicaciones de los analizadores	66
<i>3.2-a</i>	<i>Medidas de señales moduladas.....</i>	66
<i>3.2-b</i>	<i>Estabilidad de la frecuencia y pureza espectral en ondas continuas</i>	68
<i>3.2-c</i>	<i>Densidad de potencia de ruido.....</i>	69
<i>3.2-d</i>	<i>Señales AM pulsantes.....</i>	70
3.3	Preguntas de parciales y/o finales	72
Capítulo 4: Analizador FFT		75
4.1	Introducción	75
<i>4.1-a</i>	<i>Dominios del tiempo y de la frecuencia</i>	75
<i>4.1-b</i>	<i>Analizador de espectro</i>	76
4.2	Analizador FFT.....	77
<i>4.2-a</i>	<i>Propiedades de la FFT.....</i>	77
<i>4.2-b</i>	<i>Aliasing.....</i>	79
<i>4.2-c</i>	<i>Análisis de banda seleccionable</i>	80
<i>4.2-d</i>	<i>Ventanas.....</i>	81
<i>4.2-e</i>	<i>Ancho de banda real</i>	84
4.3	Mediciones con el analizador FFT.....	85
<i>4.3-a</i>	<i>Mediciones en el dominio de la frecuencia.....</i>	85
<i>4.3-b</i>	<i>Mediciones en el dominio del tiempo.....</i>	90
4.4	Preguntas de parciales y/o finales	91
Capítulo 5: Reflectometría en el dominio del tiempo		95
5.1	Introducción	95
<i>5.1-a</i>	<i>Propagación en una línea de transmisión</i>	95
5.2	Diferentes cargas en una línea de transmisión.....	96
<i>5.2-a</i>	<i>Con carga real, circuito abierto o corto circuito.....</i>	98
<i>5.2-b</i>	<i>Con carga compleja</i>	100
5.3	Reflexiones múltiples.....	101
5.4	Resolución espacial de un reflectómetro	103
5.5	Errores en la medición.....	104
5.6	Preguntas de parciales y/o finales	108

Capítulo 6: Sintetizadores de frecuencia.....	119
6.1 Tipos de síntesis.....	119
6.2 Tipos de sintetizadores.....	120
6.2-a Sintetizador sinusoidal con rectificadores (método directo).....	120
6.2-b Sintetizador sinusoidal con PLL de N entero (método indirecto).....	122
6.2-c Sintetizador sinusoidal con PLL de N fraccional (método directo).....	125
6.2-d Sintetizador AWG con DDS (método directo).....	128
6.3 Preguntas de parciales y/o finales.....	129
Capítulo 8: Compatibilidad electromagnética.....	133
8.1 Introducción y definiciones.....	133
8.1-a Compatibilidad e interferencia electromagnéticas.....	133
8.1-b Terminología usada en EMC.....	133
8.1-c Interferencias electromagnéticas.....	134
8.1-d Normas de compatibilidad.....	135
8.1-e Elementos usados en los ensayos.....	136
8.1-f Clasificación de los ensayos.....	138
8.2 Tipos de ensayos	139
8.2-a Susceptibilidad conducida	139
8.2-b Susceptibilidad radiada	142
8.2-c Susceptibilidad inducida.....	143
8.2-d Emisión conducida.....	146
8.2-e Emisión radiada	147
8.3 Preguntas de parciales y/o finales.....	148
Capítulo 9: Analizador de estados lógicos	151
9.1 Diagrama de bloques	151
9.1-a Ventana de histéresis o umbral lógico	152
9.2 Operación síncrona (analizador de estados)	152
9.3 Operación asíncrona (analizador temporal).....	153
9.3-a Resolución temporal y muestreo transicional.....	153
9.3-b Detector de transiciones rápidas de tensión (glitch)	154
9.4 Sistema de disparo.....	155
9.4-a Disparo en paralelo.....	156
9.4-b Disparo en serie	156
9.4-c Clock qualifier	156
9.5 Puntas de prueba lógicas.....	157
9.6 Preguntas de parciales y/o finales	157
Capítulo 10: Potencia en RF y en microondas	159
10.1 Conceptos básicos (potencia y sensores).....	159
10.1-a Tipos de potencias.....	159

10.1-b	<i>Tipos de sensores</i>	161
10.1-c	<i>Jerarquía de los medidores de potencia</i>	162
10.2	Sensores con termistor.....	163
10.2-a	<i>Método bolométrico</i>	163
10.2-b	<i>Método con puente auto-balanceado</i>	164
10.3	Sensores con termocupla.....	166
10.3-a	<i>Principio de funcionamiento y sensores a termocupla</i>	166
10.3-b	<i>Medición de potencia con sensor a termocupla</i>	167
10.4	Sensores con diodo detector.....	168
10.4-a	<i>Diodo sensor</i>	169
10.4-b	<i>Acoplador direccional</i>	169
10.4-c	<i>Vatímetro thruline (medición con acopladores direccionales)</i>	172
10.5	Conclusiones (comparación)	173
10.6	Preguntas de parciales y/o finales.....	174
Capítulo 11: Contadores digitales de frecuencia.....		177
11.1	Fundamentos de los contadores digitales	177
11.1-a	<i>Funciones básicas</i>	177
11.1-b	<i>Funciones adicionales</i>	180
11.1-c	<i>Contadores recíprocos</i>	180
11.2	Consideraciones que afectan a los contadores.....	180
11.2-a	<i>Acoplamiento CC-CA</i>	181
11.2-b	<i>Atenuador. Fusible y diodos protectores</i>	181
11.2-c	<i>Impedancia de entrada</i>	182
11.2-d	<i>Amplificador (control del nivel de trigger)</i>	182
11.2-e	<i>Disparador de Schmitt. Sensibilidad y rangos dinámico y de operación</i>	182
11.2-f	<i>Control de pendiente (slope)</i>	183
11.2-g	<i>Control automático de ganancia (AGC)</i>	183
11.3	Fuentes de errores en la medición	184
11.3-a	<i>Errores sistemáticos</i>	184
11.3-b	<i>Errores aleatorios</i>	185
11.4	Preguntas de parciales y/o finales.....	188
Capítulo 13: Medición en amplificadores de audio		191
13.1	Introducción	191
13.1-a	<i>Generador de señal</i>	191
13.1-b	<i>Definiciones de dBm, dBc y dBu</i>	192
13.1-c	<i>Mediciones a realizar</i>	193
13.2	Descripción de los parámetros.....	193
13.2-a	<i>Ganancia de inserción</i>	193
13.2-b	<i>Distorsión armónica total (THD)</i>	194
13.2-c	<i>Distorsión armónica total + ruido (THD+N)</i>	195

13.2-d	<i>Distorsión por intermodulación (método SMPTE y método DIN)</i>	196
13.2-e	<i>Distorsión por intermodulación (método CCIT)</i>	197
13.2-f	<i>Rango de frecuencias</i>	198
13.2-g	<i>Potencia máxima disponible (Pmd)</i>	199
13.2-h	<i>Máxima excusión simétrica a la salida, MES</i>	200
13.2-i	<i>Relación señal-ruido, S/N</i>	201
13.2-j	<i>Rango dinámico</i>	202
13.2-k	<i>Crosstalk</i>	202
13.3	Preguntas de parciales y/o finales.....	203

Capítulo 1: Parámetros de dispersión

En realidad, la unidad se llama *Medición de parámetros de componentes activos y pasivos*, le puse Parámetros de dispersión porque es en este tema en el que se concentra. Volviendo al título original, para empezar a estudiar, tenemos que saber cuáles son los componentes activos y pasivos, después qué parámetros de ellos nos interesa, y por último cómo medir dichos parámetros.

Un componente **pasivo** es todo dispositivo que no necesita una fuente de energía para funcionar, es decir, estos componentes no pueden controlar la corriente en el circuito; los más conocidos son las resistencias, los inductores y los capacitores. Los componentes **activos** son justamente lo contrario, necesitan una fuente de energía para funcionar; y pueden excitar el circuito controlando el flujo de corriente del mismo. Fundamentalmente se tratan de generadores y ciertos tipos de semiconductores como los diodos y los transistores.

En los componentes pasivos, la relación entre la corriente que los atraviesa y la tensión aplicada es lineal, por eso se les llama «componentes pasivos lineales» (por lo menos en los tres elementos mencionados); en cambio, para los componentes activos, esta relación ya no es lineal, y necesitamos relaciones (parámetros) más complejas para describir su comportamiento. Es por eso que los parámetros que veremos se aplican sólo a los componentes activos.

Ahora bien, los parámetros más conocidos para describir el comportamiento de los componentes activos son los **parámetros híbridos**, vistos hasta el hartazgo en las «Aplicadas»; estos parámetros pueden obtenerse con los llamados «trazadores de curva de transistores». Pero cuando la frecuencia de trabajo es demasiada alta se producen fenómenos de reflexión y los parámetros híbridos ya no sirven. Necesitamos unos nuevos parámetros que tengan en cuenta este fenómeno: éstos son los **parámetros de dispersión**; los cuales los obtenemos mediante instrumentos llamados «analizadores de redes».

Sin embargo, estos instrumentos son caros, así que, debido a nuestra pobreza, usaremos otra técnica para hallar los parámetros de dispersión, usando lo que se llama **voltímetro vectorial** (visto en detalle más adelante).

1.1 Parámetros de dispersión

Los **parámetros de dispersión** (parámetros S, o parámetros Scattering) son propiedades usadas para describir el comportamiento de un circuito cuando éste se somete a señales débiles de régimen permanente¹.

Para medir los parámetros h, sometemos un «extremo» del circuito (pongamos por caso una etapa amplificadora con transistores) a una señal débil y de frecuencia del orden de los *MHz*, con el otro extremo en corto o a circuito

¹ Por régimen permanente nos referimos a ondas continuas (*continuous waves, CW*) o repetitivas, cuya característica es que son de amplitud y frecuencia constantes, y para nuestro análisis, también infinitas.

abierto. Luego vemos cómo son las tensiones y corrientes en ambos extremos. Esta técnica se complica a frecuencias RF² porque las inductancias y capacidades de las terminales empiezan a tener peso y no nos permiten tener un corto o un circuito abierto. Necesitamos un stub para emular dichas condiciones, pero el stub tiene dos problemas: sirve para una sola frecuencia y encima puede hacer inestable el sistema, invalidando así la medición.

La técnica para los parámetros h tiene otro problema en altas frecuencias: la reflexión. Cuando la frecuencia de trabajo comienza a elevarse, la señal aplicada empieza a «ver» al transistor como una impedancia que va creciendo; entonces la señal se «divide en dos»: una que se refleja y vuelve a la fuente, y otra que se transmite a la salida; encima hay desfasaje entre ellas. Ya no sólo tenemos los conceptos de ganancia de tensión y de corriente, sino que además aparecen otros como el de coeficiente de reflexión y el de ganancia de transmisión, entre otros. Los parámetros S tienen en cuenta justamente estos conceptos.

Algunas ventajas de los parámetros S son:

- Menos oscilaciones: las mediciones se realizan con el dispositivo entre la fuente y una carga de 50Ω , esto dificulta la aparición de oscilaciones y facilita la medición, pues no hace falta abrir y poner en corto sucesivamente el circuito como en la medición de los parámetros H.
- Menos variación de amplitud: se reducen las variaciones de amplitud a lo largo de una línea de transmisión sin pérdidas; o sea que podemos realizar la medición a una cierta distancia de los transductores.
- Fácil representación: como los parámetros S son números complejos, podemos trazar directamente sobre un ábaco de Smith y manipularlos para obtener ganancias óptimas mediante redes de adaptación.
- Conversión entre parámetros S y parámetros H, Y o Z: los parámetros S se pueden convertir a otros parámetros mediante fórmulas apropiadas; incluso hay veces en que es más fácil medir primero los parámetros S y convertirlos a parámetros H, que medir éstos últimos directamente.

1.1-a Definición

Los parámetros S pueden definir el comportamiento de un sistema que tenga una cantidad n de puertos, y esto incluye bipolos y cuadripolos. Sin embargo, en esta unidad vamos a usar estos últimos para definir los parámetros S; por ejemplo la etapa amplificadora de un transistor npn en configuración de emisor-común (Figura 1-1a) la cual se representa mediante el cuadripolo de la Figura 1-1b. Aquí, E_{i1} , E_{r1} , E_{i2} y E_{r2} son las ondas incidente y reflejada en la entrada e incidente y reflejada a la salida, respectivamente. Podemos encontrar el siguiente sistema de ecuaciones para la malla:

$$\begin{aligned} E_{r1} &= s_{11}E_{i1} + s_{12}E_{i2} \\ E_{r2} &= s_{21}E_{i1} + s_{22}E_{i2} \end{aligned}$$

Y cortocircuitamos la entrada o la salida según qué parámetro nos interese (como en los parámetros h). Para obtener s_{11} hace falta que $E_{i2}=0$, lo cual se obtiene adaptando la salida. Con lo que nos queda hacemos el cociente entre la onda reflejada a la entrada, E_{r1} , y la onda incidente a la entrada, E_{i1} , y lo definimos como el *coeficiente de reflexión de entrada con la salida adaptada*. La definición incluye que la salida esté adaptada.

Y así hacemos con los demás parámetros, adaptando la entrada o salida según necesitemos. Basándonos en el numerador y denominador de cada uno de los parámetros, definimos completamente a los parámetros S como:

- s_{11} es el *coeficiente de reflexión de entrada con la salida adaptada*.
- s_{22} es el *coeficiente de reflexión de salida con la entrada adaptada*;
- s_{12} es el *coeficiente de transferencia inversa con la entrada adaptada* (el cual representa pérdidas) y
- s_{21} es el *coeficiente de transferencia directa con la salida adaptada* (el cual representa ganancia).

² RF quiere decir **radiofrecuencias**, se refiere a las frecuencias que van desde los $3kHz$ hasta los $300GHz$.

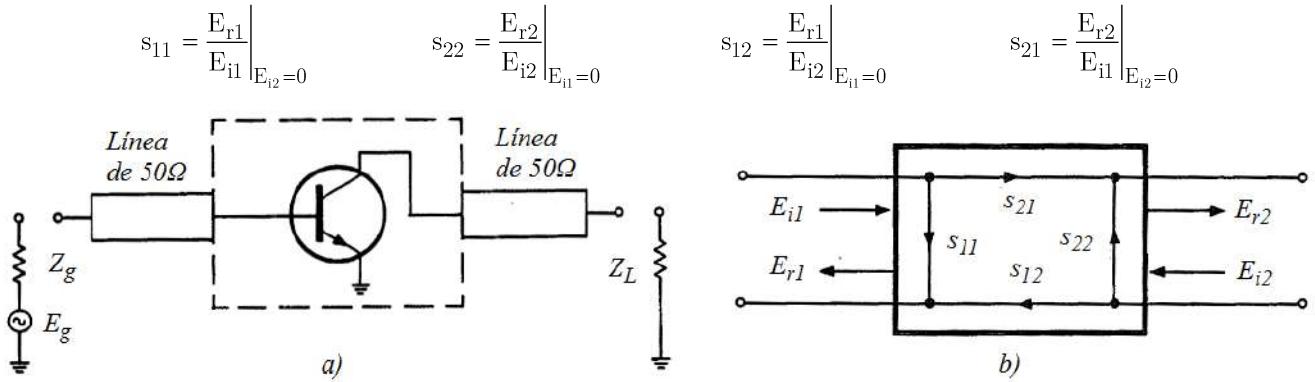


Figura 1-1: a) Configuración emisor común usada para la definición de los parámetros S , b) cuadripolo equivalente en parámetros S .

1.1-a.1 Dominio de los parámetros S

Analicemos ahora el dominio de estos parámetros. Primero que nada los parámetros S son números complejos, así que para definir su dominio hace falta acotar dos variables: sus partes real e imaginaria, o su módulo y su fase. Vamos a usar la última. La fase varía igual para los cuatro parámetros: los 360° enteros, pero vamos a convenir que va a variar entre $\pm\frac{1}{2}$ ciclo, es decir entre -180° y $+180^\circ$. Por ejemplo, una señal reflejada puede estar en fase con la incidente (0°) e ir desfasándose respecto de ella hasta un ciclo entero (360°); pero por convención diremos que los valores positivos se limitan a $+179^\circ$, si se desfase 1° más, diremos que tiene un desfasaje de -180° . Esto lo podemos hacer porque las señales son repetitivas (ondas continuas).

Veamos el módulo. En cuanto a s_{11} , es el cociente entre las ondas reflejada e incidente a la entrada. Como E_{r1} no puede tener mayor amplitud que E_{i1} , el módulo de s_{11} va desde 0 hasta 1. $|s_{11}|=0$ para el caso en que se transmite toda la onda incidente ($E_{r1}=0$), y $|s_{11}|=1$ para cuando no se transmite nada, es decir, «rebote» toda ($E_{r1}=E_{i1}$). Lo mismo sucede con el módulo de s_{22} .

Veamos s_{21} , como es el parámetro de ganancia, es esperable que su módulo sea un valor muy grande. En realidad depende del cuadripolo que estemos analizando, si se trata de un atenuador, $|S_{21}|<1$; si se trata de una etapa amplificadora, su valor será del orden de los 200 o 300. Así que convendremos que el módulo es mucho mayor que la unidad, $|S_{21}| \gg 1$. Con respecto a s_{12} , sucede lo contrario, pues representa las pérdidas, en este caso es de esperar que las mismas sean mínimas, por lo que el módulo de s_{12} , convendremos también, es mucho menor que la unidad. La siguiente tabla muestra el dominio de los cuatro parámetros.

Parámetro	Módulo	Argumento
s_{11}	$0 \leq s_{11} \leq 1$	$-180^\circ \leq \underline{s_{11}} < 180^\circ$
s_{22}	$0 \leq s_{22} \leq 1$	$-180^\circ \leq \underline{s_{22}} < 180^\circ$
s_{21}	$ s_{21} > 0$ o $ s_{21} \gg 1$	$-180^\circ \leq \underline{s_{21}} < 180^\circ$
s_{12}	$ s_{12} \ll 1$	$-180^\circ \leq \underline{s_{12}} < 180^\circ$

Tabla 1-1: Módulo y fase de los parámetros S .

1.1-b Técnica de medición de los parámetros S

La Figura 1-2 muestra el diagrama de bloques de un montaje para la medición. Los parámetros de reflexión (s_{11} y s_{22}) se miden con la punta B del voltímetro vectorial en la posición B₁, y los parámetros de transferencia (s_{12} y s_{21}) se miden con la punta B en la posición B₂. Los parámetros s_{11} y s_{12} se miden con el montaje DUT directo; y s_{22} y s_{21} , con el DUT invertido.

Los componentes del montaje son:

- DUT: es el dispositivo bajo testeо (*Device under test*), en nuestro caso es una etapa amplificadora en emisor común. El detalle muestra la dirección en directo (forward), para medir s_{11} y s_{21} . Es decir, la onda incidente entra por la base del transistor.
- Secciones en corto y pasante: son un corto circuito y un cable, tienen que tener las características lo más ideales posible, es decir, no deben tener desfasaje ni atenuación algunos.
- Acoplador direccional: es un dispositivo pasivo que permite «acoplar» parte de la energía de una señal que pasa por una línea de transmisión y redirigirla (a la energía) hacia otra línea de transmisión. Pueden tener varias entradas y salidas y ser usadas indistintamente, pero la que vemos aquí es como la de la Figura 1-3a. La señal incidente entra por el puerto P1 y sale por P2, una parte de la señal incidente se «acopla» y sale por el puerto P3, y también una parte de la señal reflejada (la cual entra por P2 en sentido contrario) se «acopla» y sale por P4.
- BIAS #1 y BIAS #2: son la circuitería necesaria para la polarización en CC del transistor.
- Conecтор BNC en T: es un tipo de conector usado para hacer derivaciones, ya te imaginarás que en alta frecuencia no podemos conectar un cable de la misma forma en que nos colgamos para chorrear cable. Es el mismo que tienen las puntas del osciloscopio.
- Alargador (line stretcher): una descripción rápida es que es una línea de cable ideal de longitud variable, que mantiene los 50Ω a lo largo de ella. Cuanto mayor longitud le damos, mayor será el recorrido «eléctrico» que haga la señal y más tiempo le toma ir de un extremo a otro del alargador. Así que la usamos para retrasar una señal e introducir así desfasaje.
- Voltímetro vectorial: este instrumento se ve en detalle más adelante, pero es un voltímetro que, dada dos señales de entrada, nos entrega las amplitudes de ambas y el desfasaje entre ellas.

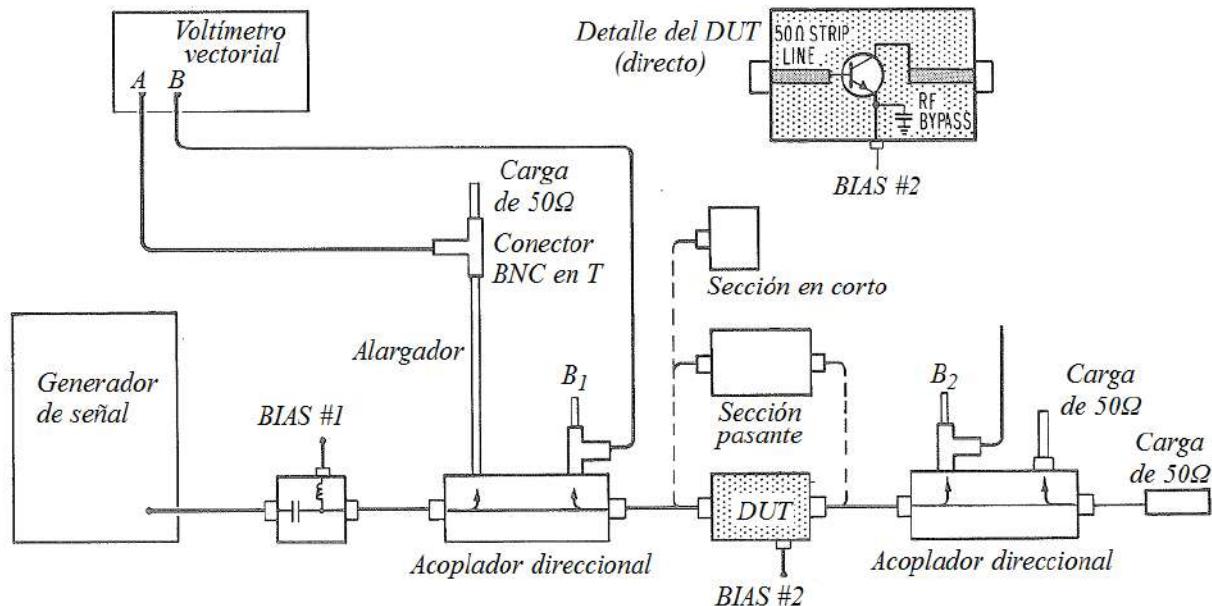


Figura 1-2: Diagrama de bloques de un montaje típico para medir los parámetros S.

1.1-b.1 Calibración

Antes de medir, tenemos que asegurarnos que las señales que llegan a los puertos A y B del voltímetro vectorial recorren la misma longitud eléctrica; esto nos asegura 0° de desfasaje entre ellas y nos libramos de recalibrar el sistema si la frecuencia cambia. Hay dos tipos de calibración: la inicial, que la debemos hacer antes de medir los parámetros de reflexión (s_{11} y s_{22}); y la re-calibración, que es un segundo ajuste que debemos hacer antes de medir los parámetros de transferencia (s_{12} y s_{21}).

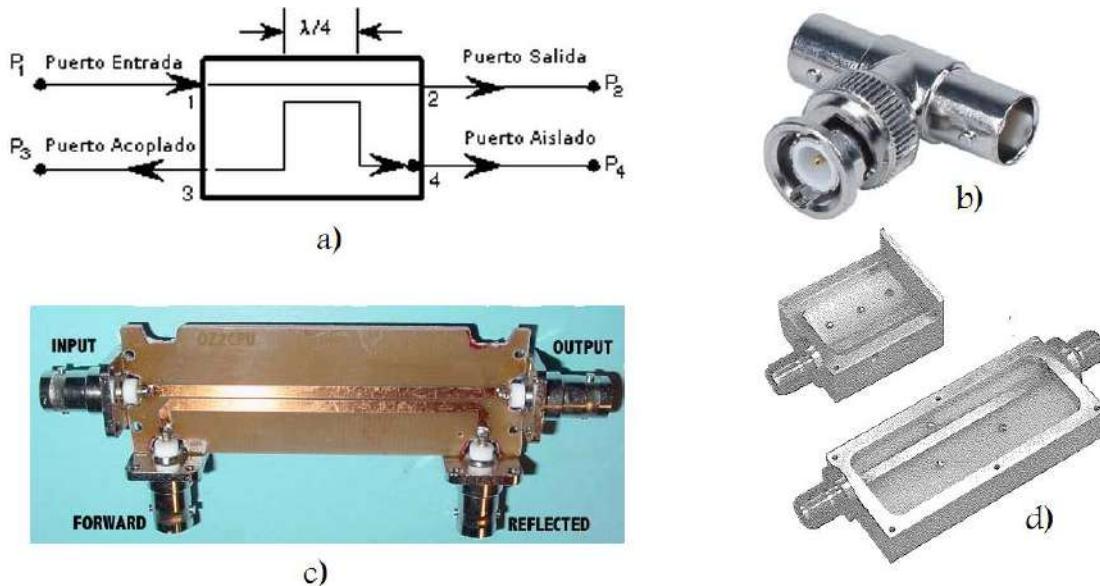


Figura 1-3: a) Esquemático de un acoplador direccional, b) ficha BNC T, c) detalle de un acoplador direccional, d) sección en corto y sección pasante.

1.1.b.1.1 Calibración inicial (para parámetros de reflexión, s_{11} y s_{22})

Con esto nos aseguramos que haya 0° de desfasaje entre la señal incidente que sale del puerto acoplado del acoplador y va al puerto A del voltímetro, y la señal que se refleja y sale por el puerto aislado del acoplador y va hasta el puerto B de voltímetro. Ponemos la sonda B en la posición B₁ y en lugar del DUT ponemos una sección en corto, con esta configuración aplicamos una señal RF y variamos el alargador hasta que el voltímetro acuse $\Delta\phi=180^\circ$, que es el desfasaje que tiene la onda reflejada respecto de la incidente después de «rebotar» en la sección en corto.³ Si al variar la frecuencia dentro del rango deseado varía también $\Delta\phi$, entonces debemos varia el strecher de modo tal que las variaciones de frecuencia produzcan variaciones simétricas alrededor de los 180° .

1.1.b.1.2 Re-calibración (para parámetros de transferencia, s_{21} y s_{12})

Sacamos la sonda B de B₁ y la ponemos en B₂, y cambiamos la sección en corto por una sección pasante. Sin tocar el alargador, y al introducir una onda RF al igual que antes, debería darse que $\Delta\phi=0$. Si no es así, hay que cambiar la longitud del alargador hasta lograrlo.

Hay una cuestión aquí que genera confusión, y es la de las longitudes de la sección en corto y pasante. Lo voy a explicar con un ejemplo: supongamos que el acoplador direccional (y esto no es así, pero lo supongamos) introduce un desfasaje de $\phi_{ad}=3^\circ$ a la señal que lo atraviesa (Figura 1-4). La onda incidente recorre el camino A para llegar a la sonda A del voltímetro, pasando por el strecher, el cual introduce un desfasaje inicial de $\phi_s=0^\circ$. La misma onda incidente también atraviesa el acoplador y «rebota» en la sección en corto y sale por el puerto aislado hacia la sonda B; recorrió el camino B₁, el cual tiene un desfasaje de 3° (acoplador) y de 180° (sección en corto). En este momento el voltímetro debería señalar $\Delta\phi=\phi_B-\phi_A=\phi_{B1}-\phi_s=(180+3)-0=+183^\circ$. Entonces lo que debemos hacer es ajustar el strecher en $\phi_s=3^\circ$ para una lectura de 180° .

Todo lo anterior corresponde a la calibración inicial. Ahora bien, para medir los parámetros de transferencia tenemos que re-calibrar el sistema. La señal en B recorre el camino B₂, y ésta desfase 3° por el acoplador y un

³ No es que la sección en corto «absorba» la onda incidente y la demore medio ciclo en el tiempo, lo que sucede es que la onda reflejada sale con un ángulo de 180° (atraso) apenas «rebota» en la superficie de frontera (corto); este fenómeno se vio en Medios de enlace.

cierto desfasaje debido a la sección pasante. Si la sección pasante tiene exactamente el doble de longitud eléctrica⁴ que la de la sección en corto, debería introducir un desfasaje el doble de 180° , es decir 360° . Entonces, al llegar a B, la señal sufre un desfasaje de $3+360=+363^\circ$. Y el voltímetro marcará $\Delta\phi=\phi_B-\phi_A=\phi_{B_2}-\phi_s=363-3=360^\circ=0^\circ$. Es decir, no hay necesidad de recalibrar el alargador cada vez que cambiamos la sonda B de lugar.

Para que un desfasaje de 360° (un ciclo entero) sea igual a 0° , la onda debe ser repetitiva.

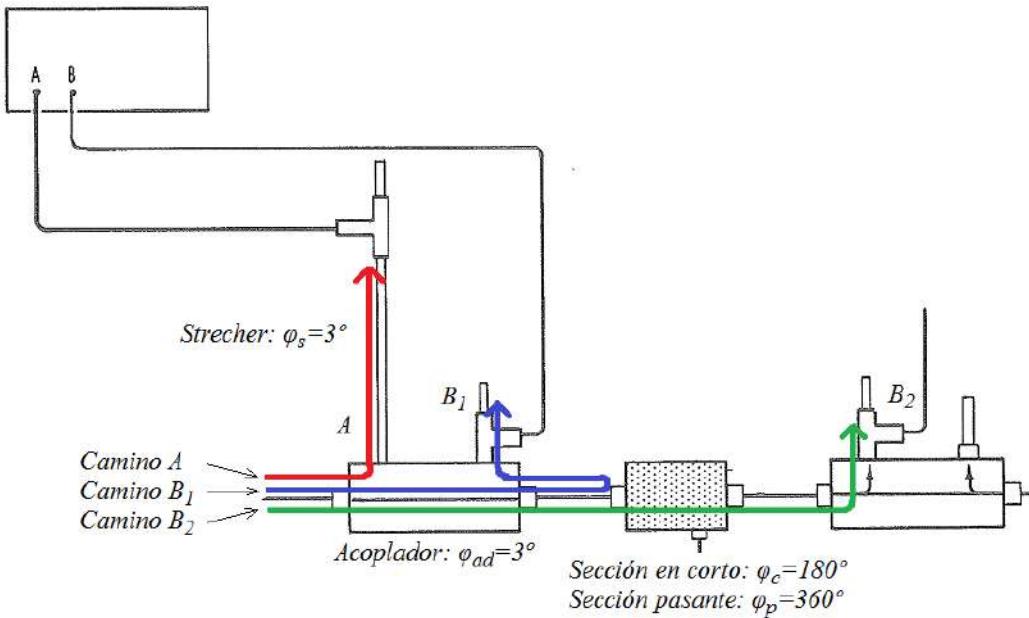


Figura 1-4: Gráfico para entender la relación entre las secciones en corto y pasante.

1.1-b.2 Medición

El voltímetro vectorial que figura en los apuntes de la cátedra es el HP8405A (de la edad de piedra), y es el que usaremos para realizar las mediciones. Ajustamos el generador RF a un nivel conveniente ($-30dBm$ para la mayoría de los transistores) y mediremos la tensión presente en el canal A y en el canal B, y el desfasaje entre ellas. Como hay que realizar el cociente B/A, conviene que A sea igual a la unidad.⁵

Medición de s_{11} y s_{22} : colocamos el DUT en sentido directo (si el DUT es una etapa amplificadora con un transistor, significa que la onda incidente va a entrar por la base), con las correspondientes polarizaciones (bias 1 y 2) y con la sonda B en B₁. Medimos A, B, y ϕ , y hacemos:

$$s_{11} = \frac{B}{A} \angle \phi$$

Colocamos el DUT ahora en forma invertida (siguiendo con el ejemplo del transistor, la onda incidente ataca la salida de la etapa). El cociente anterior ahora está indicando s_{22} .

⁴ La **longitud eléctrica** es una unidad de medida que se refiere a la longitud de un conductor eléctrico en términos del desfasaje introducido por la transmisión en un conductor a alguna frecuencia, se mide en función de la longitud de onda, λ . Este fenómeno se produce mayormente en alta frecuencia por lo que se estudia en la teoría de las líneas de transmisión. La longitud eléctrica no necesariamente tiene que coincidir con la longitud física, algunas veces es igual, otras veces, la longitud eléctrica es un poco mayor, provocando el aparente alargamiento de la línea (aparente porque así lo ve la señal). No me puse a investigar mucho, pero en este caso creo que ambas longitudes coinciden, pues en la Figura 1-3a podemos ver que la sección en corto es más o menos la mitad de la sección pasante.

⁵ Esto es porque el voltímetro usa el mismo visor analógico para mostrar A y B, seleccionándolos de una perilla. Así que si $A=1$, entonces $B/A=B$ y no hace falta ni cambiar el canal ni hacer el cociente.

Medición de s_{21} y s_{12} : realizamos el mismo procedimiento anterior, pero con la sonda B en B_2 . Los cocientes indicarán los valores de s_{21} y s_{12} cuando el DUT esté en posición directa o inversa respectivamente.

La siguiente tabla muestra cómo debe colocarse el DUT y la sonda B para cada caso.

Parámetro	DUT	Sonda B
S_{11}	Directo	B_1
S_{22}	Inverso	B_1
S_{21}	Directo	B_2
S_{12}	Inverso	B_2

Tabla 1-2: Posición del DUT y de la sonda B para medir cada parámetro s.

1.1-b.3 Representación de los parámetros S

Los parámetros S son números complejos, así que se los puede representar mediante cualquier forma de representación de números complejos: diagrama polar (para real e imaginaria), diagrama de Bode (módulo y fase), ábaco de Smith, o diagrama de Nichols.

Sin embargo, dependiendo del caso, es mejor optar por una representación en particular. Por ejemplo, para los parámetros de reflexión (s_{11} y s_{22}) conviene usar el diagrama de Smith, pues están muy relacionados con el coeficiente de reflexión y las impedancias normalizadas (esto lo vemos mejor en los ejercicios). Para los parámetros de transferencia (s_{21} y s_{12}) es mejor usar el Bode de módulo (y algunas veces el de fase también) pues en estos casos es más útil ver cómo varía la ganancia (en lugar de la fase) directa e inversa respecto a la frecuencia. Además con este diagrama podemos obtener datos extrapolando puntos, como el producto ganancia-ancho de banda y la frecuencia de transición.

1.1-b.4 Errores en la medición

Esta sección la puse porque en algunos parciales se pregunta sobre qué errores se cometan cuando el sistema de medición está desadaptado. Divido el tema en dos: primero, una traducción de lo que encontré de este tema en la nota de aplicación 1287-3 de Agilent; segundo, una deducción que hice, basándome en lo que se da en clases y en algunas respuestas consideradas como correctas que encontré en los parciales/finales. Queda en vos elegir cuál usar.

1.1.b.4.1 Lo que dice la AN 1287-3 de Agilent

En los sistemas de medición de los parámetros S hay tres clases de errores:

- Aleatorios;
- De derivación y
- Sistemáticos.

Hablo sólo de los últimos. Los errores sistemáticos son aquellos causados por imperfecciones en el equipo; si no varían con el tiempo, pueden reducirse cuando hacemos la calibración. Hay seis tipos de errores sistemáticos:

- Errores de directividad (directivity) y de separación (crosstalk);
- Errores por las desadaptaciones de la alimentación y de la carga y
- Errores por la respuesta en frecuencia.

Los segundos errores, los provocados por las desadaptaciones, son los que voy a exponer aquí, pues son los únicos que salen en los parciales. En la Figura 1-5a vemos que las reflexiones se producen en los extremos del DUT, es decir, «source mismatch» se refiere a la desadaptación que hay del lado de la fuente, o que hay con el circuito que alimenta al DUT; ídem para «load mismatch».

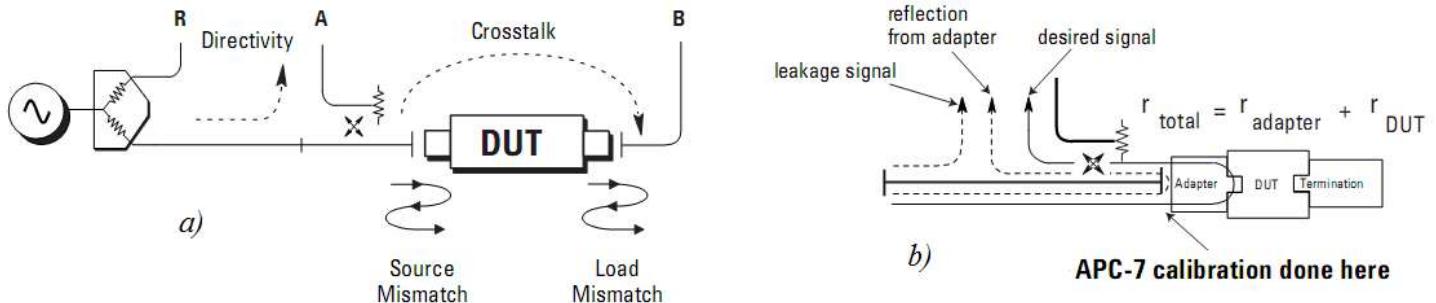


Figura 1-5: a) Factores que provocan error en la medición, b) reelección provocada por el adaptador.

Para conectar el acoplador direccional con el DUT se usan adaptadores, que si no tienen la misma impedancia que el acoplador direccional se producirá una onda reflejada que causará error. En la Figura 1-5b vemos justamente este fenómeno: la señal que entra en el puerto A del voltímetro vectorial es «leakage signal», esa misma llega hasta el adaptador, pero como aquí hay desadaptación, se produce una onda reflejada, «reflection from adapter», que va hacia el puerto B del voltímetro vectorial. La onda transmitida sigue hasta encontrarse con el DUT, rebota y es la señal que queremos medir, «desired signal», y va hacia el puerto B también. Pero el puerto B recibe dos señales, la reflejada en el DUT y la reflejada en el adaptador, así que estamos cometiendo un error aquí.

Podemos ver todo esto mejor en la Figura 1-6a, donde suponemos que la desadaptación está a la entrada. La onda transmitida a través del DUT es una onda que contiene error, pues antes de entrar al mismo, ya había sufrido un error provocado por la desadaptación. Así que el puerto acoplado del segundo acoplador direccional, B_2 , toma una muestra errónea de la señal transmitida. En la Figura 1-6b tenemos el caso en que la desadaptación la tiene el segundo adaptador, el de salida. La señal incidente llega hasta el DUT y rebota, y produce la señal B_1 que es la que queremos medir; pero la onda transmitida a través del DUT llega hasta el segundo adaptador, y como está desadaptado, produce una onda reflejada, B_{1a} , que vuelve y va hacia el puerto B del voltímetro. Así, el voltímetro mide tanto B_1 como B_{1a} . Cometemos un error. En el puerto acoplado del segundo acoplador direccional no medimos la señal transmitida por el DUT, sino una señal disminuida por la desadaptación, B_{2a} . Cometemos error acá también.

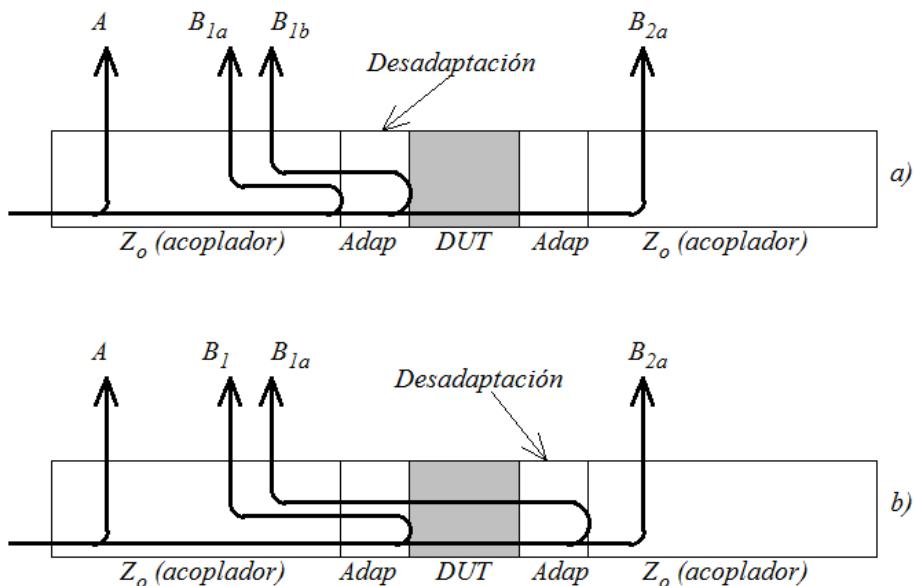


Figura 1-6: Errores en la medición, a) desadaptación en la entrada, b) desadaptación en la salida.

1.1.b.4.2 Lo que saqué en limpio basándome en las clases

Todo muy lindo, todo muy bonito, pero Zozaya en clases toma otro «criterio»: conecta directamente el acoplador direccional al DUT (sin adaptador, como en el caso anterior) y tiene en cuenta las desadaptaciones provocadas por la impedancia del generador ($Z_g \neq Z_o$) y por la impedancia de la carga ($Z_L \neq Z_o$). La verdad que no sé si las conclusiones

a las que llego son válidas, tomalas como una referencia nada más, algo de lo que agarrarte si no tenés más de donde estudiar. Bueno, en la Figura 1-7 podemos ver los dos casos:

- Impedancia del generador desadaptada ($Z_g \neq Z_o$). La onda incidente que sale del generador, al toparse con el primer acoplador direccional produce una onda reflejada. Por esto, la señal transmitida por el acoplador ya está disminuida, así que todas las mediciones que se hagan después llevan un error (Figura 1-7a).
- Carga desadaptada ($Z_o \neq Z_L$). Aquí la onda incidente entra al primer acoplador direccional sin problemas y el puerto acoplado puede tomar su amplitud, así que no hay errores en el puerto A del voltímetro vectorial. La onda sigue, rebota en el DUT y regresa y sale por el puerto aislado del acoplador direccional, esta es la onda que queremos medir en el puerto B del voltímetro vectorial. La onda transmitida en el DUT entra en el segundo acoplador y sale por el puerto acoplado hacia B_2 , es decir, al puerto B del voltímetro vectorial; aquí no se cometan errores. Pero esta señal sigue y llega hasta la carga, y como ésta no está adaptada, produce una onda reflejada, la cual vuelve, pasa de nuevo a través del DUT y se mete por el puerto aislado del primer acoplador direccional, produciendo una medición B_{1a} . Es decir, el puerto B del voltímetro vectorial recibe la reflexión deseada, B_1 , y la reflexión no deseada, B_{1a} , (producida por la carga desadaptada). Cometemos así un error (Figura 1-7b). Por esto es que los parámetros S se definen con la salida o entrada adaptada, porque de no ser así, cometemos errores.

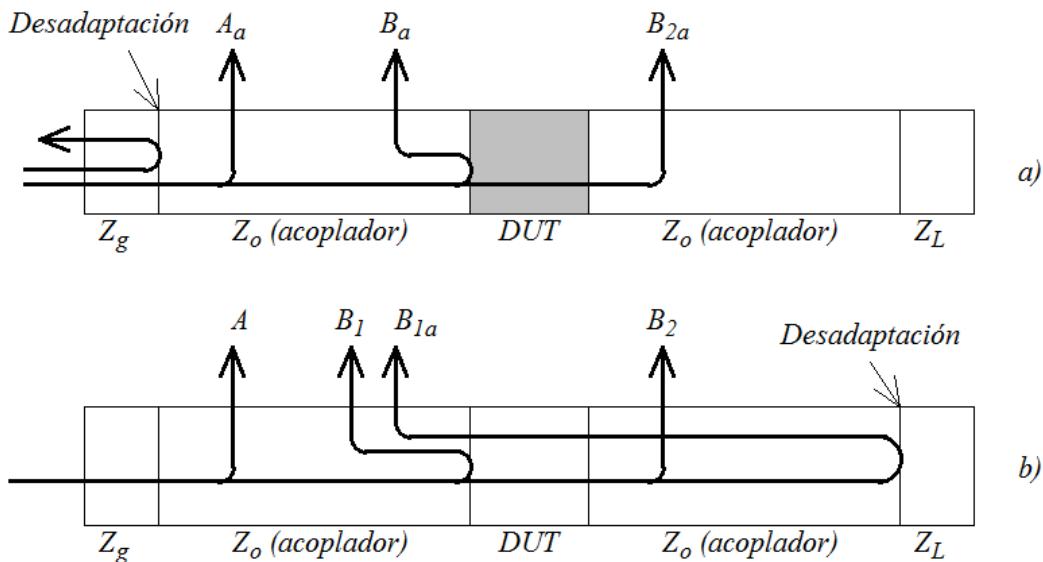


Figura 1-7: Errores en la medición, a) con $Z_g \neq Z_o$, se cometan errores en todas las mediciones, b) con $Z_o \neq Z_L$, se cometan errores solo en el puerto aislado del primer acoplador direccional.

En la siguiente tabla dejo un resumen de los errores que se comenten en las mediciones y sus causas, por lo menos las que se ven en clases. (S=short, o sección en corto, y T=thru, o sección pasante.)

Error de	Relación	S_{11} y S_{22}	S_{21} y S_{12}
Fase	$S=T$	φ_B	φ_B
	$S=2T$	φ_B	φ_B
	$2S=T$	-	-
Amplitud (Zozaya)	$Z_g \neq Z_o$	V_A y V_B	V_A y V_B
	$Z_L \neq Z_o$	V_B	-
Amplitud (AN 1287-3)	Desadaptación a la entrada	V_B	V_B
	Desadaptación a la salida	V_B	V_B

Tabla 1-3: Errores en la medición de los parámetros S.

1.1-c Voltímetro vectorial

El voltímetro aquí descrito es el modelo 8405A de la marca Hewlett Packard. Tiene dos entradas: canal A y canal B, mide la magnitud de la señal en el canal A y la magnitud de la señal en el canal B simultáneamente con la fase que hay entre las dos componentes fundamentales. El rango de frecuencias que abarca es de $1MHz$ hasta $1GHz$. Tiene una sensibilidad de fondo de escala que va desde $100\mu V$ hasta $1V_{RMS}$, dependiendo la escala usada, lo cual significa un rango dinámico⁶ de $95dB$, es decir, que se pueden medir ganancias o pérdidas de hasta $95dB$. El fasímetro tiene diversas escalas, $\pm 6^\circ$, $\pm 18^\circ$, $\pm 60^\circ$ y hasta $\pm 180^\circ$, la primera escala tiene una resolución de $0,1^\circ$.

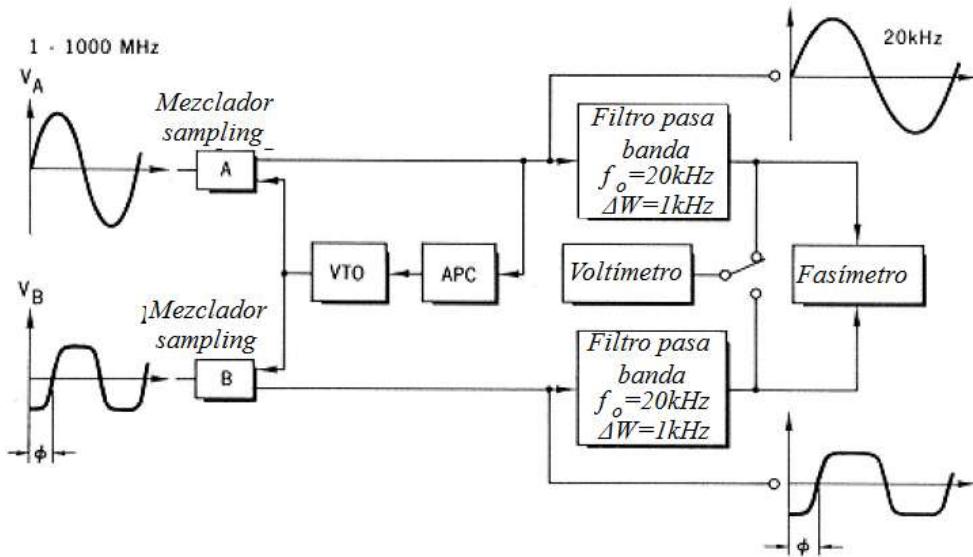


Figura 1-8: Diagrama de bloques del voltímetro vectorial HP8405A.

El diagrama de bloque está en la Figura 1-8. La señal A se usa como referencia para la medición de fase, un control automático de fase (*automatic phase control*, APC) sintoniza y engancha el instrumento a la fase de la señal A. Desde el panel frontal seleccionamos el rango de frecuencia de este APC, el cual debe contener la frecuencia de la señal A (así que esta frecuencia debe ser conocida de antemano). El APC entonces sintoniza automática y rápidamente el instrumento ($10ms$) y lo mantiene así aún para variaciones moderadas de la frecuencia A.

En las puntas de entrada del voltímetro hay mezcladores tipo sampling que trasladan las frecuencias de A y B, desde las RF hasta una frecuencia intermedia, FI, de $20kHz$,⁷ donde se miden la tensión y la fase. En estos mezcladores hay una realimentación estabilizada que mantiene las pérdidas de conversión de voltaje en $0dB$, y un oscilador local común a ambos mezcladores mantiene la diferencia de fase en las señales de $20kHz$ igual a la diferencia de fase que había entre las señales de RF de A y B.

Las formas de onda se reconstruyen a partir de la FI, es decir, la componente fundamental en RF se traslada a $20kHz$, la segunda armónica de RF, a $40kHz$, y así con todas las armónicas menores a $1GHz$. Las salidas se toman directamente de los mezcladores de muestreo en ambos canales. La forma de onda de RF se preserva al pasarse a FI, esto nos permite, por ejemplo, usar instrumentos de baja frecuencia (osciloscopios, analizadores de onda o de distorsión) para muestrear señales de alta frecuencia con no demasiado contenido armónico.

Las señales FI que salen de los mezcladores tienen además de las frecuencias de $20kHz$, todos los productos de intermodulación, por eso hay un filtro pasa banda que deja pasar solamente las fundamentales ($20kHz$), y son esas amplitudes y la diferencia de fase entre ellas las que se muestran en el panel frontal. Se logra así que las variaciones

⁶ El rango dinámico es la diferencia entre los valores máximo y mínimo (sensibilidad) que puede medir un instrumento; por lo general se mide en dB . En algunos casos el rango dinámico incluye en su definición otras condiciones.

⁷ Esta conversión se basa en el fenómeno de la intermodulación, que se ve en la unidad 13.

de las armónicas restantes no influyan en la lectura mostrada; el ancho de paso del filtro de $1kHz$ es para reducir el posible ruido térmico en las sondas de entrada.

1.1-c.1 Algunas mediciones con el voltímetro vectorial

Supongamos que tenemos el montaje de la Figura 1-9. Vamos a ver qué medimos dependiendo de la naturaleza de la carga Z_L . La línea de transmisión, por ahora, es un cable perfecto con una impedancia Z_o . Si la carga es resistiva pura, $Z_L=R$, la magnitud de la onda reflejada, E_r , va a ser menor o igual a la magnitud de la onda incidente, E_i , y estarán en fase si $R>Z_o$ y desfasadas 180° si $R<Z_o$, no hay otro valor de desfasaje posible. Si la carga tiene componente inductiva, $Z_L=R+j\omega L$, nuevamente $E_r\leq E_i$ (aunque E_r va a depender también de la frecuencia de trabajo), pero el ángulo de desfasaje medido puede tomar infinitos valores, estrictamente estos valores irán desde 0° hasta $+180^\circ$, pues la carga es inductiva. Lo mismo sucede con las cargas capacitivas, pero el dominio del desfasaje será desde 0° a -180° .

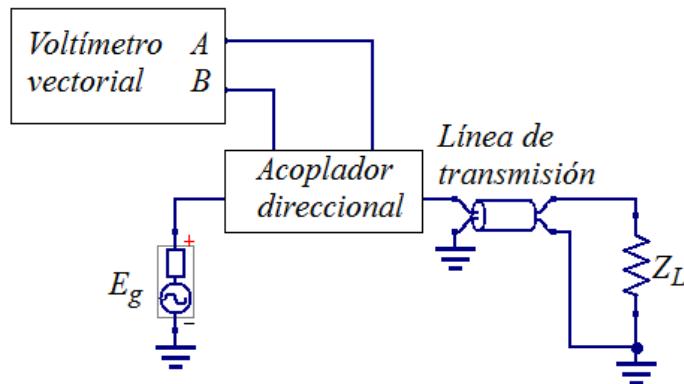


Figura 1-9: Mediciones con voltímetro vectorial de una línea de transmisión y una carga.

1.2 Analizador vectorial de redes

Lo anterior descrito se puede reemplazar por un instrumento llamado «Analizador de redes», que posee todo (generador de señal, acoplador, visualizador) en un solo dispositivo; además está fabricado de forma tal que las señales a medir recorren siempre la misma longitud, por lo que no es necesario el ajuste. El generador de señal, además de tener mejores prestaciones, puede realizar un barrido de frecuencias, así que tampoco tenemos que ir variando manualmente la frecuencia para obtener los valores buscados. Otra cuestión es la lectura, nos da directamente el valor del parámetro buscado y lo plasma en el ábaco de Smith, así que no tenemos que hacer ni mediciones indirectas ni gráficos.

Existen dos tipos de analizadores de redes: los escalares y los vectoriales. Los vectoriales dan información de la amplitud y de la fase, mientras que los escalares solamente de amplitud; éstos últimos funcionan igual a un analizador de espectro con un generador de barrido. Aunque los escalares tienen su campo de aplicación y pueden ser más caros, en esta sección describiremos el funcionamiento de los vectoriales, pues nos interesa poder medir los parámetros S con amplitud y fase.

Los analizadores vectoriales hacen todo lo que los escalares hacen, con el agregado de medir fase, pero además, lo hacen sobre un mayor rango dinámico y con mayor precisión, o sea, lo hace mejor. La característica de medir fase es importante en sí misma, pero se desaprovecharía bastante no usarla para otras cosas como por ejemplo hacer uso del ábaco de Smith, gráficas en el dominio de tiempo, y mediciones de group-delay. También, al disponer de la fase, podemos corregir ciertos errores con mayor precisión.

La mayoría de los analizadores vectoriales usan el método visto en el voltímetro vectorial, se valen de los productos de intermodulación para transformar las señales de las sondas en frecuencias intermedias. Estas señales

intermedias son captadas por un oscilador local sintonizado, el cual le da al sistema mayor rango dinámico de medición, además de proporcionar un filtrado controlable.

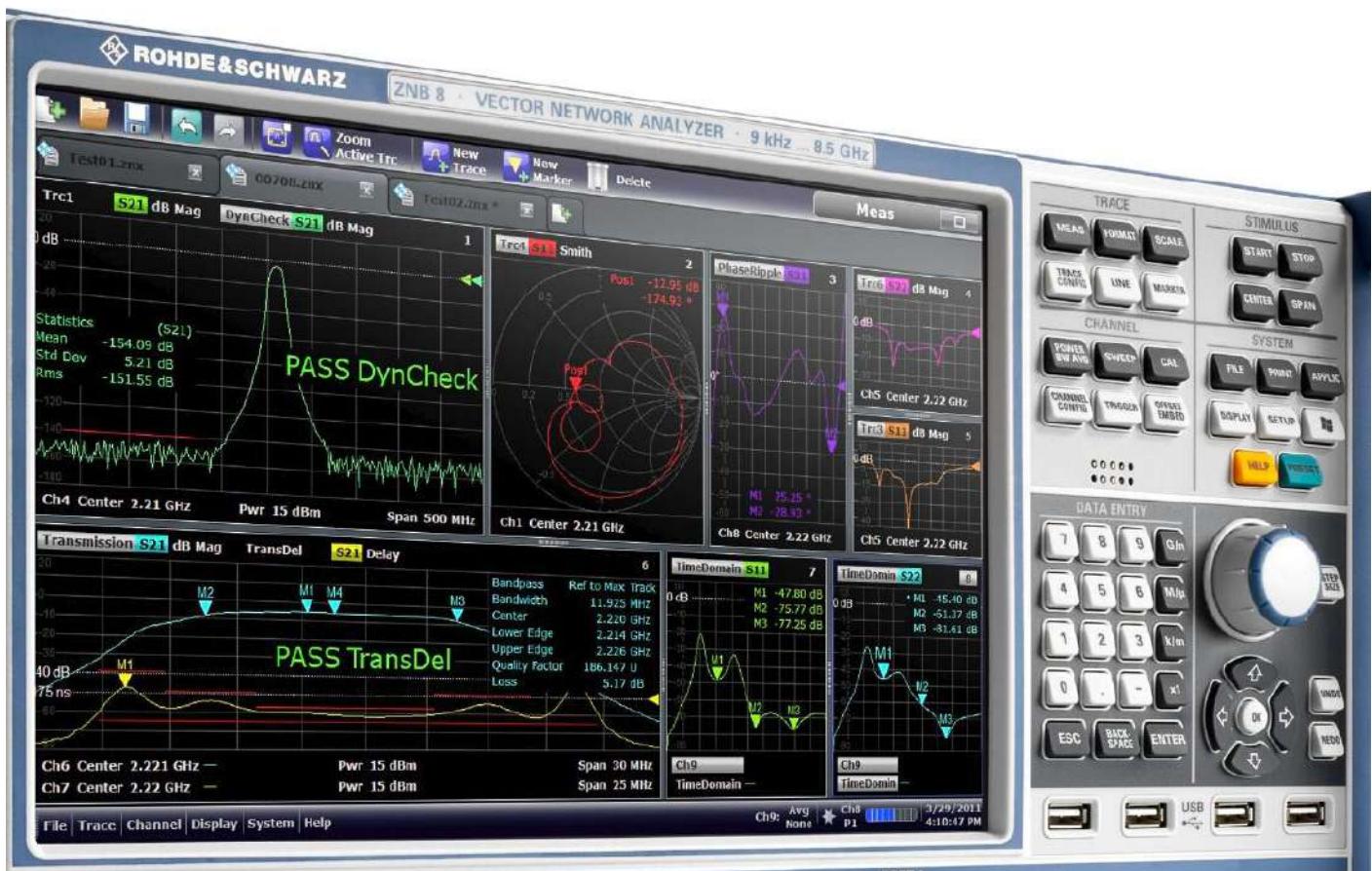


Figura 1-10: Panel frontal de un analizador vectorial de redes de la puta madre.

1.2-a Análisis vectorial de redes

Hay analizadores vectoriales que uno solo tiene que conectar el dispositivo a medir, seleccionar el rango de barrido y listo, el analizador se encarga de tomar los datos, procesarlos y mostrar las variables pedidas en la pantalla. Algo así como el analizador de la Figura 1-10. Pero el analizador que da Zozaya en clases es un poco más fulero.

El analizador en cuestión no tiene un generador de barrido sino un generador de pulsos (o de rampa), y tiene dos salidas, que corresponden a los puertos acoplado y aislado del acoplador direccional incorporado al analizador. Esas salidas debemos conectarlas a un analizador de Fourier (FFT)⁸ para obtener el módulo y la fase de cada frecuencia de las ondas incidente y reflejada. Así, debemos para cada frecuencia, hacer el cociente de los módulos y la diferencia de las fases para obtener el parámetro S buscado.

La ventaja con el método del voltímetro vectorial es que la información mostrada en el analizador de Fourier sale simultáneamente para todo el rango de frecuencia del mismo; así que no tenemos que ir variando manualmente la frecuencia del generador. El contenido espectral de la señal mostrada en el FFT dependerá de cuán cuadrada sea la señal del generador, pues mientras mayor pendiente de los flancos de subida y de bajada, se necesitan de señales de frecuencias más altas para su composición (de acuerdo a la serie de Fourier). En efecto, mientras más cuadrado el pulso, más componentes no nulas serán mostradas en el FFT.

⁸ Un analizador de Fourier, grosor modo, es un instrumento que nos permite saber el contenido espectral de una señal. Es decir, para cada valor de frecuencia, asocia su módulo y su fase. Algo así como un ecualizador de sonido, aunque éste muestra sólo el módulo de cada frecuencia.

Si atacamos el dispositivo con un puñado de señales (pues una onda cuadrada es la composición de varias sinusoidales) éstas «rebotarán» y regresarán con la misma frecuencia, pero con amplitud y fase distintas, que es lo que al fin queremos medir con el FFT. Siguiendo con el ejemplo del ecualizador del pie de página, agarramos el canal A y anotamos los valores de los módulos de todas las componentes no nulas (Figura 1-11a), cambiamos de canal para poder medir el módulo de la onda reflejada para todas las componentes no nulas (Figura 1-11b, las componentes no nulas de ambas ondas serán la misma cantidad, y estarán ubicadas en el mismo valor de frecuencia), luego hacemos el cociente y tendremos el módulo del parámetro S deseado para los valores de frecuencias de las componentes no nulas. Por ejemplo, si hacemos el cociente entre el punto A y el punto B, tendremos el módulo del parámetro s en cuestión para la frecuencia 180Hz aproximadamente (en realidad es más, porque se trabaja con RF, pero bueno, es un ejemplo); y así tenemos que hacer para todas las frecuencias. Para la fase repetimos lo anterior con otro par de gráficos que da el FFT con la información de fase. Una vez que tengamos el módulo y fase para cada frecuencia, debemos ubicarlo en el ábaco (o en el Bode, según cómo queramos); y listo, terminamos con uno de los parámetros, debemos hacer lo mismo para los tres restantes. Un dolor de huevos realmente.

El contenido espectral, o las frecuencias en donde se ubican las componentes no nulas, depende del generador de pulso, si éste da ocote entonces no vamos a poder medir demasiadas componentes no nulas, y más importante, tampoco vamos a saber cómo se comporta el dispositivo cuando recibe altas frecuencias. Con este método, entonces, no vamos a poder manejar libremente el barrido de frecuencia, como en el caso del voltímetro vectorial. Vamos a conocer las frecuencias, pero no las vamos a poder ubicar a nuestro gusto. La Figura 1-11c muestra que cuando la onda cuadrada del generador no tiene un flanco de subida o de bajada suficientemente altos, las componentes no nulas de alta frecuencia disminuyen.

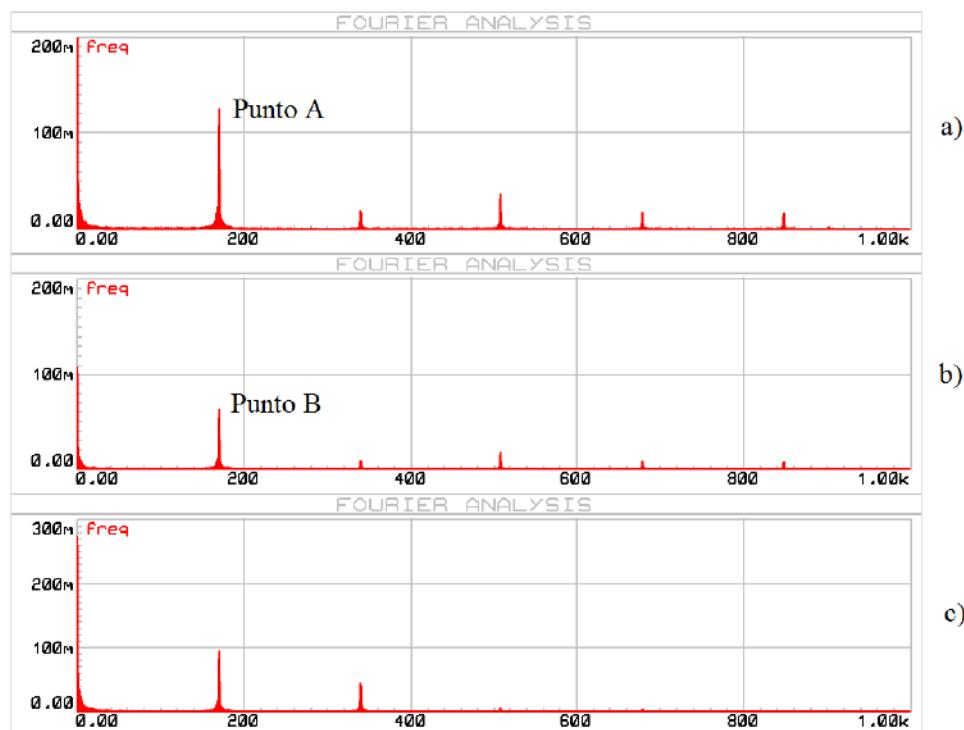


Figura 1-11: Ejemplo de una pantalla FFT para sacar los parámetros S con una onda cuadrada.

1.3 Preguntas de parciales y/o finales

Pregunta 1-1: ¿A qué se refieren y cuáles son los dominios teóricos de los parámetros S_{11} , S_{12} , S_{22} y S_{21} ?

- | | |
|---|--------------------------|
| 1. S_{11} es el coeficiente de reflexión de entrada. | $-1 \leq S_{11} \leq +1$ |
| 2. S_{12} es la relación de transferencia inversa salida-entrada. | $0 \leq S_{12} \ll 1$ |
| 3. S_{22} es el coeficiente de reflexión de salida. | $-1 \leq S_{22} \leq +1$ |
| 4. S_{21} es la relación de transferencia directa salida-entrada. | $S_{21} \gg 1$ |

Pregunta 1-2: La medición de los parámetros S es más eficiente cuando:

1. La frecuencia de operación es baja comparada con la longitud de los conductores.
2. Existen ondas reflejadas en los componentes a medir.
3. Las interconexiones entre los componentes ensayados se realiza a través de líneas con impedancia determinada.
4. Hay cortocircuitos involucrados en las mediciones.
5. Todas.

La opción 1 ni idea, no tiene sentido para mí. La opción 2 es falsa, siempre van a existir reflexiones en los componentes, eso es lo que queremos medir. La opción 3 es verdadera, si las interconexiones de los componentes son todas líneas de 50Ω por ejemplo, se van a producir reflexiones sólo en las desadaptaciones propias del DUT. La opción 4 es falsa, el corto circuito, acaso, es necesario sólo para la calibración inicial.

Pregunta 1-3: ¿Qué tipos de componentes es posible caracterizar usando los parámetros S?

1. Cuadripolos activos.
2. Bipolos activos.
3. Cuadripolos pasivos
4. Bipolos pasivos.
5. Todas.

Los parámetros S se pueden usar para definir el comportamiento de una red de n polos, y esto incluye obviamente bipolos y cuadripolos. Y si bien los usamos en componentes activos, también se pueden usar para componentes pasivos, aunque éstos últimos no salgan en esta unidad.

Pregunta 1-4: ¿En dónde se cometen errores si no se ajusta el sistema de medición?

1. En la magnitud de la señal B.
2. En la magnitud de la señal A.
3. En la relación entre los argumentos de A y de B.
4. En la diferencia entre los argumentos de A y de B.
5. Ninguna.

El «ajuste» no sé a qué se refiere, si a la calibración inicial o a la re-calibración. En cualquier caso, siempre voy a cometer errores de fase en la puerta B del voltímetro vectorial. Es decir, un error en la diferencia de fase entre A y B; pues el voltímetro vectorial acusa la diferencia de fase y no la relación entre A y B.

Pregunta 1-5: ¿En qué caso no hace falta recalibrar el sistema al medir los parámetros de transferencia?

1. El short y el thru tienen misma dimensión.
2. El short tiene la mitad de la longitud del thru.
3. El short es el doble de la magnitud del thru.

4. Las dimensiones del short y del thru no son importantes.
5. Ninguna.

Como regla mnemotécnica, podés pensar que **la sección en corto es la más corta**, entonces la otra es la más larga (el doble). Esto es porque a veces en los parciales no sólo aparece la opción que dice que la sección en corto es la mitad de la sección pasante, sino también que la sección pasante es el doble de la sección en corto.

Estas dimensiones son importantes para la re-calibración, es decir, para medir los parámetros de transferencia (s_{21} y s_{12}). Para medir los parámetros de reflexión (s_{11} y s_{22}) las longitudes del short y del thru no importan.

Pregunta 1-6: ¿En dónde se cometen errores si el sistema de medición no está adaptado en impedancias?

1. En la magnitud de la señal B.
2. En la magnitud de la señal A.
3. En la relación entre los argumentos de A y de B.
4. En la relación entre las amplitudes de A y de B, y en la diferencia entre los argumentos de A y de B.
5. Ninguna.

Nota: la desadaptación de impedancias provoca errores en la magnitud. En realidad los errores que cometes depende de qué impedancia esté desadaptada: si $Z_g \neq Z_o$ cometes error en la medición de la magnitud de A y de B en los dos acopladores; si $Z_L \neq Z_o$ cometes errores en la medición de la magnitud de B del primer acoplador. Es raro que Zozaya de en clases que consideremos el primer caso, así que asumo que con «no está adaptado en impedancias» se refiere al caso en que $Z_L \neq Z_o$. Entonces cometes errores en la magnitud de B (opción 1).

Pregunta 1-7: En un voltímetro vectorial, ¿cómo es la señal de 20kHz (después del mezclador) en relación con la señal original?

1. Tiene una amplitud equivalente pero no su fase.
2. Tiene una fase equivalente y una amplitud equivalente.
3. Tiene igual fase y una amplitud equivalente.
4. Tiene una amplitud igual y una fase equivalente.
5. Ninguna.

Nota: después de pasar por los mezcladores, las señales conservan su amplitud, se trasladan en frecuencia y un oscilador local mantiene la diferencia de fase igual que las que tenían en RF. Lo de conservar la amplitud es porque en los mezcladores hay una realimentación estabilizada que mantiene las pérdidas de conversión de voltaje en 0dB, es decir atenuación nula, siguen con el mismo voltaje. Por lo tanto, tienen igual amplitud, igual fase y frecuencia equivalente. Así que la opción 5 sería la verdadera, pero en una fotocopia vi que Zozaya daba la opción 3 como correcta, no sé si se equivocó al corregir o es otra de las suyas.

Pregunta 1-8: ¿Qué mide el voltímetro vectorial?

1. Otras opciones.
2. Mide relación de argumentos (V_A/V_B) y diferencia de fase ($\phi_B - \phi_A$).

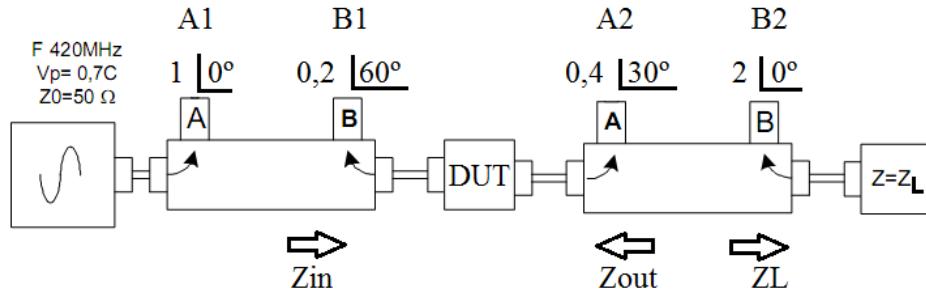
Pregunta 1-9: Si los cables de un voltímetro vectorial tienen distinta longitud, se comete un error:

1. Error en diferencia de amplitud.
2. Error de diferencia de fase.
3. No es importante.

Si los cables no tienen la misma longitud entonces las señales de las ondas incidente y reflejada recorren diferentes distancias y se producen desfasajes distintos, es decir, el voltímetro acusa una diferencia de fase errónea (opción 2).

Pregunta 1-10: En un esquema de medición de los parámetros S con dos acopladores se realizó una medición y arrojaron los resultados de abajo. No se invirtió de sentido el sentido del DUT. Hallar:

- Impedancia de entrada, Z_{in} .
- Parámetro s_{21} .
- Impedancia de carga, Z_L .
- Impedancia de salida, Z_{out} .



Punto a) En realidad, en rigor de verdad, el parámetro s_{11} (necesario para calcular Z_{in}) no se puede calcular, ni este ni ningún parámetro s. Esto es porque la salida no está adaptada, la impedancia Z_L no vale 50Ω (pues si así fuera B_2 debería tener módulo y fase iguales a 0). Esta desadaptación produce que la onda incidente que atraviesa el DUT rebote en la carga, Z_L , y vuelva en sentido contrario, pase por el DUT y provoque un error en la medición de B_1 . Yo le pregunté a Zozaya qué habría pasado si le hubiera puesto que no se podía calcular s_{11} por el motivo anterior y me contestó: «No sé, lo habríamos hablado. De todas formas lo que a mí me interesa es que usted sepa los conceptos de reflexión». Pero bueno, aun así, este ejercicio sale en el final, y Zozaya no explica bien su resolución; a continuación expongo una suposición en los cálculos.

$$\begin{aligned} z_{in} &= z_{in,N} \cdot Z_o = (1,2 | 12,81^\circ) \cdot 50 = \boxed{60 | 12,81^\circ = z_{in}} \\ \bullet Z_{in,N} &= \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} = \frac{1 + 0,1 + j0,173}{1 - 0,1 - j0,173} = 1,2 | 12,81^\circ \\ \bullet \Gamma_{in} &= s_{11} = \frac{B_1}{A_1} = \frac{0,2 | 60^\circ}{1 | 0^\circ} = 0,2 | 60^\circ = 0,1 + j0,173 \end{aligned}$$

Atención con Z_o que no siempre vale 50Ω , a veces vale 75Ω .

Punto b) Este es otro tema. Una vez en un final a Zozaya se le ocurrió que s_{21} no es el cociente A_2/A_1 , sino que es A_2/E_t , donde E_t es la onda transmitida, igual a la diferencia entre la onda incidente, A_1 , y la onda reflejada, B_1 . Pongo los dos cálculos igual.

$$\text{Según la nota HP77-1: } s_{21} = \frac{A_2}{A_1} = \frac{0,4 | 30^\circ}{1 | 0^\circ} = \boxed{0,4 | 30^\circ = s_{21}}$$

$$\text{Según Zozaya: } s_{21} = \frac{A_2}{A_1 - B_1} = \frac{0,4 | 30^\circ}{1 | 0^\circ - 0,2 | 60^\circ} = \frac{0,4 | 30^\circ}{1 - (0,1 + j0,17)} = \frac{0,4 | 30^\circ}{0,91 | -10,7^\circ} = \boxed{0,44 | 40,7^\circ = s_{21}}$$

Aclaro que esto se le ocurrió a Zozaya una vez nada más, es para tener en cuenta o sacarse la duda en las consultas. La diferencia $A_1 - B_1$ es una resta vectorial, está mal hacer $1 - 0,2$ directamente.

Punto c)

$$\begin{aligned} Z_L &= Z_{L,N} \cdot Z_o = (-1,38 - j0,28) \cdot 50 \approx \boxed{-69 - j14 = Z_L} \\ \bullet Z_{L,N} &= \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} = \frac{1 + 4,33 - j2,5}{1 - 4,33 + j2,5} = \frac{5,88 | -25,1^\circ}{4,16 | 143,1^\circ} = 1,41 | -168,2^\circ = -1,38 - j0,28 \\ \bullet \Gamma_L &= \frac{B_2}{A_2} = \frac{2 | 0^\circ}{0,4 | 30^\circ} = 5 | -30^\circ = 4,33 - j2,5 \end{aligned}$$

La parte real de Z_L da negativa porque $|B_2| > |A_2|$, es decir, que la onda incidente A_2 choca en Z_L y se refleja con mayor amplitud; algo que no puede ser. No sé si Zozaya se equivocó o pide que se le diga esta conclusión, ni idea. Otra cosa, Z_L es un número complejo, y en el caso de que se pida determinar si es mayor o menor que Z_o , no se puede determinar. No puedo decir, por ejemplo, que $30+j50$ es mayor que 10 . Lo que sí puedo comparar son los módulos de cada número o sus fases, pero nunca escuché nada sobre lo que Zozaya considera correcto.

Si $B_2 = 0 \angle 0^\circ$ entonces la carga está adaptada, es decir, $Z_L = Z_o = 50\Omega$. No hace falta hacer cálculos (si querés hacelos pero te va a dar 50Ω .)

Punto d)

$$\begin{aligned} Z_{\text{out}} &= Z_{\text{out},N} \cdot Z_o = (1,4 \angle 11,8^\circ) \cdot 50 \approx 70 \angle 11,8^\circ = Z_{\text{out}} \\ \bullet Z_{\text{out},N} &= \frac{1 + \Gamma_{\text{out}}}{1 - \Gamma_{\text{out}}} = \frac{1 + 0,17 + j0,1}{1 - 0,17 - j0,1} = \frac{1,17 \angle 4,9^\circ}{0,83 \angle -6,9^\circ} = 1,4 \angle 11,8^\circ \\ \bullet \Gamma_{\text{out}} &= s_{22} = \frac{A_2}{B_2} = \frac{0,4 \angle 30^\circ}{2 \angle 0^\circ} = 0,2 \angle 30^\circ = 0,17 + j0,1 \end{aligned}$$

Pregunta 1-11: ¿Qué sucede con la parte imaginaria de s_{11} y s_{22} para cada uno de los valores de su argumento?

- | | | |
|---------------------|---|---------|
| Argumento negativo: | La parte imaginaria de la admitancia es inductiva. | Im{Y}=L |
| | La parte imaginaria de la impedancia es capacitiva. | Im{Z}=C |
| Argumento nulo: | La parte imaginaria es nula. Tanto Y como Z son reales. | |
| | Las ondas incidente y reflejada están en fase. | |
| Argumento positivo: | La parte imaginaria de la admitancia es capacitativa. | Im{Y}=C |
| | La parte imaginaria de la impedancia es inductiva. | Im{Z}=L |

Pregunta 1-12: En la medición de la tensión de offset de un lote de operacionales se tomaron los valores de la tabla. Utilizando técnicas estadísticas determine los siguientes parámetros (al realizar los cálculos deberá tener en cuenta solo valores que estén dentro de $\pm 2\sigma$):

- a) $V_{\text{offset,mínima}}$.
- b) $V_{\text{offset,máxima}}$.
- c) $V_{\text{offset,típica}}$.
- d) ¿Qué operacionales deben descartarse por exceso?
- e) ¿Qué operacionales deben descartarse por defecto?
- f) Si se usase el criterio de $\pm 3\sigma$ ¿cuántos operacionales deberían ser descartados y qué número tienen?

Operacional	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Valor (mV)	3,12	3,14	3,18	2,91	2,88	3,72	3,9	2,85	2,94	3,01	3,17	3,2	2,93	2,86	2,93	2,87	3,22	3,23	3,15	2,4

Punto a) $V_{OS,min}=2,4V$. Es el mínimo valor que hay en la tabla.

Punto b) $V_{OS,max}=3,9V$. Es el máximo valor que hay en la tabla.

Punto c) $V_{OS,typ}=3,0805V$. Es el promedio de los valores que hay en la tabla, se obtiene con:

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i = \frac{1}{20} \sum_{i=1}^{20} x_i = 3,0805$$

Punto d)

Para saber cuáles AO descarto por exceso, calculo primero la desviación estándar σ con la siguiente fórmula:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2} = \sqrt{\frac{1}{20-1} \sum_{i=1}^{20} (x_i - \bar{x})^2} = 0,3137$$

(Se puede hallar σ con la calculadora científica.) Debo descartar aquellos valores que estén por encima del valor

$$\bar{x} + 2\sigma = 3,0805 + 2 \cdot 0,3173 = 3,7151$$

O sea que quedan fuera los valores de los OA 5, 6 y 7.

Punto e)

Para saber cuáles AO descarto por exceso usamos el mismo criterio que en el punto anterior, se descartan todos los valores que estén por debajo del valor:

$$\bar{x} - 2\sigma = 3,0805 - 2 \cdot 0,3173 = 2,4460$$

O sea descarto el OA 20.

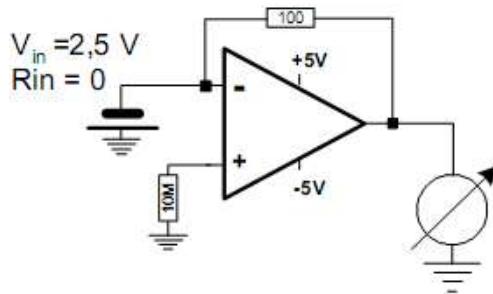
Punto f)

Si uso el criterio de $\pm 3\sigma$ para el descarte debo desechar los que estén fuera del rango:

$$\bar{x} \pm 3\sigma = 3,0805 \pm 3 \cdot 0,3173 = 3,0805 \pm 0,9519$$

O sea que no queda afuera ningún valor, puesto que todos los OA están dentro del rango.

Pregunta 1-13: Si se utiliza un circuito como el da la figura ¿cuál será la contribución de las corrientes de polarización en el voltaje de salida indicado? Sólo para los AO que contribuyan en mayor y menor medida.



A este problema lo plateo como si fuera un inversor con resistencia $R_P=10M\Omega$ para compensar parte de la influencia de la corriente de polarización, y con la resistencia de entrada R_I que tiende a cero. La componente de error de voltaje de salida debido a la corriente de polarización es:

$$e = \lim_{R_I \rightarrow 0} e_I(t) = \lim_{R_I \rightarrow 0} \left[I_N R_2 - I_P R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_I} \right) \right] = \rightarrow \infty$$

Y el voltaje de salida v_L estará dado por el valor «output swing» o, como sucede aquí, el valor de $-V_{SS}$, que en este caso es $-5V$. No importa el valor que esté presente a la entrada inversora ($-2,5V$ según la figura), porque el error es muy grande debido a los valores de resistencias del circuito.

Pregunta 1-14: Un AO que presenta un «*voltage swing*» de $+V_{CC}-1V$ y $V_{SS}+1,5V$ es conectado a un fuente de $\pm 12V$, ¿cuál será la MES, medida en V_{pp} , que podrá obtenerse a la salida del AO?

$$V_{pp,MES} = V_{L,max} - V_{L,min} = 11 - (-10,5) = \boxed{21V = V_{pp,MES}}$$

- $V_{L,max} = V_{CC} - 1 = 12 - 1 = 11V$

- $V_{L,min} = -V_{SS} + 1,5 = -12 + 1,5 = 10,5V$

Pregunta 1-15: ¿Cuál es la diferencia entre el tiempo de subida, t_r , y velocidad de crecimiento, SR ? ¿Cuál de los dos da una idea del ancho de banda del AO y de qué forma lo hace?

Primero que todo: tiempo y velocidad no son la misma cosa. El **tiempo de crecimiento** (*Rise time*) es el tiempo que requiere un escalón de voltaje de salida para crecer desde el 10% hasta el 90% de su amplitud total, se

mide en $[nS]$; la **velocidad de crecimiento** (*Slew rate*) es la relación entre la variación de la tensión de salida máxima respecto a la variación del tiempo, se mide en $[V/\mu s]$ o similares.

Al intentar variar la tensión de salida con un valor mayor al SR se produce distorsión. Se puede determinar la frecuencia máxima de trabajo (sin distorsión) para una señal de salida de cierta amplitud. Supongamos una salida del AO

$$v_L(t) = V_p \cdot \sin(2\pi f \cdot t)$$

El valor de la pendiente en cada punto puede ser determinado sacando su derivada respecto al tiempo:

$$\text{pendiente} = \frac{d}{dt}[v_L(t)] = \frac{d}{dt}[V_p \cdot \sin(2\pi f \cdot t)] = V_p \cdot 2\pi f \cdot \cos(2\pi f \cdot t)$$

Si el valor de esta pendiente supera en algún momento al SR entonces habrá distorsión, o sea que se debe cumplir la siguiente condición:

$$\text{SR} > V_p \cdot 2\pi f \quad \Rightarrow \quad f_{\max} = \frac{\text{SR}}{2\pi \cdot V_p}$$

De esta forma, el ancho de banda puede verse limitado no sólo por la frecuencia de corte sino también por la velocidad de crecimiento. Por último, es el t_r el que me da una idea del ancho de banda unitaria, con la siguiente relación:

$$\text{BW} = \frac{0,35}{t_r}$$

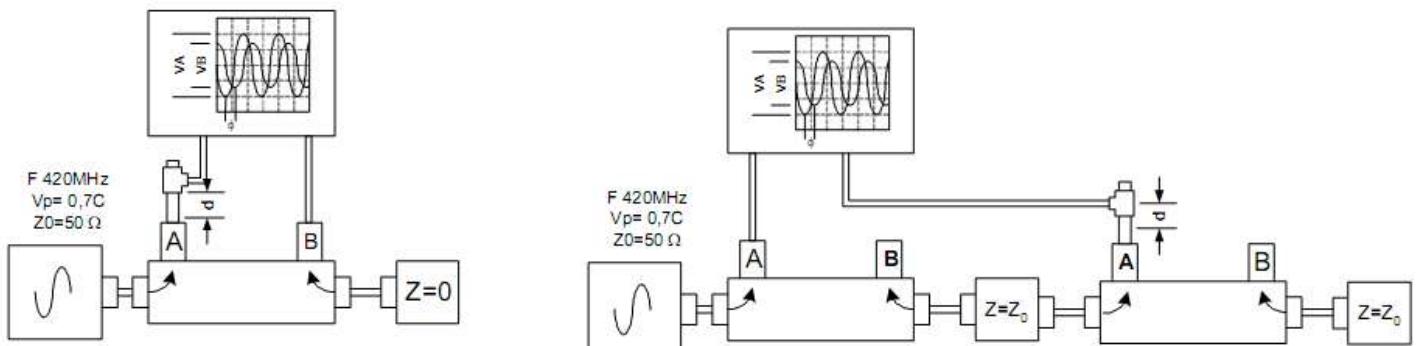
Pregunta 1-16: ¿Cuál es la diferencia entre «ancho de banda a lazo abierto» y «ancho de banda para señales fuertes»? ¿Hay diferencias entre los valores de señal de entrada para realizar el ensayo en uno y otro caso?

El **ancho de banda a lazo abierto** es la banda de frecuencias delimitadas por aquellas en donde la «ganancia a lazo abierto» ha decaído 3dB su valor a frecuencias medias. La «ganancia a lazo abierto» (*open-loop gain*) es la ganancia que tiene el AO sin lazo de realimentación presente (o desconectado); para los cálculos matemáticos, este valor se considera infinito, aunque en la práctica es del orden de los 100.000 o 1.000.000.

El **ancho de banda para señales fuertes** es la banda de frecuencias delimitada similar al caso anterior pero aquí se trata de la «ganancia e voltaje para señales fuertes» (*large signal voltage gain*), que es la ganancia del AO, con lazo de realimentación conectado, para señales fuertes de salida, por lo general del orden de la tensión de alimentación del AO. Depende fuertemente de la SR y es por esto que es considerablemente menor que la «ganancia para señales débiles». Su valor es del orden de los 100 o 200.

Se usan más o menos las mismas señales de entrada para determinar ambas ganancias. Solo hay que tener en cuenta el orden de dichas ganancias para así determinar el diseño del circuito o la amplitud de entrada.

Pregunta 1-17: De la figura siguiente:



- a) En el proceso de calibración del parámetro s_{11} se determinó que el módulo de este valía 1 pero el ángulo indicaba 135° . ¿Cuánto deberá moverse el calibrador «d» para tener el ángulo correcto de calibración?
- b) En la calibración para la medición de los parámetros s_{12} y s_{21} se detectó un valor en el módulo de 1 pero el ángulo indicaba 20° . Determinar cuánto deberá desplazarse el calibrador para obtener el ángulo correspondiente a la medición.

Punto a)

$$d = (180^\circ - 135^\circ) \cdot \frac{\lambda}{360^\circ} = (180 - 135) \cdot \frac{0,5}{360} = [0,0625 \text{ [metros]} = d]$$

$$\bullet \lambda = \frac{v_p}{F} = \frac{0,7 \cdot c}{F} = \frac{0,7 \cdot 300M}{420M} = 0,5 \text{ [metros]}$$

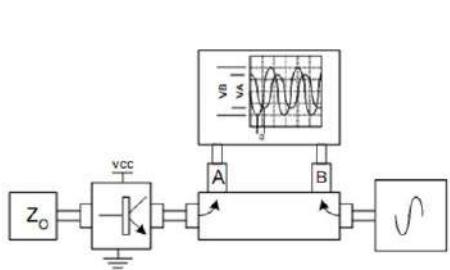
Punto b)

$$d = (0 - 20^\circ) \cdot \frac{\lambda}{360^\circ} = (0 - 20) \cdot \frac{0,5}{360} \approx [-0,028 \text{ [metros]} = d]$$

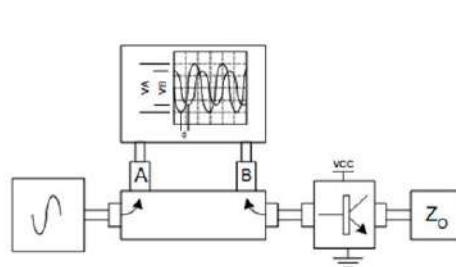
Que $d < 0$ significa que el alargador se corre en sentido contrario al sentido que lo ajusté en el punto anterior.

Pregunta 1-18: Usando un sistema de medición como el que se muestra en la figura se obtuvieron los valores de ensayo establecidos en la tabla.

- a) Calcular la Z_{in} y Z_{out} del transistor analizado.
- b) Realizar un gráfico de impedancia en función de la frecuencia usando el ábaco de Smith.
- c) En una de las tablas se cometió un error de medición, indicar la tabla de qué parámetro y por qué a simple vista puede determinarse éste.



F MHz	VB VOLT	VA VOLT	Φ GRAD
100	3.0	1.0	45
150	3.0	1.5	50
200	3.0	1.7	60
250	4.5	1.9	80
300	5.0	2.1	120
400	5.0	2.1	150
500	5.0	3.0	170
600	6.0	2.9	190
700	3.0	2.5	210
800	1.5	1.8	250
900	1.5	1.1	270
1000	1.0	0.0	0



F MHz	VA VOLT	VB VOLT	Φ GRAD
100	5.0	1.0	50
150	5.0	1.5	10
200	5.0	1.7	15
250	5.0	1.9	22
300	5.0	2.1	27
400	5.0	2.1	35
500	5.0	3.0	60
600	5.0	2.9	90
700	5.0	2.5	110
800	5.0	1.8	120
900	5.0	1.1	140
1000	5.0	0.5	180

Es un perno hacerlo para cada frecuencia, lo hago sólo para la frecuencia $100MHz$.

$$Z_{in} = Z_o \cdot Z_{in,N} = 50 \cdot (1,26 - j0,36) = [63 - j18 = Z_{in}]_{F=100MHz}$$

$$\bullet Z_{in,N} = \frac{1 + s_{11}}{1 - s_{11}} = \frac{1 + 0,14 + j0,14}{1 - 0,14 - j0,14} = 1,26 - j0,36$$

$$\bullet s_{11} = \frac{V_B}{V_A} \cdot |\Phi| = \frac{1}{5} \cdot |5^\circ| = 0,2 \cdot |45^\circ| = 0,14 + j0,14$$

$$Z_{out} = Z_o \cdot Z_{out,N} = 50 \cdot (1,38 - j0,73) = [69 - j36,5 = Z_{out}]_{F=100MHz}$$

$$\bullet Z_{out,N} = \frac{1 + s_{22}}{1 - s_{22}} = \frac{1 + 0,23 - j0,23}{1 - 0,23 + j0,23} = 1,38 - j0,73$$

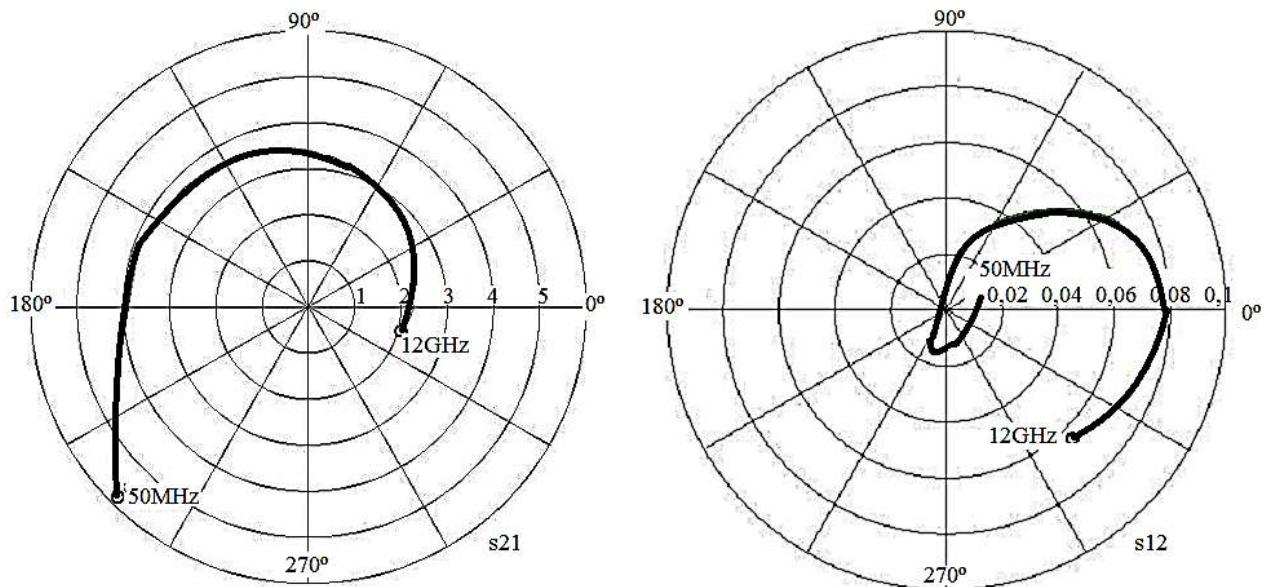
$$\bullet s_{22} = \frac{V_A}{V_B} \cdot |\Phi| = \frac{1}{3} \cdot |-45^\circ| = 0,23 - j0,23$$

El error se cometió en la primera tabla (la de s_{22}) para la frecuencia de $800MHz$. No sé si se cometió en V_A o en V_B , pero no puede darse que la reflejada sea mayor que la incidente, o sea que $V_A > V_B$.

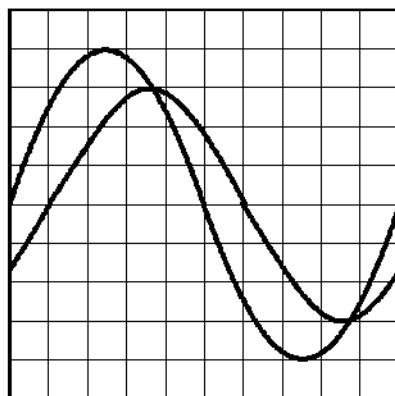
Pregunta 1-19: En la siguiente tabla se realizaron mediciones de los parámetros s_{12} y s_{21} , determine qué valores corresponden a cada parámetro y grafíquelos en un diagrama polar.

Frec.	Γ	Θ	Γ	Θ
500	3,809	167,6	0,019	80,1
250	3,83	174	0,003	157
200	3,93	179	0,003	170
150	3,92	-177	0,01	-123
100	4,01	-173	0,01	-118
50	5,88	-135	0,013	13

Me doy cuenta por el dominio. El valor de $\Gamma > 1$ corresponde al parámetro de ganancia (s_{21}); el otro, a s_{12} .



Pregunta 1-20: Según la siguiente figura, ¿cuánto vale s_{11} en módulo y argumento?



La señal con más amplitud, la que tiene su período centrado en la ventana, es la incidente, pues la reflejada no puede tener nunca un módulo mayor que la incidente. En este caso voy a tener que:

$$s_{11} = \frac{|E_r|}{|E_i|} \left| \phi \right| = \frac{3}{4} \left| 36^\circ \right| = [0,75 \left| 36^\circ \right|] = s_{11}$$

- $|E_r| = 3$ cuadritos

- $|E_i| = 4$ cuadritos

- $\phi = 1$ cuadrado $\cdot \frac{360^\circ}{10\text{cuadrados}} = 36^\circ$

Capítulo 2: Osciloscopio de almacenamiento digital

Un osciloscopio digital se diferencia de uno analógico por la presencia del convertidor analógico-digital, ADC, que convierte una muestra continua (tomada por un circuito de muestra y retención) en una palabra digital, que se almacena en una memoria y mediante un microprocesador reconstruye la señal para ser visualizada en una pantalla. Podemos decir entonces que el osciloscopio analógico «dibuja» la señal mientras que el digital la muestrea y reconstruye su representación.

Los osciloscopios digitales se pueden clasificar en osciloscopios de almacenamiento digital, OAD (*digital storage oscilloscope*, DSO), osciloscopios de fósforo digital (*digital phosphor oscilloscope*, DPO), y osciloscopios de muestreo digital (*digital sampling oscilloscope*, DSO). Atención porque lo que le confiere el carácter digital es el ADC, y no la pantalla; ésta puede ser tanto de fósforo, de TRC, o de LCD.

2.1 Diagrama de bloques

Encontré varios diagramas de bloques, pero como en clases no se ve ninguno en particular y además esta unidad es muy cortita, me tomé el atrevimiento de poner uno hecho por mí. Obviamente que hay muchas cosas que dejé afuera, pero para qué las voy a poner si en clases no se ven.

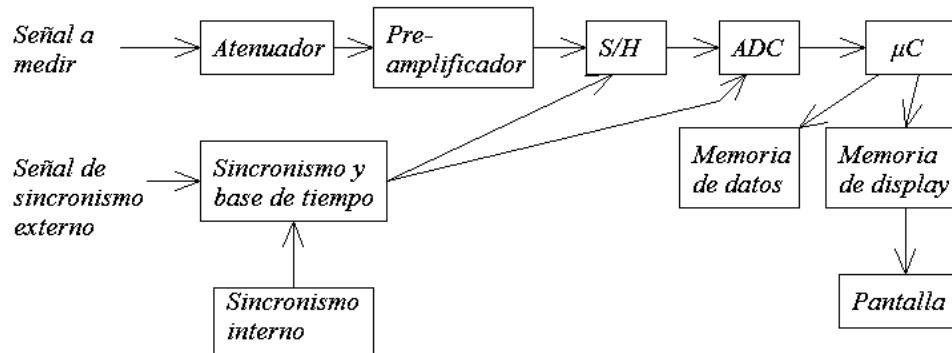


Figura 2-1: Diagrama de bloques de un OAD.

2.1-a Etapa de adquisición de datos

2.1-a.1 Atenuador y preamplificador de entrada

La primera etapa en la adquisición de señales es el bloque del «atenuador», previo a él podemos considerar otro que no es un bloque en sí mismo. Se trata de las sondas de entrada (puntas del osciloscopio), usadas para llevar la señal del circuito al osciloscopio. Hay sondas pasivas y activas, éstas últimas usadas en mediciones de alta frecuencia (mayores a 10GHz).

La mayoría de las puntas tienen algún factor de atenuación ($10X$, $100X$, etc.)⁹ La sonda atenuadora $10X$ minimiza la carga del circuito (en comparación con la sonda $1X$) y mejora la exactitud de las medidas, pero también reduce en un factor 10 la amplitud de la señal visualizada en pantalla, y hace difícil ver señales con amplitud menor a los $10mV_{pp}$. La sonda $1X$ introduce más interferencia al circuito bajo prueba. Así que se aconseja usar la sonda atenuadora $10X$ para propósito general y la sonda $1X$ para medir señales de baja velocidad y de baja amplitud. Muchos osciloscopios pueden detectar si se está usando una sonda atenuadora y ajustan la escala de la pantalla; sin embargo en otros hay que ajustarla manualmente.

Después de la sonda, la señal entra al bloque del atenuador de entrada y luego al bloque del preamplificador. Estos bloques atenúan y amplifican la señal según cómo se encuentre el control voltios/div. Además, el atenuador nos permite medir amplitudes que están por encima del voltaje de referencia del ADC, V_R ; y el preamplificador hace lo propio con amplitudes por debajo del mínimo valor que el osciloscopio puede medir (sensibilidad); es decir que estas dos etapas aumentan el rango dinámico¹⁰.

Como el atenuador está primero, se encarga de la adaptación hacia el circuito a medir. Tiene una adaptación de impedancia con acoplamiento de CA y CC, rangos de impedancia de $1M\Omega$, $20pF$ a $50pF$ hasta $50MHz$ y 50Ω para frecuencias superiores a $1Ghz$.

2.1-a.2 Circuito de muestreo y retención

Esta etapa convierte las señales analógicas en señales discretas. No hay mucho para decir, es el típico circuito de muestreo y de retención (*simple & hold*, S/H o S&H) para que la señal no varíe durante el tiempo de conversión del ADC. Dada una señal de entrada, $v(t)$, de frecuencia máxima, f_{max} , debemos muestrear a una frecuencia de muestreo $f_s=2 \cdot f_{max}$ mediante un tren de impulsos $i(t)$ para obtener la señal discreta $v_k(t)$. Luego para reconstruir la señal colocamos un filtro de frecuencia de corte ω_s (Figura 2-2).

El circuito S/H¹¹ es un retenedor de orden cero. El retenedor de orden cero es un modelo matemático de reconstrucción de señal a partir de una señal discreta la cual ha sido formada tomando muestras de la original y reteniéndolas durante un tiempo. En general los circuitos de retención de orden superior reconstruirán una señal de manera más exacta que los retenedores de orden cero, pero con algunas desventajas. El retenedor de 1er orden retiene la muestra anterior y presente, y con extrapolación eso predice la muestra siguiente. Esto es, no retiene el valor muestreado entre muestra y muestra sino que varía según la derivada primera calculada con la muestra presente y anterior. Si la pendiente de la señal original no varía mucho, la predicción es buena. Sin embargo si la señal original invierte su pendiente, la predicción es mala y cometemos un error bastante grande. El retenedor de 2do orden se comporta como el de 1er orden solo que utiliza la derivada segunda. En la Figura 2-2d podemos ver una señal diente de sierra sumada a una sinusoides, con los muestreos de orden 0 y 1; éste último es malo en los tramos donde hay variaciones abruptas de la señal.

El circuito S/H usado en el OAD tiene un tiempo de muestreo, t_s , y un tiempo de retención, t_h . El tiempo t_s puede ser tan chico como sea posible, pero el tiempo t_h no puede ser menor al tiempo de conversión del ADC, t_c , pues no se puede tomar la siguiente muestra sin antes haber procesado la presente. El tiempo t_c es el tiempo que necesita el ADC para convertir la señal discreta en una palabra digital, y es también el tiempo que condiciona el tiempo t_h , es decir, limita el período de muestreo, $T_{sample}=t_s+t_h$. Esto es, limita el ancho de banda real del OAD.

⁹ Si la X está después del factor significa atenuación; si está por delante, amplificación.

¹⁰ El **rango dinámico** de un instrumento es la diferencia entre el valor máximo y el valor mínimo que puede medir.

¹¹ El circuito S/H es el más básico de todos: dos operacionales en configuración de seguidor de tensión, un interruptor y un condensador. Este circuito tiene limitaciones, y varios parámetros de diseño, pero en clases Zozaya no especifica nada de esto, se limita a hablar del circuito S/H de manera general y menciona solamente los tiempos de muestreo y de retención.

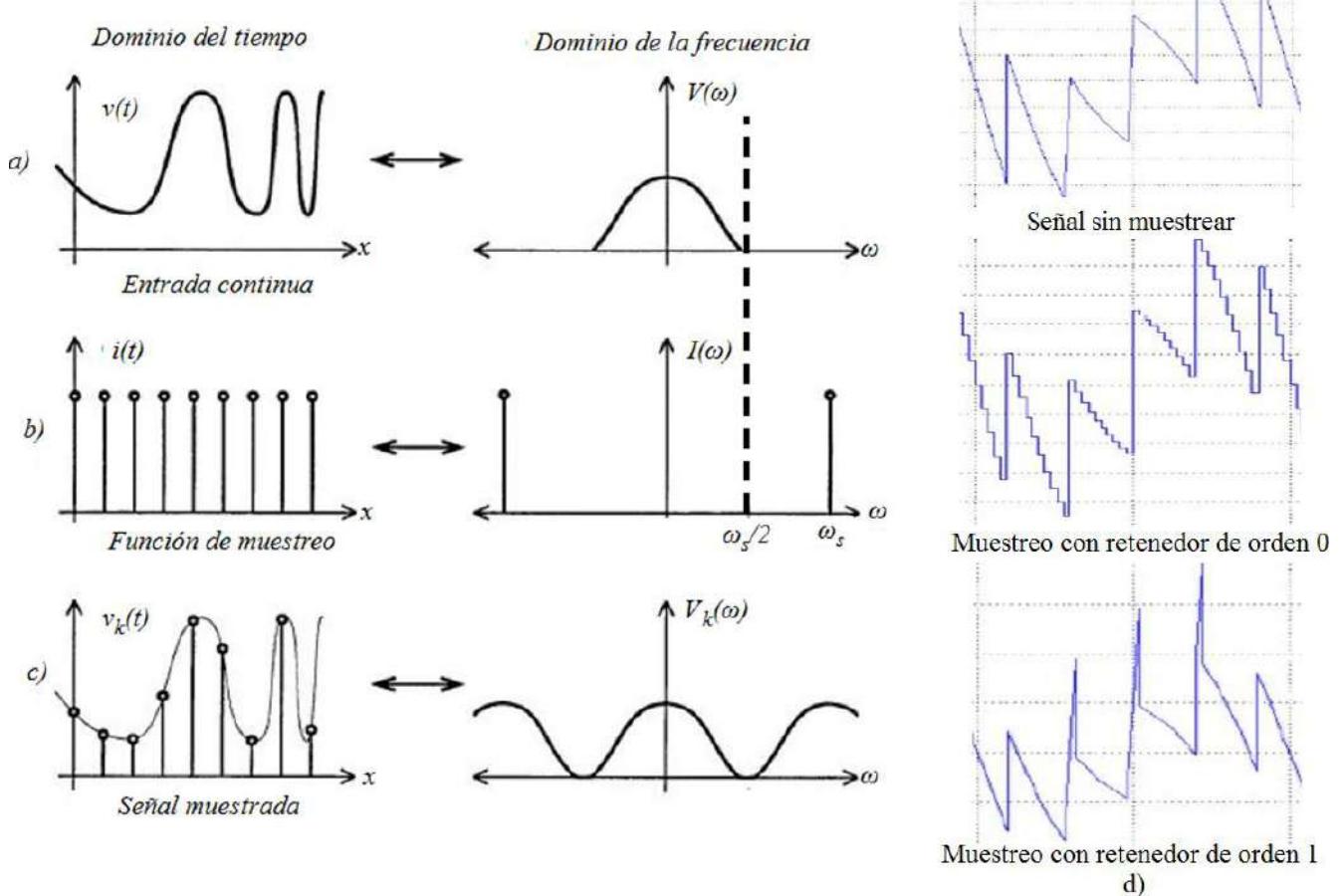


Figura 2-2: a, b y c) Proceso de muestreo y retención de una señal analógica de entrada, d) Acción con retenedor de orden 1 y retenedor de orden 2.

Pero hay un limitante más todavía. Según el teorema de muestreo, debemos muestrear la señal al doble de su frecuencia máxima, pero si la señal tiene infinitas armónicas (una señal cuadrada por ejemplo), no podemos abarcar todo; por lo general después de la 10ma armónica las componentes que siguen aportan muy poco a la reconstrucción de la señal, además de estar por debajo del piso de ruido del osciloscopio. Entonces nuestra frecuencia de muestreo, f_s , se limita a abarcar la décima armónica.

Por ejemplo, en un osciloscopio que tiene una velocidad de muestreo igual a $1\text{Giga}/\text{sample/seg}$ (esta unidad se detalla en la siguiente sección), la 10ma armónica debería ser muestreada a 2 muestras por segundo, es decir que la 10ma armónica debe tener como máximo 500Mhz , o que la fundamental tenga 50MHz . Todo esto, claro, para señales no sinusoidales.

2.1-a.3 Conversión analógico-digital

Esta sección tampoco está muy detallada, pues ya se la vio bastante en *Técnicas Digitales 2*. El convertidor analógico-digital, ADC, convierte el nivel de CC de cada muestra de la señal discreta en una palabra digital. Para esto necesita *cuantificar* el rango del voltaje de entrada, esto es, convertir el nivel continuo en paquetes de niveles discretos. Estos niveles de cuantificación serán más pequeños (o sea, la resolución será mayor) mientras mayor sea el número de bits del ADC; su magnitud será V_R/n exactamente, siendo V_R y n el voltaje de referencia y el número de bits del ADC, respectivamente. Si el voltaje de entrada superar a V_R queda sin representación, para evitar esto la señal se atenúa en el atenuador de entrada.

Después de esto, el ADC realiza la *codificación*, que es asignarle una palabra digital (muestra) a cada nivel de cuantificación. El proceso de muestreo y retención y posterior conversión del ADC se llama digitalización, y limita la velocidad de muestreo del osciloscopio, que es la velocidad máxima a la que el instrumento puede tomar una

muestra de la señal analógica y convertirla en una palabra digital. Como es obvio, cuanto menor sea n menor será t_c y mayor la velocidad de muestreo, pero perdemos resolución.

2.1-a.4 Almacenamiento en y acceso a la memoria

Una vez que se crea la palabra digital se la guarda en la memoria de datos; que es de tecnología ECL de alta velocidad de escritura. Esta memoria se divide en dos bancos: uno para el refresco de los datos adquiridos y otra para para que use el display. La memoria de datos sirve para realizar operaciones de procesamiento de señal, mientras que la del display sirve para mostrar la señal en la pantalla lo más rápido posible, por eso es que esta memoria es muchísimo más pequeña que la de datos. Cada uno de estos bancos se divide a su vez en bloques, correspondientes a cada canal de entrada.

El acceso de alta velocidad a la memoria se hace mediante un sistema denominado DMA (*Direct access memory*, acceso directo a la memoria). Permite acceder al banco de memoria sin intervención del microprocesador, así éste último queda libre para usarlo en otra huevada. El DMA es un sistema que dispone de tres tipos de buses: de datos, de control y de dirección. Tiene, obvio, un funcionamiento para acceder a la memoria, el cual no voy a explicar aquí porque que en clases no se ve. Lo que sí se ve es cómo hace el DMA para gestionar el banco de datos y el banco usado por el display.

Una vez que se termina de muestrear una porción de señal destinada a ser mostrada en la pantalla, el DMA no usa todo el banco de datos para trasladarlos a la misma, pues en el banco de datos hay por lo general $256k$ posiciones de memoria y la pantalla usualmente está conformada por $500x500$ puntos. Es decir, me sobran datos, y muchos. Lo que hace el DMA es, a medida que se va llenando el banco de datos, copia una posición de memoria del banco de datos al banco del display, espera 255 muestras, luego copia la siguiente posición de memoria a la siguiente posición del banco del display, y así sucesivamente hasta llenar las 500 posiciones del banco del display. Si por ejemplo cambiamos el control de seg/div para ampliar 2 veces la señal en el tiempo, el DMA toma como centro el mismo centro que tenía antes y va a tomar 250 posiciones para atrás y 250 para adelante, pero esta vez copiará posiciones separadas en 127 posiciones de memoria, como se detalla en la Figura 2-3.

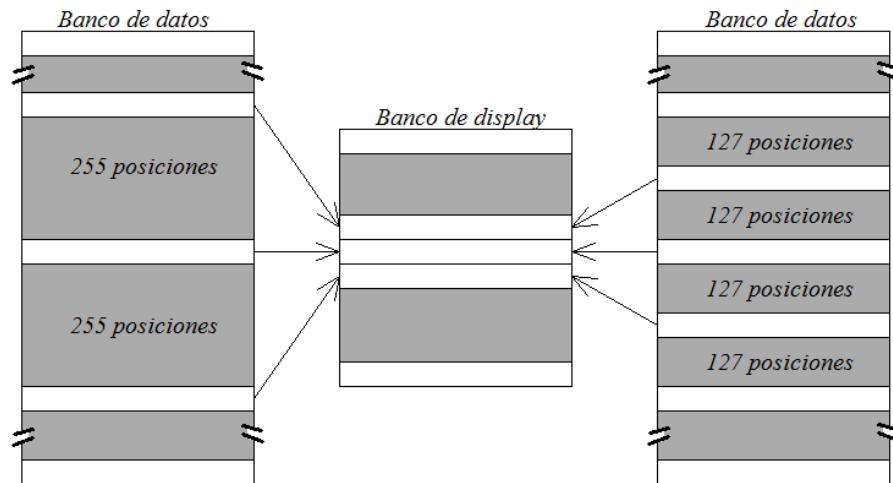


Figura 2-3: Manejo del DMA de los bancos de memoria de datos y del display. (El banco de datos de la izquierda es el mismo de la derecha, lo copié para hacer más claro el gráfico.)

2.1-b Etapa de sincronismo y base de tiempo

Para capturar los eventos de forma óptima, el osciloscopio usa frecuencias de señales de referencia (de sincronismo), que pueden ser internas o externas. Con el sincronismo interno podemos adquirir muestras a intervalos desde 1ns a 100ms en secuencias de 1 , 2 y 4 , o también de forma continua con una resolución de 1ns por muestra. Para ajustar la fase de referencia a la fase de la señal de entrada se usan circuitos de enganche de fase, similar a los vistos en el voltímetro vectorial en la unidad 1; con esto se logra estabilidad de la frecuencia. El sincronismo

externo se usa para sincronizar el muestreo con eventos externos. Estas entradas pueden programarse por pendiente, por nivel o por variaciones aleatorias.

Actualmente las bases de tiempo cuentan con un control adoptivo de velocidad de muestreo. Con esta opción la exploración de la base de tiempos se inicia en frecuencias bajas o medias según el rango de la señal de entrada, comutando a frecuencias elevadas de muestreo cuando se detectan componentes de alta frecuencia en la señal, y ahorra así espacio en la memoria de datos. La señal de referencia en el sincronismo interno se toma de un generador de clock el cual mediante divisores de frecuencia para generar un juego de señales de reloj, dos de las cuales van a ser usadas por el circuito S/H y por el ADC. Por lo general la frecuencia de muestreo se elige unas 48 veces la frecuencia del ADC, para dar tiempo a éste último para la conversión.

2.1-c Post procesamiento de señales

Una vez que los datos son guardados en la memoria de datos podemos hacer con ellos cualquier gilada que se nos ocurra: producto, división, correlación cruzada, transformada rápida de Fourier y espectro de frecuencias, filtrado de la señal, superposición, integración, desviación estándar, media cuadrática, mediciones de frecuencias, valores pico, RMS, promediación, etc.

También hay cursores verticales y horizontales para identificar determinados puntos, y cálculos asociados a ellos, diferencia de tensión o de tiempo, frecuencia de esa diferencia de tiempo, etc.

2.2 Tipos de muestreo

Esta sección la coloco aparte porque es larga comparada con la sección del circuito S/H, que es donde debería ir. Los osciloscopios actuales usan dos métodos para muestrear la señal analógica: el muestreo en tiempo real y el muestreo equivalente. Éste último se divide en aleatorio y secuencial.

2.2-a Muestreo en tiempo real (coherente)

El muestreo en tiempo real se usa para muestrear señales cuyo rango de frecuencia (esto incluye la 10ma armónica en las señales cuadradas) es menor que la mitad de la velocidad máxima de muestreo del osciloscopio. Por eso se le llama «muestreo coherente», pues es coherente con el criterio de Nyquist (dos muestras de la máxima frecuencia). Con esto es más que suficiente para que conformar una imagen precisa (Figura 2-4).

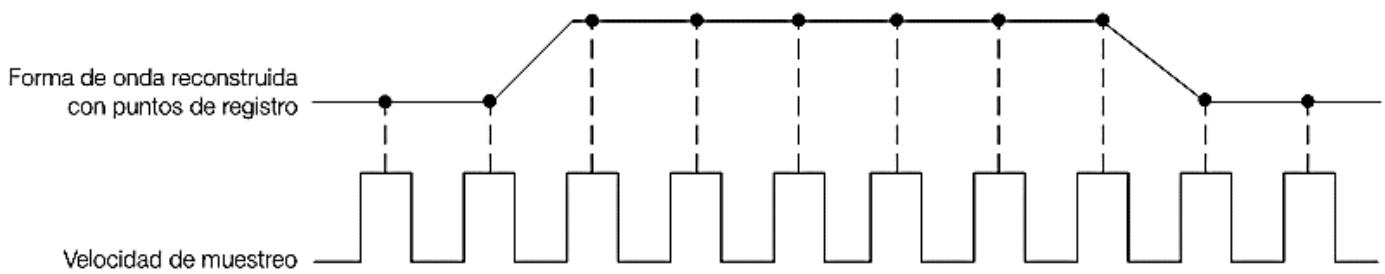


Figura 2-4: Muestreo en tiempo real.

Este método es el único para capturar señales transitorias rápidas de ocurrencia única con un osciloscopio digital, lo cual no quiere decir que sea sencillo. Estos eventos ocurren sólo una vez, y deben ser muestreados en el mismo intervalo de tiempo en el que ocurren. Si la velocidad de muestreo no es lo suficientemente alta, las componentes de alta frecuencia pueden perderse generando distorsión (aliasing en la pantalla). Otro problema es la memoria, que debe ser de alta velocidad de acceso y escritura para ir a la par del muestreo.

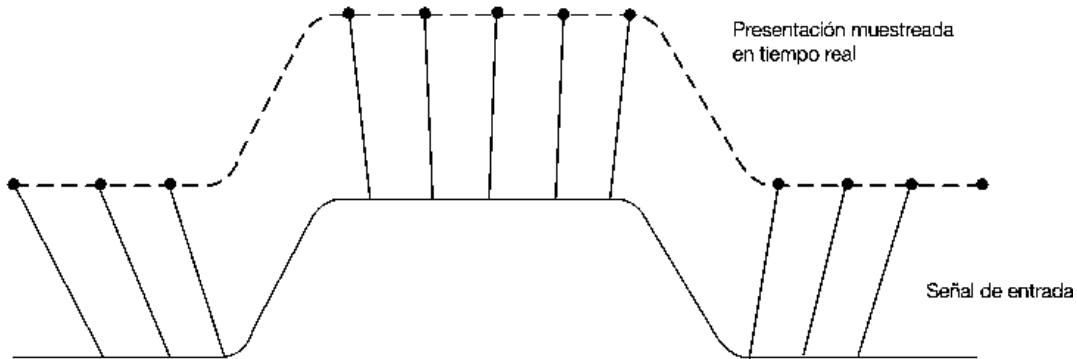


Figura 2-5: Para muestrear señales de alta frecuencia, la velocidad de muestreo debe ser lo suficientemente alta como para definir los flancos con precisión.

Aún con esto, puede ser difícil visualizar la señal, es posible que haya solamente pocos puntos representando porciones de alta frecuencia. En estos casos las señal se reconstruye con métodos de interpolación, es decir, el OAD «conecta los puntos» y rellena lo que hay entre ellos para que la forma de la señal en la pantalla sea lo más parecida a la original con los pocos datos muestreados.

Es una técnica para predecir el valor de la señal entre cada muestra. La interpolación puede ser lineal o $\text{sinc}(x)$. La primera conecta los puntos mediante líneas, es lo más básico (Figura 2-6 abajo). Este método se usa sólo para reconstruir señales de flancos rectos, como las cuadradas.

La interpolación $\text{sinc}(x)$ es más versátil¹², conecta los puntos mediante curvas (Figura 2-6 arriba). Es un proceso matemático en el que se calculan los puntos que llenarán el espacio entre las muestras reales. Este método se presta más a formas de señales curvadas e irregulares, que son más habituales en el mundo real que las cuadradas o las pulsantes. La interpolación $\text{sinc}(x)$ es el método preferido para aplicaciones donde la velocidad de muestreo es de 3 a 5 veces el ancho de banda del OAD.

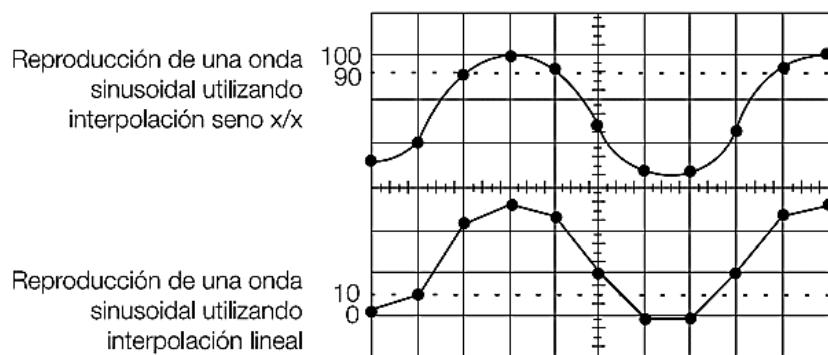


Figura 2-6: Interpolación lineal y $\text{sinc}(x)$.

2.2-a.1 Sistema de disparo (trigger) y muestreo de señales de ocurrencia única

La función de disparo de un OAD sincroniza el barrido horizontal en el punto correcto de la señal, permite así estabilizar las formas de onda repetitivas y capturar formas de onda de ocurrencia única. El disparo es lo que hace que las formas de onda repetitivas aparezcan inmóviles en la pantalla del osciloscopio.

Hay varios tipos de disparo, el de flanco es el más básico y común. Pero el OAD tiene muchos más tipos de disparo, que responden a condiciones específicas de la señal de entrada. Podemos elegir disparar en pulsos definidos por su amplitud (pseudopulsos), cualificados por tiempo (ancho de pulso, espurio o «glitch»), velocidad de transición (tiempos de establecimiento y retención, y lapso de tiempo –o «timeout»–), y definidos por su estado lógico o patrón (disparo lógico).

¹² Versátil significa que se puede adaptar a muchas cosas, que tiene muchas aplicaciones.

2.2.a.1.1 Posición del disparo (pre-disparo y post-disparo)

El control de la posición del disparo horizontal está disponible solo en los OAD. La variación de la posición del disparo horizontal permite capturar lo que ocurrió antes de un evento de disparo (pre-disparo) o lo que ocurrió después (post-disparo). Este tiempo antes o después se puede configurar a través del panel frontal. Así, podemos grabar lo que sucedió un tiempo antes o después de un evento de ocurrencia única.

Los OAD pueden visualizar lo que está antes del evento de disparo porque están procesando constantemente la señal de entrada, el disparo solo le indica al OAD que almacene los datos existentes en ese momento en la memoria. Algo que no puede hacer un osciloscopio analógico, pues éste solo muestra la señal en el TRC después de recibir el disparo. Por lo tanto, la visualización del pre-disparo no está disponible en los osciloscopios analógicos.

2.2-b Muestreo en tiempo equivalente (no coherente)

Cuando la frecuencia máxima de la señal excede la mitad de la frecuencia máxima de muestreo, el OAD usa lo que se llama muestreo en tiempo equivalente. Esto amplía el ancho de banda del OAD y se habla ahora de «ancho de banda equivalente»; pero las señales tienen que ser sí o sí repetitivas. Éste método construye una señal repetitiva a partir de puntos capturados en ciclos sucesivos de la señal.

Hay dos tipos de muestreo en tiempo equivalente: aleatorio y secuencial. Cada uno tiene sus pros y sus contras. El aleatorio presenta la señal de entrada antes del disparo. El secuencial proporciona una resolución y precisión mucho mayores.

La máxima frecuencia que podemos medir ya no está limitada por el tiempo t_c , pues el muestreo lo realizamos a una frecuencia baja. Lo que limita el ancho de banda equivalente es la parte analógica, que tiene que funcionar bien en alta frecuencia. La parte analógica está formada por los bloques «atenuador», «pre-amplificador» y «circuito de muestreo y retención». En este caso ni puta idea de qué parámetro de qué bloque es el principal limitante del ancho de banda equivalente, podría ser el tiempo que toma amplificar o adaptar la señal al bloque del atenuador, o algún otro. Pero en las notas de aplicación no vi que se hiciera referencia a ninguno de estos excepto a los tiempos de muestreo y de retención, así que supongo que éstos parámetros son los principales culpables de la limitación del ancho de banda equivalente.

2.2-b.1 Muestreo secuencial

Cuando se detecta un disparo, se adquiere una muestra después de un retardo muy corto, Δt , pero de duración muy definida; cuando se produce el próximo disparo, se adquiere una muestra a un tiempo $2 \cdot \Delta t$, y así sucesivamente hasta completar la ventana de adquisición (Figura 2-7a). Los puntos aparecen en la pantalla de izquierda a derecha de forma secuencial, de ahí el nombre.

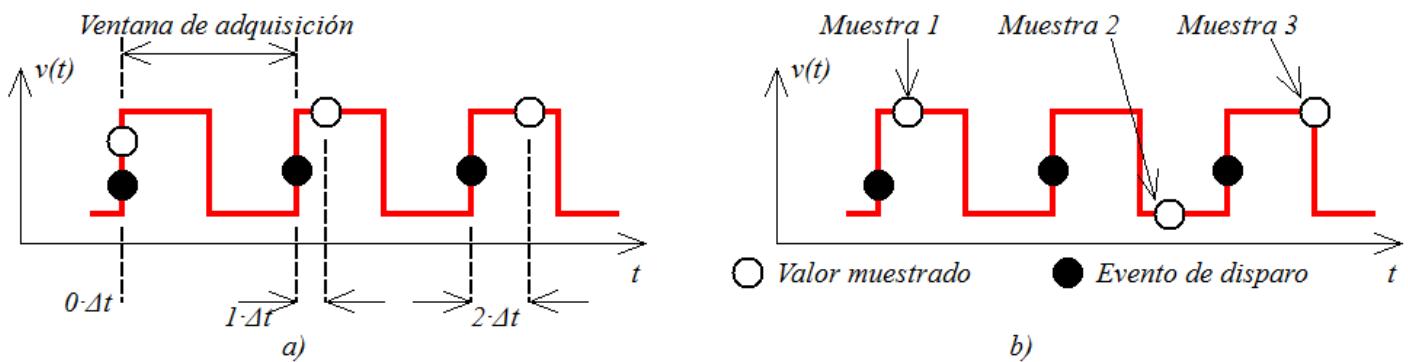


Figura 2-7: a) Muestreo secuencial, b) muestreo aleatorio.

Desde un punto de vista tecnológico, es más fácil generar un Δt muy corto y preciso que medir con precisión las posiciones horizontal y vertical de una muestra con relación al punto de disparo. Este retardo tan preciso es lo que hace que el muestreo secuencial lo sea también.

2.2-b.2 Muestreo aleatorio

El muestreo aleatorio usa un reloj interno que funciona de forma asíncrona con relación a la señal de entrada y al disparo de la señal. Las muestras se adquieren independientemente de la posición del disparo, pero cada muestra lleva asociada el tiempo con respecto al él. Aunque las muestras se adquieren de forma secuencial en el tiempo, son aleatorias con respecto al disparo –de aquí el nombre aleatorio– (Figura 2-7b). Cuando los datos se visualizan en la pantalla, los puntos van apareciendo de forma aleatoria, pero no en cualquier posición, sino ordenados de menor a mayor según su diferencia con respecto al disparo.

La ventaja principal es adquirir y presentar muestras antes del punto de disparo, eliminando así la necesidad de señales externas de pre-disparo o de líneas de retardo. Para velocidades de muestreo bajas el OAD puede adquirir más de una muestra por evento de disparo, sin embargo a medida que aumenta la velocidad de muestreo la ventana de adquisición se reduce y la cantidad de muestras por eventos se reduce hasta llegar a cero. Y es en estas frecuencias en donde el muestreo secuencial es beneficioso. Por eso es que el ancho de banda equivalente del muestreo aleatorio es menor al del secuencial.

2.3 Preguntas de parciales y/o finales

Pregunta 2-1: El ancho de banda real de un OAD se define por:

1. El valor de frecuencia de la 10 armónica de la señal a medir.
2. La capacidad de memoria interna del OAD.
3. La frecuencia máxima de muestreo.
4. La velocidad del S/H.
5. El valor de frecuencia central de la señal a medir.

Nota: las opciones 1 y 5 no tienen sentido, a las características de un DSO las definen los elementos internos del mismo. La opción 2 podría ser, pero no, porque lo que podría llegar a limitar el ancho de banda es el acceso a la memoria, no su tamaño; aun así, lo que se «consume» más tiempo es el tiempo de conversión del ADC, t_c . Así que la opción 3 es la correcta, pues este tiempo limita la frecuencia de muestreo, f_{sample} , máxima, la cual es la principal limitante para el ancho de banda real del OAD. Sucede lo mismo con la opción 4, los tiempos de muestreo y retención se pueden hacer lo suficientemente pequeños como quiera, pero están limitados por el tiempo de conversión del ADC.

Pregunta 2-2: En general cuando se usa el muestreo equivalente:

1. Cuando la frecuencia de muestreo es mayor que la utilizada para ancho de banda real.
2. Cuando la frecuencia de muestreo es menor que la utilizada para ancho de banda real.
3. Cuando la señal a medir es diezmada gracias a un filtro anti-alias.
4. Cuando se usan más ciclos de la señal medida para poder muestrearla.
5. El ancho de banda equivalente solo se usa para disparo único.

Nota: esta pregunta está copiada tal cual la encontré en una fotocopia, y está mal redactada de principio a fin. Hay dos cuestiones que se mezclan entre pregunta y opciones. La pregunta dice cuándo usamos muestreo equivalente, así que la respuesta debería incluir las condiciones externas, es decir, la frecuencia de la señal. Y la respuesta señalada como correcta (así está en la fotocopia) es más adecuada para la pregunta: «¿En qué consiste el muestreo equivalente?»

La primera respuesta es tentadora, pero la frecuencia de muestreo y el ancho de banda son parámetros propios del OAD; la frecuencia que debe ser mayor es la de la señal externa (que debe ser repetitiva además).

Pregunta 2-3: La resolución de un OAD depende de:

1. La frecuencia de muestreo.
2. El ancho de banda equivalente.
3. La cantidad de bits del ADC.
4. El ancho de banda real.
5. La amplitud de la 10 armónica.

Pregunta 2-4: La relación entre resolución y ancho de banda real es:

1. Directamente proporcional.
2. Inversamente proporcional.
3. La resolución tiene proporcionalidad con el ancho de banda equivalente.
4. No existe relación alguna.
5. Depende de la amplitud de la 10ma armónica.

Nota: en realidad mientras mayor sea la resolución menor será el ancho de banda, porque el tiempo de conversión del ADC, t_c , es mayor si aumenta n , pero en ningún lado se dice que aumente proporcionalmente. La expresión «inversamente proporcional» en rigor es incorrecta, pues el producto entre la resolución y el ancho de banda no es constante. Pero bueno, Zozaya usa dicha expresión más bien para decir «mientras una sube la otra baja».

Pregunta 2-5: En el ADC el hecho de deber descartar los últimos bits debido al piso de ruido hace que el osciloscopio pierda:

1. Resolución.
2. Apreciación.
3. Exactitud.
4. Precisión.
5. Ninguna.

Nota: otra pregunta que no edité. En la fotocopia figura como respuesta correcta la apreciación. El error de apreciación es el error cometido por el ojo humano, o por el humano, debido al contexto en que se realiza la medición. Por ejemplo, el error de paralaje en el voltímetro analógico: porque dependiendo del ángulo en que miremos el instrumento vamos a ver que la aguja cae en distintos lugares de la escala. Este ejemplo no puede aplicarse al ADC, porque dudo que tenga ojo para tomar las muestras.

Lo que yo creo es que la pregunta está mal redactada y mal referida. Lo que se descarta no son los últimos bits sino las componentes de frecuencia mayores a la 10ma armónica, por no aportar amplitud suficiente a la reconstrucción total de la señal, y por estar debajo del piso de ruido. Además, el que hace este descarte es el OAD y no el ADC.

Por último, si tenemos una palabra digital, por ejemplo 011011001, y por X motivos descartamos los últimos 3 bits (los que están subrayados), estamos cometiendo un error en la exactitud. No importa el resto de la pregunta, menos bits significa menos exactitud.

Pregunta 2-6: ¿Cuál es la referencia de tiempo que usan los muestreos equivalentes?

1. Otras opciones.
2. Una pendiente y un nivel de tensión determinados.

Nota: la referencia que usan los muestreos equivalentes son la condición de disparo, y según las notas de aplicación, se presentan sistemas de disparo (triger) no sólo con flanco (pendiente y nivel de tensión determinados) sino que muchos más (ancho de pulso, glitch, combinación lógica, etc.); y además no hace referencia a muestreo alguno

(es decir que todos estos disparos se pueden usar para gatillar en cualquier tipo de muestreo). Sin embargo, la opción de arriba que está subrayada es la que figura como correcta en las fotocopias. Encima está especificada para muestreos equivalentes, ni puta idea qué referencia usará si pregunta por el muestreo en tiempo real.

Pregunta 2-7: La calidad de la tensión de referencia determina:

1. La resolución en amplitud de la medición.
2. La exactitud en amplitud.
3. Apreciación.
4. Precisión.

Pregunta 2-8: ¿Qué limita el ancho de banda en un muestreo equivalente?

1. El tiempo de conversión del ADC.
2. Frecuencia máxima de muestreo.
3. Tiempo de crecimiento.
4. Tamaño de la memoria.
5. Ninguna de las anteriores.

En clases Zozaya dice que el ancho de banda del muestreo equivalente depende de la parte analógica más que de la digital, así que la opción 1 no es. Pero no dice nada más, no dice qué parámetro de qué componente o bloque es el que más limita el ancho de banda equivalente. Decir «la parte analógica» es una especificación muy vaga comparada con lo específico de las opciones que da en esta pregunta.

Pregunta 2-9: En un ADC, ¿de qué depende el tiempo de conversión, t_c ?

1. Tiempo de la codificación del ADC.
2. Tiempo de conmutación del S/H.
3. Cantidad de bits del ADC.
4. Ninguna de las anteriores.

La opción 1 es falsa, el tiempo de codificación está incluido en el tiempo de conversión, una vez que se le da la orden al ADC para convertir, éste se demora un tiempo, t_c , para convertir el voltaje analógico y a la salida tener directamente la palabra digital, ya codificada. Pero bueno, me dijeron que Zozaya la considera correcta.

Pregunta 2-10: Si el S/H es un retenedor de orden 1, significa que:

En esta pregunta no hay opciones porque así estaba de donde la saqué. El retenedor de orden 0 muestrea y retiene ese valor hasta la siguiente muestra. El de orden 1 muestrea la señal, pero en lugar de retener ese valor, lo va variando según la derivada de la señal, calculada con la muestra actual y siguiente.

Capítulo 3: Analizador de espectro

Grosso modo, un analizador de espectro puede ser descrito como un voltímetro de frecuencia sintonizado. El analizador no mide potencia, aunque después podemos obtenerla mediante otros datos y cálculos. Como este capítulo introduce mediciones en el dominio de la frecuencia, tenemos que acostumbrarnos a trabajar en él. Fourier nos dice que cualquier señal en el dominio del tiempo, t , puede ser reconstruida a partir de señales sinusoidales de distintas amplitudes, fases y frecuencias. ¿Por qué transformar la señal al dominio de la frecuencia, ω ?; porque algunas mediciones es mejor y más fácil hacerlas así. Como por ejemplo medir el contenido armónico de la señal (Figura 3-1), saber si hay productos de intermodulación, medir el espectro del ruido, o para saber cuán distorsionada está una señal.

Si la señal a analizar es periódica, Fourier dice que su composición espectral tendrá componentes cuyas frecuencias estarán separadas una distancia $1/T$, siendo T el período de la señal. En teoría, para pasar del dominio del tiempo al de la frecuencia deberíamos analizar la señal todo el tiempo, es decir, hasta el infinito, pero en la práctica sólo usamos un tiempo finito para esto, y más aún, cuando la señal es periódica. Pasar del dominio de la frecuencia al del tiempo también requeriría tener en cuenta todo el espectro, pero de nuevo, solo usamos un determinado ancho de banda donde consideramos que ha recaído la mayor parte de la energía de la señal.

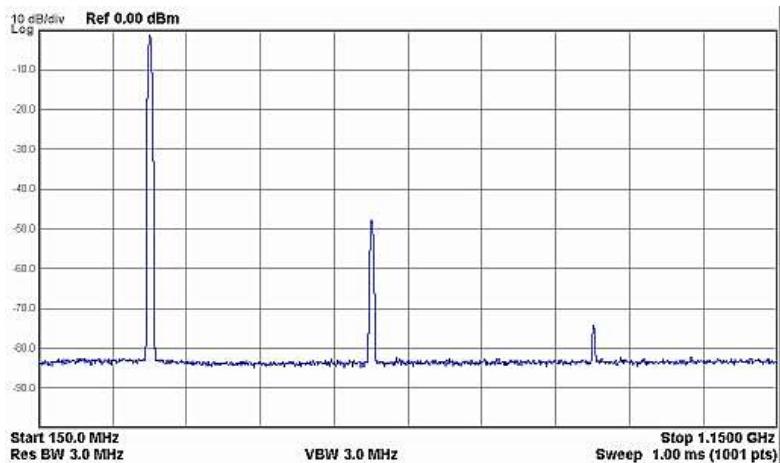


Figura 3-1: Contenido espectral de una señal en un transmisor.

Tipos de analizadores

Hay análisis que requieren saber la amplitud y la fase de la señal transformada, pero hay otros análisis que prescinden de la fase, éste último se llama «análisis espectral». Los primeros analizadores se llamaron «analizadores de onda», éstos servían únicamente para medir una sola componente; después vinieron los «analizadores de espectro de barrido (superheterodinos)» que medían la amplitud pero barrián automáticamente un determinado rango de frecuencia. Pero la medición de la fase se hizo importante y los analizadores tuvieron que seguir ese ritmo. Y es así que con la llegada de la electrónica digital, la información de la fase pasó a ser mostrada junto con la de la amplitud. Un tipo de estos analizadores se llaman «analizadores FFT»; éste digitaliza la señal en el tiempo y utiliza la herramienta matemática «Transformada rápida de Fourier», FFT, para visualizar el resultado. Los analizadores FFT se ven con detalle en la unidad 4, junto con todas sus características y diferencias con el analizador de espectro,

pero la más importante es que el analizador FFT puede visualizar la fase de cada componente espectral. En esta unidad se ven solamente los analizadores de espectro, en particular los de barrido (o superheterodino), y sus características. Del analizador de onda ni me ocupo.

3.1 Analizador de espectro de barrido (superheterodino)

Aunque los analizadores de barrido modernos tienen muchos componentes digitales que reemplazaron a los analógicos, entender cómo funciona un analizador básico nos servirá de base inicial. La Figura 3-2 muestra una analizador de espectro de barrido, o superheterodino, la palabra «heterodino» significa mezclar, trasladar en frecuencia una señal; y «super» es una abreviación de supersónico, es decir, el rango de frecuencias que está por encima del espectro audible. O sea, un receptor superheterodino, convierte señales de alta frecuencia, RF en nuestro caso, en señales de frecuencia intermedia mucho más baja y fija. Aunque de fija no tiene nada, pues la palabra «barrido» en el título significa que va a barrer un cierto rango de frecuencias RF, y esto se traslada a barrer la señal de frecuencia intermedia, en un rango que ya veremos más adelante.

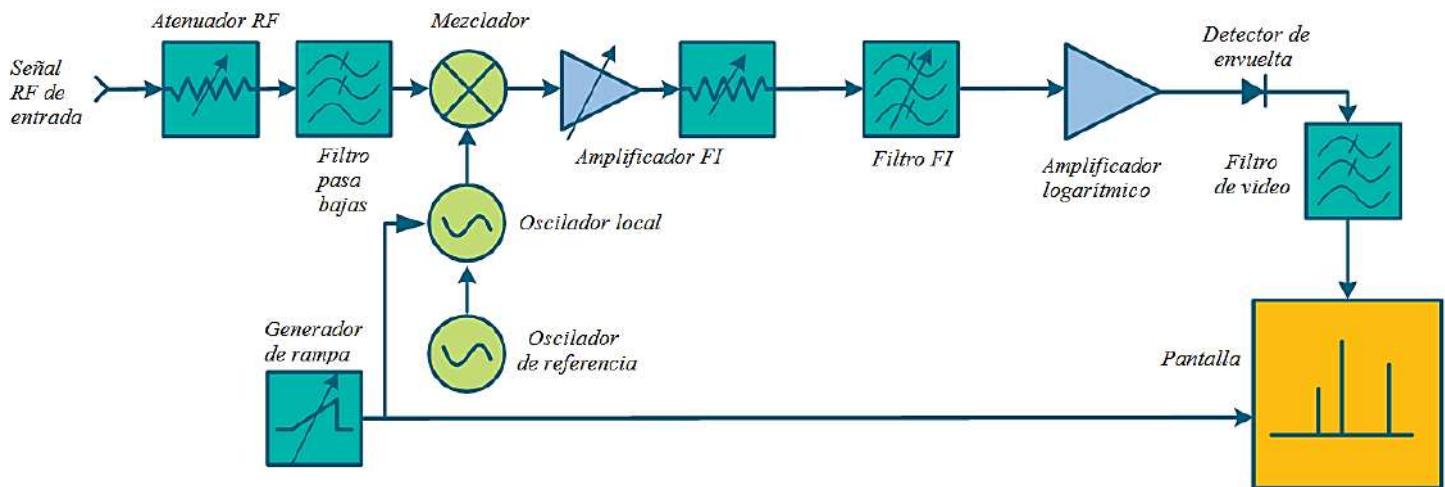


Figura 3-2: Diagrama de bloques de un analizador de espectro superheterodino clásico.

La señal RF de entrada pasa por un atenuador y luego por un filtro pasa bajas (después veremos por qué este filtro está aquí), y de ahí a un mezclador, donde se mezcla con una señal proveniente del oscilador local (OL). El mezclador es un elemento no lineal, así que a su salida tendremos no solo las dos frecuencias originales, sino también sus armónicas y las sumas y diferencias de las originales y sus armónicas; si cualquiera de estas frecuencias cae fuera del rango del filtro FI, supondría un trabajo adicional (amplificadas y comprimidas en la escala logarítmica). Para filtrar estas señales es que se pone antes de la pantalla un detector de envuelta y un filtro de video. Un generador de rampa crea el movimiento horizontal a través de la pantalla de izquierda a derecha, y también sintoniza el oscilador local, cambiando la frecuencia en función de la rampa de voltaje.

Es muy similar a un receptor superheterodino, excepto que la salida se muestra en una pantalla y el oscilador local es sintonizado electrónicamente en lugar de una frecuencia fija.

La pantalla presenta una grilla o retícula con generalmente 10 divisiones horizontales y 10 verticales. El eje horizontal está graduado en forma lineal y representa la frecuencia, que aumenta de izquierda a derecha. El ajuste de frecuencia podemos hacerlo de dos formas: eligiendo la frecuencia central y el ancho de banda, «SPAN»¹³; o

¹³ El span o SPAN, es una palabra del inglés y significa lapso. En este caso, es el lapso que hay entre las frecuencias inferior y superior, es el intervalo de frecuencias que abarca la pantalla; se mide en [Hz].

eliendo la frecuencia de inicio y de parada. El eje vertical representa la amplitud, y podemos calibrarlo en dB o de forma lineal, éste último generalmente se usa cuando las amplitudes a medir no tienen una relación mayor a $20dB$. Para graduarlo, elegimos el valor que tendrá como máximo, y el valor de cada una de las 10 divisiones. La Figura 3-3 muestra una pantalla típica.

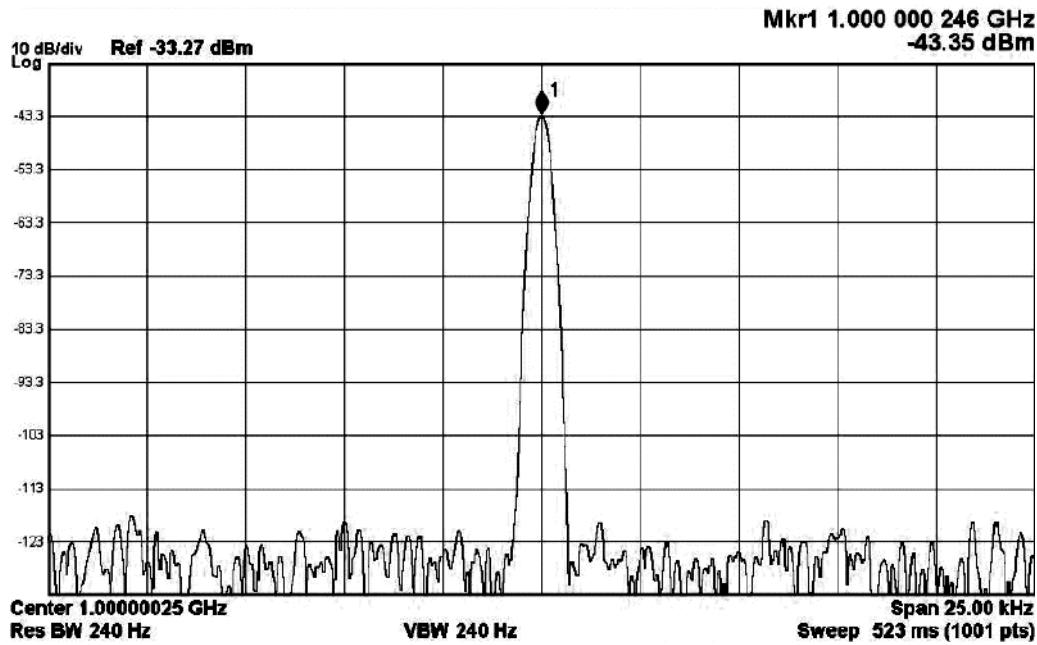


Figura 3-3: Especificaciones básicas en la pantalla de un analizador de espectro. La escala de voltaje está referida a $-33,27dBm^{14}$, y tiene $10dB/div$, es decir que la línea horizontal inmediata después de la máxima vale $-43,3dBm$, la siguiente $-33,3dBm$ y así. La frecuencia central está en $1,000.000.250GHz$ y el $SPAN$ vale $25kHz$, eso quiere decir que la línea vertical a la derecha de la línea central representa $1,000.025.250GHz$, la siguiente $1,000.050.250GHz$ y así.

No explico directamente uno a uno los componentes del diagrama de bloques porque por ahí conviene explicar alguna característica o especificación del analizador.

3.1-a Atenuador de RF

El bloque «atenuador RF» asegura un nivel óptimo a la entrada del mezclador. Si la señal RF es muy grande, las etapas siguientes saturarán la señal, es decir la asemejarán a una cuadrada en algunos tramos, si esto pasa se generan armónicas de frecuencias elevadas, a las cuales el resto de las etapas no discriminarán entre las mismas y la señal deseada. Si por el contrario la señal es muy baja, se puede enmascarar con el ruido presente en las etapas siguientes. Ambos casos disminuyen el rango dinámico del analizador.

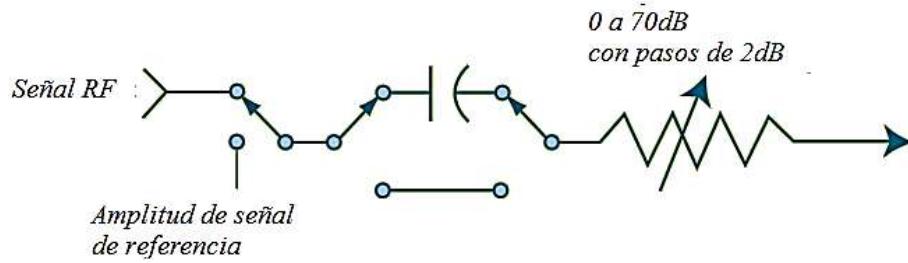


Figura 3-4: Circuito atenuador de la entrada RF.

¹⁴ El dBm es una unidad de potencia referida a $1mW$. La definición aparece en la unidad 13, por ahora basta con decir que $-33,27dBm=470,98nW$.

La Figura 3-4 muestra un circuito atenuador con una atenuación máxima de $70dB$ con incrementos de $2dB$. El capacitor sirve para bloquear la componente de offset que puede tener la señal de entrada y que puede dañar al analizador o causar distorsión del tipo antes mencionada. Lo malo es que también bloquea las bajas frecuencias, y limita la frecuencia mínima que puede mostrar el instrumento, en algunos casos hasta $10MHz$, dependiendo del analizador. Algunas veces, este circuito usa una señal de referencia de amplitud y frecuencia precisas para auto-calibrarse de vez en cuando.

3.1-b Filtro pasa bajas

El filtro pasa bajas bloquea todas aquellas altas frecuencias que de llegar al mezclador generarían respuestas no deseadas en la pantalla. Los analizadores de espectro de microondas reemplazan este filtro por un preselector, que es un filtro sintonizable que rechaza todas las frecuencias excepto la deseada.

3.1-c Mezclador

El bloque «mezclador» multiplica las señales entrantes, en este caso la señal de entrada, con frecuencia f_{RF} , y la señal del oscilador local, con frecuencia f_{OL} . A la salida del mezclador, vamos a tener dos señales que tendrán por frecuencia la suma y la diferencia de las entrantes, es decir $f_{OL} \pm f_{RF}$. Estas señales van a la entrada del filtro pasa banda de frecuencia FI, «filtro FI» luego se procesa y se muestra en la pantalla.

Por ejemplo, supongamos que el rango de entrada de la señal RF es de $\{0; 3,6GHz\}$, que el oscilador local cubre un rango de $\{3,6GHz; 8,7GHz\}$ (es el caso de la serie X de los analizadores Agilent), y que el filtro FI tiene una frecuencia central de $5,1GHz$. Si la señal de entrada tiene $f_{RF}=1,5GHz$, entonces la frecuencia del oscilador local debe ser $6,6GHz$, pues con estas condiciones, a la salida tendremos $f_{OL} \pm f_{RF} = 6,6 \pm 1,5$. Lo cual nos dan dos señales, con frecuencias en $5,1GHz$ y en $8,1GHz$. Ésta última el bloque «filtro FI» la rechaza y deja pasar la de $5,1GHz$. Así que la fórmula para obtener f_{OL} es:

$$f_{OL} = f_{RF} + f_{IF}$$

Donde f_{IF} es la frecuencia de salida del mezclador. Todavía queda una explicación más: si por casualidad a la entrada del mezclador se cuela una señal de frecuencia $11,7GHz$, cuando se mezcle con f_{OL} producirá frecuencias en $11,7 \pm 6,6$, es decir en $5,1GHz$ y $18,3GHz$. La de $18,3GHz$ la rechaza el filtro FI, pero la otra no, y el filtro no tiene forma de saber si esta señal de $5,1GHz$ viene de una frecuencia de $1,5GHz$ o de una de $11,7GHz$. Por eso la presencia del bloque «filtro pasa bajas», que en este caso debe filtrar las señales mayores a $3,6GHz$.

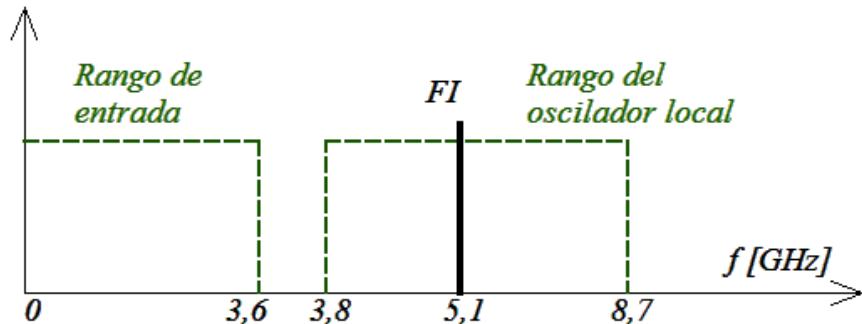


Figura 3-5: Rango de frecuencias de entrada y del oscilador local, y frecuencia intermedia, en un analizador de espectro Agilent.

3.1-d Amplificador FI

El bloque «amplificador FI» amplifica o atenúa la señal y obedece a dos cosas: 1) según lo requiramos para mostrar en pantalla, sin perturbar a la señal a la entrada del mezclador, 2) según el «atenuador RF» a la entrada modifique la señal, así que ambos bloques operan en conjunto.

3.1-e Filtro FI

Este bloque consiste en filtros RBW¹⁵ analógicos o digitales, o ambos. Antes de seguir, debemos decir que, para el ejemplo anterior, el filtro FI tiene su frecuencia central exactamente en $5,1225\text{GHz}$. Y tener una banda de paso de, digamos por caso, 1kHz para abajo, resulta muy difícil de construir. Por eso el fabricante realiza este sintonizado de $5,1225\text{GHz}$ en 4 etapas para así poder tener el ancho de paso deseado (Figura 3-6); podemos ver que el último filtro es el que tiene menor valor, así que este nos determina la resolución del analizador, o el menor RBW.

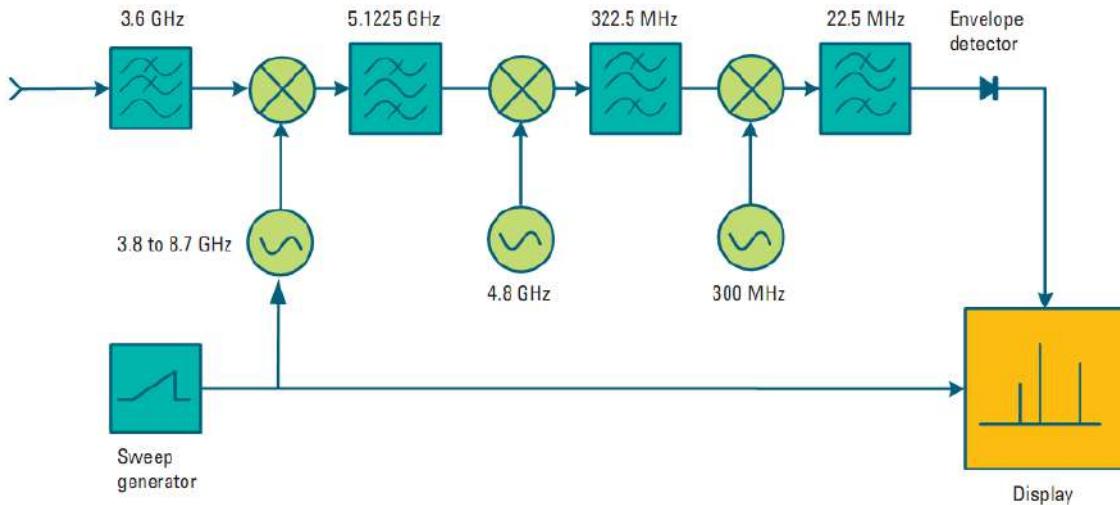


Figura 3-6: Etapas en un analizador de espectro para encontrar la frecuencia FI final.

3.1-e.1 Filtros analógicos

La resolución de frecuencia es la capacidad de un analizador de espectro de poder separar dos señales sinusoidales de entrada en distintas respuestas. Así, dos señales, no importa cuán cerca estén en frecuencia, deberían producir dos líneas distintas en la pantalla. Pero esto no es así. ¿Por qué?

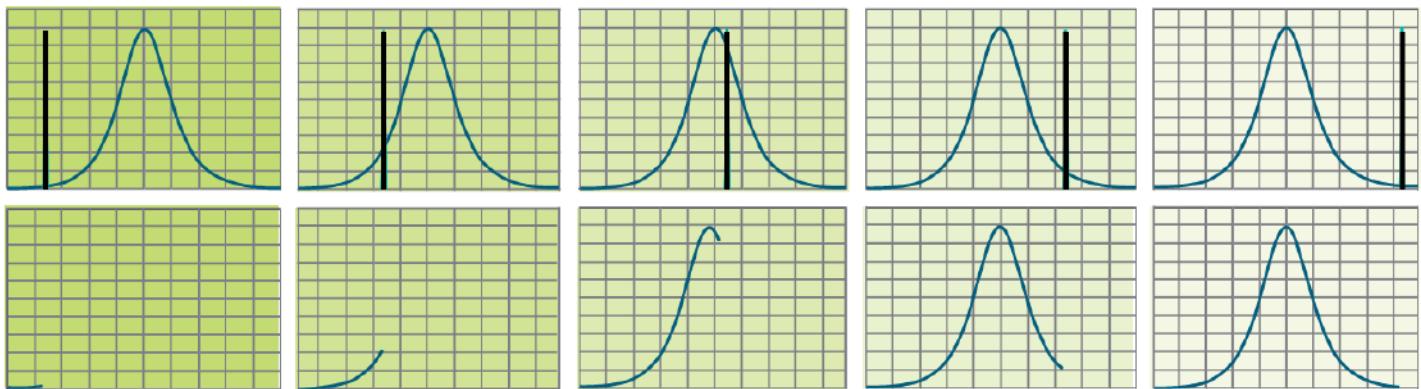


Figura 3-7: Barrido del oscilador local que reproduce en la pantalla el perfil del filtro FI.

Siguiendo con el ejemplo, a la salida del mezclador, tenemos la señal en $5,1\text{GHz}$ (y en realidad tenemos otra también en $8,1\text{GHz}$, pero para este caso no la tengamos en cuenta). Esta señal es el producto de dos señales, la de entrada y la del oscilador local, pero ésta última no es fija, sino que está variando (barrido) en frecuencia. Así que mientras f_{OL} varía, pongamos por caso, entre $6,59\text{GHz}$ y $6,61\text{GHz}$, la salida del mezclador variará también, lo hará entre $6,59 - 1,5 = 5,09\text{GHz}$ y $6,61 - 1,5 = 5,11\text{GHz}$. Y esto es sólo cuando f_{OL} varió un poco, es lo mismo para todo el

¹⁵ RBW significa *resolution bandwidth*, es decir, ancho de banda de resolución. Se trata de filtros cuya curva de respuesta en frecuencia es una campana de Gauss. En este caso, usamos RBW para referirnos al ancho de banda que tienen estos filtros, medidos en Hz .

barrido. Este espectro de frecuencias va al filtro FI, que por ser pasa banda deja pasar un determinado rango alrededor de $5,1\text{GHz}$, y como el espectro tiene módulo constante (pues las amplitudes de la señal de entrada y del oscilador local nunca variaron) el pasaje de dicho espectro «delata» la respuesta en frecuencia del filtro FI. Que por más estrecho que sea debe tener un ancho de banda finito. Es decir que, un tono sinusoidal puro de frecuencia f_{RF} a la entrada del analizador pondrá en la pantalla la forma del filtro FI, centrado en la frecuencia f_{RF} por supuesto. Toda esta porquería que acabo de explicar se entiende mejor si uno ve animaciones de internet, pero no es difícil de entender. El proceso lo vemos en la Figura 3-7.

Dos tonos de igual amplitud para poder ser resueltos y vistos sin confusión en la pantalla deben estar separados una determinada frecuencia en función del perfil del filtro FI. En los analizadores estos filtros FI se pueden seleccionar. Mientras más angosto sea el filtro, podrá discriminar entre señales más cerca en frecuencia, pero también demorará más en hacerlo, ya vamos a ver después por qué.

Ahora bien, las hojas de datos de los analizadores especifican esta resolución mediante el **rango (-3dB)**, por ejemplo si la especificación del filtro más estrecho seleccionable es de 1kHz , significa que esa es la distancia mínima a la que deben situarse dos sinusoides de igual amplitud para que el analizador muestre en la pantalla una depresión entre ellas de -3dB (Figura 3-8a). Si están un poco más cerca, se pueden llegar a resolver también, hasta cierto punto, pero la regla de los 3dB es una regla general usada para la especificación.

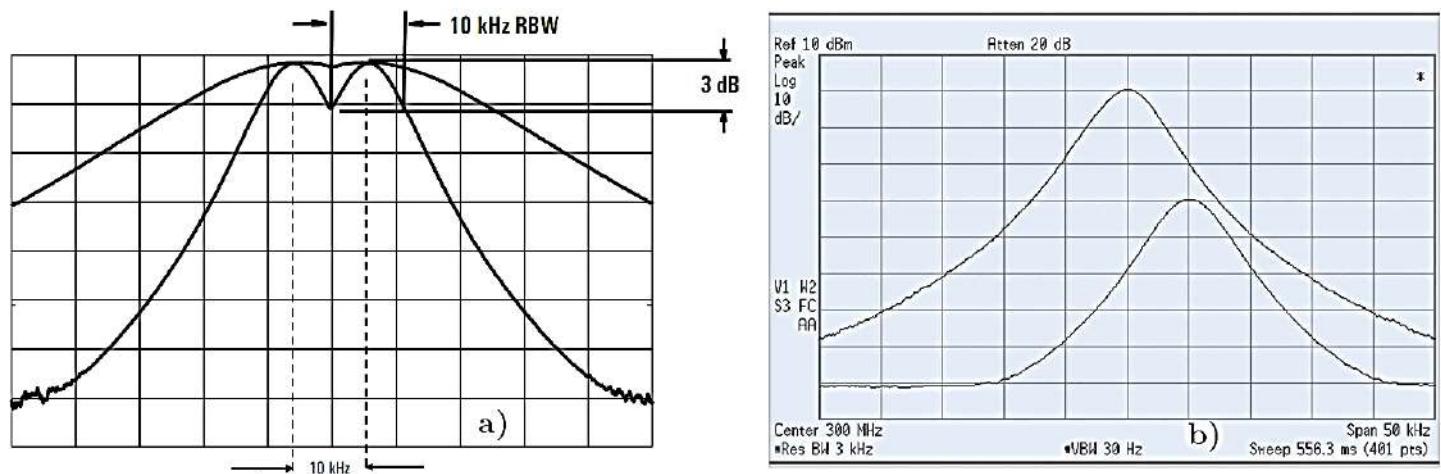


Figura 3-8: a) Depresión de -3dB entre dos señales de igual amplitud, la resolución del filtro FI es de 10kHz , b) dos señales confundidas en la curva de la más grande, la curva inferior se obtiene cuando se retira la señal de mayor amplitud y se deja solamente la de menor amplitud.

Pero a menudo laburamos con sinusoides de distinta amplitud, una sinusoida de menor amplitud puede quedar enmascarada bajo la traza de otra sinusoida de mayor amplitud, este efecto lo vemos en la Figura 3-8b. la curva superior parece ser de una señal, pero representa a dos: una a 300MHz (0dBm) y otra a $300,005\text{MHz}$ (-30dBm). Las hojas de datos tienen otra especificación para estos casos, es el **factor de forma**, el cual se define como el cociente entre el ancho de banda a -60dB y el ancho de banda a -3dB , tal como se ve en la Figura 3-9a. Los filtros de los analizadores Agilent tienen una forma de campana de Gauss y un factor de forma $12,7 : 1$. Para determinar qué resolución de frecuencia representan debemos hacer un cálculo.

En la nota de aplicación Agilent 150 hay un ejemplo donde muestra cómo elegir el RBW del filtro para resolver bien dos señales de entrada para un factor de forma, $FF=12,7 : 1$. Y usa un par de fórmulas para demostrar que un filtro de $RBW=3\text{kHz}$ no resuelve las entradas, en cambio uno de 1kHz sí lo hace (Figura 3-9b). Pero no lo coloco aquí porque no sé bien si dichas fórmulas son para todos los valores de FF , en la nota de aplicación ciertamente arranca dando este dato y preguntando por el RBW , pero cuando usa las fórmulas en ninguno lado aparece el RBW . Además, no encontré en los apuntes ejercicios de esta clase; pues lo que uno quiere saber es la relación entre FF y RBW de la que puede disponer.

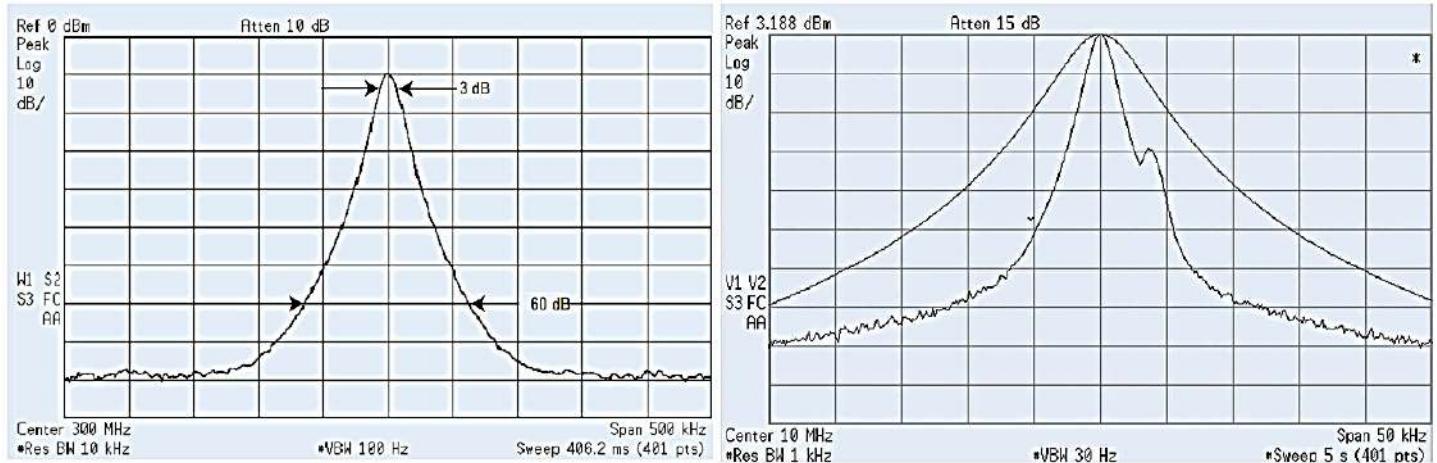


Figura 3-9: a) Factor de forma, ancho de banda a los -3dB y a los -60dB, b) el filtro de 3kHz no resuelve la señal más pequeña, reduciendo la resolución de frecuencia a 1 kHz.

3.1-f FM residual y ruido de fase

Acá cortamos un trozo la explicación de los bloques y pasamos a explicar algunas características. El oscilador local no es perfecto, tiene inestabilidad, lo que significa que genera una **FM residual** que pasa por el mezclador y llega al filtro FI, el cual no tiene forma de discriminarlo de la señal original. Una FM residual es un producto de modulación que se genera a la izquierda del producto deseado. Los primeros analizadores tenían osciladores YIG (*yttrium iron garnet*, granate de itrio y hierro) con una FM residual de aproximadamente 1kHz. El filtro FI no tiene forma de discriminar entre la señal y el residuo, a menos que reduzca su ancho de banda; es por eso que el oscilador local, en particular el primero de ellos, limita el RBW del filtro. En la actualidad los analizadores mejoraron mucho esta limitación y tienen un FM residual de hasta 8Hz, lo cual permite anchos de banda tan bajos como 1Hz, y cualquier inestabilidad mostrada en la pantalla se debe a la señal de entrada. El efecto de la FM residual sobre el espectro mostrado en la pantalla es que lo difumina, o lo ensucia, es como si lo montara sobre un piso de ruido extra (Figura 3-10a). Sólo es posible ver este efecto a medida que achicamos el ancho de banda del filtro FI.

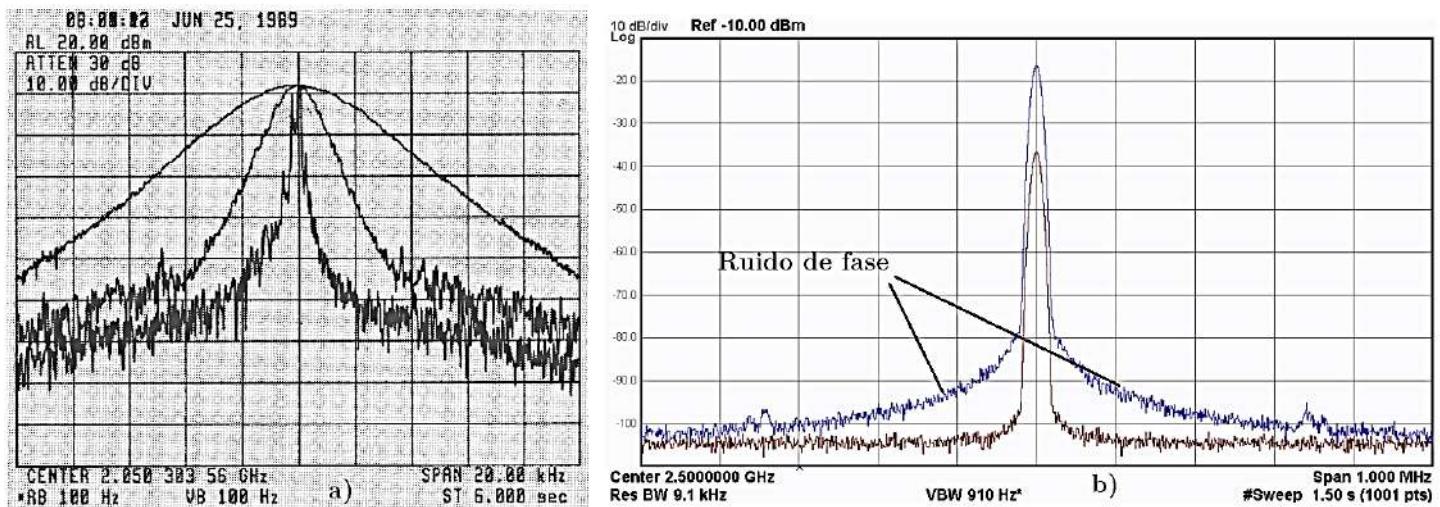


Figura 3-10: a) Efecto de la FM residual sobre el analizador de espectro, a medida que la resolución del filtro FI es más angosta podemos ver mejor el efecto de la FM residual, b) el ruido de fase se muestra cuando la señal está muy por encima del piso del ruido. Vemos cómo la señal inferior que no tiene suficiente amplitud no logra mostrar el ruido de fase, en cambio sí lo hace la señal superior, que «levanta» el espectro a los lados de la frecuencia central.

Otro de los defectos del oscilador local es que tiene productos de **modulación en fase** (también llamado ruido de bandas laterales, pues las mismas aparecen a los lados de la frecuencia f_{OL}). Como la FM residual, el ruido de

fase también llega al filtro FI, y la amplitud de estas bandas se muestra en la pantalla si superan el piso de ruido. El ruido de fase es proporcional a la estabilidad del oscilador local (cuantitativamente) y del *RBW* del filtro FI. Generalmente, podemos ver el ruido de fase inherente a los analizadores solo en los dos o tres filtros de resolución más angostos, donde vuelven borrosa la parte más baja de los filtros. Para los filtros más anchos, el ruido se oculta bajo la falda de los filtros, de la misma manera que en el caso de dos señales desiguales, ya analizadas. Los filtros digitales no pueden eliminar el ruido de fase. El ruido de fase se especifica en términos de *dBc*¹⁶ a un desplazamiento de frecuencia específico, otras veces mediante una curva en función del desplazamiento de frecuencia.

3.1-g Tiempo de barrido (sweep time)

El tiempo de barrido, *ST* (sweep time), es el tiempo que le toma al oscilador local barrer todo el rango de frecuencias que le hemos marcado, el *SPAN*. Depende de *RBW*, pues a menor ancho, más tiempo debe tomarse el oscilador local para hacer el barrido. El filtro FI puede ser analógico o digital, con las siguientes características.

3.1-g.1 Filtros de resolución analógica

Los filtros FI analógicos son circuitos limitados en frecuencia a los cuales les toma un tiempo finito cargarse y descargarse, si la frecuencia que sale del mezclador (vamos a llamarla frecuencia de mezcla) se desplaza demasiado rápido los componentes del filtro FI no se terminarán de cargar a la frecuencia deseada en el tiempo en que dicha frecuencia esté disponible. Es decir, la frecuencia de mezcla no le da tiempo al filtro FI de cargarse a esa frecuencia, lo que conlleva a una pérdida en el módulo mostrado en la pantalla (Figura 3-11), pues antes de que el filtro FI se cargue la frecuencia de mezcla ya «desapareció»¹⁷.

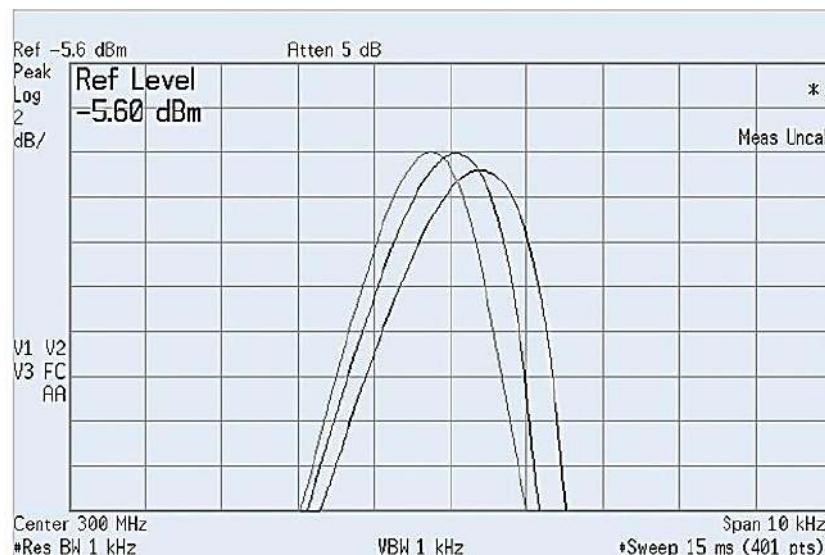


Figura 3-11: Un barrido muy rápido causa una atenuación en la amplitud y un desplazamiento en la frecuencia.

El tiempo que la frecuencia de mezcla debe permanecer en el ancho de banda del filtro FI es directamente proporcional a la resolución de éste, *RBW*, e inversamente proporcional a la velocidad de barrido, *vel*.

$$\text{Tiempo en la banda de paso} = \frac{\text{RBW}}{\text{vel}}$$

¹⁶ El *dBc* es una medida de relación entre una banda lateral (o armónicas) con relación a la portadora, es decir, mide cuánto varió, en dB, la banda lateral o armónica con respecto a la portadora. Se ve mejor en la unidad 13.

¹⁷ En realidad no desaparece, pasa que si una señal de amplitud y frecuencia constantes pasa por el filtro FI, éste se demora un cierto tiempo hasta cargarse. Si *ST* es muy corto, entonces el analizador varía *fOL* (lo que hace que la frecuencia a la salida del mezclador varíe también) antes de que el filtro FI se cargue, y la pantalla toma el valor a medio cargar del filtro. Pues no puede, el barrido sigue y la pantalla necesita estar lista para el próximo valor.

La velocidad de barrido, en [Hz/seg], es el cociente entre el ancho de la pantalla, *SPAN*, medido en [Hz], y el tiempo que le lleva barrerla, *ST*, en seg. La ecuación anterior queda:

$$\text{Tiempo en la banda de paso} = \frac{\text{RBW}}{\text{SPAN}} = \frac{\text{RBW} \cdot \text{ST}}{\text{SPAN}}$$

El tiempo en la banda de paso es el tiempo que debe permanecer una frecuencia para que el filtro alcance su valor máximo, es decir, es el tiempo de subida, t_r , del filtro. Es inversamente proporcional al ancho de banda de éste, *RBW*, y directamente proporcional a una constante de proporcionalidad, k_1 ; entonces $t_r = k_1 / \text{RBW}$. Si despejamos *RBW* y la incluimos en la ecuación anterior y después despejamos *ST*, nos queda:

$$\frac{k_1}{\text{RBW}} = \frac{\text{RBW} \cdot \text{ST}}{\text{SPAN}} \quad \rightarrow \therefore \text{ST} = \frac{k_1 \cdot \text{SPAN}}{\text{RBW}^2} \quad (\text{ec. 3-1})$$

Y con esta ecuación la más importante conclusión a la que llegamos es que el tiempo de barrido es inversamente proporcional al cuadrado de la resolución elegida. Es decir, cada vez que bajemos el *RBW*, digamos por un factor 10, debemos tener en cuenta que *ST* se incrementa por 100! Para los filtros de respuesta gaussiana el valor de k_1 varía en un rango entre 2 y 3.

3.1-g.2 Filtros de resolución digital

Los filtros digitales disminuyen el tiempo de barrido, pues la señal se procesa digital y simultáneamente en bloques de frecuencia. Por ejemplo, si el bloque de frecuencia es de 1kHz y seleccionamos una resolución de 10Hz, la señal será analizada y procesada de a 10Hz en 100 filtros continuos. Si el proceso fuese ideal, *ST* disminuiría en un factor de 100, en la práctica es menos, pero aún sigue siendo significativo. Para los filtros de 30Hz el factor es de 6 aproximadamente, para los de 100Hz el ST es prácticamente el mismo que para los filtros analógicos.

3.1-h Detector de envuelta

Los antiguos analizadores convertían la señal salida del filtro FI (llamémosle señal v_{FI}) en una señal de video mediante un detector de envuelta. En su forma más simple, éste consta de un diodo detector, una carga resistiva y un filtro pasa bajas (Figura 3-12a). La señal de FI en este ejemplo es una señal de amplitud modulada, la salida del detector sigue a sus valores pico pero no su valor instantáneo. Para la mayoría de las mediciones, elegimos una RBW lo suficientemente chica como para medir una sola componente espectral, entonces la señal FI tendrá amplitud constante y a la salida del detector de envuelta habrá una tensión continua CC.

Aunque hay veces en que por más chico que elijamos el *RBW* caen dos o más componentes espectrales. En el caso de que la señal FI conste de dos frecuencias, si éstas están lo suficientemente cerca se produce el fenómeno de batimiento¹⁸ y el detector de envuelta tiene una salida como la de la Figura 3-12b.

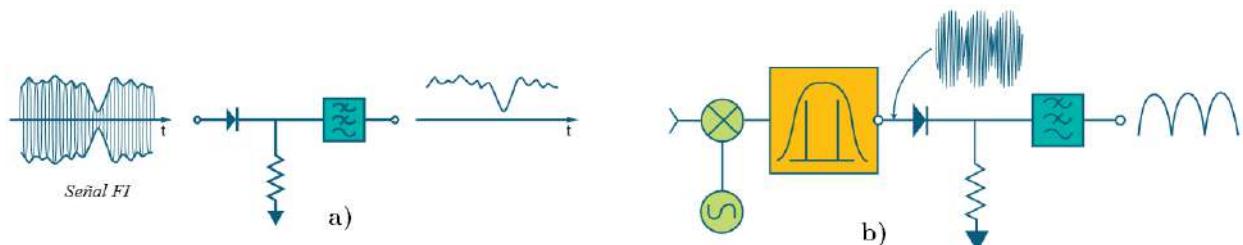


Figura 3-12: a) Detector de envuelta con una señal modulada en amplitud, b) la salida del detector de envuelta sigue al pico de la señal FI, en este caso una señal de batimiento.

¹⁸ El **batimiento** es un fenómeno acústico que se genera al interferirse entre sí dos ondas sinusoidales con frecuencias ligeramente distintas. La frecuencia de batimiento es igual a la diferencia de las frecuencias de las dos ondas originarias.

El *RBW* nos determina qué tan apartadas deben estar dos señales de entrada para que después del proceso de mezcla se encuentren al mismo tiempo. Supongamos que tenemos un filtro FI final de $22,5\text{MHz}$ y un $RBW=100\text{kHz}$, dos entradas separadas por 100kHz producirán, en algún momento del barrido, señales de mezcla de $22,45\text{MHz}$ y de $22,55\text{MHz}$. El detector de envuelta debe ser capaz de seguir los cambios en la envolvente de la señal creada a partir de esas dos frecuencias pero no la señal de $22,5\text{MHz}$ en sí.

¿Qué verá la pantalla con dos frecuencias de igual amplitud a la entrada? Bueno, si las frecuencias están lo suficientemente cerca y el analizador se sintoniza a la mitad del camino de ellas, la indicación en la pantalla variará entre el doble del voltaje de cada una (6dB más grande) y cero ($-\infty$ en la escala logarítmica). Estos valores vienen porque las señales de entrada son sinusoides de distinta frecuencia, que continuamente cambian su fase respecto de la otra; es decir, en algunos momentos de tiempo se suman estando en fase, y en otros, se cancelan, por estar desfasadas 180° . (La adición en fase duplica la amplitud, de ahí los 6dB , y la cancelación anula la amplitud, de ahí el 0dB .)

Así, el detector de envuelta sigue el cambio de amplitud del pico de la señal FI y no su valor instantáneo, y debido a esto se pierde la información de fase, confiriéndole al analizador la característica de un voltímetro.

3.1-i Pantalla

Hasta mediados de la década de 1970, los analizadores eran puramente analógicos, la traza mostrada era una línea continua de la envolvente de la señal y no se perdía información. Sin embargo las pantallas analógicas tenían varios inconvenientes, el principal de ellos era para los tiempos de barrido largos, en el peor de los casos la pantalla mostraba una mancha que se movía lentamente través del tubo de rayos catódicos (TRC), sin rastro real en la pantalla.

En estas circunstancias, si se digitalizaba la señal, se debía elegir qué valor se mostraba en cada punto. Los analizadores Agilent fueron los primeros en usar una pantalla TRC de almacenamiento de persistencia variable, en la que podíamos ajustar la velocidad de decoloración de la pantalla. Ajustado debidamente, el viejo rastro desaparecía a medida que la nueva traza actualizaba la pantalla. Esta muestra era continua, no tenía parpadeo y evitaba sobre escrituras confusas.

Se trabajaba bastante bien, pero la intensidad de la traza y la velocidad con que se desvanecía la misma debían ser ajustadas para cada medición, problema que se solucionó a mediados de los '70, cuando los circuitos digitales se hicieron más accesibles. Una vez que un rastro se digitalizaba y se ponía en la memoria, quedaba disponible para visualizarse en cualquier momento. Esto eliminó el problema de los parpadeos y de los desvanecimientos, pues en cada punto se visualizaba un dato que provenía de la memoria, la cual era actualizada en cada barrido.

3.1-j Filtro de video

Salida la señal del detector de envuelta, va hacia la pantalla, pero en el medio el analizador introduce su propio ruido interno. Hay varios métodos para reducir este ruido, pero solo vemos uno: el filtrado o suavizado de video.

El filtro de video es un filtro pasa bajas que se coloca después del detector de envuelta y determina el ancho de banda de la señal que será procesada y mostrada en la pantalla. La frecuencia de corte se coloca tal que sea menor al RBW elegido, con esto el filtro de video no puede seguir las variaciones más grandes de la señal FI, provocando un promediado o «suavizado» de la señal mostrada. Este efecto se ve mejor en mediciones ruidosas, o cuando usamos un RBW grande.

Debido a que el filtro de video aporta su propio ancho de banda de resolución, *VBW*, la (ec. 3-1) queda:

$$\text{ST} \approx \frac{k_1 \cdot \text{SPAN}}{\text{RBW} \cdot \text{VBW}}$$

La mayoría de los analizadores ajustan automáticamente el ST para los distintos valores de *RBW* y de *VBW*.

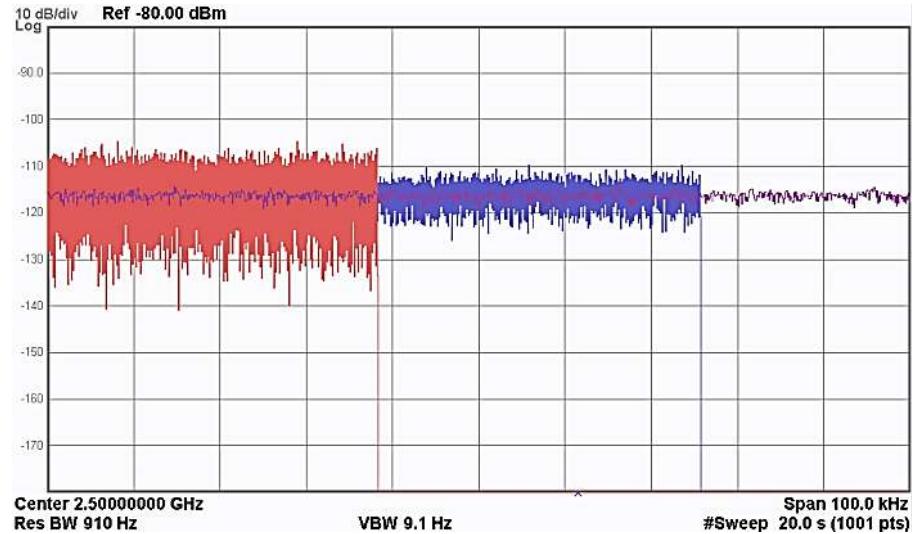


Figura 3-13: Suavizado del filtro de video, relación entre VBW y RBW de 3:1, 1:10 y 1:100.

3.1-j.1 Promediado de video

Las pantallas digitales tienen una opción para realizar el filtrado mediante otro método: el promediado de video. En él, el nuevo dato obtenido de un barrido, A_n , se promedia teniendo en cuenta el promediado del barrido anterior, $A_{\text{prom,ant}}$, mediante la siguiente fórmula:

$$A_{\text{prom,nuevo}} = \frac{n-1}{n} \cdot A_{\text{prom,viejo}} + \frac{A_n}{n}$$

Donde $A_{\text{prom,nuevo}}$ es el nuevo valor promedio y n es el número del barrido. Así, llegamos gradualmente a un suavizado sobre un determinado número de barridos. Al igual que con el filtro de video, podemos elegir el grado de «suavizado», que aquí lo hacemos ajustando n (Figura 3-14). Este método no tiene efecto sobre el ST, así que el tiempo necesario para «promediar» una traza es el mismo que en el caso del filtro de video, debido al número de barrido requerido.

A veces no importa la técnica de filtrado que utilicemos, el resultado será el mismo, sobre todo si la señal es tan débil que se confunde con el piso de ruido. Sin embargo, hay una diferencia entre las dos: el «filtrado de video» se hace en tiempo real, vemos el efecto total del promediado a medida que el barrido avanza, y cada punto es promediado una sola vez, aproximadamente $1/\text{VBW}$ para cada barrido. En cambio el «promediado de video» necesita de varios barridos para ver el efecto final, y cada punto se promedia varias veces, teniendo en cuenta el valor actual y el valor del promediado anterior.

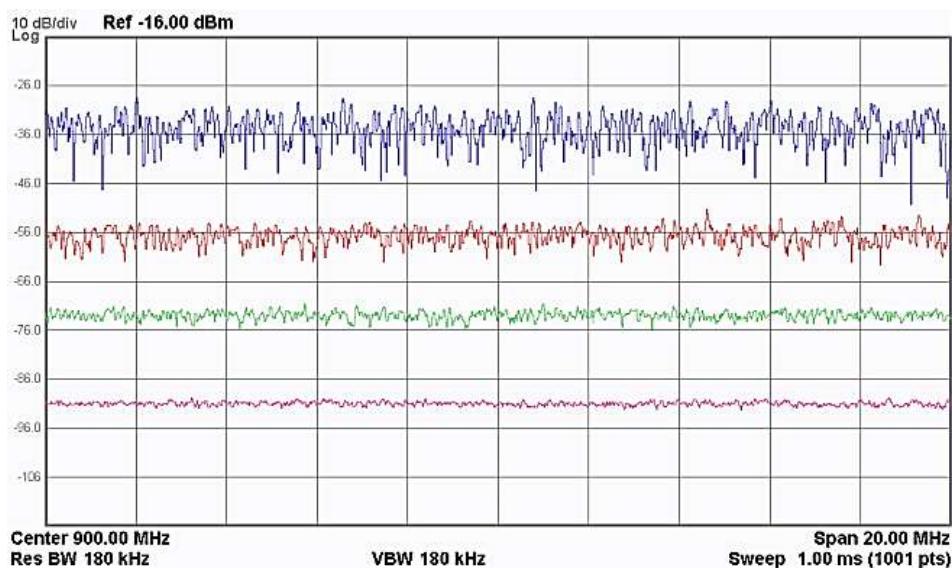


Figura 3-14: Promediado del trazo para (de arriba abajo) 1, 5, 20 y 200 barridos.

3.1-k Exactitud de la amplitud y de la frecuencia

La mayoría de los analizadores especifican la exactitud en términos absolutos y relativos, aunque hay factores que ya veremos que afectan a ambos. Una medición es *absoluta* cuando queremos medir la amplitud absoluta a cierta frecuencia, y es *relativa* cuando queremos medir la amplitud de una componente en función de la amplitud de otra, por ejemplo medir la atenuación de las armónicas respecto de la fundamental. De la Figura 3-2, vemos que los elementos que contribuyen a la inexactitud de la amplitud son: el conector de entrada, el atenuador RF, el filtro pasa bajas de entrada, el oscilador local y el mezclador, el amplificador FI, los filtros FI (*RBW*) y la escala de la pantalla.

El oscilador local y el mezclador introducen ambos un error a la respuesta en frecuencia. Por lo general se especifica este error como $\pm x dB$ en un rango de frecuencias,¹⁹ que en este caso es representada cada una de las bandas de los osciladores locales que tenga el analizador. Una ejemplo de esta especificación está en la Figura 3-16.

Después del mezclador la señal pasa por el amplificador FI, el cual estaba para corregir los ajustes del atenuador de entrada. Al igual que este introduce un error en la medición de amplitud y también introduce un error parecido. El amplificador FI trabaja a una sola frecuencia por lo cual no contribuye a la respuesta en frecuencia, sin embargo, siempre un error se introduce, el cual depende de cuán exacto se pueda setear el amplificador FI. Este error se le llama *exactitud del nivel de referencia*.

Otro elemento que contribuye al error en la amplitud es el filtro FI. Al pasar de un filtro a otro se cambia también el error, pues cada filtro tiene sus propias pérdidas por inserción²⁰. Por lo general el cambio más grande se ve cuando pasamos de los filtros más estrechos a los más angostos.

Por último, la señal FI se muestra mediante una escala en la pantalla en una escala logarítmica, para ello pasa primero por un amplificador logarítmico; cualquier desviación del comportamiento logarítmico en este amplificador agrega una componente de error. De igual modo, cuando el analizador está en modo lineal, las imperfecciones en los amplificadores lineales contribuyen al error en la visualización. Esto se llama fidelidad de la escala de visualización.

3.1-k.1 Errores relativo y absoluto en la medición de amplitud

Cuando hacemos mediciones relativas usamos la misma señal u otra como referencia. Por ejemplo, al medir la distorsión que introduce la segunda armónica, debemos tomar como referencia la primera. Los valores absolutos están fuera de la porra, queremos saber el valor en relación con la otra. En el peor de los casos, la fundamental podría caer en una frecuencia donde el error sea máximo por exceso (+0,5dB siguiendo el ejemplo de la Figura 3-16), y la segunda armónica en una frecuencia donde el error sea máximo por defecto (-0,5dB). En este caso el error relativo sería el doble: $\pm 1dB$. La Figura 3-16 especifica el error en una determinada banda de frecuencia, si la fundamental y segunda armónica caen en frecuencias que están en distintas bandas, debemos tener en cuenta los errores máximos en las dos bandas.

Con relación al error absoluto, los analizadores tienen una fuente de calibración integrada que proporciona una señal de referencia con amplitud y frecuencia conocidas, esta señal sirve como referencia 0dB para las especificaciones de error. Por lo general la frecuencia de esta señal es de 50MHz, con un error de $\pm 0,28dB$.

¹⁹ La especificación del error es similar a la especificación del rango de frecuencia usada para la distorsión de frecuencia en los amplificadores de audio (ver página 110).

²⁰ Las **pérdidas por inserción** son las pérdidas que se introducen al insertar un dispositivo (el filtro FI en este caso) en una línea de transmisión (la ruta por la que va la señal FI). (Ver página 105.)

Lo mejor es tener en cuenta todos los errores conocidos y luego determinar cuáles pueden ser ignorados dependiendo del tipo de medición. Algunas especificaciones, como la respuesta de frecuencia, son válidas para un determinado rango de frecuencias, por ejemplo, un analizador de RF de $3GHz$ podría tener un error de $\pm 0,38dB$, mientras que un analizador de sintonización de espectro de microondas en el rango de $26GHz$ podría llevar este error a $\pm 2,5dB$. Otras especificaciones, como las de RBW , se aplican por igual a todas las frecuencias.

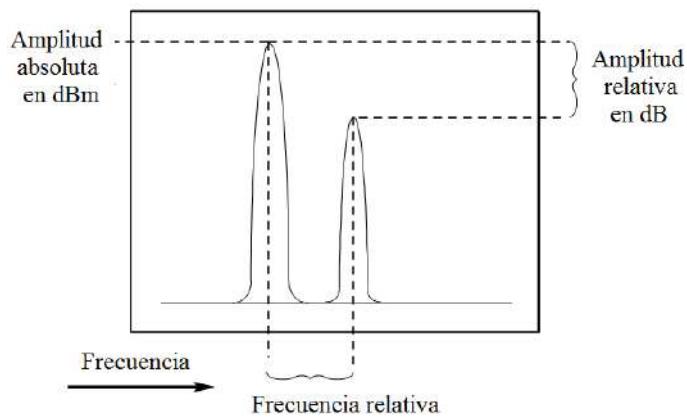


Figura 3-15: Mediciones absoluta y relativa.

3.1-k.2 Exactitud de la frecuencia leída

La exactitud de la frecuencia se especifica como sigue:

$$\epsilon_{freq} = f_{med} \cdot \epsilon_{OL} + \%SPAN + \%RBW + \epsilon_{res}$$

« f_{med} » es la frecuencia marcada en la pantalla.

« ϵ_{OL} » es el error de la base de tiempo del oscilador local, por lo general en la actualidad son de muy buena calidad, así que este término es pequeño. Se compone del error de envejecimiento (aging), el error de temperatura (temp stability), etc., todos datos que pueden encontrarse en la hoja de datos del analizador.

«%SPAN» es un porcentaje del SPAN, esto tiene que ver con la estructura de los analizadores de espectro, que según el SPAN funcionan de distinto modo. La mayoría de los analizadores está sintetizado completamente para un SPAN pequeño, pero sintonizados a lazo abierto para un SPAN grande.

«%RBW» es un error debido al filtro elegido, pero este error es apreciable sólo para los RBW grandes, por lo general es mucho menor que el error de SPAN. Y por último está « ϵ_{res} » que es un error residual, que la nota de aplicación no explica (o yo no la pude encontrar), es muy chico como para tenerlo en cuenta.

3.1-k.3 Exactitud de la amplitud relativa

El error relativo de amplitud depende de 6 cosas:

- Fidelidad del display.
- Respuesta en frecuencia.
- Variación de la atenuación del bloque «atenuador RF».
- Variación del nivel de referencia.
- Variación de RBW.
- Variación de la escala del display.

Los dos primeros contribuyen directamente al error total, los 4 últimos solamente contribuyen cuando son cambiados. Es decir, si mantenemos fijos la atenuación del atenuador RF y el nivel de referencia, y no cambiamos el filtro FI ni tampoco la escala de la pantalla, entonces el error depende de los dos primeros factores; si cambiamos alguno de los 4 últimos, entonces el error total aumenta.

La **fidelidad del display** es un término usado para referirse al error que pueden introducir tres elementos: 1) el bloque del «amplificador logarítmico», este amplificador se usa para cambiar la escala de la pantalla entre lineal o logarítmica; si la característica logarítmica de este amplificador no es perfecta (o por lo menos que se acerque bastante) entonces contribuirá al error de fidelidad. 2) El bloque «detector de envuelta», este bloque debe ser lo más lineal posible, es decir, debe «seguir» las variaciones de los valores pico; si por alguna imperfección no es así o sigue los valores instantáneos se contribuirá también al error de fidelidad. 3) Los circuitos de digitalización, estos deben ser lo más lineales posibles, es decir, la conversión analógica digital debe tener el menor error de cuantización posible; de nuevo, si no es así, se contribuye al error de fidelidad.²¹ Este error es menor (más fidelidad) para pequeñas diferencias de amplitud relativa (aproximadamente 0,1 o 0,2dB para diferencias relativas que no superen 1 cuadrado de la grilla) y puede empeorar para grandes diferencias (hasta 2dB cuando las diferencias ocupan casi todo el alto de la pantalla).

La **respuesta en frecuencia** es la variación de amplitud que introduce el analizador con respecto a la frecuencia. En particular, los elementos que contribuyen a este error son dos: el «oscilador local» y el «mezclador». Por lo general se especifica este error como $\pm x\text{dB}$ en un rango de frecuencias para cada banda, es decir, mediante un gráfico «dB vs frecuencia» para la banda de frecuencia de cada oscilador local que tenga el analizador. que tenga que en este caso es representada cada una de las bandas de los osciladores locales que tenga el analizador. Un ejemplo de esta especificación está en la Figura 3-16. La especificación asume el peor de los casos, es decir, si medimos la diferencia de amplitud entre dos señales que caen dentro del rango «BAND1» de la figura, debemos asumir el peor de los casos, o sea que la amplitud mayor tenga un error de +1dB y que la amplitud menor tenga uno de -1dB. Vamos a estar cometiendo, entonces, un error de $\pm 2\text{dB}$.

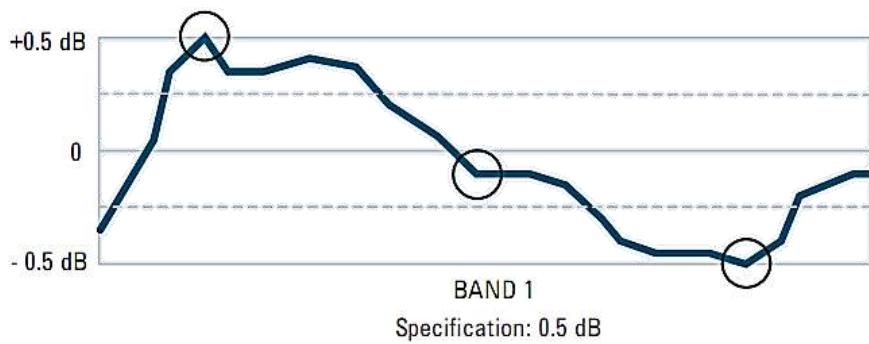


Figura 3-16: Respuesta relativa en frecuencia en una simple banda, relativa pues los valores máximo y mínimo se toman con relación a un valor que sucede en una frecuencia que se considera central, podría ser una determinada frecuencia o la mitad de los extremos.

Como mencionamos antes, los cuatro elementos enumerados anteriormente implican cambios de control realizados durante el curso de una medición, y pueden ser eliminados si se pueden dejar sin cambios.

Vamos a ver ahora el **atenuador de entrada**. Es un elemento que introduce un error en la atenuación distinto para cada escala (o paso), además ese error aumenta con la frecuencia. Por ejemplo, la mayoría de los analizadores tienen atenuador de entrada que funciona bastante bien en 1GHz , no así en 26GHz .

²¹ Para mí este término (fidelidad) está mal definido (o denominado), porque el nombre me hace suponer que la pantalla va a contribuir con su propio error, es decir, se va a producir un error (falta de fidelidad) entre los datos ya digitalizados y guardados en memoria y el proceso para llevarlos a la pantalla. En sí, la pantalla no es fuente de error, pues los datos que se muestran cuando posicionamos el cursor en determinado lugar del espectro son sacados no de la pantalla sino de la memoria directamente. El término fidelidad hace referencia al error de amplitud que se producen en algunos bloques de la estructura interna del analizador, en particular tres de ellos.

El cambio del control del **nivel de referencia** introduce un error que se llama «exactitud del nivel de referencia». Este error se debe al «amplificador FI», el cual está para corregir los ajustes del atenuador de entrada; ambos introducen un error parecido. El amplificador FI trabaja a una sola frecuencia por lo cual no contribuye a la respuesta en frecuencia, sin embargo, siempre un error se introduce, el cual depende de cuán exacto se pueda setear el amplificador FI. Este error cobra relevancia allá por los $20GHz$.

El cambio del **filtro FI** (o cambio de RBW) introduce error, pues cada filtro tiene sus propias pérdidas por inserción²². Por lo general el cambio más grande se ve cuando pasamos de los filtros más estrechos a los más angostos.

Por último, la señal se muestra mediante una **escala en la pantalla**, que puede ser logarítmica o lineal. El cambio entre ellas, como así también entre los diferentes valores de cada una, introducen error en la amplitud. Por lo general este error no es importante.

3.1-k.4 **Exactitud de la amplitud absoluta**

Todas las mediciones absolutas que realizamos en el analizador son mediciones relativas en realidad, así que se aplican todas las fuentes de errores antes vistas. Son mediciones relativas a una señal llamada «señal de calibración», que es una señal de frecuencia y amplitud conocidas. Por lo general este error ronda los $0,2$ o $0,3dB$. Para la escala logarítmica, la línea superior de la retícula (nivel de referencia), está dada por la señal de calibración, todos los demás puntos de la pantalla están referidos a esa línea.

Existen otros elementos extras que contribuyen al error de amplitud (mediciones absolutas y relativas) que a veces conviene tener en cuenta. Son el conector de entrada y el filtro pasa bajas de entrada.

Empecemos por el **conector de entrada**. Si éste está desadaptado, ya vimos en la unidad 1 que se producen reflexiones de amplitud variable en función de la frecuencia. En las hojas de datos los fabricantes especifican el valor de la relación de onda estacionaria del voltaje de entrada (*input voltage standing wave ratio*, VSWR) con el cual podemos calcular el coeficiente de reflexión y luego determinar la atenuación de entrada. Sin embargo en los analizadores modernos este error se redujo bastante y pasó a formar parte del error total del sistema, así que no lo tendremos en cuenta, por lo menos no en esta materia.

Con respecto al **filtro pasa bajas de entrada**, el analizador tiene un filtro pasa bajas fijo para bajas frecuencias, y un filtro pasa banda sintonizable llamado preselector. El primero introduce un ruido despreciable, pero el segundo introduce un error de aproximadamente entre $1,5dB$ y $3dB$ en las EHF ($30GHz$ a $300GHz$).

3.1-l Sensibilidad y ruido

Cuando queremos hacer mediciones de señales débiles el principal problema que tenemos es el ruido interno del propio analizador, que se genera en las primeras etapas y se amplifica en las siguientes hasta llegar a la pantalla. Este ruido se denomina DANL (*displayed average noise level*, algo así como el ruido promedio visualizado) y no debe confundirse con la sensibilidad. Aunque hay técnicas para medir señales apenas por debajo de él, sin embargo el DANL nos limita la medición de señales de baja amplitud.

Aunque el conjunto del atenuador RF, el mezclador y el amplificador FI generan ruido térmico, éste es tan pequeño que no se tiene en cuenta, no llega a sumarse significativamente al ruido de entrada. Pero lo que sí debemos tener en cuenta es que este conjunto tiene un efecto directo en la capacidad del analizador de mostrar señales débiles, pues atenúa la señal de entrada. Es decir, reduce la relación señal-ruido, y empeora la sensibilidad.

²² Las pérdidas por inserción son las pérdidas que se introducen al insertar un dispositivo (el filtro FI en este caso) en una línea de transmisión (la ruta por la que va la señal FI). (Ver página 105.)

La relación señal-ruido, S/N , es el cociente entre la amplitud de la señal y el piso de ruido sobre la que viene montada la misma. La sensibilidad, según la norma DIN IEC714, es el nivel de señal mínimo que provoque una indicación de $3dB$ por encima del piso de ruido, sin atenuación a la entrada y para un RBW dada.

Podemos hallar el piso del ruido del analizador viendo el ruido en la pantalla cuando la entrada está terminada en una carga resistiva de 50Ω . Este ruido no es el ruido presente a la entrada, pero como la pantalla se ajusta para visualizar señales de entrada, podríamos considerar este ruido como un ruido equivalente²³ a la entrada, debajo del cual quedarán enmascaradas las señales que tengan menos amplitud que el piso de ruido. Este nivel de ruido es el que usa la sensibilidad como referencia.

El ruido equivalente de entrada incluye las pérdidas del atenuador, del mezclador y de otros circuitos anteriores a la primera etapa de ganancia. No podemos hacer nada con el mezclador, pero sí con el atenuador, pues al poder elegir el nivel de señal podemos elegir la S/N que entra al mezclador, evidentemente el menor DANL lo tenemos con el atenuador RF al mínimo (cero). Los analizadores modernos regulan electrónicamente al amplificador FI para compensar la atenuación del atenuador RF de entrada, así, a medida que seleccionamos más atenuación en la entrada, el ruido en la pantalla crece pero no la amplitud de la señal.

La RBW del filtro FI también afecta la S/N . El ruido presente después del amplificador FI tiene una amplitud constante en un amplio rango de frecuencia, pero al entrar al filtro FI el ruido se ve recortado en frecuencia en RBW. El ruido que sale del filtro FI va a la pantalla y una variación en el piso del ruido dada por $10 \cdot \log(f_H/f_L)$, donde f_H y f_L son las frecuencias de corte superior e inferior respectivamente del filtro FI. Por ejemplo, si reducimos la RBW por un factor de 10, el nivel de ruido cae 10dB (Figura 3-17).

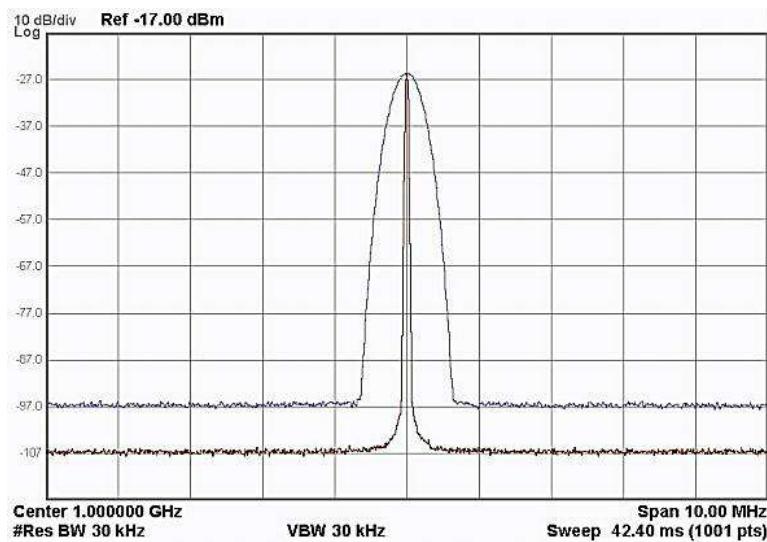


Figura 3-17: El piso del ruido se reduce 10dB cuando el RBW se reduce 10 veces.

3.1-I.1 Figura de ruido

El fabricante especifica el rendimiento en relación al ruido mediante la figura de ruido, más que la S/N . Podríamos decir que la figura de ruido sería como la degradación de S/N que presenta el analizador; en efecto, la figura de ruido, F , se define como el cociente entre la S/N de la señal de salida, y la S/N de la señal de entrada:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad \text{donde} \quad \begin{cases} S_i = \text{Amplitud de la señal de entrada} \\ N_i = \text{Ruido de la señal de entrada} \\ S_o = \text{Amplitud de la señal de salida} \\ N_o = \text{Ruido de la señal de salida} \end{cases}$$

²³ En la nota de aplicación se le llama piso de ruido ficticio o efectivo, ya que en realidad no representa en realidad al ruido de entrada.

La ganancia del analizador se supone que es unitaria, así que $S_i=S_o$, entonces la ecuación anterior queda:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{N_o}{N_i}$$

Por lo general, la figura de ruido se expresa en dB, es decir:

$$NF = 10 \cdot \log(F) = 10 \cdot \log N_o - 10 \cdot \log N_i$$

El segundo término lo podemos sacar mediante conectando a la entrada una resistencia de 50Ω , el ruido térmico que se produce es kTB (fórmula vista en Sistemas de comunicaciones), a temperatura ambiente y a $1Hz$ este término es igual a $-174dBm$. Reemplazándolo en la ecuación anterior queda:

$$NF = 10 \cdot \log N_o - (-174dBm) = 10 \cdot \log N_o + 174dBm$$

El término que resta, el primero, lo sacamos midiendo el ruido en la pantalla, con la resistencia de 50Ω a la entrada, y aplicando la corrección de $10 \cdot \log(f_H/f_L)$ pues recordemos que el ruido en la pantalla varía según el RBW elegido. La NF queda entonces:

$$NF = N_o(dBm) \Big|_{RBW} - 10 \cdot \log(RBW/1) + 174dBm \quad (\text{ec. 3-2})$$

Si hacemos varias mediciones para varias RBW veremos que NF no depende de la misma.

3.1-m Rango dinámico

Antes de ver la definición del rango dinámico recordemos que el mezclador es un dispositivo no lineal, debe serlo para poder trasladar la frecuencia fRF a la fFI; así por lo tanto tiene su propia distorsión. Pero estos productos de distorsión no deseados y los deseados caen en la misma banda de FI, añadiendo error a la amplitud de estos últimos, es por eso que en la definición del rango dinámico debemos incluir el error del instrumento. Podríamos decir entonces que el rango dinámico, RD, es «*la mayor diferencia en dB entre dos señales aplicadas simultáneamente que podemos medir para un error especificado*».

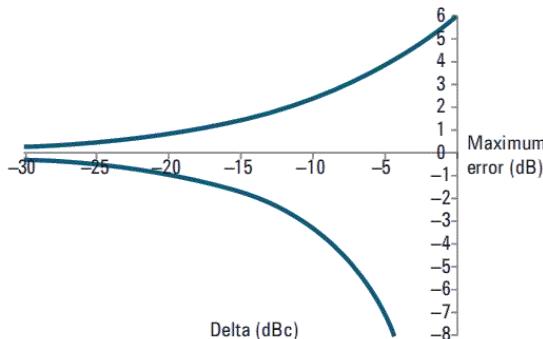


Figura 3-18: Error del RD en función de la diferencia de amplitud de dos señales (dBc). A medida que las dos amplitudes se van haciendo iguales (dBc=0) el error llega al máximo (6dB).

Para medir el RD usamos dos señales provenientes de dos generadores de RF distintos a la misma frecuencia. La amplitud de uno se deja al nivel de la sensibilidad y la del otro se aumenta hasta que la más pequeña sea cubierta por los efectos de sobreexcitación, respuestas espurias, bandas laterales de ruido y/u otros efectos. La diferencia entre la amplitud máxima determinada y la sensibilidad del analizador es el RD.

Como ya dijimos, las señales deseadas y no deseadas caen en la misma banda de frecuencia y no hay manera de saber exactamente el error que cometemos, así que sólo nos estimarlo mediante la siguiente fórmula:

$$\epsilon(dB) = 20 \cdot \log(1 \pm 10^{d/20})$$

Donde d es la diferencia en dB entre las señales más chica y más grande (es un número negativo).

3.2 Técnicas y aplicaciones de los analizadores

Si bien hay muchas mediciones que se pueden hacer en un analizador, listo las siguientes 5, que se valen de algunos ajustes en los controles:

- Medidas de modulación (de señales AM y FM).
- Determinación de la estabilidad de frecuencia y pureza espectral de ondas continuas.
- Medidas de distorsión y ruido.
- Medidas de ruido de impulso.
- Medidas de señales AM pulsantes.

3.2-a Medidas de señales moduladas

3.2-a.1 Señales moduladas en amplitud (AM)

Cuando el control de SPAN está en cero y el eje de las abscisas representa el tiempo, el analizador opera como un receptor de sintonía fija; esto se llama «modo sincronoscopio²⁴» o «SPAN cero». Cuando sintonizamos el analizador a la frecuencia de portadora, f_c , de una señal modulada en amplitud, con una resolución al menos dos veces la frecuencia de modulación, $RBW=2f_m$, podemos ver la envolvente de la señal AM (Figura 3-19a).

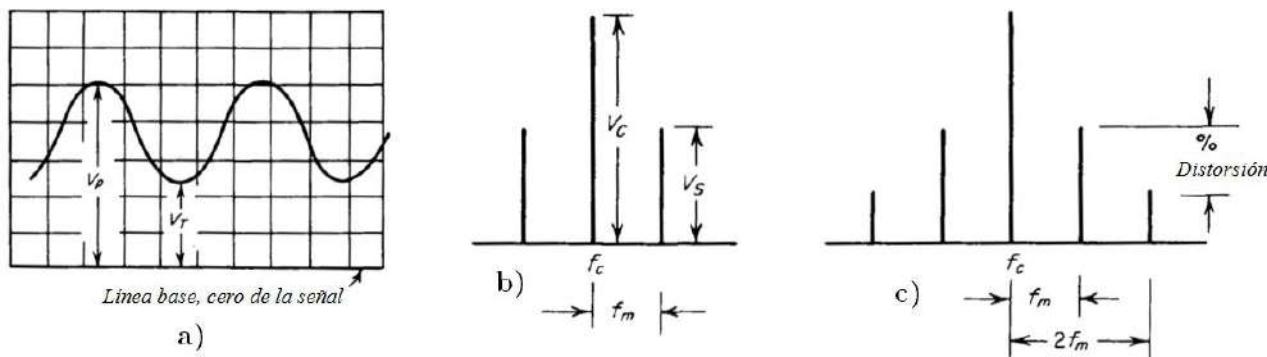


Figura 3-19: a) Envolvente de una AM vista en un analizador en modo SPAN cero, b) misma señal pero ahora en modo común, c) podemos medir la distorsión provocada por las bandas laterales en $2f_m$ si aumentamos RBW.

Podemos hacer 4 mediciones de una señal AM: amplitud y frecuencia de la portadora, frecuencia de la modulante, f_m , e índice de modulación, m . Las dos primeras podemos medirlas como cualquier componente espectral. La frecuencia de la modulante es la frecuencia de la portadora, f_c , de las dos primeras bandas laterales (Figura 3-19b); para esto primero debemos pasar el analizador del modo «modo SPAN cero» al «modo común». El índice de modulación lo podemos calcular teniendo en cuenta los valores máximo, V_p , y mínimo, V_t , de la señal modulada (modo SPAN cero), o las amplitudes de las componentes de la portadora, V_c , y de las bandas laterales, V_s (modo común), usando la siguiente fórmula:

$$m = \frac{V_p - V_t}{V_p + V_t} = \frac{2 \cdot V_s}{V_c}$$

Si la diferencia de amplitud de las señales es grande (m demasiado chico) entonces nos conviene usar la escala logarítmica, la cual, pongamos por ejemplo de $70dB$, nos permite calcular índices de hasta $m=0,0006$. Ahora m se calcula con la fórmula:

²⁴ El sincronoscopio es un instrumento de medición que sirve para determinar si dos máquinas eléctricas pueden tener la misma fuerza electromotriz, la misma fase y la misma frecuencia para trabajar sincrónicamente. Me cuesta imaginar por qué el analizador en este modo le pusieron este nombre.

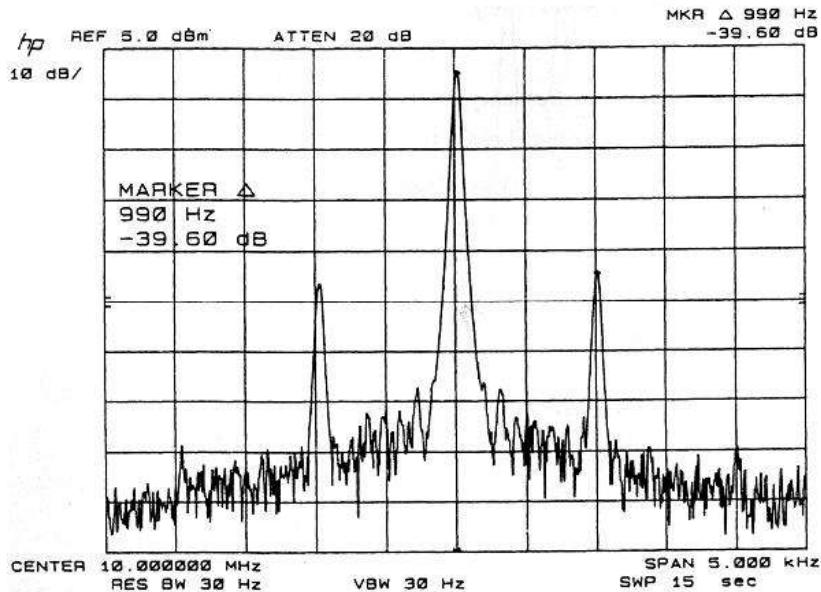


Figura 3-20: Visualización en un analizador de una señal modulada en amplitud, se utilizan los marcadores para determinar las variaciones de amplitud y de frecuencias.

$$m = 2 \cdot 10^{A(\text{dB})/20}$$

Donde $A(\text{dB})$ es la amplitud relativa con relación a la portadora, es negativo. Por ejemplo, en la Figura 3-20 vemos que la amplitud de las primeras bandas laterales están $39,6\text{dB}$ por debajo de la portadora y distanciada de la misma a 990Hz . Entonces $f_m=990\text{Hz}$, y m es:

$$m = 2 \cdot 10^{-39,6/20} = 0,021$$

3.2-a.2 Señales moduladas en frecuencia (FM)

Saber cómo es el espectro de una señal FM nos permite calcular el índice de modulación, $\Delta\theta$, directamente de la pantalla. Sin embargo, para $\Delta\theta < 0,2\text{rad}$ los espectros de AM y FM son iguales y necesitamos el modo «SPAN cero» para diferenciarlos. Si nos fijamos en una tabla de coeficientes de Bessel de FM, veremos que el término J_0 , que corresponde a la portadora, vale cero para ciertos valores de m_f , los tres primeros de estos valores $2,40, 5,52$ y $8,65$. Basándonos en esto, podemos calibrar con bastante exactitud un generador de FM. Con este método hacemos las mediciones cuando la portadora es nula, por eso el método se llama «nulos de portadora» (*carrier null*).

Estando conectado el generador FM al analizador, situamos el $m_f=0$ y lo vamos incrementando hasta que en la pantalla se suprime la portadora, es decir, hasta el primer momento en que la portadora acuse la menor magnitud, este instante $m_f=2,40$; para esto la pantalla debe estar graduada en dB , para una mayor exactitud. En ese momento medimos la frecuencia modulante, f_m , que es la distancia desde la frecuencia de la portadora, f_c , hasta la primera banda lateral. Con estos dos datos podemos calcular la desviación máxima de frecuencia, Δf_c , como sigue:

$$\Delta f_c = m_f \cdot f_m$$

Y vemos así si corresponde con la Δf_c de diseño. En la Figura 3-21a vemos una señal FM en el espectro con la portadora suprimida en el segundo valor de m_f ($5,52$), como la f_m medida es de 25kHz , la desviación máxima de frecuencia es $\Delta f_c = m_f \cdot f_m = 5,52 \cdot 25k = 138\text{kHz}$. En la mayoría de los casos, Δf_c es la mitad del espectro ocupado por la señal en la pantalla. A medida que aumentamos m_f , irán apareciendo más bandas laterales, tal como lo revela la tabla de coeficientes de Bessel que vemos en Sistemas de comunicaciones, en cuyo caso tendremos que usar un SPAN grande para ver todo el espectro de la señal y un SPAN chico para ver la separación entre las bandas, f_m (Figura 3-21).

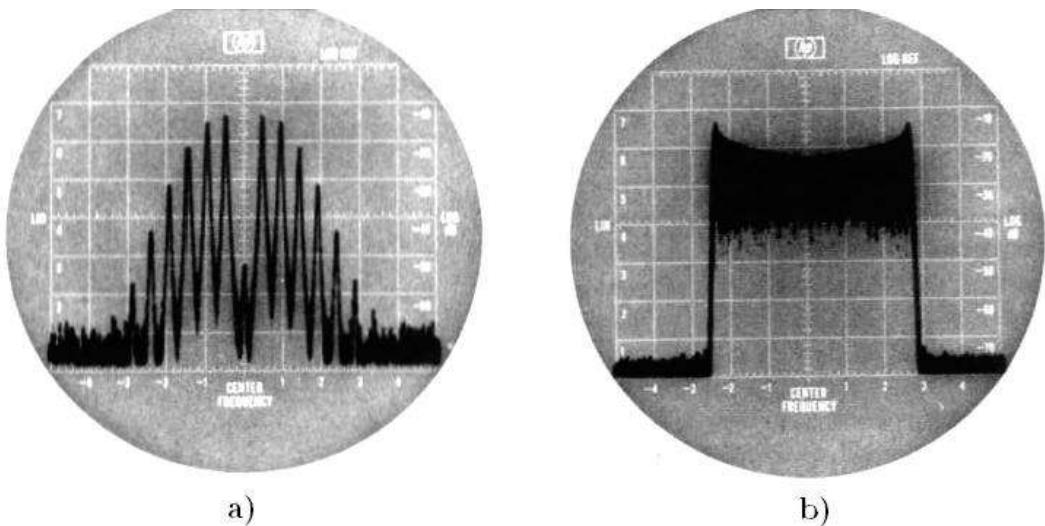


Figura 3-21: Modulación de frecuencia mostrada en el analizador, a) FM de bajo mf, b) FM de alto mf.

3.2-b Estabilidad de la frecuencia y pureza espectral en ondas continuas

Una onda continua es una señal sinusoidal de amplitud y frecuencia constantes. Idealmente el espectro de esta sinusoida es una línea espectral a una frecuencia fija, pero como siempre va a haber distorsión, va a tener imperfecciones; en particular en esta sección medimos dos parámetros relacionados con esas imperfecciones: (1) la estabilidad de la frecuencia, que es la variación de la misma alrededor de la frecuencia central, y (2) la pureza espectral, que es la cantidad de líneas espectrales no deseadas. Antes de hacer estas mediciones, nos tenemos que asegurar que la estabilidad y la pureza espectral del analizador sean superiores a las de la señal a medir.

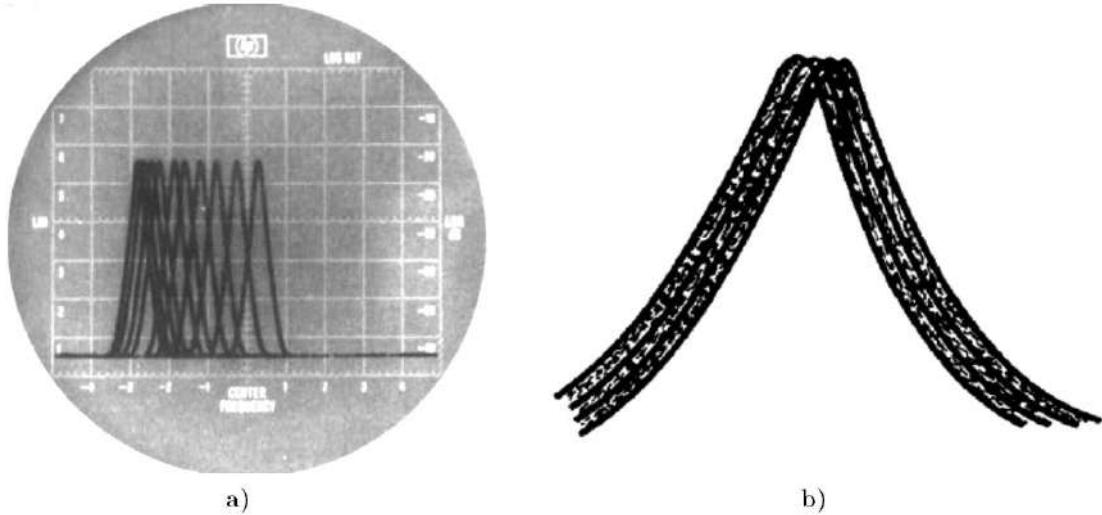


Figura 3-22: a) Excusiones de una señal que se desplaza en frecuencia, b) efecto de la FM residual en la traza.

Para medir la variación o desplazamiento de la frecuencia contamos el número de excusiones de la señal por una unidad de tiempo (Figura 3-22a). Si la unidad de tiempo usada es el minuto hablamos de estabilidad a largo plazo; si es el segundo, a corto plazo.²⁵ Cuando el desplazamiento de la frecuencia es tan rápido que el ojo no puede seguirlo (un poco mayor a 1Hz) pero a la vez menor que RBW, la señal en la pantalla aparece difuminada o borrosa debido al ripple o zumbido de la fuente de alimentación, esto se conoce como FM residual (Figura 3-22b). En este caso el desplazamiento de la frecuencia será el «ancho» o «grosor» de la traza.

²⁵ En realidad el término en inglés es *long-term*, y su traducción es «largo plazo». En el apunte de Rabinovich lo traduce como «a término largo», pero no me parece correcto.

Con relación a la pureza espectral, lo que más la perjudica es el ruido de fase (ya visto), en este caso son infinitas líneas distribuidas alrededor de la portadora (frecuencia de la señal a medir) y su cantidad depende de RBW (como ya vimos también). En este caso no podemos medir línea por línea, es mejor hablar de densidad espectral a varias separaciones²⁶ de la portadora. La podemos expresar como la diferencia entre la portadora y la envolvente del ruido lateral (debemos especificar el RBW usado) o como la *densidad espectral de energía*, en W/Hz a varias separaciones de la portadora (en este caso debemos especificar la potencia de la portadora).

Como ejemplo, tomemos dos osciladores diseñados para funcionar a la misma frecuencia y miremos su distribución espectral alrededor de esa frecuencia (Figura 3-23). En a) tenemos una señal que tiene un ruido de fase distribuido uniformemente alrededor de la portadora, pero tiene un desplazamiento de fase apreciable (FM residual). En b) tenemos el caso contrario, el desplazamiento de fase casi no se percibe, por lo que esta señal tiene mucha pureza espectral, pero el ruido de fase es mayor que en el caso anterior.

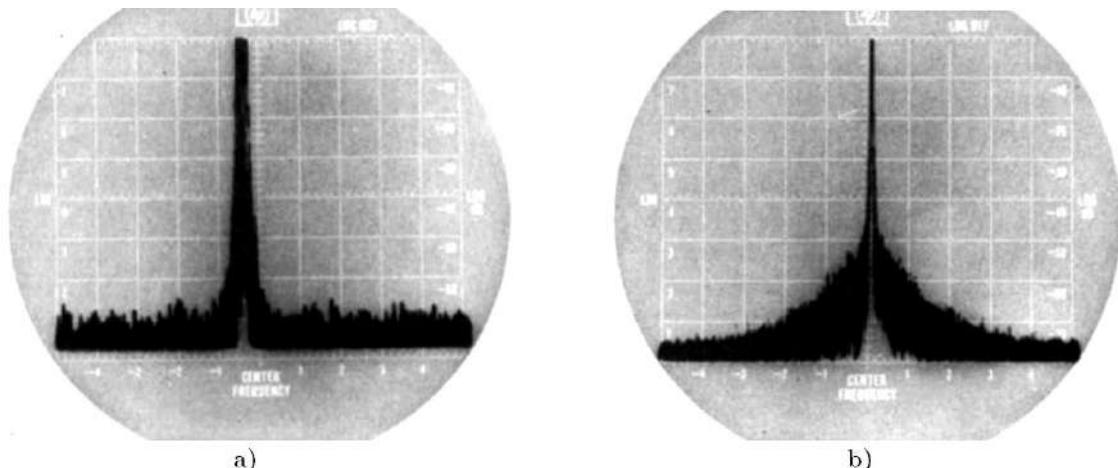
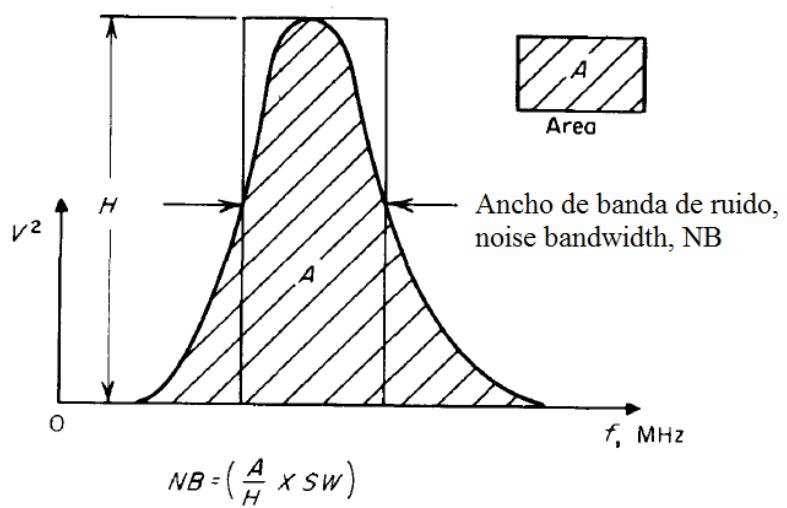


Figura 3-23: Espectros de dos osciladores visto en un analizador, a) señal con poco ruido de fase, b) señal con mucha pureza espectral.

3.2-c Densidad de potencia de ruido



A = área de V^2 vs f, característica de selectividad, en cm^2 .

H = altura, en cm.

SW = calibración horizontal de la pantalla, en kHz/cm .

Figura 3-24: Ancho de banda de ruido.

²⁶ La palabra «separaciones» se refiere al rango de frecuencia alrededor de la portadora en la que tiene efecto este ruido. Mientras menor es este rango más pura es la señal.

Al igual que con la medida de distorsión, podemos usar el analizador espectral para medir la densidad de potencia de ruido blanco de manera igual de simple y directa. Para medir el ancho de banda de ruido (Figura 3-24) colocamos una onda continua a la entrada y expandimos el eje de frecuencia para visualizar la selectividad del analizador. Al eje vertical lo debemos poner en escala cuadrática. Al filtro de video debemos usarlo con una VBW mucho menor que la frecuencia central del filtro FI para promediar el ruido blanco y hacerlo más legible a un valor definido, pues por lo general este ruido viene en forma de pasto²⁷. En estas condiciones, el eje vertical, al seguir una detección cuadrática o de potencia, acusa el valor de la misma directamente sin ninguna necesidad de calibración.

3.2-d Señales AM pulsantes

Una señal AM pulsante es una señal modulada en amplitud por un pulso trapezoidal. La modulante (puslo) y la portadora modulada (AM pulsante) en el tiempo están en la Figura 3-25a, y el espectro en frecuencia, en la Figura 3-25b. Las componentes espectrales están separadas a $PRF=1/T_s$ (frecuencia de repetición de los pulsos) y la forma del espectro, su envolvente, es la indicada por la línea de puntos en la Figura 3-25b.

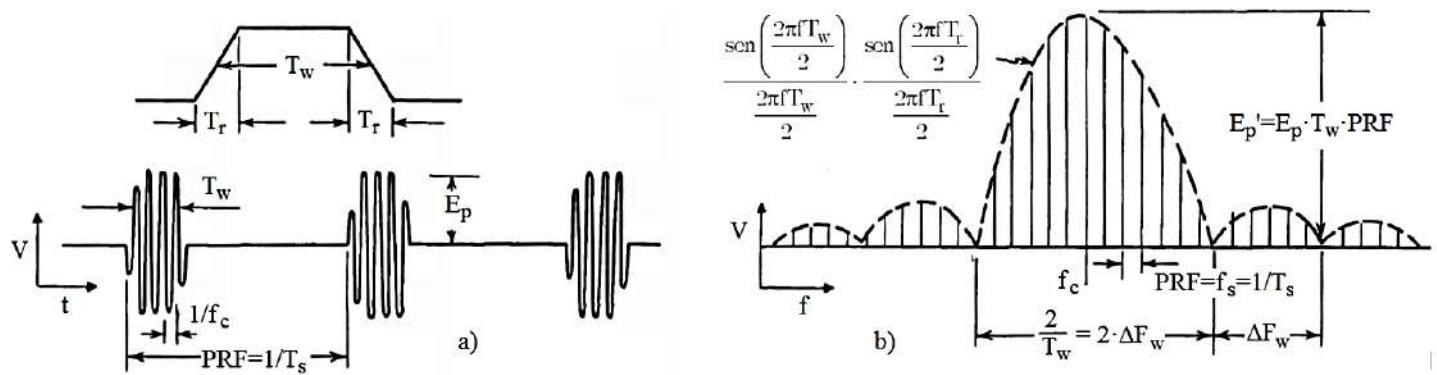


Figura 3-25: Señal sinusoidal modulada en amplitud por un pulso trapezoidal, a) visto en el dominio del tiempo, b) visto en el dominio de la frecuencia.

Esta envolvente tiene valores nulos a los lados de la portadora, f_c , a valores iguales a múltiplos del recíproco del ancho de pulso, $1/T_w$. Podemos sacar información de este espectro variando uno a uno los parámetros:

- Si variamos la frecuencia de la portadora, f_c , no varían las dimensiones de amplitud y frecuencia, pero todo el espectro se desplaza a su nueva frecuencia de portadora.
- Si aumenta la frecuencia de repetición de pulsos, $PRF=f_s=1/T_s$, la envolvente sólo cambia su amplitud, E_p' . Aumenta también la separación de las componentes, pues éstas están separadas a PRF .
- Si aumenta el ancho de pulso, T_w , aumenta la amplitud de la envolvente, E_p' , y su ancho disminuye, es decir, disminuye el ancho donde se producen los nulos, Δf_s . La separación entre las componentes no cambia.
- Si el trapecio varía en su forma variando T_r pero no T_w , la forma de la envolvente del espectro varía pero no su amplitud ni la posición de los nulos.

3.2-d.1 Línea espectral y pulso espectral

La respuesta de un analizador de espectro a una AM pulsante puede ser dos formas: una llamada línea espectral, y la otra llamada pulso (o intensidad) espectral. Ambas son respuestas similares a las AM pulsantes, el término línea o pulso se refiere sólo a la visualización en la pantalla. Una línea espectral ocurre cuando el *RBW* del

²⁷ El término en inglés es *grassy* (pasto), y se usa para referenciar una curva (puede ser señal o espectro) que tiene la forma similar a la de pasto o hierba en el suelo. Por lo general se le llama así al piso de ruido a la salida o entrada de algún dispositivo.

analizador es menor que la menor separación entre componentes (o líneas) espectrales de la señal de entrada, PRF . En este modo, el analizador puede resolver todas las componentes espectrales una por una, pues cada componente «delata» exactamente el perfil del filtro FI, estos es así porque la siguiente componentepectral no interfiere con la línea actual pues está alejada en frecuencia; es decir, el perfil RBW delatado por la siguiente componente comienza una vez que terminó el anterior (cada componente se comporta como una onda continua de entrada), cosa que se consigue si $RBW < PRF$. En estas condiciones decimos que la pantalla visualiza la verdadera característica de frecuencia de las componentes de Fourier de la señal de entrada.

Decimos que la pantalla está mostrando las verdaderas características del Fourier de la señal de entrada cuando:

- El PRF medido no cambia al cambiar ST .
- La amplitud de las líneas mostradas no cambia al cambiar RBW (por supuesto esto siempre y cuando $RBW < PRF$).

Estas dos condiciones las saqué del libro Oliver-Cage (ver bibliografía), pero el libro no explica por qué se tienen que dar estas condiciones para que la pantalla visualice la verdadera característica de Fourier de la entrada. Lo que sigue y está entre corchetes es una conjectura mía de este porqué. [En la Figura 3-11 vimos que si el tiempo de barrido del analizador, ST , es demasiado chico, el filtro FI no era capaz de cargarse adecuadamente y esto provocaba un desplazamiento en frecuencia de la delación (casi digo delatación jaja) del filtro FI. Es decir que, aun cuando tengamos que $RBW < PRF_{real}$, si ST es muy chico, se va a producir un desplazamiento de las líneas espectrales visualizadas, PRF_{medido} . Con respecto a la segunda condición, recordemos que una de las cosas que vimos en la Figura 3-10b es que si RBW aumenta, lo hace también el ruido de fase. Esto extiende el perfil del filtro FI que delata una componentepectral de entrada e interfiere con el perfil delatado de la componente siguiente, que también estará extendido. El resultado es que PRF_{medido} no cambia, pero la amplitud sí lo hace.]

Si $RBW < PRF_{real}$ entonces el analizador funciona en modo de línea spectral, pero si ST es muy chico como para que $PRF_{medido} > PRF_{real}$, o el RBW elegido provoca un cambio de amplitudes, entonces por más que se siga en este modo, la pantalla no visualiza la verdadera característica de Fourier de la señal de entrada.

Ahora veamos qué ocurre cuando $RBW > PRF$. En la condición anterior decimos que la visualización se llama **pulsopectral**, y en este caso el analizador no puede resolver cada componentepectral pues caen dos o más dentro del RBW ; y la visualización ya no corresponde a una verdadera característica de Fourier de la frecuencia entrada sino más bien a una combinación de tiempo y frecuencia. Esta representación tiene tres características:

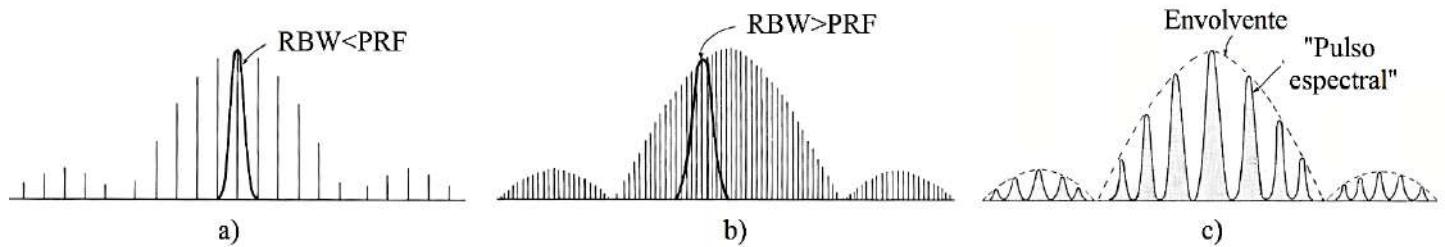


Figura 3-26: Representación matemática (o sea, no es lo que se muestra en pantalla) del espectro de una AM pulsante superpuesta a la representación matemática de un filtro FI cuando a) $RBW < PRF$ y b) $RBW > PRF$. En c) está lo que se muestra en pantalla en el modo pulsopectral, el pulsopectral señalado no es el perfil del filtro FI, sino la respuesta del mismo a las varias componentesspectrales que caen dentro de su ancho de banda, RBW .

- El PRF_{medido} es proporcional a la velocidad de barrido (no confundir con el tiempo de barrido, ST). Las líneas de pulso visualizadas se repiten en tiempo real igual a PRF . La envolvente no cambia al cambiar ST .
- PRF_{medido} no cambia al cambiar el $SPAN$, lo que cambia es la envolvente. Es decir, cuando hacemos un «zoom» modificando el $SPAN$, la envolvente se hace más ancha o más angosta, pero PRF_{medido} no cambia.

(Recordemos que el PRF_{medido} es la separación entre las líneas espectrales visualizadas en la pantalla, y que puede coincidir o no con el PRF_{real} .)

- La amplitud aumenta a razón de $6dB/octava$ para cada cambio de RBW , esto persiste hasta que RBW es aproximadamente igual a la mitad del lóbulo principal, $F_w/2$, a partir de ahí la amplitud permanece constante. Llegado a este punto, RBW ha colectado casi todas las componentes espectrales, y la pantalla está ahora en el dominio del tiempo.

El pulsopectral descrito así es la respuesta del filtro FI a cada pulso AM de entrada. ¿Por qué usar este modo? Porque a veces la información que nos aporta las características de la envolvente (forma, amplitud, extensión, etc.) es más importante que la que nos daría cada componentepectral individual. Si bien la línea divisoria entre líneapectral y pulsopectral es $RBW=PRF$, la zona cercana a dicha línea es borrosa pues no predomina ninguno de los dos modos, esta zona se llama **«zona gris»** y es mejor evitarla. Por eso estableceremos un criterio y diremos que cuando $RBW=PRF/10$ estamos usando el analizador en modo líneapectral; para $RBW>PRF$, en modo pulsopectral. Con esto nos aseguramos de evitar por completo la zona gris, sólo debemos tener cuidado con no sobrecargar la entrada del analizador para evitar la saturación del mezclador.

3.3 Preguntas de parciales y/o finales

Pregunta 3-1: ¿De qué depende la resolución de frecuencia de un analizador de espectro de barrido?

1. La estabilidad del oscilador local.
2. La cantidad de filtros FI con que cuenta el analizador.
3. Del ancho de banda (o del perfil) del ultimo filtro FI.
4. La relación entre ST y RBW.

Pregunta 3-2: La medición usando el método «nulos de portadora» sirve para:

1. Medir modulación en AM.
2. Medir modulación por pulsosspectrales.
3. Calibrar la medición en FM.
4. Medir la distorsión.
5. Ninguna.

Pregunta 3-3: El analizador de espectro de barrido es un instrumento que permite ver:

1. Otras opciones.
2. La amplitud de sus componentesspectrales.

Pregunta 3-4: La relación entre RBW y ST es:

1. Otras opciones.
2. Cuadrática inversa. Ver (ec. 3-1) en pág. 57.

Pregunta 3-5: Las mediciones de SPAN cero son útiles para:

1. Otras opciones.
2. Medir la variación de amplitud.

Pregunta 3-6: Se dice que se está midiendo una línea espectral cuando:

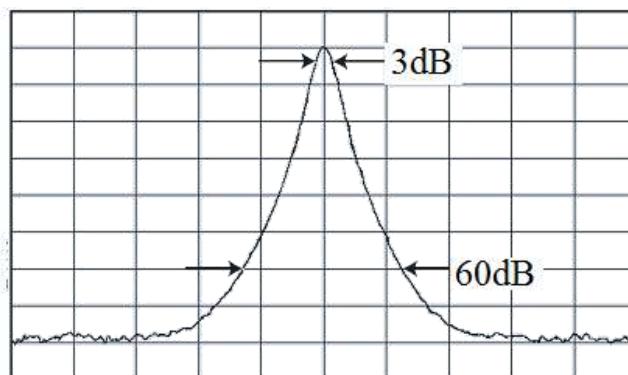
1. La RBW es mayor que la separación de las líneas espectrales.
2. La RBW es menor que la separación de las líneas espectrales.
3. Las líneas espectrales son de amplitud constante.
4. La frecuencia de repetición de los pulsos es menor que RBW.
5. La frecuencia central está justo en la frecuencia de repetición de los pulsos.
6. Ninguna.

Pregunta 3-7: ¿De qué depende la sensibilidad?

1. Piso de ruido de entrada para un ancho de banda de resolución dado según norma DIN IEC 714.
2. Nivel del atenuador de entrada
3. Ancho de Banda de Resolución (RBW).
4. Span.

La sensibilidad, según la norma DIN IEC714, es el nivel de señal mínimo que provoque una indicación de $3dB$ por encima del piso de ruido, sin atenuación a la entrada y para un RBW dada.

Pregunta 3-8: ¿Cuánto vale el factor de forma en la figura siguiente?



Zozaya da además el dato del SPAN y de la frecuencia central, pero no hacen falta. El factor de forma es el cociente entre el BW a los $-60dB$ y el BW a los $-3dB$. Esto es, aproximadamente:

$$\frac{BW_{-60dB}}{BW_{-3dB}} \approx \frac{2,4 \text{ cuadritos}}{0,2 \text{ cuadritos}} = 12 \rightarrow [FF = 12 : 1]$$

Pregunta 3-9: ¿De qué depende la exactitud en amplitud?

De esta pregunta no encontré respuesta que a Zozaya la considere bien. Así que pongo lo que encuentro en las notas de aplicación. La exactitud de la amplitud relativa depende de:

- Fidelidad del display.
- Respuesta en frecuencia.
- Variación de la atenuación del bloque «atenuador RF».
- Variación del nivel de referencia.
- Variación de RBW.
- Variación de la escala del display.

La exactitud de la amplitud absoluta depende de:

- Exactitud de la señal de calibración.
- Respuesta en frecuencia.
- Exactitud del nivel de referencia.

Pregunta 3-10: La promediación de video tiene como característica:

1. Que la señal no se observa con claridad en la pantalla.
2. Solo se ve el promedio de las componentes espectrales.
3. Si la señal varía su espectro en el tiempo, es posible obtener una medición de los valores promedios.
4. No es útil para eliminar el ruido.
5. Ninguna de las anteriores.

Pregunta 3-11: No recuerdo bien el enunciado, pero pedía calcular la figura de ruido, NF, si el ruido medido era de -10dBm , medido en un $BW=10\text{kHz}$ sobre 1Hz .

La resolución es simple, solo hay que usar la (ec. 3-2)

$$\text{NF} = N_o \left(\text{dBm} \right)_{\text{RBW}} - 10 \cdot \log \left(\frac{\text{RBW}}{\text{base}} \right) + 174 \text{dBm} = -100 - 10 \cdot \log \left(\frac{10\text{k}}{1} \right) + 174 = \boxed{-34\text{dBm} = \text{NF}}$$

No hay que confundirse y poner 20 en lugar de 10 multiplicando el logaritmo, hay que recordar que se está trabajando con potencias.

Capítulo 4: Analizador FFT

4.1 Introducción

En este capítulo vemos el analizador de Fourier, o analizador FFT, llamado así porque se basa de la herramienta matemática «Transformada rápida de Fourier» para la representación de la señal. Este instrumento de medición muestrea la señal de entrada (que viene por lo general de un transductor), la digitaliza, aplica la FFT y muestra en la pantalla el contenido espectral de la misma, tanto de amplitud como de fase. Tiene una parte analógica y una digital las cuales limitan de distintas formas a las características del analizador, ya vamos a ver cómo.

No arranco directamente con el analizador FFT, antes doy los conceptos de dominio de tiempo, de frecuencia, y otros analizadores de frecuencia. No hace falta estudiar dicha sección pero la puse por las dudas.

4.1-a Dominios del tiempo y de la frecuencia

No hay mucho para decir del **dominio del tiempo**, es el tipo de gráfico que obtenemos del osciloscopio de las señales provenientes de los transductores. Con esto podemos determinar varias cosas: frecuencia de la señal, amplitud, diferencia de fase entre dos señales, y si el osciloscopio es un OAD tenemos a disposición varias herramientas que procesan digitalmente la señal como vimos en el capítulo 2. Pero otra forma de representar o analizar la misma señal es usar el dominio de la frecuencia.

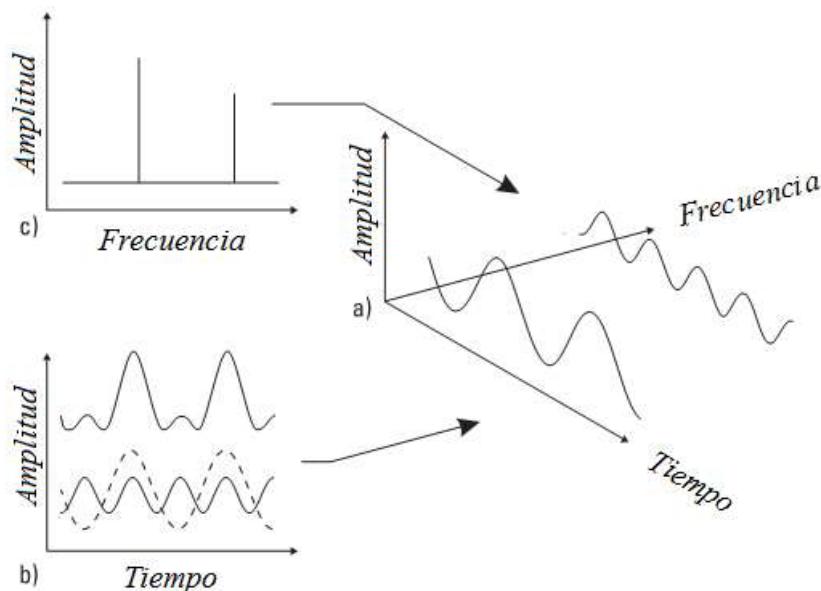


Figura 4-1: Relación entre dominio del tiempo y dominio de la frecuencia.

Fue Jean Baptiste Fourier quien demostró que cualquier forma de onda existente en la naturaleza puede ser representada por una única combinación sinusoides sumadas. También demostró lo contrario, cada combinación de sinusoides sumadas representa solo una señal en el dominio del tiempo. En la Figura 4-1a vemos dos sinusoides de

distintas frecuencias. Si vemos este gráfico tridimensional desde el eje del tiempo, veremos lo que hay en la Figura 4-1b, y si las sumamos dan como resultado la línea superior en la misma figura. Si vemos el gráfico ahora desde el eje de las frecuencias, veremos líneas, cuya amplitud representa la amplitud de las sinusoides y cuya distancia en el eje de las abscisas (frecuencia) es la frecuencia de las mismas (Figura 4-1c). Este es dominio de la frecuencia, y representa lo que se denomina «espectro» de la señal de entrada, y cada línea se llama «componentepectral», o simplemente componente, de la señal total.

Con respecto a la representación de la amplitud en la Figura 4-1c, vemos que es lineal, pero muchas veces nos vamos a topar con componentes espectrales cuyas amplitudes tienen una relación de 1000 a 1 entre sí. Por este motivo es que a la amplitud la vamos a representar en una escala logarítmica, en particular la de los dB:

$$\text{dB} = 20 \cdot \log(\text{Relación de voltaje})$$

Más adelante vamos a ver cuál va a ser la referencia para cada componente.

¿Por qué usar el dominio de la frecuencia? Porque se ven características de la señal que en el dominio del tiempo no se pueden ver. El ejemplo que vas a encontrar en todos lados para ilustrar esto es el de querer medir la distorsión de una sinusoidal; esto es, si queremos ver (por ahora ver, así nomás, sin entrar en detalle de ninguna definición o medición) que tan «sinusoidal» es una señal supuestamente sinusoidal, la llevamos al dominio de la frecuencia para ver su contenidopectral. La Figura 4-2a muestra la señal en el dominio del tiempo, que a simple vista parece ser sinusoidal, pero cuando la pasamos al dominio de la frecuencia (Figura 4-2b) vemos que contiene además de la componente en la frecuencia de entrada, otras componentes de menor amplitud, lo cual nos lleva a decir que la señal no es tan sinusoidal. (La componente en la frecuencia de entrada se llama «fundamental» y las que están a múltiplos enteros de esta frecuencia se llaman «armónicas».)

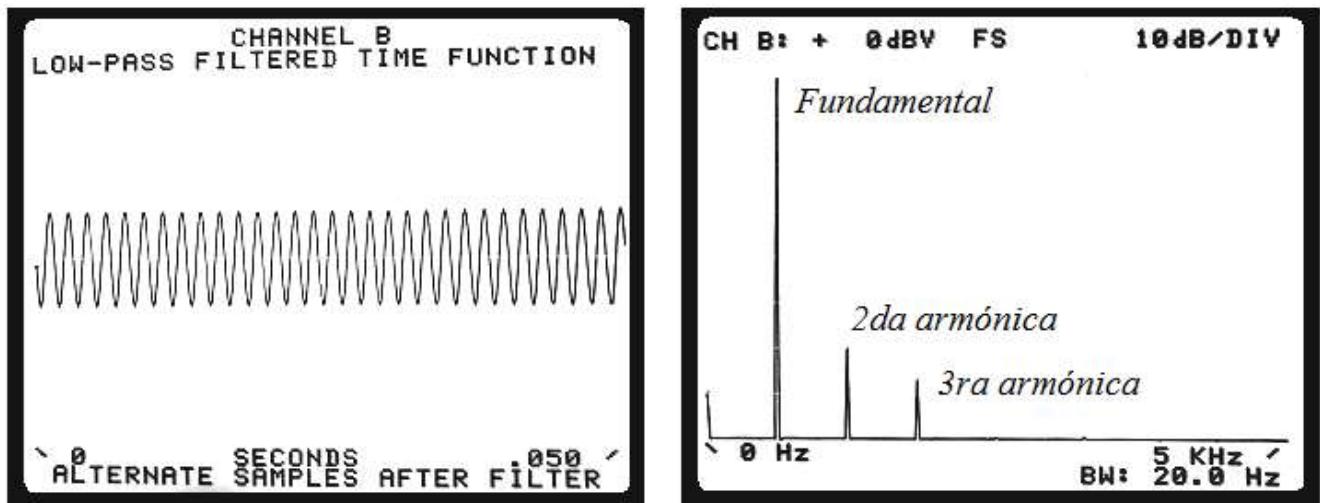


Figura 4-2: a) Señal débil supuestamente sinusoidal, b) espectro o dominio de la frecuencia de la misma señal.

4.1-b Analizador de espectro

El instrumento que permite ver el contenido spectral de una señal se llama «analizador de espectro» y hay varios tipos: el analizador de *espectro de banco de filtros*, que hace ingresar la señal paralelamente en varios filtros cada uno sintonizado a distinta frecuencia. Este tipo de analizador aparece en algunos apuntes pero no se suele dar en clase, así que lo omito. Despues tenemos el *analizador de espectro de barrido*, que lo que hace es mostrar las amplitudes de las componentes spectrales; este analizador tiene un capítulo dedicado, el 9, así que lo omito también aquí. Por último tenemos el *analizador FFT*, que además de dar la información de amplitud de cada componente spectral, da la información de fase. Gracias a esta característica podemos usar el analizador FFT como analizador de redes.

4.2 Analizador FFT

Para ver cómo está formado el analizador, vemos primero algunas propiedades de la FFT. Después en la etapa de entrada vemos el filtro pasa-bajas que ponemos para evitar el aliasing, luego vemos cómo hacer un «zoom» en la frecuencia. Por último vemos el uso de ventanas para reducir el efecto indeseable de lo que se denomina «fuga espectral». En realidad también hay en los apuntes una sección aquí dedicada al muestreo y digitalización de la señal de entrada (S/H y ADC), pero ni en los apuntes, ni en clase ni en la nota de aplicación se especifica el circuito. Se dice solamente que los circuitos S/H y ADC deben ser de mucha calidad, y que para un rango dinámico de 70dB son necesarios al menos 12 bits en el ADC.

4.2-a Propiedades de la FFT

La Transformada rápida de Fourier, FFT es una herramienta matemática que transforma datos del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia; sin embargo, esta transformación no es tan sencilla como parece, hay varias cosas que nos van a limitar. La principal es que la FFT es una herramienta limitada al uso de señales discretas, así que el analizador debe primero discretizar la señal y digitalizarla (Figura 4-3), tal como lo hace el OAD visto en la unidad anterior. Como la señal está muestreada no tendremos una representación exacta, sin embargo podemos acercarnos bastante si tomamos muestras lo suficientemente cerca en el tiempo; ya veremos después qué tan cerca deben estar para garantizar resultados satisfactorios.

Para evitar confusiones, cuando hablamos de «muestras», son las muestras que conforman la señal discreta (en el tiempo); y a las muestras o componentes espectrales de las que está formada la representación en el dominio de la frecuencia las llamaremos «líneas».

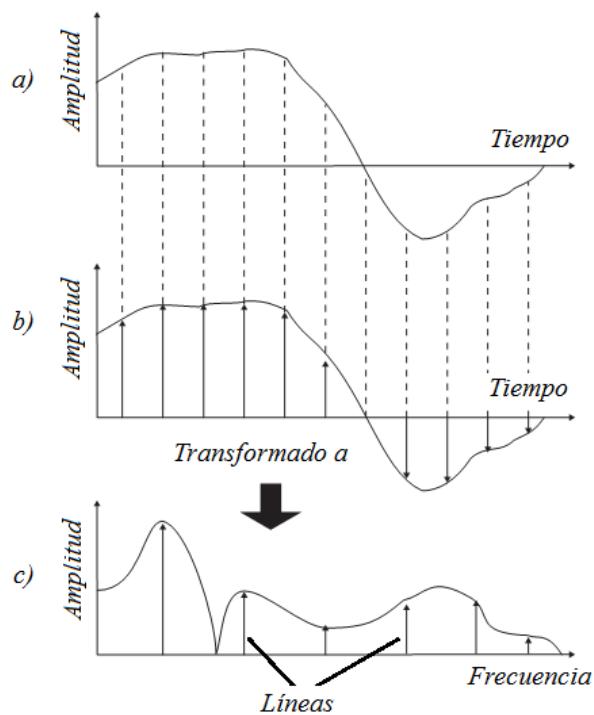


Figura 4-3: a) Señal continua de entrada, b) muestras de la señal continua, c) componentes en el dominio de la frecuencia (llamadas «líneas»).

4.2-a.1 Registro de tiempo

Un registro de tiempo, (time record, TR) es un conjunto de N muestras equidistantes. (Recordemos que muestras se refiere a muestras de la señal continua, en el dominio del tiempo, y si están equidistantes significa que están separadas entre sí el mismo intervalo de tiempo.) Si N es potencia de 2, la FFT será más rápida.

Las muestras en TR son tratadas como un bloque entero y convertido en un bloque de líneas, el cual es creado después de que haberse tomado las N muestras de TR (Figura 4-4a). Por ahí uno puede pensar que cada muestra se transforme en una línea, pero no. El bloque de líneas no tendrá validez sino hasta que TR haya tomado todas las muestras. Una vez que el TR se llena, puede desplazarse como un «shift register», es decir, la muestra nueva «empuja» el TR y descarta la muestra más antigua (Figura 4-4b). Por ejemplo, si tenemos un TR de 10 muestras separadas $1ms$ entre sí, el primer bloque de líneas se produce a $1ms$, el segundo bloque a los $2ms$, y así, pero recién los bloques de líneas producidos a partir de los $10ms$ (es decir, a los $10ms, 11ms, 12ms$, y así) serán representativos de la señal de entrada, pues el TR ya está completo.

Esto significa producir un bloque de líneas por cada muestra nueva. Es demasiada información, demasiados cálculos. En la sección dedicada al ancho de banda veremos cuál debería ser la velocidad de muestreo.

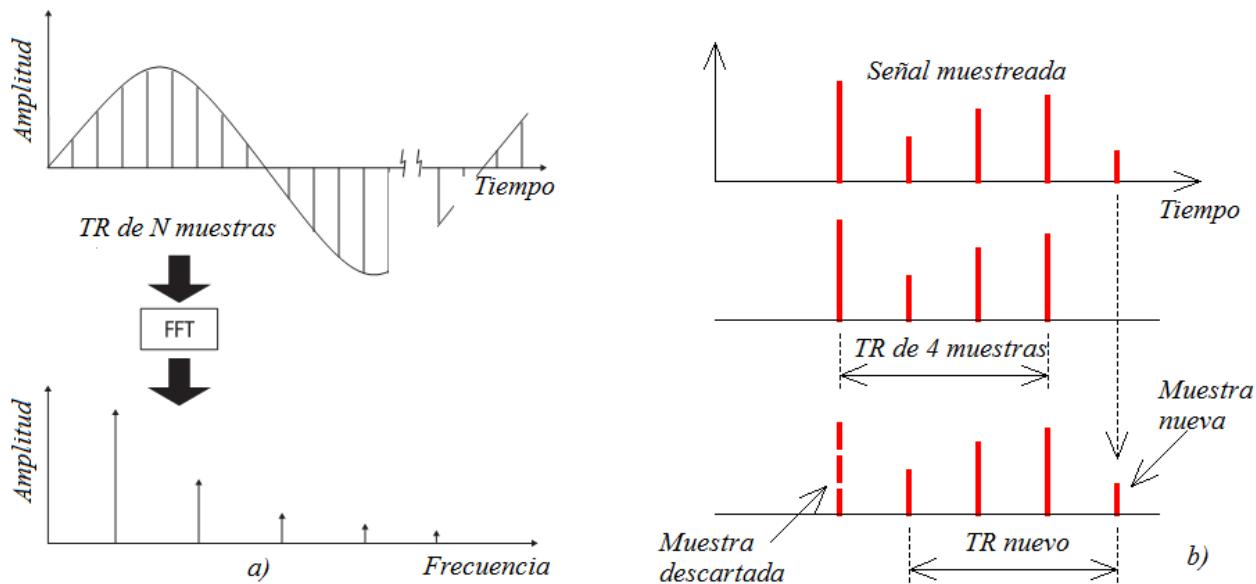


Figura 4-4: a) La FFT trabaja con bloques de datos, b) muestras descartada y nueva en el TR.

4.2-a.2 Cantidad de líneas

Otra característica de la FFT es que transforma un bloque de N muestras en un bloque de $N/2$ líneas, esto es así porque cada línea contiene dos datos: la amplitud y la fase de la componente espectral que representa. Muchos analizadores no muestran la información de fase pero la FFT la calcula igual, la fase es importante para la reconstrucción de señales, también para algunas mediciones. En la sección de mediciones veremos cómo la información de fase es importante para saber las causas de los problemas de rendimiento.

4.2-a.3 Espaciado de las líneas

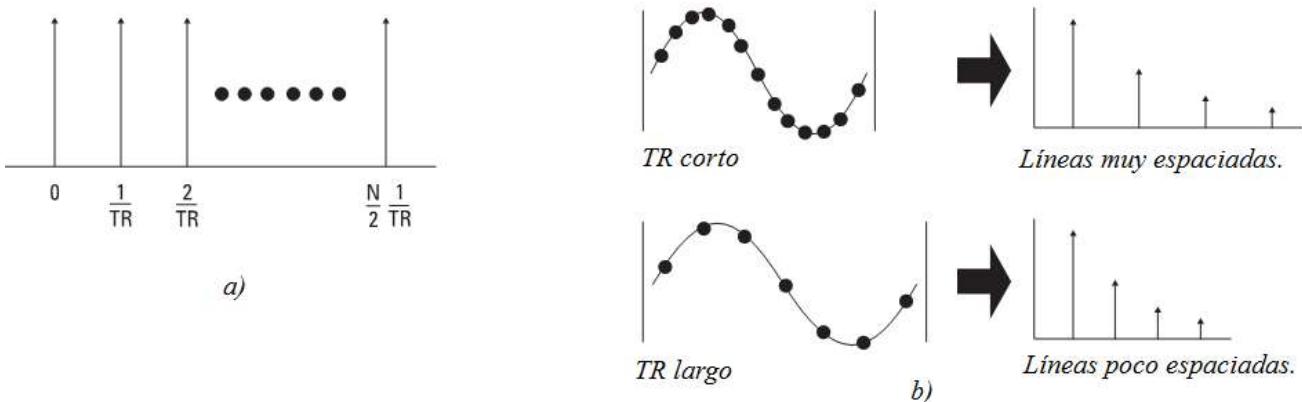


Figura 4-5: a) Todas las líneas en el dominio de la frecuencia, b) el TR determina f_{max} , cuanto más alejada esté la última línea, representará una frecuencia mayor.

La línea que representa la frecuencia más baja se basa en la longitud de TR (a partir de ahora llamaremos TR a la longitud del registro de tiempo, medida en segundos, y al registro de tiempo lo llamaremos así, registro de tiempo). Si el período de la señal muestreada, T , es más grande que TR , entonces no hay forma de saber cuánto vale T . Así que ya tenemos el espaciado de las líneas: es $1/TR$ [Hz]. (Figura 4-5a.)

También se agrega una línea de 0Hz o CC, se trata del promedio de las muestras del registro de tiempo; a ésta línea podemos usarla o no. Así que en rigor de verdad hay $N/2+1$ líneas. Este proceso de promedio demora mucho menos que el proceso de FFT, así que para los cálculos vamos a considerar que el bloque tiene $N/2$ líneas.

4.2-a.4 Rango de frecuencia de la FFT

Si la primera línea representa la frecuencia más baja, $1/TR$, y el bloque tiene $N/2$ líneas, es fácil suponer que la última línea, la que representa la frecuencia máxima, f_{max} , vale:

$$f_{max} = \frac{N}{2} \cdot \frac{1}{TR} \quad (\text{ec. 4-1})$$

Como N es fijo por el algoritmo de la FFT, para aumentar f_{max} debemos reducir TR , esto lo hacemos aumentando la frecuencia de muestreo, de forma tal de tener N muestras en el tiempo de TR elegido (Figura 4-5b). Por ejemplo, si queremos llevar f_{max} a un valor tal que TR pase de ser 1ms a 480μs, debemos variar la frecuencia de muestreo para que entren N muestras en 480μs.

4.2-b Aliasing

4.2-b.1 Frecuencia de alias

La razón por la cual el analizador FFT necesita tomar tantas muestras por segundo es para evitar el aliasing. El aliasing es un fenómeno que se produce al reconstruir la señal, se da cuando la frecuencia de muestreo es más o menos parecida a la frecuencia máxima de la señal de entrada. Al reconstruir una señal con muestras tomadas de esta forma puede darnos una señal completamente distinta a la original.

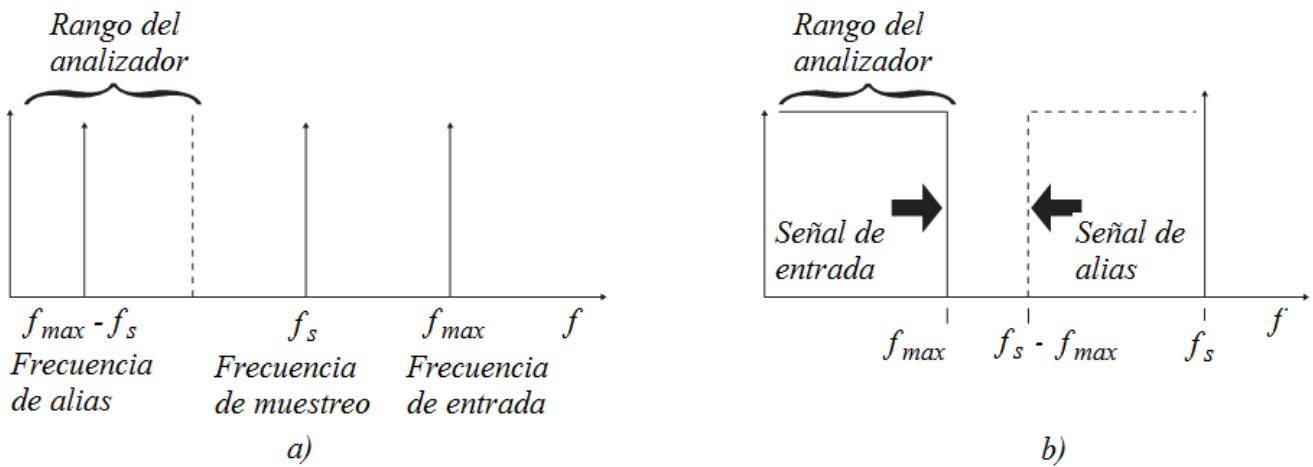


Figura 4-6: a) El problema f_{alias} en el dominio de la frecuencia, b) se soluciona cuando muestreamos a $f_s > 2 \cdot f_{max}$.

Para ser concretos, si muestreamos una señal de frecuencia máxima, f_{max} , a una frecuencia de muestreo, f_s , en el proceso aparece una frecuencia de alias, f_{alias} , igual a la diferencia $f_{max} - f_s$ (Figura 4-6a). Al reconstruir la señal, usamos el rango de frecuencias $\{0; f_{max}\}$, y en él aparece f_{alias} molestando. Es fácil ver que si usamos una frecuencia de muestreo $f_s > 2 \cdot f_{max}$, la frecuencia f_{alias} sale del rango de reconstrucción y no tenemos problemas (Figura 4-6b). Este criterio se llama «criterio de Nyquist». (Si $f_s = f_{max}$ entonces $f_{alias} = 0$, es decir, en el rango de frecuencias se va a la que representa a la continua, y es eso justamente lo que obtenemos si muestreamos a la misma frecuencia que la frecuencia máxima de entrada: una componente CC.)

4.2-b.2 Filtro anti-aliasing

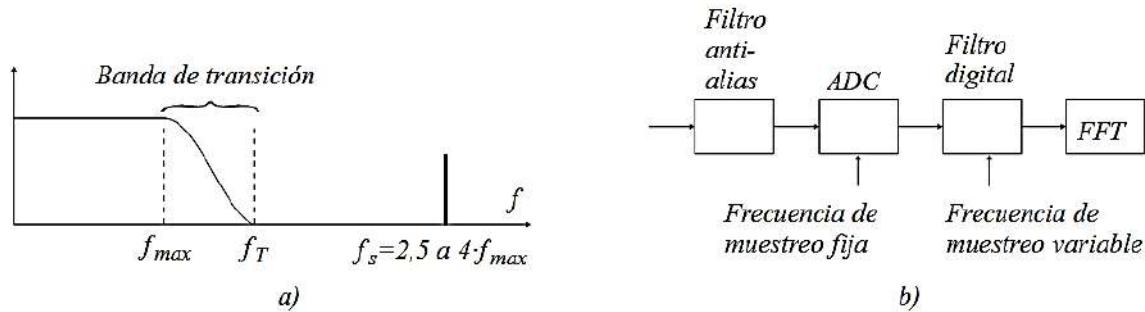


Figura 4-7: a) Banda de transición en un filtro anti-alias real, b) diagrama de bloques para un filtrado digital.

Por lo general, las señales que vienen de los transductores del mundo real nunca están limitadas en frecuencias, tienen un ancho de banda infinito (ruido, interferencias, etc.) así que necesitamos limitarnos al rango de interés, f_{max} . Para esto ponemos antes del S/H un filtro pasa-bajas llamado filtro anti-alias. Pero este filtro no es ideal, tiene una banda de transición desde la frecuencia de corte hasta que realmente toca cero (Figura 4-7a). Y si f_{alias} cae dentro de esta banda vamos a tener problemas, aun cuando esté atenuada. Así que hacemos f_s de 2,5 a 4 veces f_{max} . (Por ejemplo, un analizador FFT que esté configurado para mostrar el contenido espectral de una señal cuya $f_{max}=25\text{kHz}$, podría necesitar un ADC que labure a 100kHz .)

4.2-b.3 Filtro digital

En la sección 4.2-a.4 *Rango de frecuencia de la FFT* vimos que hay veces que nos interesa ver la señal en un determinado rango de frecuencias, y que para hacer esto debíamos variar f_s . Este rango de frecuencia que queremos ver en la pantalla del analizador FFT se llama «span», viene del inglés y significa lapso, intervalo. Si variamos el rango de frecuencias de la señal de entrada, también debemos variar la frecuencia de corte del filtro anti-alias, es decir, necesitamos otros filtros anti-alias, tantos como rangos span tenga el analizador, y todos ellos con la misma e igual calidad.

Para evitar esto usamos un filtro digital (también llamado filtro diezmador o destructor), que procesa electrónicamente la señal muestreada y digitalizada para obtener un equivalente de señal muestreada con filtros de distintas frecuencias de corte. Además, modifica automáticamente la frecuencia de muestreo para que siga teniendo la mínima relación para evitar el aliasing. Con esto, podemos usar un solo filtro anti-alias, a la frecuencia f_{max} del máximo span del analizador FFT, y el ADC a una frecuencia de muestreo fija, también la máxima necesaria para la f_{max} (Figura 4-7b).

4.2-c Análisis de banda seleccionable

Dijimos que hay veces que queremos disminuir el span al rango entre 0 y una frecuencia menor que f_{max} . Pero lo realmente útil sería que el span esté entre una frecuencia mínima y una máxima, es decir, concentrar los filtros en el rango de interés (Figura 4-8a). Este proceso lo lleva a cabo la FFT y se llama BSA (*Band selectable analysis*; también llamado «zoom»), y es la capacidad que tiene el analizador de aumentar la resolución de frecuencia.

Se basa en el heterodinaje, es decir traslada el rango $\{f_{in,min}; f_{in,max}\}$ al rango $\{0; f_{in,max}-f_{in,min}\}$; pero en lugar de multiplicar señales analógicas se multiplican palabras digitales (ceros y unos) (Figura 4-8b). Se cometan así menos errores y la representación de resolución es más exacta y estable.

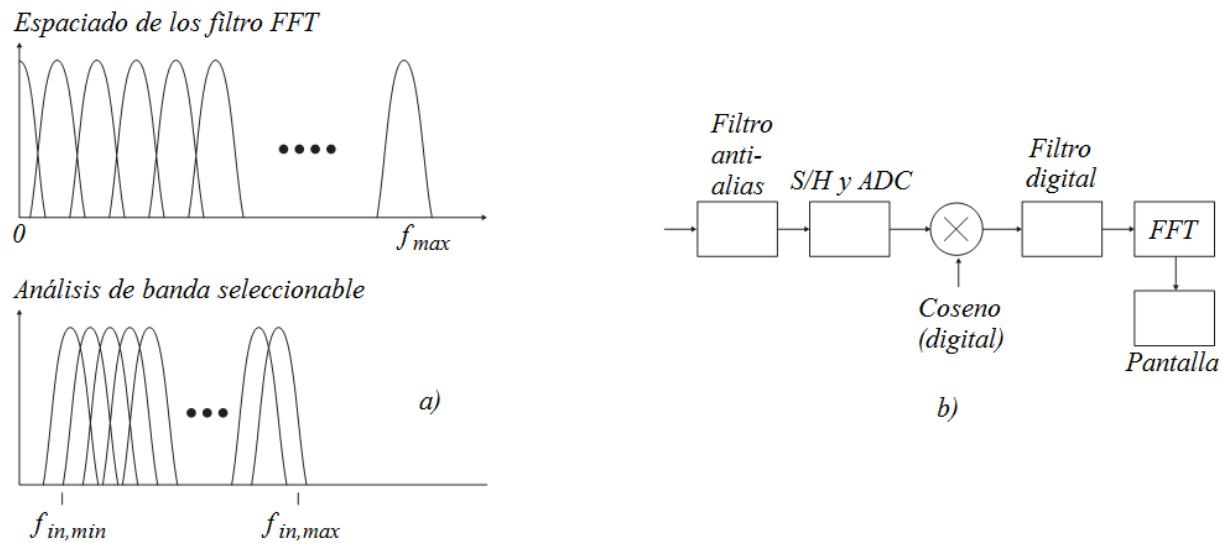


Figura 4-8: a) Filtros concentrados en el rango de interés, b) diagrama de bloques del analizador.

4.2-d Ventanas

Otra particularidad de la FFT es que asume que la señal muestreada en el registro de tiempo es periódica. No hay problema con esto si TR es un múltiplo entero del período de la señal de entrada, T. Pero cuando no, la FFT supone que la señal es periódica como en la Figura 4-9b, donde vemos que en los extremos del registro de tiempo se producen cambios de fase, los cuales introducen infinitas componentes o líneas en el espectro.

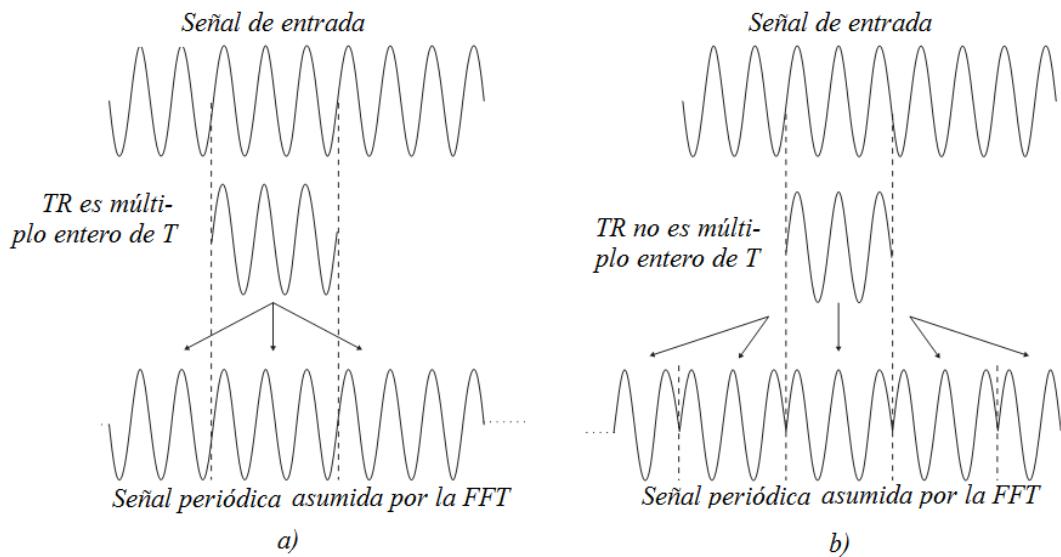


Figura 4-9: a) TR es múltiplo entero de T, b) TR no es múltiplo entero de T (se producen cambios de fase en los extremos del registro de tiempo).

Las consecuencias de este fenómeno las vemos en la Figura 4-10. Primero, en la Figura 4-10a vemos en el tiempo y en la frecuencia una señal de entrada en donde TR es múltiplo entero de T; acá podemos ver claramente que la señal no es tan sinusoidal pues tiene armónicas (2da y 3ra) de amplitudes menores. En la Figura 4-10b vemos la misma señal pero con mayor frecuencia, acá TR no es múltiplo entero de T y el espectro pasa de líneas espectrales a ser una «distribución»pectral. Este fenómeno se conoce como «fuga»²⁸, pues se dice que la energía se ha fugado de las líneas espectrales hacia el resto de las líneas en todo el span. Acá ya no podemos ver si la señal de entrada tiene armónicas, pues si las tiene, quedaron enmascaradas debajo de la fuga espectral.

²⁸ En los apuntes aparece como «drenaje», pero me parece que la mejor traducción de *leakage* es fuga.

Como el problema se produce en los extremos del registro de tiempo, deberíamos concentrarnos en un método que tenga en cuenta esto. La solución propuesta es multiplicar el registro de tiempo por una función de igual longitud TR y que minimice la señal de entrada en los extremos del registro de tiempo. Estas funciones se llaman ventanas. Como es de esperar, introducimos error a la representación, pues estamos eliminando o atenuando la muestra en los extremos, es decir sacrificamos exactitud para minimizar un efecto indeseable.

Hay varias funciones ventana, pues dependiendo de la naturaleza de la señal muestreada vamos a concentrarnos en ciertas partes dejando de lado otras. Las funciones que vemos aquí son cinco: Hanning, uniforme, flat-top, exponencial y forzada; aunque las primeras tres son las más usadas.²⁹

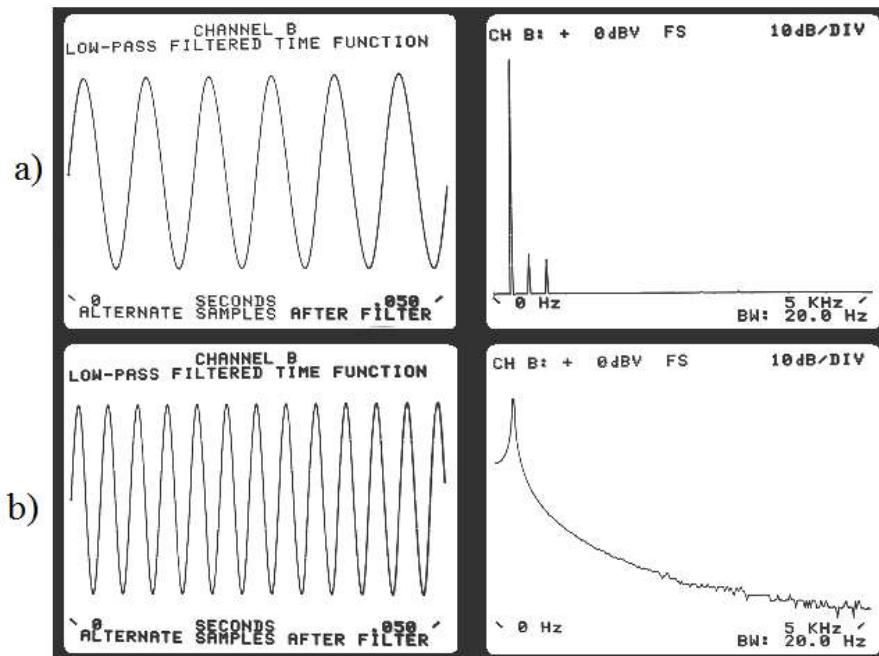


Figura 4-10: a) Señal en el tiempo y en la frecuencia cuando TR es múltiplo entero de T , b) ídem cuando TR no es múltiplo entero de T .

4.2-d.1 Ventana Hanning

La ventana Hanning es la más usada de todas, tiene una forma parecida a la de la campana de Gauss. En la Figura 4-11e y f vemos la diferencia entre los espectros con y sin la aplicación de la ventana. La línea espectral que representa la componente fundamental ya no es una línea, pasó a ser más bien un triángulo isósceles, pero la fuga espectral se redujo drásticamente. Y lo más importante: podemos ver las amplitudes de las armónicas que antes estaban enmascaradas. También se suele usar esta ventana en la medición de ruido aleatorio.

4.2-d.2 Ventana uniforme

En realidad no es una ventana propiamente dicha, sino más bien la ausencia de una. Pues deja pasar como está el registro de tiempo, sin modificar siquiera sus extremos, es como multiplicar por 1 todas las muestras del registro de tiempo. Es decir, usar la ventana uniforme y no usar ninguna es lo mismo.

¿Por qué dejar pasar la señal cómo está? Pues porque la señal muestreada tiene contenido de alta frecuencia. la aplicación de una ventana sería perjudicial. ¿Por qué no atenuarla siquiera en los extremos? Porque la señal de muestreada ya es nula en los extremos. Estas características son las de los transitorios, como pueden ser los impactos de cualquier índole (el sonido de la batería en un grupo de rock por ejemplo). Por lo general cuando se toman estos

²⁹ En el artículo en inglés de la Wikipedia dedicado a este tema hay cerca de 30 funciones ventana, y algunas pueden no ser cero en los extremos, todo depende de la naturaleza de la función original.

datos, se lo hace de forma tal que la información en el tiempo quede en el centro de la muestra, por eso es nulo en los extremos.

Este tipo de funciones que no necesitan ventanas se denominan auto-ventanas,³⁰ y se las usa por lo general para probar la respuesta en frecuencia de los sistemas. Cuando se dice «respuesta al escalón unitario» o «respuesta al impulso» se está hablando de este tipo de señales, para ver cómo «trata» el sistema a cada frecuencia de una señal de alto contenido espectral.

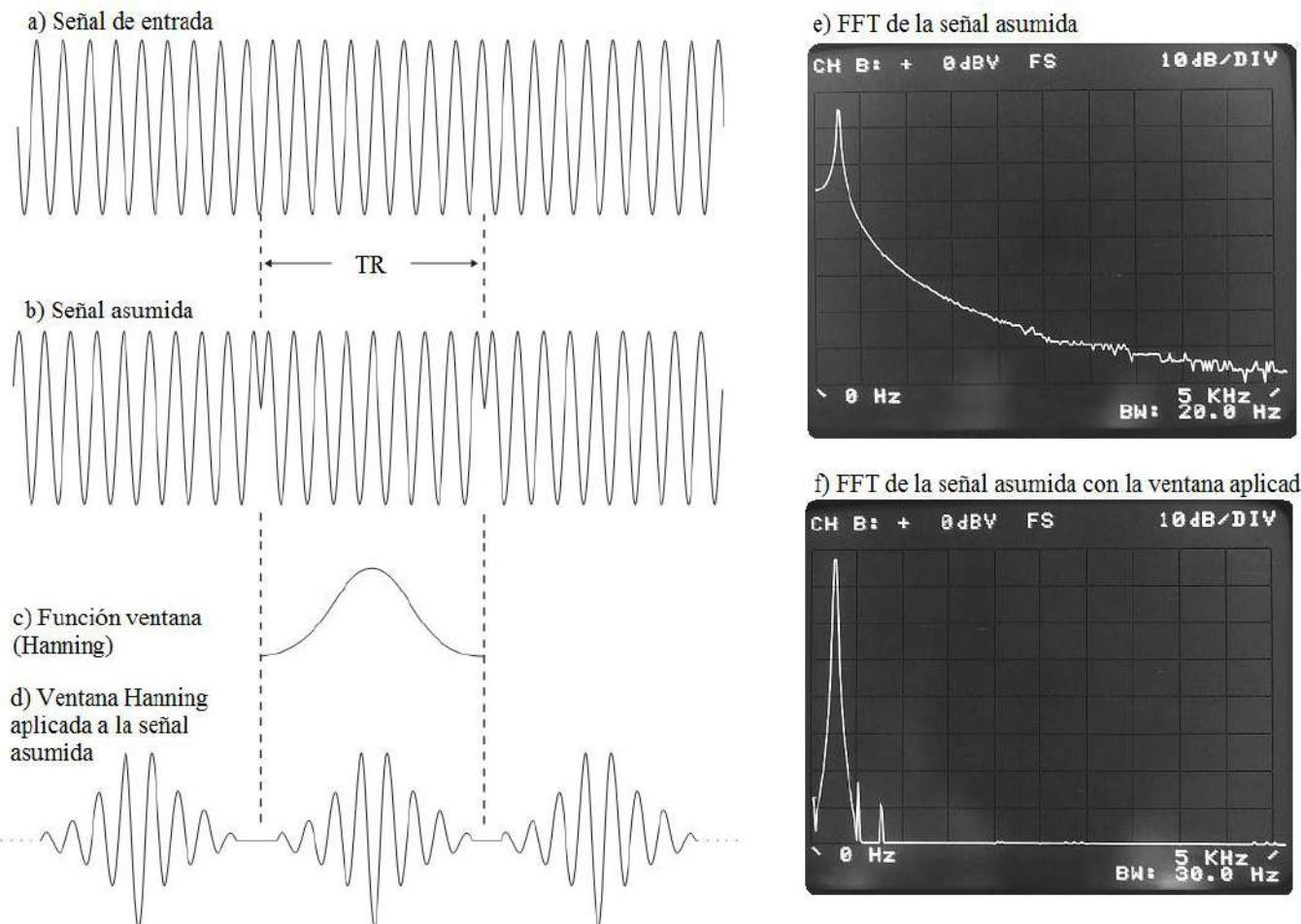


Figura 4-11: a) Señal analógica de entrada, b) señal periódica asumida por la FFT, c) ventana Hanning, d) señal periódica asumida por la FFT después de aplicar la ventana, e) espectro de la señal sin la aplicación de la ventana, f) espectro de la señal con la aplicación de la ventana.

4.2-d.3 Ventana flat-top

En la Figura 4-12a está la respuesta en frecuencia de una ventana Hanning, vemos que se comporta como un conjunto de filtros en paralelo, donde los picos corresponden a los momentos en que TR es múltiplo entero del período de la señal de entrada. Si la señal a medir cae justo en estos picos (centro de un filtro), la sinusoida será medida con amplitud exacta, caso contrario se produce una atenuación, que puede ser de hasta el 16% (1,5dB) si la sinusoida cae a medio camino entre los filtros. Para evitar este problema es que usamos otra ventana llamada «flat-top» (flat significa plano; y top, superior), que tiene la forma de la Figura 4-12b, con la parte central plana. Con esto reducimos la atenuación máxima (centro del filtro) de 1,5dB a 0,1dB.

³⁰ No entiendo por qué se llama auto-ventana. La palabra «auto» da a entender que la función se usa a sí misma de alguna forma para ser nula en los extremos, cuando en realidad es una función que ya tiene las características que le da una ventana: nulidad en los extremos para evitar la fuga espectral.

Pero como nada es gratis, lo que perdemos con esto es resolución. En efecto, al ensanchar el perfil de ruido, las componentes espectrales cercanas que se visualizaban con la ventana Hanning quedan emmascaradas debajo del perfil de la ventana flat-top (Figura 4-12c).

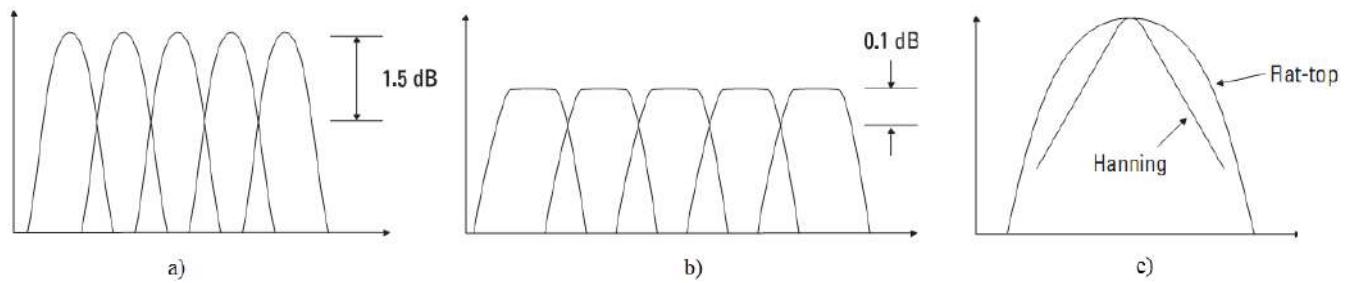


Figura 4-12: a) Respuesta en frecuencia de la ventana Hanning, b) respuesta en frecuencia de la ventana flat-top, c) comparación entre ambas ventanas.

4.2-d.4 Ventana exponencial y «force window»

Hay otro tipo de señales que son como los transitorios pero decaen en el tiempo de forma exponencial, pero puede suceder que no se anulen al final del registro de tiempo. Para asegurarnos de esto es que usamos la **ventana exponencial** (Figura 4-13a); esta ventana no es nula al principio pues cuenta con que el transitorio no comienza justo en el comienzo del TR.

Otra característica del transitorio, que ya puede no decaer en el tiempo exponencialmente, es que sucede un intervalo finito de tiempo, y menor que TR , luego del cual hay ruido que se deben a otros factores. Para anular estos ruidos colocamos la función «**force window**»³¹, la cual vale 1 en el intervalo de tiempo de interés y 0 en el resto de tiempo, algo así como una ventana rectangular reducida (Figura 4-13b).

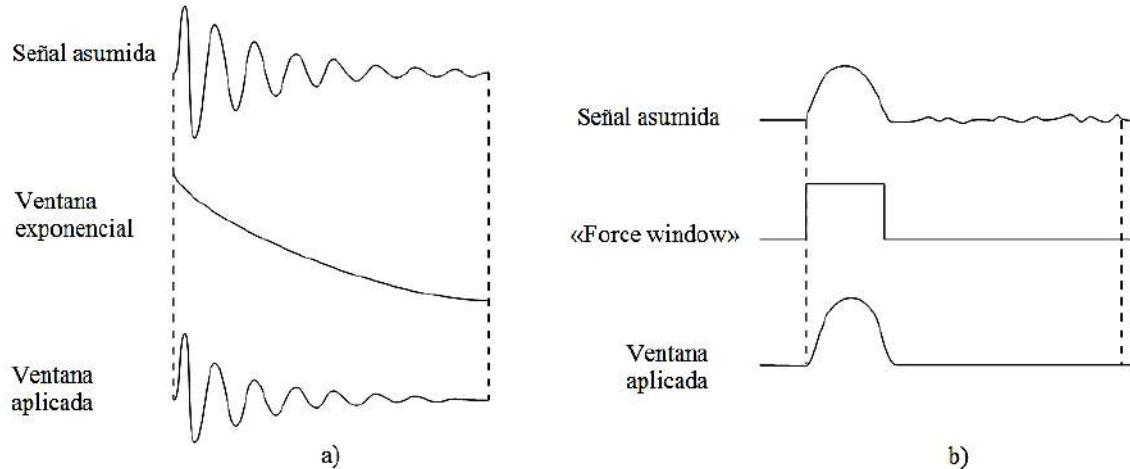


Figura 4-13: a) Aplicación de la ventana exponencial, b) aplicación de la «force window».

4.2-e Ancho de banda real

Hasta ahora suponíamos que el proceso de la FFT que convierte el registro de tiempo en líneas se producía inmediatamente. Bueno, no es así, al microprocesador le lleva un tiempo hacer esto, un tiempo finito.

Habíamos dicho en la unidad 2 que en el AOD el ADC le lleva un tiempo realizar la conversión, llamado tiempo de conversión, t_c , justamente, y hasta que no terminara la conversión, el S/H no podía tomar la siguiente muestra.

³¹ En castellano vendría a ser algo así como ventana de fuerza, pero dicho de esta manera suena a técnica de Gokú traducida por los gallegos; algo mejor sería ventana que fuerza, pero ahora suena a una mala traducción japonesa. Mejor dejarlo en inglés.

Esto limitaba la velocidad de muestreo del instrumento, y por ende, su ancho de banda. En el caso del analizador sucede algo parecido, pero con la salvedad de que la FFT no trabaja con una muestra, sino con un conjunto de ellas, el registro de tiempo. Entonces ¿cómo hacemos para no perder datos, o para perder lo menos posible? Es necesario agregar en el medio, un buffer que acumule N muestras y las retenga hasta que sea liberado. Entonces, mientras la FFT toma los datos de ese buffer, éste se libera y puede ir almacenando las siguientes N muestras que van «llegando». De aquí es fácil deducir que, si el buffer se llena antes que la FFT termine su proceso, se perderán datos.

El funcionamiento se ve en la Figura 4-14 a, si el tiempo de conversión de la FFT, que llamaré t_{FFT} , es menor que TR, entonces no se pierde ningún dato. Apenas se llena el buffer queda liberado para guardar el dato siguiente, pues el proceso de FFT del registro de tiempo anterior terminó antes. Se dice entonces que el analizador está operando en tiempo real.

Si por el contrario, $t_{FFT} > TR$ (Figura 4-14b), entonces el buffer no recibe más datos y se queda con los N que guardó, hasta que el proceso de FFT termine, recién ahí le pasa los datos al micro y queda liberado para recibir más muestras. Decimos entonces que el analizador no opera en tiempo real.

Como mencionamos antes, para visualizar frecuencias más altas debemos aumentar la velocidad de muestreo, hasta tener las N muestras en el TR sacado de la fórmula (ec. 4-1). Es decir que TR no es fijo. Si vamos aumentando la frecuencia de muestreo, iremos reduciendo TR hasta llegar un punto en que $TR = t_{FFT}$. Esta frecuencia de muestreo se llama «ancho de banda real». A esta velocidad, el analizador no pierde datos. Este ancho no necesariamente tiene que ser entre 0 y la frecuencia máxima de muestreo, también puede ser la diferencia entre dos frecuencias. O sea, es el máximo valor de span que podemos tener en la pantalla operando en tiempo real.

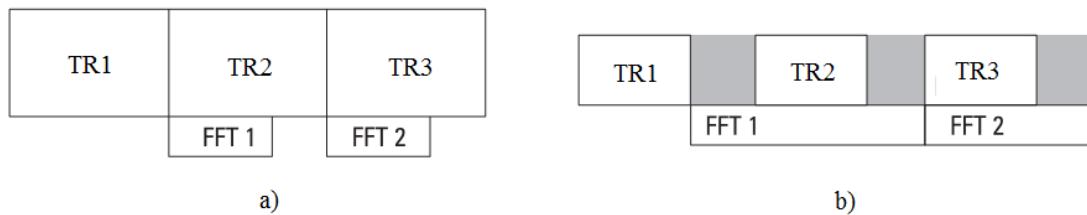


Figura 4-14: a) El analizador opera en tiempo real, b) el analizador no opera en tiempo real.

P.D.: algo que se me olvidó decir es que el proceso de FFT se hace una vez llenado el buffer (nunca antes), y esto la posibilidad de realizar el proceso a cada muestra nueva que llega. Algo que habíamos dicho que era posible en una sección anterior, con la presencia del buffer nos aseguramos de que no sobrecargar al pedo el FFT, pues aun cuando fuera posible un conjunto de líneas a la misma velocidad de muestreo, no nos serviría.

4.3 Mediciones con el analizador FFT

En esta sección describimos las mediciones que podemos hacer con el analizador FFT. Comenzamos con las más simples, en el dominio de la frecuencia; después veremos cómo usarlo en el dominio del tiempo.

4.3-a Mediciones en el dominio de la frecuencia

4.3-a.1 Caracterización de osciladores

Bueno, otra vez con el ejemplo de la medición de distorsión armónica, esta vez con números de ejemplo en un oscilador electrónico. En la Figura 4-15a, vemos la frecuencia fundamental de un oscilador, y el span está configurado para ver hasta la quinta armónica (5kHz). Con respecto a la amplitud, debemos ajustar la sensibilidad (dB/div) para que el pico de la componente fundamental esté lo más cerca posible de la línea superior. Si está por encima

(fuera del rango de la referencia del ADC) la señal va a saturarse y si está muy por debajo, se va a perder por debajo del piso de ruido; en ambos casos cometeremos errores. Para ver qué tan debajo están las amplitudes en relación con la amplitud de la fundamental (cientos o miles de veces) debemos usar la escala logarítmica en el eje de la amplitud; pues con la escala lineal no vamos a ver un ocote (Figura 4-15b).

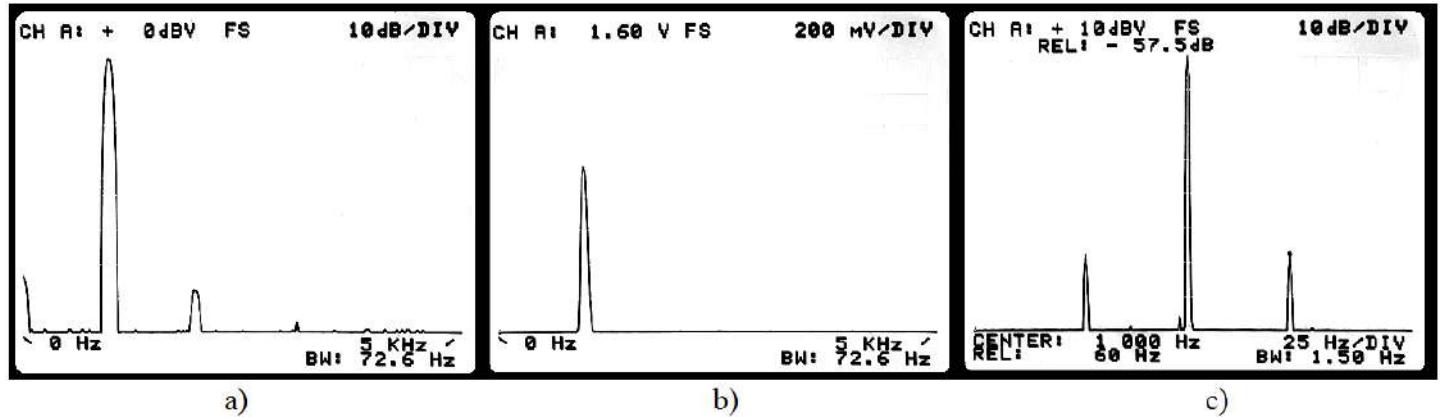


Figura 4-15: Distorsión armónica en un amplificador de audio, con ventana flat-top, a) escala logarítmica, b) escala lineal, c) bandas laterales producidas por la frecuencia de línea.

4.3-a.2 Bandas laterales producidas por la frecuencia de línea

Si la fuente de alimentación de CA no está bien aislada, su frecuencia, de 50Hz , se puede filtrar al circuito y producir con la frecuencia fundamental (de un oscilador por ejemplo) productos de intermodulación no deseados. Es decir, aparecen frecuencias que son la suma y resta entre la frecuencia fundamental y frecuencia de línea, o lo que es lo mismo, aparecen a los costados de la fundamental, componentes a 50Hz para cada lado. En la Figura 4-15c vemos la pantalla, ajustada para una frecuencia central de 1kHz y $25\text{Hz}/\text{div}$ (en la figura las bandas están separadas a 60Hz de la fundamental, porque la nota de aplicación de la que la saqué es yanqui). La nota de aplicación no da valores ni la forma de calcular la distorsión, sólo dice que con el analizador FFT es posible medirla.

4.3-a.3 Ruido de fase

El ruido de fase es un efecto indeseable que se produce en los sistemas, se explica mejor más adelante (*3.1-f FM residual y ruido de fase* en la página 55) así que por ahora diremos que es una clase de ruido nada más; y que está por encima del piso de ruido del analizador, por supuesto, si no, no lo podríamos medir.

La configuración usada para medir el ruido de fase en un, pongamos por caso, un sintetizador, es la de la Figura 4-16a. Esta técnica está hecha para cancelar la frecuencia fundamental y dejar solo el ruido de fase en las bandas laterales. En la Figura 4-16b vemos de cerca el ruido de fase, donde aplicamos la ventana Hanning, pues estamos midiendo ruido; y una herramienta del analizador FFT que se llama promediado RMS, que «suaviza» la representación. Por tanto, podemos medir el ruido de fase muy por debajo del nivel de la portadora sin que ésta nos estorbe.

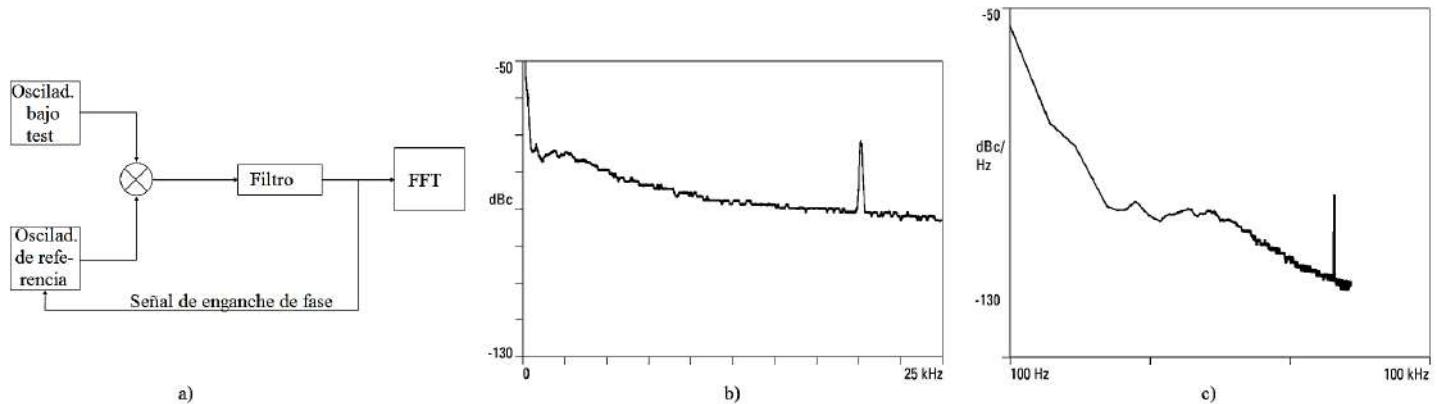


Figura 4-16: a) Medición del ruido de fase, b) ruido de fase en un sintetizador, c) escala logarítmica de b).

El analizador FFT tiene dos ventajas en relación con el analizador de espectro de barrido (que mide amplitud nada más): tiene más resolución (mHz vs Hz) y es mucho más rápido para mostrar la representación (minutos vs horas). De nuevo aquí, la nota no da ejemplos numéricos, solo dice que podemos medir el ruido de fase.

4.3-a.4 Caracterización de máquinas giratorias

Podemos pensar una máquina giratoria como un oscilador electrónico, del mismo modo que pensamos un sistema masa-resorte como un circuito RLC. Dicho esto, las mediciones que hicimos para caracterizar los osciladores sirven para hacer lo propio con una máquina giratoria. Las mediciones que vamos a hacer son de las vibraciones, así que necesitamos convertir esta magnitud en una señal eléctrica, para ello usamos un acelerómetro sujeto a la máquina mediante un cojinete (Figura 4-17a). Este acelerómetro va a absorber y convertir en señales eléctricas a las vibraciones de distinta frecuencia producto de desequilibrios, desajustes, fallas, etcétera (ya que cada causa genera una vibración de frecuencia distinta).

El espectro que obtenemos pongamos por caso de un motor es el de la Figura 4-17b, muy distinto nos damos cuenta al obtenido en un oscilador. La principal diferencia con éste es la gran presencia de ruido blanco, producto de vibraciones parásitas y otras porquerías que el acelerómetro capta; podemos usar cualquier suavizado para disminuir este efecto.

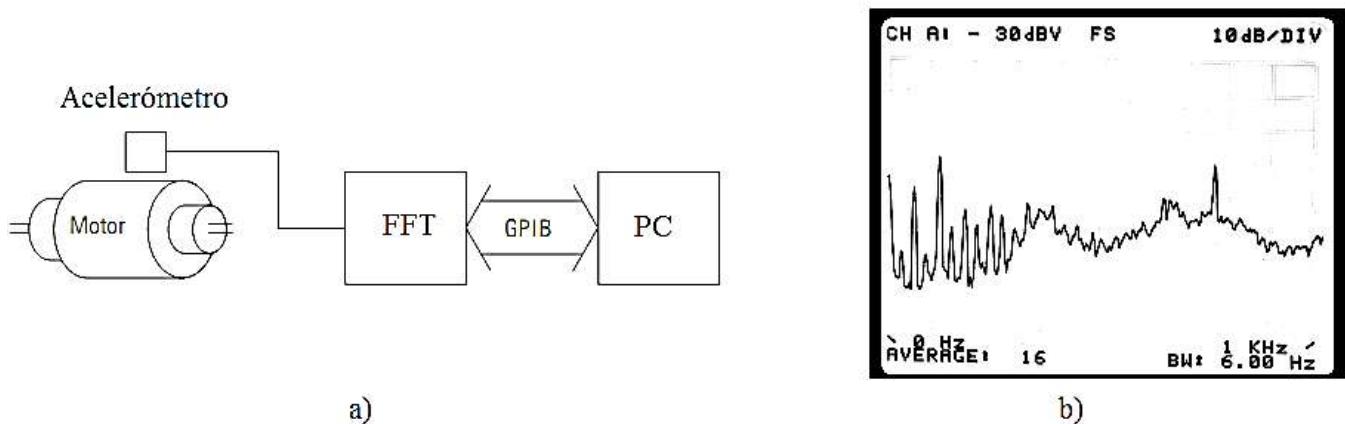


Figura 4-17: a) Montaje para medir las vibraciones en un motor y b) el espectro de las vibraciones.

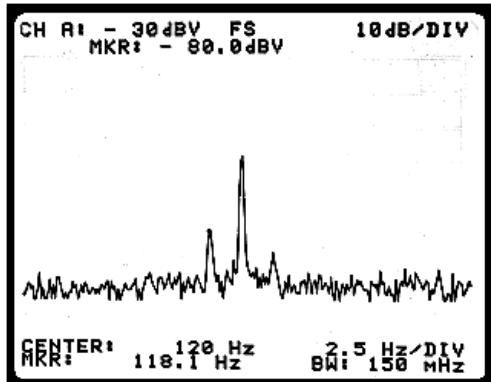
En la nota de aplicación se ven tres ejemplos de mediciones que podemos hacer: la primera de ellas es separar en el espectro la frecuencia de vibración del estator ($120Hz^{32}$) de la frecuencia de la vibración producida por el desbalance del rotor (unos pocos Hz menos que $120Hz$). Para esto es crucial que el analizador tenga un buen «zoom», es decir, que resuelva bien líneas cercanas en frecuencia. Basándonos en esto, podemos realizar las reparaciones correspondientes, que la nota no dice cuáles son. Así que estimo que distintas fallas provocan en este rango de frecuencias distintos espectros.

La segunda de las mediciones es la frecuencia de paso en los rulemanes. Ya que éstos son la parte menos confiable del motor, convendría prestarles atención. Una falla común es el descascaramiento de la cara interior del ruleman, que provoca una vibración cada vez que una pelotita o munición pase por ahí. Esta vibración se produce a una frecuencia que se llama «frecuencia de paso»³³, entonces la aparición de una amplitud en esta frecuencia nos alerta para detener la máquina y cambiar el ruleman antes de que se vaya todo al carajo.

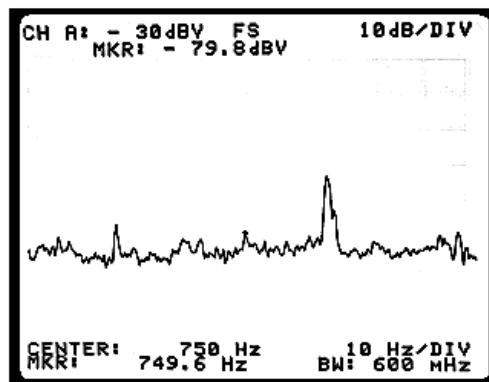
³² Estos $120Hz$ es porque la frecuencia de línea es la de Estados Unidos, $60Hz$.

³³ Supongo que se llama «frecuencia de paso» por estar relacionada con el paso de un ruleman. Desconozco el tema, pero supongo que el paso es la distancia que separan los centros de las municiones, similar al paso de una rueda dentada. Sin embargo, la nota no dice nada, tampoco dice si esta frecuencia es única o depende de la velocidad de giro del motor.

La tercera medición no es una medición sola, se trata de llevar el registro del espectro y compararlo con registros anteriores (hechos días antes, o meses). Si todo va ok, las componentes del espectro aumentarán su amplitud gradualmente debido al desgaste esperable de la máquina. Si en cambio hay una falla, aparecerán nuevas componentes, o las que ya estaban aumentarán drásticamente. Este registro por lo general se lleva a cabo mediante un programa informático en una PC, que recolecta los datos del analizador mediante un puerto GPIB.



a)

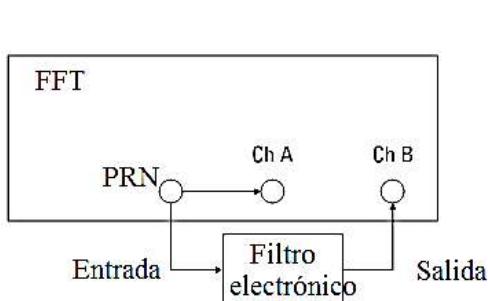


b)

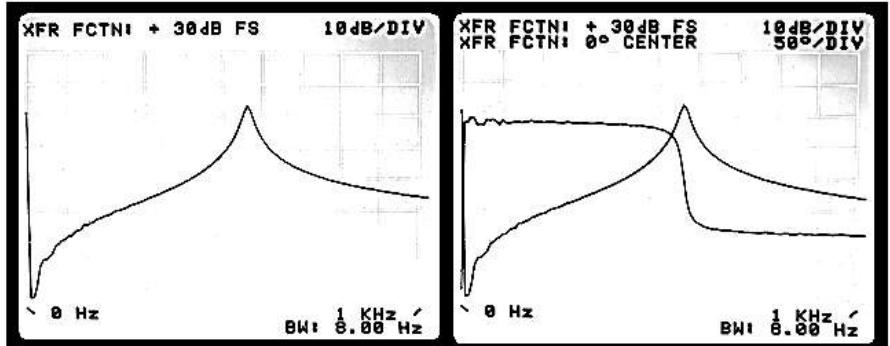
Figura 4-18: a) Vibración del estator y vibración debido al desbalance del rotor, b) frecuencia de paso, aparece cuando hay un defecto en los rulemanes.

4.3-a.5 Caracterización de filtros electrónicos

A partir de ahora usamos analizadores que tengan dos canales. En esta sección vemos cómo caracterizar un filtro electrónico de baja frecuencia, para eso usamos el montaje de la Figura 4-19a. El estímulo que usamos es el generador PRN (pseudo-random noise, ruido pseudo aleatorio)³⁴ que tiene el mismo analizador, y la ventana aplicada es la rectangular, pues el ruido es periódico en TR. La sensibilidad de ambos canales debe ser como en los casos anteriores, la mayor posible sin que se sobrepase el voltaje de referencia del ADC.



a)



b)

Figura 4-19: a) Montaje para medir un filtro, b) respuesta en frecuencia de la magnitud y de la fase.

La respuesta en frecuencia de la magnitud y de la fase está en la Figura 4-19b. La principal ventaja del analizador FFT en relación con el analizador de espectro de barrido es, como ya te podrás imaginar, el tiempo. Uno se demora una fracción de segundo en mostrar los resultados; el otro, cerca de 30 segundos.

³⁴ En realidad no sé bien por qué no se usa una señal de alta frecuencia como la delta Dirac como estímulo. La nota dice que «como el filtro es lineal se puede usar el generador PRN para tiempos de ensayo muy rápidos». Me descoloca también el «tiempos muy rápidos»; supongo que lo que quiere decir es que los ensayos son rápidos y el tiempo de los mismos es corto.

4.3-a.6 Respuesta en frecuencia de una estructura

En realidad podemos pensar a cualquier estructura como un oscilador electrónico, de esta forma podemos medir su respuesta en frecuencia a diferentes estímulos. Por ejemplo, en la Figura 4-20a vemos el montaje para medir la respuesta de una estructura mecánica (plaqueta de circuito impreso, PCB), en donde a la entrada de un agitador (shaker) le conectamos el generador PRN, o una señal de barrido sinusoidal, o directamente impactamos sobre el PCB con un martillo, para hacer que la placa vibre. Para medir la fuerza de esta vibración usamos un sensor piezoelectrónico; y las frecuencias de las vibraciones las seguimos midiendo con un acelerómetro.

En la pantalla vamos a representar el cociente entre los canales B y A, es decir, la aceleración sobre la fuerza; esta magnitud se llama «aceleración mecánica», y al ver la pantalla del FFT nos damos con que es la misma para los tres casos (Figura 4-20b). Esto nos lleva a la conclusión de que: «la respuesta en frecuencia de un circuito lineal es una propiedad del circuito mismo, es independiente del estímulo usado». Usando otros acelerómetros podemos medir otras variables: masa efectiva (fuerza/acceleración), movilidad (velocidad/fuerza), impedancia (fuerza/velocidad), etc.

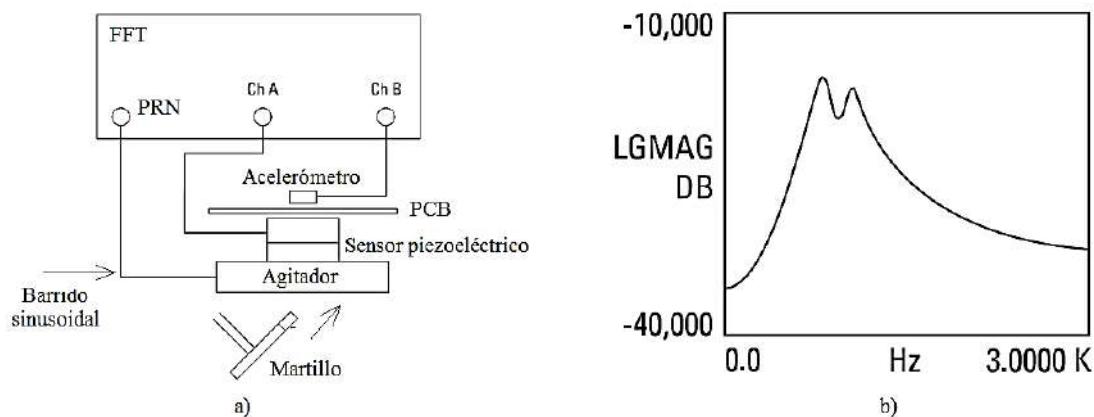


Figura 4-20: a) Montaje para medir la respuesta en frecuencia de una estructura mecánica, b) respuesta al impacto, c) respuesta al PRN, d) respuesta al barrido sinusoidal.

4.3-a.7 Coherencia

Hasta ahora pudimos aislar los circuitos de su contexto, es decir, la respuesta medida se debe únicamente al estímulo que le hemos dado. Sin embargo, hay situaciones en que no podemos hacer esto, por ejemplo no podemos aislar completamente la salida de una fuente conmutada de su frecuencia de conmutación, ni un motor de las perturbaciones de otros motores.

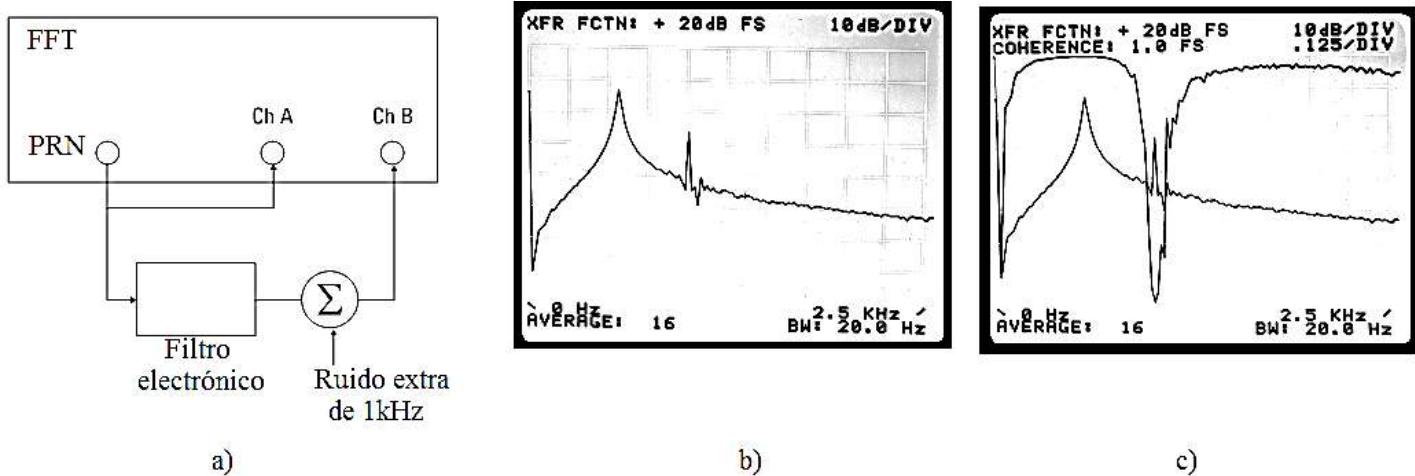


Figura 4-21: a) Montaje para simular una interferencia de 1kHz, b) respuesta en frecuencia de un filtro electrónico, c) misma representación superpuesta con la de la coherencia.

Para estos casos usamos una herramienta que tiene el analizador FFT que se llama «coherencia», la cual indica cuánta de la potencia en la respuesta es provocada por la potencia del estímulo. La coherencia es una línea que se despliega por la pantalla y su valor va desde 1 (que significa que en esa porción de frecuencia toda la respuesta es provocada por el estímulo) hasta 0 (nada de la respuesta se debe al estímulo). Esto lo podemos ver en la Figura 4-21, que es la respuesta en frecuencia de un filtro electrónico. Mediante la línea de coherencia podemos ver que se hace 0 en la porción que rodea a 1kHz , en donde la respuesta tiene una componente espectral. Podemos decir entonces, que esa componente no fue producida por el estímulo sino que es una perturbación. (Por supuesto, el estímulo debe conectarse en el canal A, para ser usado como referencia.)

4.3-b Mediciones en el dominio del tiempo

Un analizador FFT puede mostrar el registro de tiempo en la pantalla, de la misma forma que un osciloscopio. Si bien es útil para ver señales de baja frecuencia y de ocurrencia única, también podemos usar otra capacidad del analizador: la correlación.

4.3-b.1 Correlación

La correlación indica la similitud entre dos cantidades, que en nuestro caso serán señales. Para entenderlo comenzemos multiplicando los valores de las señales en cada intervalo de tiempo finito, y luego sumamos todos estos productos. Este número será grande si las señales son iguales, pues cada producto será positivo; y será menor (el número) si las señales son distintas, pues habrá productos negativos.

Consideremos ahora dos señales idénticas pero desplazadas en el tiempo, si el desfasaje fuera cero entonces la sumatoria de productos sería grande, si el desfasaje se hace grande, la sumatoria se haría pequeña.

4.3-b.2 Auto-correlación

Sigamos con el ejemplo de las dos señales idénticas desplazadas en el tiempo. Si ahora a la sumatoria de productos la dividimos por el número de los mismos, obtenemos el promedio. Obviamente que este promedio va a ser distinto para cada desfasaje, entonces, si en un eje x-y ponemos en el eje y el promedio y en el eje x los desfasajes obtenemos una curva, esta curva se llama «auto-correlación». Es un gráfico de similitud (o correlación) entre una señal y ella misma, como una función del desfasaje.

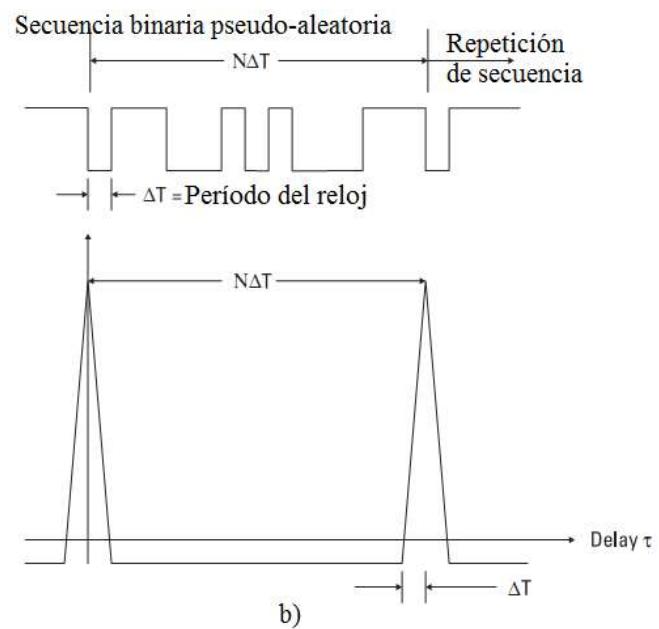
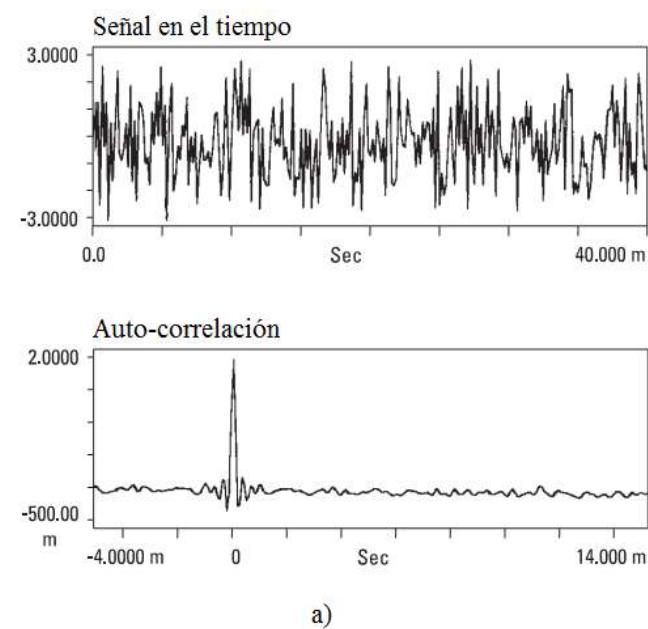


Figura 4-22: a) Auto-correlación del ruido aleatorio, b) auto-correlación del ruido pseudo-aleatorio.

Algunos ejemplos: la señal de ruido aleatorio no es igual a ella misma para ningún desfasaje, después de todo es aleatorio en todo el tiempo; la curva de auto-correlación tiene un pico, en 0, es decir cuando no hay desfasaje Figura

4-22a. En la Figura 4-22b vemos la auto-correlación del ruido pseudo-aleatorio de una secuencia de bits, esta señal sí se repite a sí misma en determinado período, la auto-correlación será máxima entonces cada vez que el desfasaje iguale ese período.

De lo anterior concluimos que: «*una señal periódica tiene una auto-correlación periódica, y con el mismo período*». Esto es útil cuando intentamos extraer una señal oculta en el ruido. Por ejemplo, si hacemos la auto-correlación del ruido aleatorio Figura 4-23a vemos que vale 0 para un desfasaje 0, pero a medida que el desfasaje crece la curva de auto-correlación describe la forma de la sinusode «oculta» en el ruido. Pues como vemos en la Figura 4-23b, la auto-correlación de una sinusode es también una sinusode, con la misma amplitud y período, pero con distinta fase. En realidad, es un coseno, pues la auto-correlación está «obligada» a tener su pico máximo en cero (al inicio), y esto es independiente de la fase de la señal original.

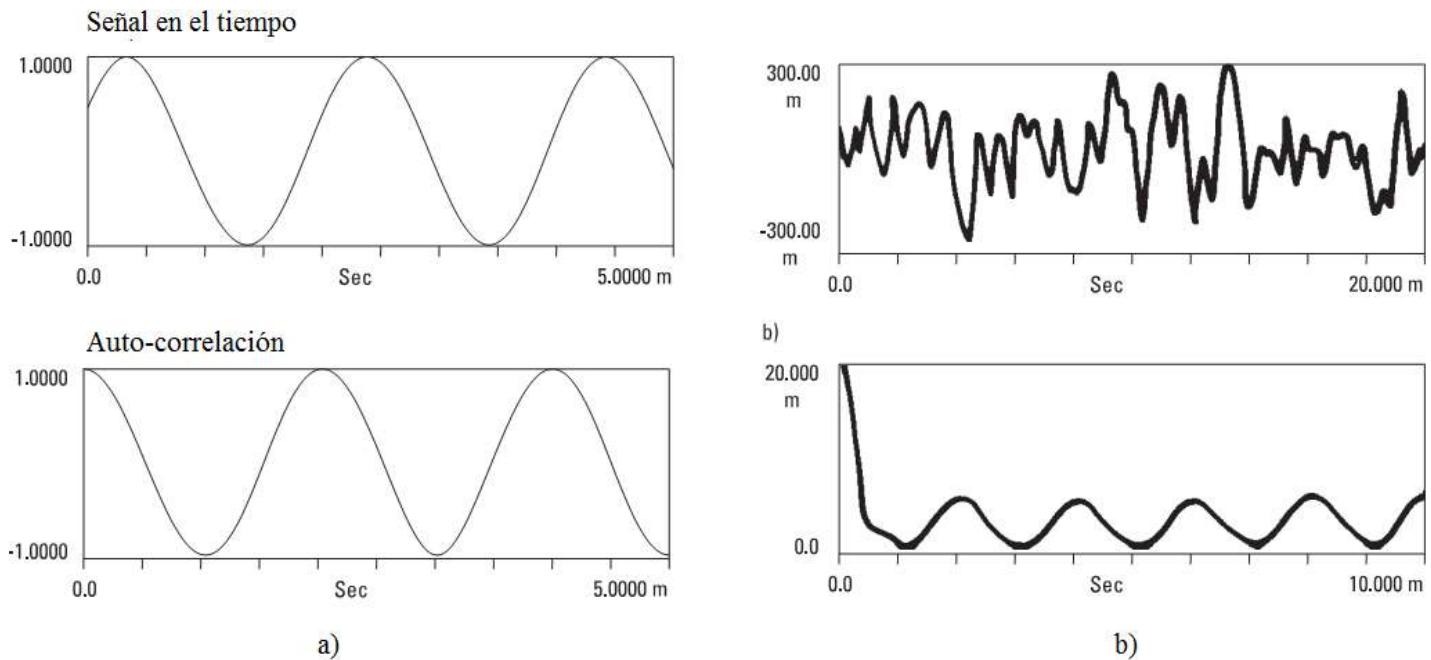


Figura 4-23: a) Auto-correlación de una sinusode enmascarada en ruido, b) auto-correlación de una sinusode.

La desventaja de la auto-correlación es que señal de entrada no se conserva, pues pasa de ser voltaje vs tiempo a ser promedio vs desfasaje. Ahora bien, ¿cuál es el espectro de la señal auto-correlación?, pues es el espectro original pero con cada magnitud elevada al cuadrado. Es decir, la información siempre estuvo contenida en el dominio de la frecuencia. Por lo general a las señales de tipo impulso, es decir de cambio abrupto, es mejor verlas haciendo la auto-correlación, y las señales que contengan varias componentes espectrales conviene verlas en el dominio de la frecuencia.

4.3-b.3 Correlación cruzada

Por último vemos la correlación cruzada, que no es más ni menos la correlación entre dos señales distintas. Si hay alguna señal enmascarada de alguna forma en las dos señales, se verá al hacer la correlación cruzada.

4.4 Preguntas de parciales y/o finales

Pregunta 4-1: La relación entre la frecuencia de sampling, F_s , y la frecuencia de folding, f_f , debe ser al menos:

1. $F_s > f_f/2$.
2. $F_s = 2 \cdot f_f$.
3. $F_s = f_f$.

4. $F_s = 3 \cdot f_f / 4$.
5. Ninguna.

En la Figura 4-7 se ve que la frecuencia de muestreo, F_s , debe ser mayor a dos veces la frecuencia de folding, F_f , que en la figura sale como frecuencia de transición, f_T .

Pregunta 4-2: La coherencia es una relación entre:

1. Amplitud y frecuencia de cada componente.
2. Frecuencia y correlación de cada componente.
3. Amplitud pico de cada componente.
4. Señales presentes en ambos canales del instrumento.
5. Ninguna.

La coherencia relaciona las potencias de entrada y de salida de un sistema.

Pregunta 4-3: ¿Qué ventana se usa para medir las emisiones radiadas por un equipo?

1. Hanning.
2. Flat top.
3. Plana.
4. No es necesario el uso de ventanas.

Una recopilación que hice para no estar repitiendo preguntas de este tipo, basándome en los parciales/finales que vi que Zozaya corrige bien, es:

- Ventana flat-top: potencia radiada de un equipo, mediciones de intermodulación (IMD SMPTE o CCIF), pulsos de un radar.
- Ventana uniforme (auto-ventana, o sin ventana): análisis que tienen como señal de ensayo una PRN, transitorios.
- Ventana Hanning: para mediciones con la menor fuga espectral posible, ruido aleatorio.
- Ventana exponencial: pulso amortiguado en el tiempo.

Nota: las opciones 3 y 4 son las mismas, y si están ambas opciones y son correctas hay que marcar ambas.

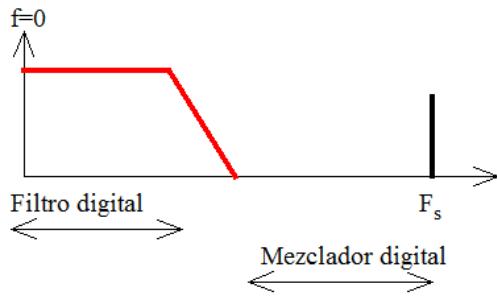
Pregunta 4-4: ¿Qué información tiene el último bien?

1. Amplitud y frecuencia de $F_f / 2$.
2. Amplitud y fase de F_f .
3. Amplitud y frecuencia de $F_s / 2$.
4. Amplitud y fase de $F_s / 2$.
5. Ninguna.

Pregunta 4-5: ¿Qué se usa para mejorar la RBW y apreciar mejor una señal con $f_{min} \neq 0$?

1. Un cambio en la frecuencia de muestreo, F_s .
2. Un mezclador analógico.
3. Un mezclador digital.
4. Un filtro digital (mejora RBW sin variar F_s).
5. Un filtro anti-aliasing.

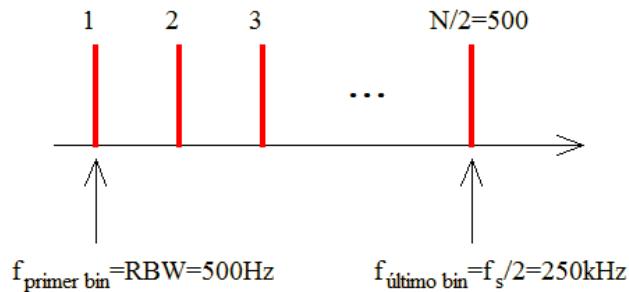
Mejorar el RBW significa hacer más chico el ancho de banda en rojo mostrado en la figura. Esto lo podemos hacer con un filtro digital, que achica el BW modificando F_s pero no f_{min} , que es 0. El mezclador digital traslada frecuencias, es decir, achica el BW modificando la f_{min} , que ya no será 0, y no modifica F_s .



Pregunta 4-6: ¿Qué información contiene cada bin después de procesar las muestras del TR?

1. Amplitud y frecuencia de cada componente.
2. Frecuencia y correlación de cada componente.
3. Amplitud pico de cada componente.
4. Amplitud y fase de cada frecuencia.
5. Ninguna.

Pregunta 4-7: Si $f_f=200\text{kHz}$, $f_s=2,5 \cdot f_f$ y $TR=1000$, hallar RBW.



$$\text{RBW} = \frac{f_{\text{ultimo bin}}}{\text{Nro de bines}} = \frac{250\text{k}}{500} = \boxed{500\text{Hz} = \text{RBW}}$$

$$\bullet f_{\text{ultimo bin}} = \frac{f_s}{2} = \frac{500\text{k}}{2} = 250\text{kHz}$$

$$\bullet f_s = 2,5 \cdot f_f = 2,5 \cdot 200\text{k} = 500\text{kHz}$$

$$\bullet \text{Nro de bines} = \frac{\text{TR}}{2} = \frac{1000}{2} = 500$$

Capítulo 5: Reflectometría en el dominio del tiempo

5.1 Introducción

En este capítulo vemos la técnica conocida como reflectometría en el dominio del tiempo (*TDR, time domain reflectometry*). Esta técnica nos permite saber algunos parámetros de una línea de transmisión (LT), como por ejemplo su longitud o qué tipo de carga hay conectada en el otro extremo; también permite identificar fallas y a qué distancias se encuentran.

La técnica consiste en introducir por un extremo una señal cuadrada (o un pulso) de muy corto tiempo de subida y visualizar en un osciloscopio la onda que incide en la LT y la que «rebota» en el otro extremo y vuelve. En rigor, si queremos saber cuál es el comportamiento de la onda dentro de la línea tenemos que usar las ecuaciones de Maxwell, y con ello sabremos el valor del campo eléctrico, del magnético, de la tensión y de la corriente en cada tramo de la línea de transmisión (teoría de las líneas de transmisión). Pero si hacemos eso el tedio nos gana antes de arrancar nada. Además, la técnica TDR es intuitiva y no hace falta que tengamos muchos conocimientos en mediciones de alta frecuencia.

5.1-a Propagación en una línea de transmisión

Hagamos un repaso de Medios de enlace. Una LT puede ser considerada como un conjunto de tramos de longitud Δx , cada uno de estos tramos tiene una estructura como la de la Figura 5-1a, donde R , L , C y G son la resistencia, inductancia, capacidad y conductancia por unidad de longitud, respectivamente.

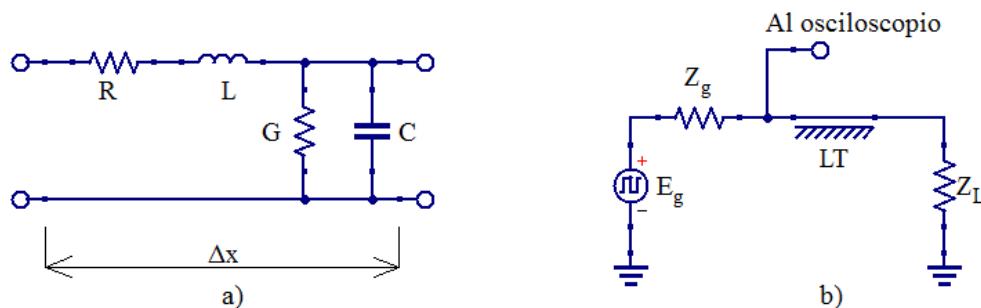


Figura 5-1: a) Tramo de longitud Δx de una LT, y b) conexión para la medición de TDR.

Si la LT tiene longitud infinita entonces la impedancia de entrada, Z_{in} , de esta estructura es:

$$Z_{in} = Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

Donde Z_0 se llama **impedancia característica de la línea**. En la Figura 5-1b se muestra el montaje para la medición en TDR. Si introducimos por un extremo de la LT una señal, ésta demorará un tiempo TD en ir de un extremo de la línea al otro hasta llegar a la carga. En el trayecto, la amplitud y la fase de la señal se ven afectadas

por la constante de atenuación α [neper/metro] y por la constante de fase β [radianes/metro], respectivamente. Estas dos constantes están definidas dentro de otra llamada constante de propagación γ .

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)}$$

La velocidad que lleva la onda dentro de la LT se llama velocidad de propagación, v_p , y es igual a:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta}$$

La constante γ se usa para definir la tensión y corriente en cualquier punto x dentro de la LT mediante las siguientes ecuaciones:

$$E_x = E_{\text{incidente}} \cdot e^{-\gamma x} \quad I_x = I_{\text{incidente}} \cdot e^{-\gamma x}$$

Si la longitud de la LT es infinita y $Z_L = Z_o$ en la Figura 5-1b, entonces estas ecuaciones quedan satisfechas.

5.1-a.1 Desadaptación de LT

Si $Z_L \neq Z_o$ entonces las ecuaciones no se satisfacen, a menos que consideremos una segunda señal originada en la carga que se propaga hacia atrás, desde la carga hacia el generador. Esta onda lleva energía que no se disipa en la carga, por lo tanto podemos decir que la señal «rebota» o se refleja al llegar a Z_L produciendo una onda reflejada. El sistema queda definido por el coeficiente de reflexión, ρ , y se relaciona con Z_L y Z_o así:

$$\rho = \frac{E_{\text{reflejada}}}{E_{\text{incidente}}} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (\text{ec. 5-1})$$

El coeficiente de reflexión, ρ , puede ser real o complejo; depende de la naturaleza de Z_L y Z_o . La magnitud de la onda en cada punto de la LT es la suma vectorial de las ondas reflejada e incidente, pero alcanza su valor máximo cuando los módulos se suman y su valor mínimo cuando se restan. La relación entre este máximo y este mínimo se llama relación de onda estacionaria, R.O.E., (o SWR, *Standing wave ratio*), y se relaciona con ρ mediante:

$$\text{ROE} = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \frac{|E_i| + |E_r|}{|E_i| - |E_r|} = \frac{1 + \frac{|E_r|}{|E_i|}}{1 - \frac{|E_r|}{|E_i|}} = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}$$

Atento que es el módulo de ρ , por lo que ROE es un número real, que va desde 1 hasta ∞ .

5.1-a.2 Localización de las desadaptaciones

Como dijimos, la técnica de TDR nos permite saber qué distancia hay entre la desadaptación y el generador, D . Sabiendo la velocidad de propagación, v_p , y el tiempo que le toma a la onda en ir y volver, TD (que es el mismo tiempo de separación en el osciloscopio), la distancia D es:

$$D = v_p \cdot \frac{TD}{2} \quad (\text{ec. 5-2})$$

5.2 Diferentes cargas en una línea de transmisión

Antes de ver los tipos de cargas, definamos los valores que veremos en el osciloscopio. La Figura 5-2a muestra la parte de la señal que nos interesa. Si $Z_g = Z_o$ entonces $E_i = E_g/2$. Tomamos a E_i como la onda incidente, y el flanco ascendente se produce en el instante en que la onda está entrando a la LT, en el extremo izquierdo de la LT de la

Figura 5-1b. Pasado un tiempo la onda va hacia la carga y, si $Z_L \neq Z_0$, se refleja y vuelve hacia el generador, y cuando llegue al punto donde colocamos la punta del osciloscopio, se visualizará en el mismo como en la Figura 5-2a. Este tiempo medido TD , es el tiempo que le tomó a la onda ir y volver por la LT, así que recorrió un camino igual a $2 \cdot D$.

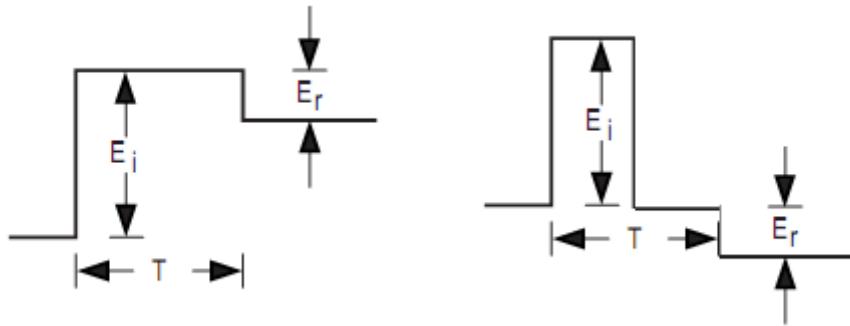


Figura 5-2: Visualización de la señal medida en un osciloscopio usando la técnica TDR.

Vamos a convenir que E_r para arriba es positivo ($E_r = +k_1 \cdot E_i$) y para abajo E_r es negativo ($E_r = -k_1 \cdot E_i$); en la figura tiene un valor negativo. Esto es así porque E_r se suma o se resta (es decir, se monta) a E_i , puesto que E_i pasado el tiempo TD todavía permanece en alto. Si el generador produce no un escalón, sino un pulso de duración menor a TD , entonces cuando E_r regresa se monta sobre el cero; y el osciloscopio muestra una señal como la de la Figura 5-2b.

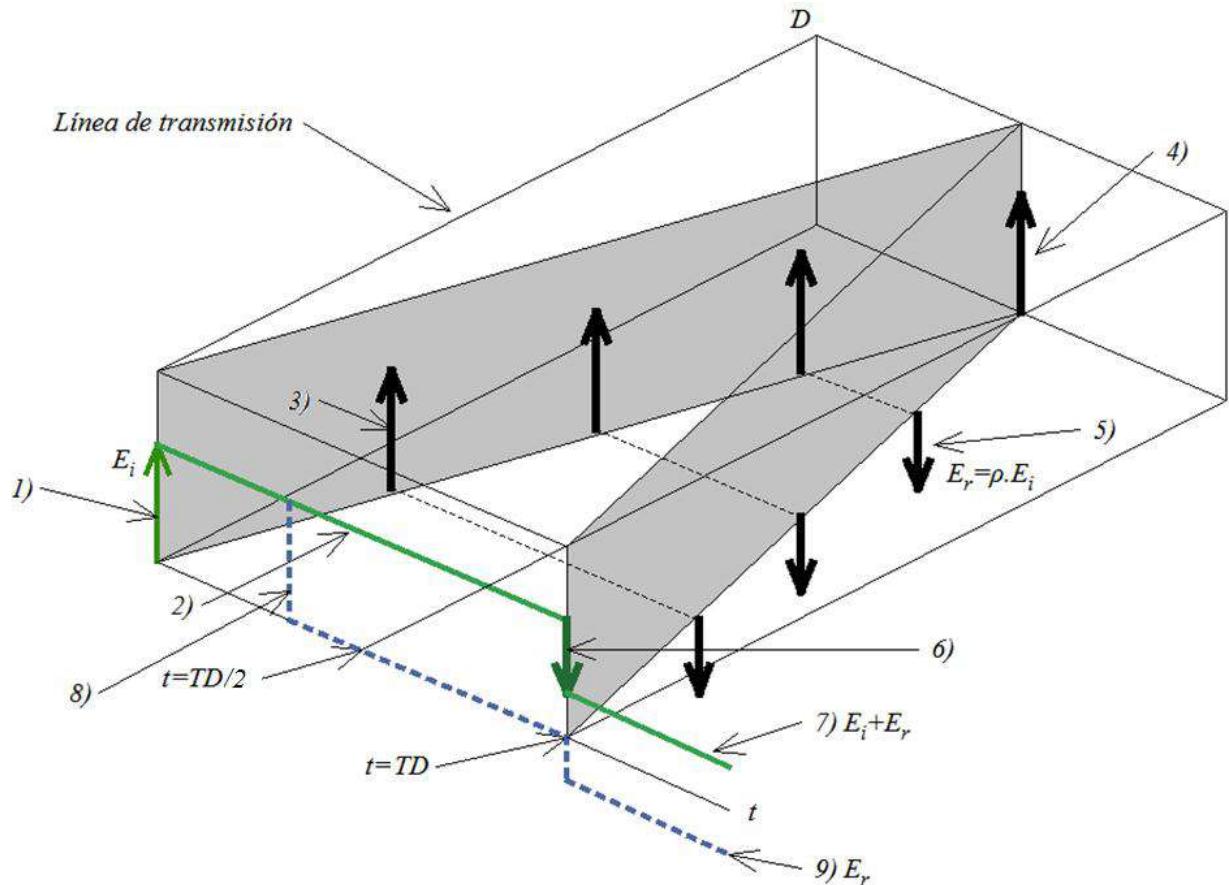


Figura 5-3: Esquema que muestra el comportamiento de las ondas incidente y reflejada en los extremos de una LT.

Los siguientes pasos (representados en la Figura 5-3) enumeran con mejor detalle el comportamiento de antes.

- 1) Este es el extremo del generador, acá tenemos la onda incidente, E_i , en verde, acá está también conectado el osciloscopio.
- 2) La onda representada aquí es el valor de E_i en el extremo en función del tiempo, es el escalón unitario.
- 3) Apenas entra por el extremo inicial de la LT, y si ésta no presenta pérdidas, E_i viaja a través de ella con amplitud constante.
- 4) En $t=TD$, E_i recorrió una distancia D y llegó al extremo final de la LT, en donde se «encontró» con la carga, y si ésta no está adaptada, se producirá una onda reflejada (mientras tanto en el otro extremo, el del generador, el osciloscopio acusará una amplitud E_i , pues todavía no «tiene noticias» de lo que sucede en el otro extremo).
- 5) La onda reflejada, $E_r = \rho \cdot E_i$, vuelve al generador y recorre el camino de vuelta (en la figura $\rho < 0$, por eso E_r apunta para abajo).
- 6) Cuando pasa un tiempo $t=2 \cdot TD$, E_r llega al extremo del generador, y se suma con la onda presente en ese momento, que es E_i , pues el generador nunca ha dejado de tirar ese valor.
- 7) La onda resultante es acusada por el osciloscopio (en la figura, como $\rho < 0$, la amplitud de E_r se resta a la de E_i , por eso $E_r + E_i < E_i$).
- 8) Si nuestro generador tira no un escalón sino un pulso que dura un tiempo menor a $2 \cdot D$, entonces el osciloscopio acusa la línea punteada en azul.
- 9) Cuando E_r llega al extremo inicial (el del generador) se suma a la onda presente en ese momento, que es E_i , por eso la onda resultante es E_r solamente, que en este caso, como $\rho < 0$, tiene un valor negativo.

5.2-a Con carga real, circuito abierto o corto circuito

Vemos ahora los casos cuando la carga es real, ya sea con un valor del orden de Z_o , muy grande (prácticamente un circuito abierto), o muy chico (prácticamente un corcho circuito). Además, para simplificar los cálculos en esta materia, vamos a considerar que Z_o es real, como en la mayoría de los cables comerciales de buena calidad. Los valores típicos usados en el laboratorio son 50, 75 y 100Ω .

De la (ec. 5-1) despejamos E_r y damos a Z_L cuatro valores (∞ , 0, $2Z_o$ y $Z_o/2$) para ver cómo se nos modifica el gráfico de la Figura 5-2a.

$$E_r = E_i \cdot \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}$$

$$E_{r1} = E_r \Big|_{Z_L \rightarrow \infty} = E_i \cdot \frac{\infty - Z_o}{\infty + Z_o} \approx +E_i \quad E_{r2} = E_r \Big|_{Z_L = 0} = E_i \cdot \frac{0 - Z_o}{0 + Z_o} = -E_i$$

$$E_{r3} = E_r \Big|_{Z_L = 2Z_o} = E_i \cdot \frac{2Z_o - Z_o}{2Z_o + Z_o} = +\frac{1}{3}E_i \quad E_{r4} = E_r \Big|_{Z_L = Z_o/2} = E_i \cdot \frac{Z_o/2 - Z_o}{Z_o/2 + Z_o} = -\frac{1}{3}E_i$$

Entonces, con esto, la Figura 5-2a queda:

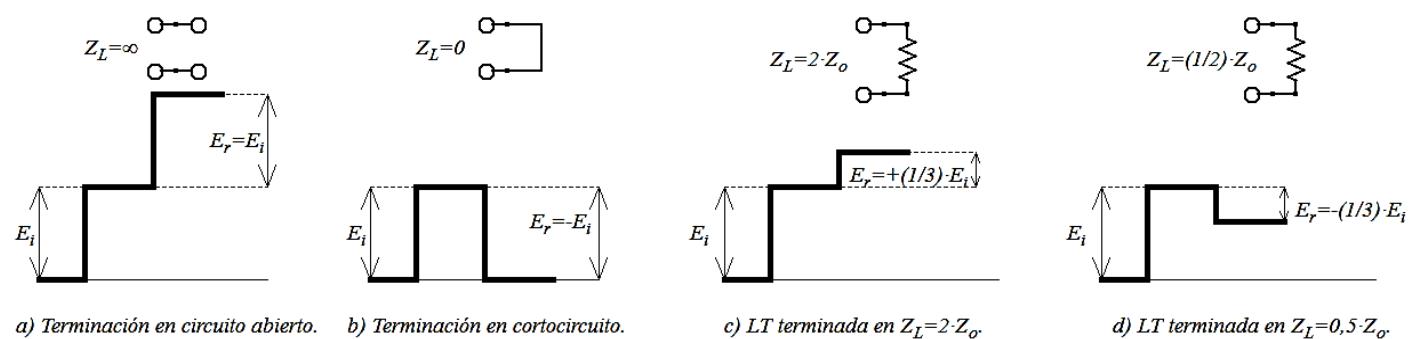


Figura 5-4: Señal del osciloscopio para distintos valores de Z_L cuando esta es real.

5.2-a.1 Atenuación en una línea de transmisión

En Medios de enlace, vimos que la magnitud del campo eléctrico (eje x) de una onda que se propaga en el eje z en un medio con pérdidas es:

$$E_x(z; t) = E_i \cdot e^{-\alpha z} \cdot \cos(\omega t - \beta z) + E_r \cdot e^{+\alpha z} \cdot \cos(\omega t + \beta z) \quad (\text{ec. 5-3})$$

Donde para un tiempo en particular t , la magnitud E_x se va atenuando como una exponencial decreciente a medida que z aumenta; pero en TDR vamos a usar otra medida de atenuación. Supongamos que la carga es un circuito abierto, entonces al medir el osciloscopio debería mostrar la onda de la Figura 5-4a, pero en lugar de eso aparece la de la Figura 5-4c. Esto significa que la LT presenta atenuación, pues E_r debió haber sido igual a $+E_i$, y sin embargo tenemos que vale $+E_i/3$. Definimos como atenuación de la línea, α , a la relación en dB de las ondas reflejada e incidente, dividido 2.

$$\alpha [\text{dB}] = \frac{20 \cdot \log(E_r/E_i)}{2} = 10 \cdot \log(E_r/E_i)$$

Este α no es el mismo α de la (ec. 5-3). Este α se mide en dB, y el otro se mide en [neper/m]. El 2 en el denominador es porque el E_r medido ha sufrido una atenuación producto de haber recorrido la LT de ida y de vuelta. Si midiéramos cuánto vale E_r en la carga, veríamos un valor distinto un poco más grande que el E_r medido en el extremo izquierdo, pues la onda se vio atenuada sólo por haber recorrido el camino de ida. O sea, éste α es la atenuación que sufre una onda si recorre la LT de un extremo a otro.

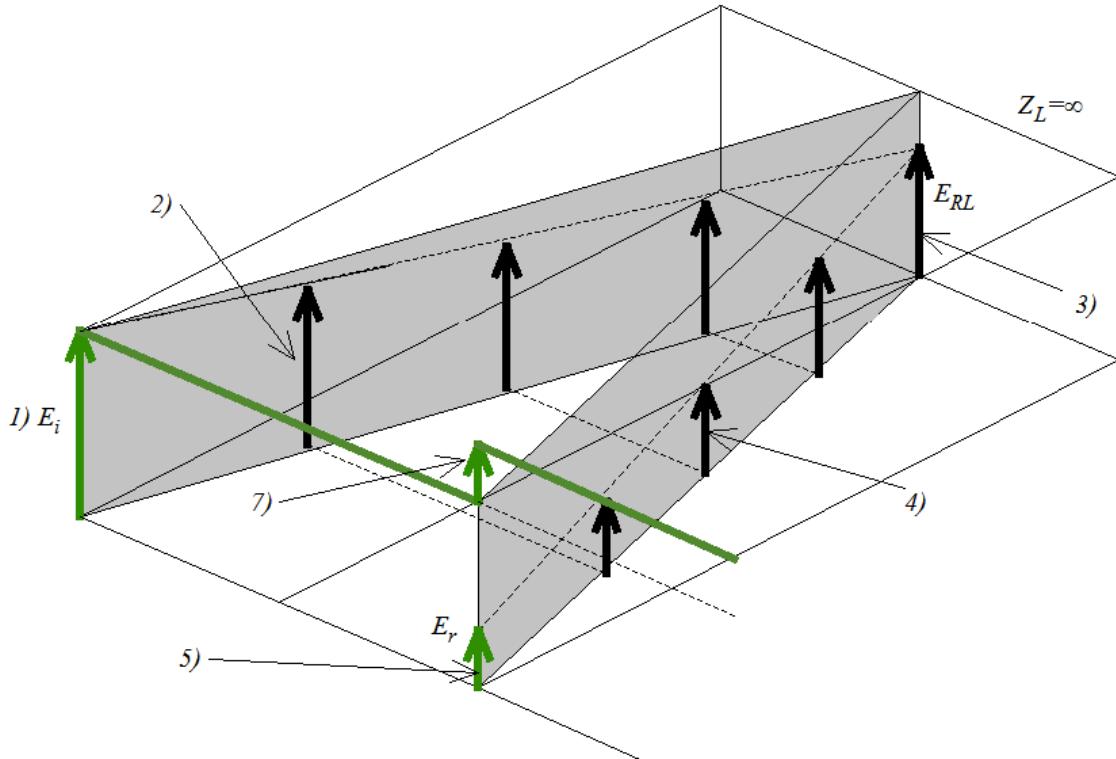


Figura 5-5: Onda incidente que rebota en una carga infinita a través de una LT que presenta pérdidas.

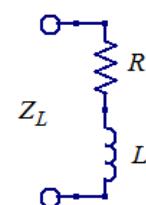
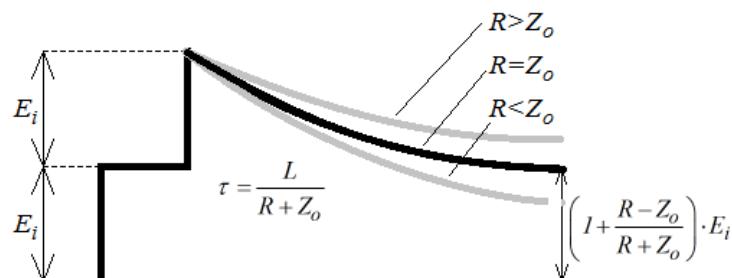
Esto lo podemos ver en la Figura 5-5:

- 1) La onda incidente entra por el extremo de la LT con un valor de E_i .
- 2) Pasado un tiempo $t < TD/2$, E_r se atenúa un cierto valor por estar ya recorriendo la LT.
- 3) En $t = TD/2$, la onda incidente llega a la carga con un valor E_{RL} , que es la que provocó $\alpha/2$, y tiene que reflejarse toda (pues Z_L es circuito abierto).

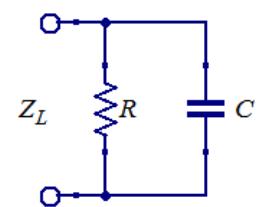
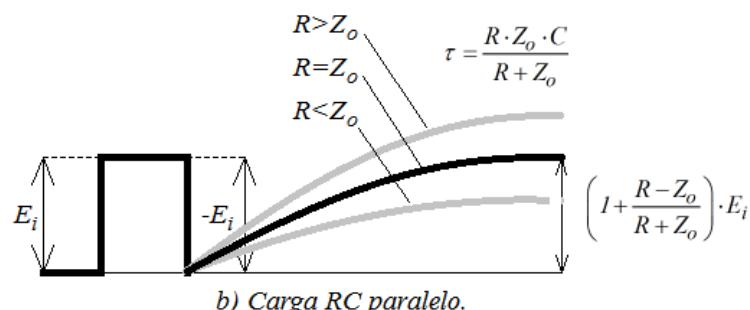
- 4) Pasado un tiempo $t < TD$, la onda se atenúa de su valor E_{RL} por estar recorriendo de nuevo la LT.
- 5) En $t = TD$ la onda llega al generador y se atenuó el mismo valor que se atenuó para llegar desde E_i hasta E_{RL} , y el resultado es E_r , una onda que se atenuó un valor α .
- 6) Es el número 6, aunque en el gráfico dice 7). Esta onda E_r se monta sobre E_i y produce la salida mostrada en verde.

5.2-b Con carga compleja

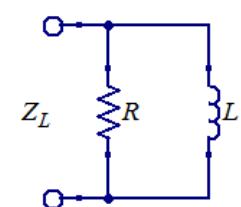
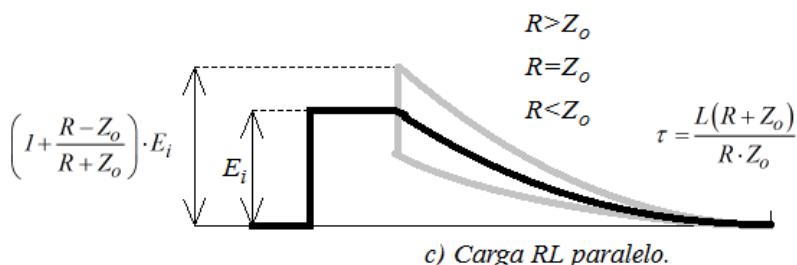
Podemos hacer lo mismo que hicimos con el caso de Z_L real, pero necesitaríamos usar la transformada de Laplace para poder operar, y anti-trasformar para obtener la E_r en función del tiempo. Es más fácil hacer lo siguiente. Hacemos el análisis para $t=0$ y para $t=\infty$, y suponemos cualquier transición entre estos dos valores es una exponencial (ya sea decreciente o creciente). El eje de las abscisas de esta función, $E_r=f(t)$, está corrido: $t=0$ cuando ha pasado un tiempo TD .



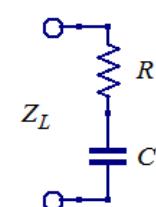
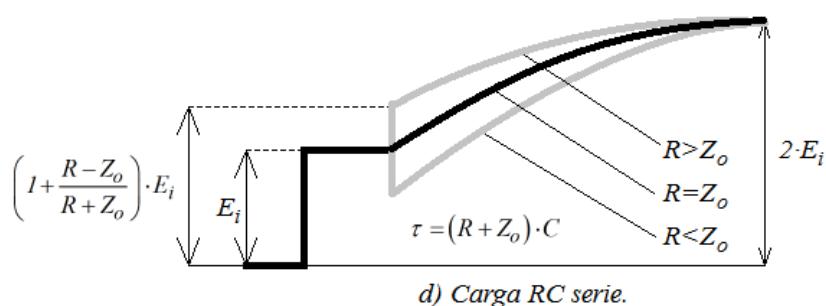
a) Carga RL serie.



b) Carga RC paralelo.



c) Carga RL paralelo.



d) Carga RC serie.

Figura 5-6: a) Señal obtenida en el osciloscopio para las distintas combinaciones de RC y de RL , en serie y en paralelo.

Supongamos que Z_L es un RL serie, entonces $Z_L=R+j\omega L$.

- Para $t=0$ (o sea, tiempo absoluto igual a TD), el osciloscopio va a «ver» el primer valor de la onda que rebotó en Z_L , que hasta ese momento se comportó como un circuito abierto (pues un inductor no acepta cambios bruscos de corrientes); así que en $t=0$, $E_r=+E_i$. El valor absoluto (referido al 0 del generador) es $+2 \cdot E_i$.
- Para $t=\infty$, el osciloscopio ve la onda que se refleja en una carga $Z_L=R$, pues si se le aplica una continua a una bobina, ésta tiende a comportarse como un cortocircuito conforme pase el tiempo; así que en $t=\infty$, $E_r=E_i \cdot (R-Z_o)/(R+Z_o)$, y el valor absoluto es $E_i \cdot [1+(R-Z_o)/(R+Z_o)]$.

La señal obtenida en el osciloscopio será como la de la Figura 5-6a. La constante de tiempo de esta exponencial es $\tau=L/(R+Z_o)$.

Podemos ir más allá y ver cómo será la señal en el osciloscopio en tomando como parámetro a R , valuándolo como R mayor, igual y menor que Z_o ; y así obtenemos la familia de curvas. Hacemos lo mismo con las demás configuraciones básicas: RL paralelo, RC serie y RC paralelo. Aplicamos el mismo procedimiento y obtenemos las Figura 5-6b, c y d.

Notemos que E_r siempre crece o decrece a un ritmo exponencial a partir de $t=0$, por ello, si analizamos la curva entre $t=0$ y $t=\tau$, podemos darnos cuenta de qué tipo y cuánto vale la parte imaginaria de la carga, jX . Por otro lado, si nos fijamos, la parte real de la carga, R , influye en el valor inicial ($t=0$) de la curva en algunos casos y en el valor final ($t>5\tau$) en otros. Es decir, la parte imaginaria de la carga se hace notoria entre $t=0$ y $t=\tau$, mientras que la parte real de la carga se hace notoria en ese mismo intervalo o en $t>5\tau$, dependiendo de la configuración de la carga.

5.3 Reflexiones múltiples

La técnica de TDR permite también ubicar fallas en una LT, esto sucede, por ejemplo, cuando una LT en un punto interno de la misma cambia su impedancia característica de Z_o a Z_o' . Esto puede representarse agregando al esquema original, entre el extremo final de la LT y la carga, otra LT con impedancia característica Z_o' . Tal como vemos en la Figura 5-7a. TD es el tiempo que le toma a una onda ir de un extremo a otro y volver en la LT'. Así que la onda tarda un tiempo $(TD+TD')/2$ en ir desde el generador a la carga, y otro tiempo igual para volver, dando un total de $TD+TD'$.

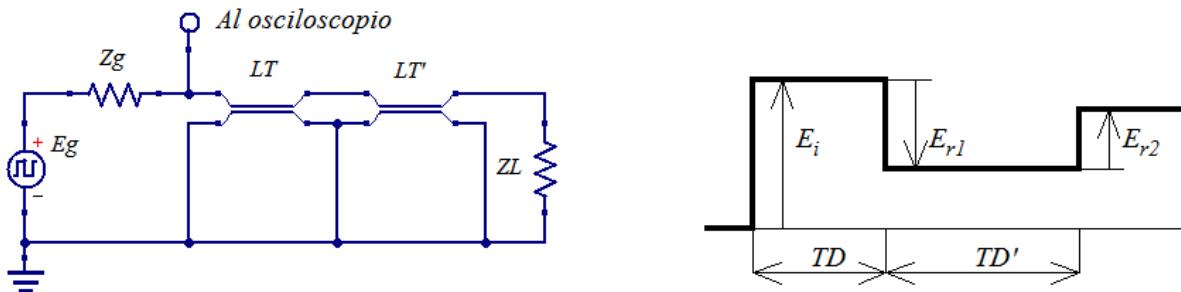


Figura 5-7: a) Esquema para medición de TDR en una línea que presenta una falla a una distancia D , b) su visualización en el osciloscopio.

Para hallar E_{r1} y E_{r2} podemos analizar los eventos de forma separada. La Figura 5-8 ayuda a comprender qué pasa dentro de la LT, para ello usamos un ejemplo numérico con los siguientes valores: $E_i=1V$, $Z_o=50\Omega$, $Z_o'=16,67\Omega$ y $Z_L=33,33\Omega$.

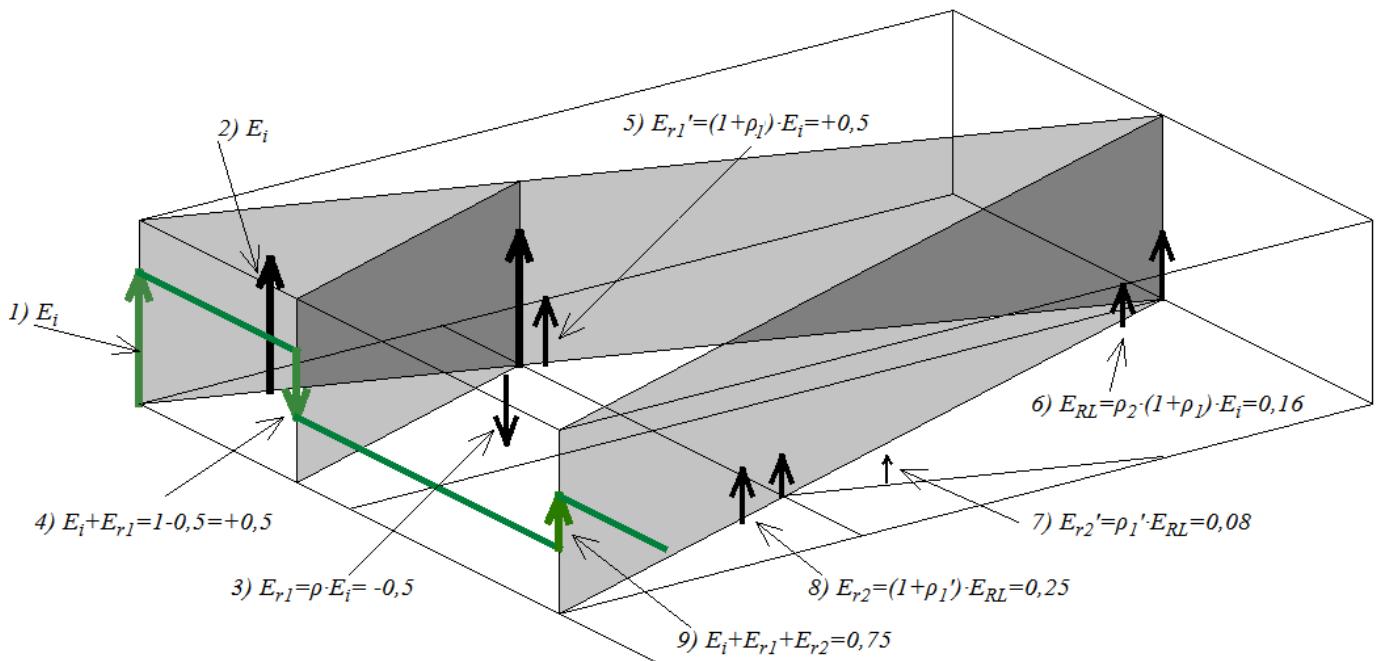


Figura 5-8: a) Esquema para medición de TDR en una línea que presenta reflexiones múltiples.

- 1) La onda incidente entra por el primer extremo en el tiempo $t=0$, con valor $E_i=1V$.
- 2) Esta onda entra a la LT y sigue su trayecto.
- 3) Esta onda se topa con LT' en el tiempo $t=TD/2$. Podemos usar a Z_o' como carga de LT. En este punto el valor de la onda incidente es

$$E_{r1} = \rho_1 \cdot E_i = \frac{Z_o' - Z_o}{Z_o' + Z_o} \cdot E_i = \frac{16,67 - 50}{16,67 + 50} \cdot 1 = -0,5V$$

- 4) Esta onda regresa al generador y en $t=TD$ se suma con E_i ; el osciloscopio acusa este valor y muestra

$$E_i + E_{r1} = 1 + (-0,5) = 0,5V$$

- 5) Volvamos al tiempo $t=TD/2$, en el punto entre LT y LT', la onda que entra a LT' no es simplemente E_{r1} sino

$$E_{r1}' = (1 + \rho_1) \cdot E_i = [1 + (-0,5)] \cdot 1 = 0,5V$$

- 6) Esta onda viaja a través de LT' y al cabo de $t=(TD+TD')/2$ se encuentra con Z_L , y produce una onda reflejada E_{RL} igual a

$$E_{RL} = \rho_2 \cdot (1 + \rho_1) \cdot E_i = \frac{Z_L - Z_o'}{Z_L + Z_o'} \cdot (1 + \rho_1) \cdot E_i = \frac{33,33 - 16,67}{33,33 + 16,67} \cdot [1 + (-0,5)] \cdot 1 = 0,16V$$

Esta onda no es E_{r2} , puesto que se produce en la carga, la cual está lejos de la punta del osciloscopio. Esta onda E_{RL} viaja de vuelta a través de LT'.

- 7) Al cabo de un tiempo $t=(TD+TD')/2+TD'$ esta onda se topa con LT la cual tiene una Z_o . Así que se produce una nueva onda re-reflejada que será igual a

$$E_{r2}' = \rho_1 \cdot E_{RL} = -\rho_1 \cdot E_{RL} = -(-0,5) \cdot 0,16 = 0,08V$$

Esta onda regresa a la carga y se refleja nuevamente con Z_L y así sucesivamente hasta que se desvanece; pero en este análisis no nos interesa.

- 8) La onda E_{r2}' no es la que atraviesa LT rumbo al generador, sino

$$E_{r2} = E_{RL} + E_{r2}' = (1 + \rho_1') E_{RL} = (1 + 0,5) \cdot 0,16 \approx 0,25V$$

Sucede lo mismo que en el tiempo $t=TD/2$. Haciendo los reemplazos correspondientes y viendo que $\rho_1' = -\rho_1$ (pues las impedancias están cambiadas de orden ahora) tenemos que

$$E_{r2} = (1 + \rho_1') E_{RL} = (1 - \rho_1) \cdot \rho_2 \cdot [(1 + \rho_1) E_i] = [\rho_2 (1 - \rho_1^2)] \cdot E_i$$

- 9) Cuando E_{r2} llega al extremo inicial de LT, en el tiempo $t=TD+TD'$, se suma a la onda presente en ese momento, que es E_i+E_{r1} , así tenemos que el osciloscopio acusará un valor

$$E_i + E_{r1} + E_{r2} = 1 - 0,5 + 0,25 = 0,75V$$

5.4 Resolución espacial de un reflectómetro

La técnica de TDR se realiza usando un generador, un osciloscopio y un conector T para poder introducir la punta del osciloscopio en la LT. Pero todo esto ya viene integrado en un dispositivo llamado reflectómetro. En este artefacto, entre muchas otras características, hay una que se llama resolución espacial, que es la distancia mínima (medida en unidad de longitud) en que se deben encontrar dos anomalías (imperfecciones, cargas no deseadas, rupturas de la LT, etc.) para que el reflectómetro pueda dar cuenta de ellas. Si la resolución espacial es de $50cm$ y hay dos anomalías separadas entre sí por $30cm$ entonces la pantalla del reflectómetro no las podrá distinguir bien, acusará una, o a lo sumo ambas pero tan pegadas entre sí que no podremos distinguir en qué tiempo empieza cada una.

¿Por qué hacemos énfasis sobre esto en la última parte de esta unidad? Ni idea, a Zozaya se le ocurrió dar este tema. ¿Cómo podemos hacer para definir la resolución espacial de nuestro montaje que realizamos en el laboratorio para medir mediante TDR? Eso sí te lo puedo contestar. Ya dijimos que nuestro montaje tendrá un generador, un osciloscopio y un conector T. Todos estos elementos tienen un tiempo de subida finito, no son ideales. Siendo $t_{r,OAD}$ el tiempo de subida del AOD; $t_{r,g}$ el tiempo de subida del generador; y $t_{r,sys}$ el tiempo de subida del conector T y todo el cableado del montaje; la relación que guardan estos tiempos con el tiempo de respuesta total de nuestro montaje, $t_{r,T}$, es:

$$t_{r,T} = \sqrt{t_{r,OAD}^2 + t_{r,g}^2 + t_{r,sys}^2} \quad (\text{ec. 5-4})$$

Este tiempo es la mínima distancia temporal que debe demorarse la onda para ir de una anomalía a otra para que se puedan visualizar ambas en el osciloscopio. Si una onda recorre una LT en donde hay dos anomalías y tarda un tiempo $TD/2$ en ir de una a otra, entonces el $TD/2$ debe ser, mínimo, igual a $t_{r,T}/2$. Supongamos como ejemplo que la resolución temporal de nuestro montaje es $t_{r,T}=10ms$, entonces las anomalías tienen que estar separadas como mínimo un tiempo $TD/2=5ms$; porque si $TD/2=4ms$, la onda tarda en ir y volver $TD=8ms$, un tiempo menor a la respuesta del montaje ($10ms$) y el osciloscopio no puede resolver.

Ahora bien, sabiendo cuál es $t_{r,T}$ procedemos a sacar la distancia que corresponde a este $t_{r,T}$, que es la resolución espacial, x_{min} . Para esto usamos la (ec. 5-2).

$$D = x_{min} = v_p \cdot \frac{TD}{2} = v_p \cdot \frac{t_{r,T}}{2}$$

En Medios de enlace vimos que la velocidad de propagación en un medio es:

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_r\mu_0\epsilon_r\epsilon_0}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r\epsilon_r}}$$

Donde ϵ y μ son las constantes dieléctrica y de permeabilidad magnética de un medio continuo. En una LT con el aire como dieléctrico tenemos $\mu_r=1$, si reemplazamos esto en la ecuación anterior v_p y después la v_p resultante en de más arriba para hallar x_{min} , nos queda

$$x_{min} = \frac{c \cdot t_{r,T}}{2\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{ec. 5-5})$$

Que es la ecuación que da Zozaya en clases. No sé para qué demonios mete la velocidad de la luz y la constante ϵ en la ecuación, basta con decir que tenemos que tener en cuenta la velocidad de propagación v_p en la LT y así simplificar la expresión. En ninguna parte de la materia usamos ϵ_r .

5.5 Errores en la medición

Este tema no está en los apuntes ni se da en clases, pero sí sale en las exámenes. Lo que hago son simulaciones en donde varío algunos de los elementos de un montaje de reflectometría y me fijo en qué parámetro repercute. Eso es todo, mis conclusiones salen de estas simulaciones, no de prácticas de laboratorio. El montaje en el que me baso es el de la Figura 5-9, donde pongo dos circuitos iguales y al segundo le voy a ir cambiando los elementos.

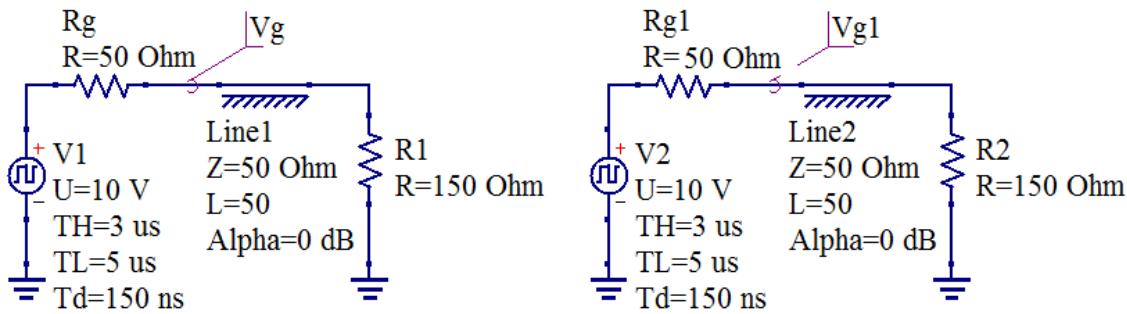


Figura 5-9: Montaje usado como base para analizar los errores.

5.5-a.1 Impedancia del generador desconocida

Al decir que Z_g es desconocida, me estoy refiriendo a que conozco todos los otros parámetros con certeza (atenuación, longitud y carga) y el valor de Z_g difiere del que pensaba; lo mismo sucede cuando digo después «longitud desconocida», «carga desconocida», «atenuación desconocida» y «velocidad de propagación desconocida». Si la impedancia del generador, Z_g , no es igual a la impedancia de la línea, Z_o , entonces en ese punto se va a producir reflexión. Y como el tramo que separa Z_g de Z_o no es una LT sino un conductor corriente, el osciloscopio no va a poder darse cuenta de este cambio; para el OAD la tensión va a pasar de 0V al valor de la onda transmitida. Así que lo que nosotros creemos que se trata de E_i en realidad es la onda transmitida, E_t , que atravesó la desadaptación $Z_g \neq Z_o$.

En la Figura 5-10 vemos las formas de onda para el caso en que $Z_{g1}=50\Omega$ (línea azul continua) y $Z_{g2}=100\Omega$ (línea roja punteada), para cuando la línea presenta attenuación y para cuando no. Usé el mismo gráfico porque ese mismo puede representar una línea con attenuación nula y carga del orden de Z_o , y una línea con attenuación no nula y carga infinita.

- Con $\text{Alpha}=0\text{dB/m}$ y $Z_L=150\Omega$: los coeficientes de reflexión, ρ_1 y ρ_2 , las impedancias de carga, Z_{L1} y Z_{L2} , y las velocidades de propagación, v_{p1} y v_{p2} , son:

$$\rho_1 = \frac{E_r}{E_i} = \frac{2,5}{5} = 0,5$$

$$\rho_2 = \frac{E_{r2}}{E_{i2}} \approx \frac{2}{3,3} = 0,606$$

$$Z_{L1} = Z_o \cdot \frac{1 + \rho_1}{1 - \rho_1} = 50 \cdot \frac{1 + 0,5}{1 - 0,5} = 150\Omega$$

$$Z_{L2} = Z_o \cdot \frac{1 + \rho_2}{1 - \rho_2} = 50 \cdot \frac{1 + 0,606}{1 - 0,606} = 203,8\Omega$$

$$v_{p1} = \frac{2 \cdot L_1}{TD_1} = \frac{2 \cdot 50}{325n} \approx c$$

$$v_{p2} = \frac{2 \cdot L_2}{TD_2} = \frac{2 \cdot 50}{325n} \approx c$$

- Con $\alpha \neq 0dB/m$ y $Z_L = \infty$: las atenuaciones, α_1 y α_2 , y las velocidades de propagación, v_{p1} y v_{p2} , son:

$$\alpha_1 = 20 \cdot \log \left(\frac{E_{r1}}{E_{i1}} \right) = 20 \cdot \log (0,5) = -6,02dB \quad \alpha_2 = 20 \cdot \log \left(\frac{E_{r2}}{E_{i2}} \right) = 20 \cdot \log (0,606) = -4,35dB$$

$$v_{p1} = \frac{2 \cdot L_1}{TD_1} = \frac{2 \cdot 50}{325n} \approx c$$

$$v_{p2} = \frac{2 \cdot L_2}{TD_2} = \frac{2 \cdot 50}{325n} \approx c$$

Es decir, afecta al cálculo del coeficiente de reflexión, ρ , o al de la atenuación, α , (esto si sabemos con certeza que la línea tiene atenuación y cuál es Z_L), y al cálculo de la impedancia de carga, Z_L ; pero no afecta al cálculo de la velocidad de propagación, v_p . Es decir, afecta a aquellos parámetros que involucran amplitudes.

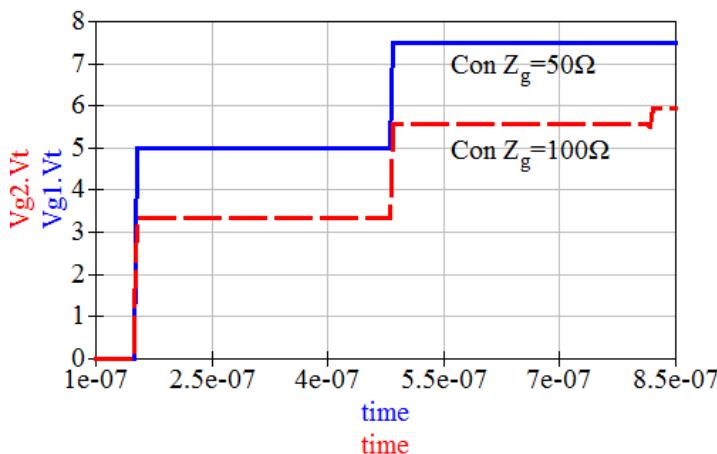


Figura 5-10: Formas de onda que ve el OAD cuando $Z_g = Z_o = 50\Omega$ y $Z_g = 100\Omega$, $Z_o = 50\Omega$.

5.5-a.2 Longitud de la línea desconocida

Si la longitud de la línea, L , es desconocida, la incidente se va a demorar más en ir y volver y ser acusada por el OAD. De nuevo, se nos presentan dos casos: 1) cuando sabemos que la línea no presenta pérdidas, 2) cuando sabemos que sí presenta pérdidas. En el primer caso no afecta a ρ ni a Z_L pero sí a v_p . En el segundo caso, la onda, al recorrer más o menos longitud de la esperada, va a volver con más o menos amplitud al extremo del generador y va a provocar un error en el cálculo de la atenuación; y con respecto al cálculo de v_p , también se ve afectado.

Divido los casos en dos porque si sabemos que no hay atenuación no tiene sentido calcularla; y si sabemos que hay, no tiene sentido calcular ρ .

- Con $\alpha = 0dB/m$ y $Z_L = 150\Omega$: los coeficientes de reflexión, ρ_1 y ρ_2 , las impedancias de carga, Z_{L1} y Z_{L2} , y las velocidades de propagación, v_{p1} y v_{p2} , son:

$$\rho_1 = \frac{E_{r1}}{E_{i1}} = \frac{2,5}{5} = 0,5$$

$$\rho_2 = \frac{E_{r2}}{E_{i2}} = \frac{2,5}{5} = 0,5$$

$$Z_{L1} = Z_o \cdot \frac{1 + \rho_1}{1 - \rho_1} = 50 \cdot \frac{1 + 0,5}{1 - 0,5} = 150\Omega$$

$$Z_{L2} = Z_o \cdot \frac{1 + \rho_2}{1 - \rho_2} = 50 \cdot \frac{1 + 0,5}{1 - 0,5} = 150\Omega$$

$$v_{p1} = \frac{2 \cdot L_1}{TD_1} = \frac{2 \cdot 112,5}{750n} = 3 \cdot 10^8 \left[\frac{m}{seg} \right] = c$$

$$v_{p2} = \frac{2 \cdot L_2}{TD_2} = \frac{2 \cdot 112,5}{1,5\mu} = 1,5 \cdot 10^8 \left[\frac{m}{seg} \right] = \frac{c}{2}$$

En este caso ni ρ ni Z_L se ven afectados, pero sí la v_p .

- Con $\alpha \neq 0 \text{ dB/m}$ y $Z_L = 150 \Omega$: las atenuaciones, α_1 y α_2 , y las velocidades de propagación, v_{p1} y v_{p2} , son:

$$\alpha_1 = 20 \cdot \log\left(\frac{E_{r1}}{E_{i1}}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{1,5}{5}\right) = -10,45 \text{ dB} \quad \alpha_2 \approx 20 \cdot \log\left(\frac{E_{r2}}{E_{i2}}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{0,6}{5}\right) = -18,42 \text{ dB}$$

$$v_{p1} = \frac{2 \cdot L_1}{TD_1} = \frac{2 \cdot 112,5}{750 \text{n}} = 3 \cdot 10^8 \left[\frac{\text{m}}{\text{seg}} \right] = c \quad v_{p2} = \frac{2 \cdot L_2}{TD_2} = \frac{2 \cdot 112,5}{1,5 \mu} = 1,5 \cdot 10^8 \left[\frac{\text{m}}{\text{seg}} \right] = \frac{c}{2}$$

En este caso tanto α como v_p se ven afectados. Z_L no lo calculé pero también se ve afectado, pues depende de E_r y de E_i .

En ambos casos usé el mismo L porque cuando calculamos v_p usamos la longitud que suponemos que tiene, si echamos moco midiéndola o si tomamos una línea que tiene otra longitud, vamos a cometer error al hallar v_p . Usé dos gráficos porque no es como el caso anterior, acá tengo atenuación nula y longitudes distintas, y atenuación no nula y longitudes distintas.

La Figura 5-11 muestra en a) el 1er caso (con longitudes distintas y nulas atenuaciones, línea azul continua) y en b) el 2do caso (con longitudes distintas y atenuaciones iguales pero distintas de cero, línea roja punteada).

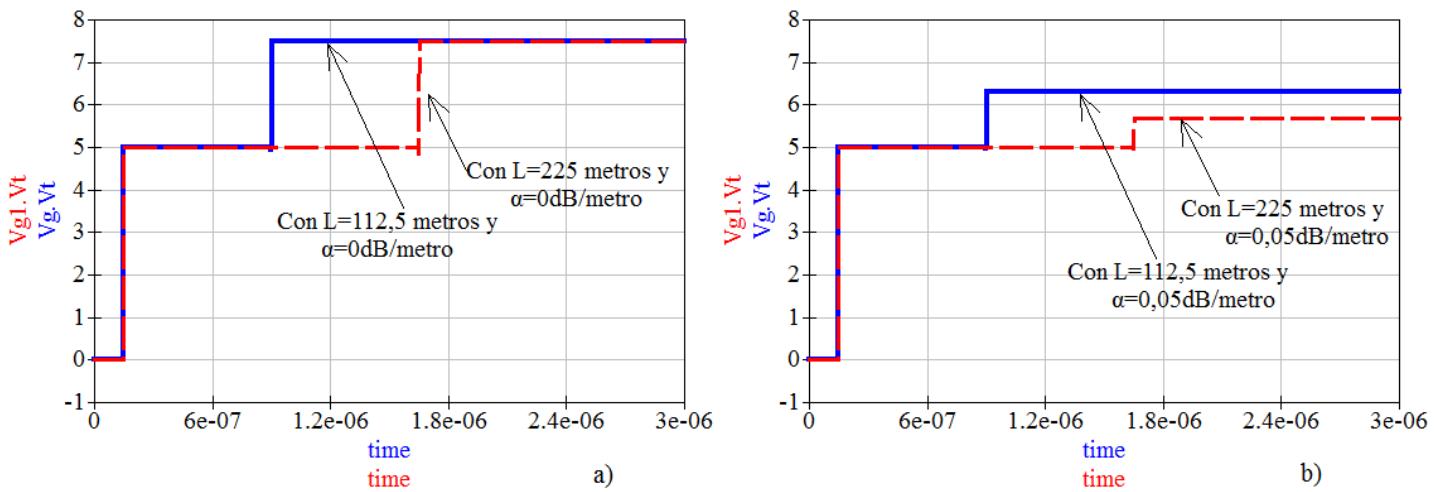


Figura 5-11: Formas de onda para longitudes distintas, a) sin atenuación, b) con atenuación.

5.5-a.3 Velocidad de propagación desconocida

Si la velocidad de propagación, v_p , es desconocida, estaremos cometiendo error en el cálculo de la longitud de la línea; el cálculo de ρ no se ve afectado. Si lo que estamos midiendo es atenuación cometeremos error en el cálculo del mismo, porque la onda al ser más distinta de lo esperada va a tardar un tiempo distinto al real y la E_r será distinta. Es similar al caso anterior, pero no hay gráfico porque el QUCS no permite cambiar la v_p de la línea, se la puede «emular» cambiando L , pero eso sería el caso anterior. Aun así el efecto es el mismo, de hecho en la Figura 5-10 no sabemos con rigurosidad si el tiempo TD visualizado en el OAD se debe a una $v_p=c$ y L determinadas, o a una $v_p < c$ y L menor. Debemos conocer sí o sí alguna de las dos.

5.5-a.4 Impedancia de carga desconocida

Si la impedancia de carga, Z_L , es desconocida, la amplitud E_r va a ser otra y vamos a echar moco en el cálculo de ρ . El cálculo de v_p no se va a ver afectado porque sólo se ven modificadas las amplitudes. No pongo el caso del cálculo de α porque no tiene sentido hablar de atenuación, si sospechamos que la línea tiene pérdidas entonces no podemos medir ρ .

La Figura 5-12 muestra el caso cuando las cargas son distintas, se producen errores en los mismos parámetros que en el caso de $Z_g \neq Z_o$ es decir en el cálculo de ρ , en el cálculo α (esto de saber que existe atenuación) pero no en el cálculo de v_p . No vamos a ver el cálculo de α porque estamos suponiendo que sabemos la atenuación, en este caso

estamos suponiendo que sabemos con certeza α pero el valor de Z_L no era el que pensábamos; esto va a hacer que la E_r sea distinta, y por eso el error en el cálculo de ρ .

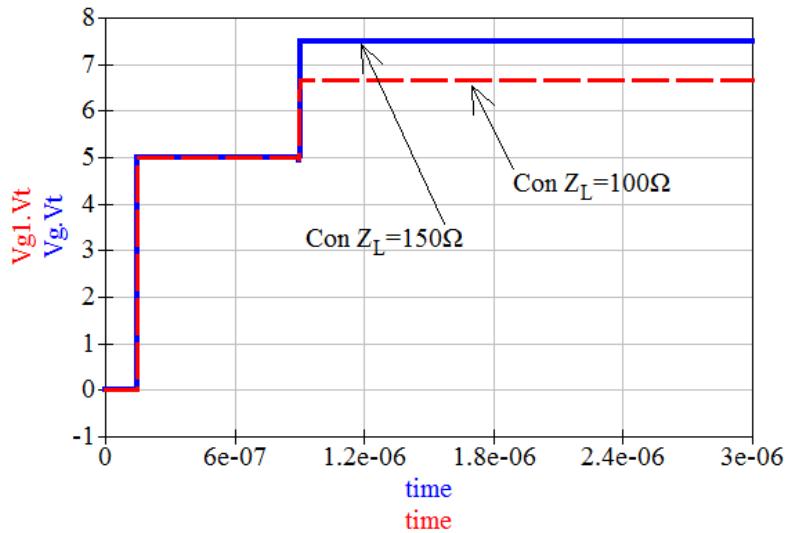


Figura 5-12: Formas de onda para Z_L distintas.

5.5-a.5 Atenuación desconocida

Si la línea presenta una atenuación desconocida la amplitud de E_r será otra y cometemos errores en el cálculo de ρ ; el cálculo de v_p no se ve afectado. En este caso el gráfico es similar al de la Figura 5-12, de hecho debemos tener cuidado, porque en dicho gráfico no podemos decir con rigurosidad si Z_L es circuito abierto y la línea presenta pérdidas, o si $Z_o < Z_L < \infty$ con una línea de atenuación nula; sí o sí necesitamos saber o α o Z_L .

5.5-a.6 Resolución espacial insuficiente

Si la resolución espacial, x_{min} , del OAD es menor que $v_p \cdot t_{r,T}/2$, entonces el OAD no puede resolver y podemos cometer errores en la medición de todos los parámetros, incluso de τ en los circuitos de carga compleja. La simulación en QUCS (usé un circuito RC serie) la tuve que hacer en gráficos distintos (Figura 5-13) porque para simular distintos tiempos de respuesta del OAD tuve que cambiar la cantidad de pasos o puntos de la simulación transitoria, a menor cantidad de puntos, más pobre es la señal y más errores se ven, tanto en amplitud como en el tiempo.

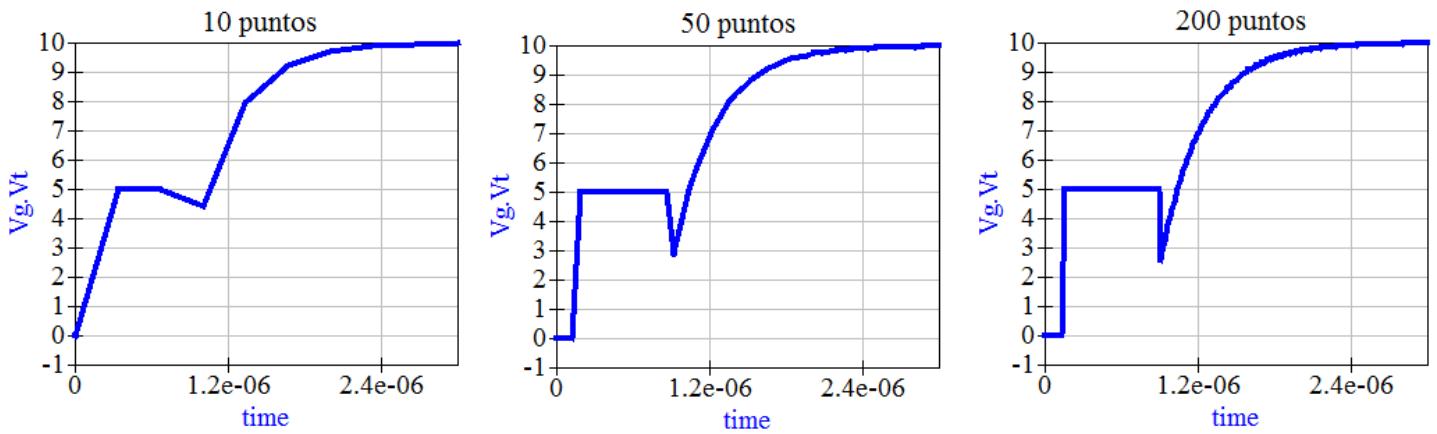


Figura 5-13: Formas de onda para distintos tiempos de respuesta del OAD.

5.5-a.7 Conclusión

La sección me quedó medio fulera, no sé si me hice entender. Hay que tener cuidado y fijarse bien qué es lo que se conoce y qué no, para saber en qué cálculo me va a repercutir. Hay ocasiones en que un mismo gráfico es resultado de variaciones de elementos distintos (por ejemplo una determinada E_r puede deberse a una atenuación no nula con carga infinita, o una atenuación nula con carga $Z_L < \infty$). Otra cuestión es la siguiente, en una pregunta

de los finales Zozaya pregunta en qué medición afecta si α no se conoce, y da cómo opción la atenuación. Si no conozco α y la quiero medir, va a ser difícil que cometa errores porque voy a montar mi circuito para medirla justamente; es una pregunta capciosa. Pero después de todo Zozaya considera correcta la respuesta que él quiere, sólo puse esta sección como referencia por si te llega a salir una pregunta nueva o la misma pregunta con nuevas opciones.

5.6 Preguntas de parciales y/o finales

Pregunta 5-1: ¿De qué depende la resolución espacial de un reflectómetro?

1. Solamente del tiempo de subida total del OAD, $t_{r,OAD}$.
2. Solamente del tiempo de subida total del AOD, del generador, y del sistema.
3. Solamente de la velocidad de propagación del medio de transmisión.
4. Ninguna.
5. Todas.

En la (ec. 5-4) están todas las variables de las opciones.

$$t_{r,T} = \sqrt{t_{r,OAD}^2 + t_{r,g}^2 + t_{r,sys}^2}$$

Pregunta 5-2: Se producirán errores en la medición del coeficiente de reflexión si:

1. La línea de transmisión presenta atenuación.
2. $Z_g \neq Z_o$.
3. No se conoce el valor de Z_L .
4. El generador tiene un T_r demasiado bajo.
5. El OAD tiene una impedancia de entrada demasiada alta.

La opción 1 es verdadera. El coeficiente de reflexión es $\rho = E_r/E_i$, si $\alpha > 0$ entonces E_r tiene menor amplitud y cometo un error calculando ρ .

La opción 2 también es verdadera. Esto lo analicé en la página 104.

La opción 3 es falsa. Porque el método TDR sirve para hallar el valor de una desadaptación y la distancia a ella. Por medio del tiempo de propagación y la onda reflejada puedo hallar Z_L y a qué distancia está. La carga siempre va a estar desadaptada, por eso uso TDR, para hallar cuánto vale.

La opción 4 es falsa. Si $t_{r,g} \approx 0$, esto afecta sólo a $t_{r,T}$. Las amplitudes de E_i y de E_r seguirán siendo las mismas, y por ende ρ también.

La opción 5 es falsa. El AOD por lo general siempre tiene impedancia de entrada alta ($\approx 1M\Omega$), para no cargar al circuito que está midiendo.

Pregunta 5-3: En general, se producirán errores en la medición si:

1. La línea de transmisión presenta atenuación.
2. $Z_g \neq Z_o$.
3. No se conoce el valor de Z_L .
4. El generador tiene un T_r demasiado bajo.
5. El OAD tiene una impedancia de entrada demasiada alta.

La opción 4 es falsa. Si $t_{r,g} \approx 0$ afecta a t_{fT} , pero por lo general un valor bajo o uno normal es lo mismo; sólo debo tenerlo en cuenta si es muy grande.

Las opciones 1, 2, 3 y 5 son verdaderas. Las razones por las que producen error son las mismas que para la Pregunta 3-2. Pero sólo la opción 2 es la que le gusta a Zozaya, por lo menos eso vi en las fotocopias de los finales corregidos.

Pregunta 5-4: Se producirán errores en la medición de la atenuación si:

1. La línea de transmisión presenta atenuación.
2. $Z_L \neq Z_o$.
3. No se conoce el valor de Z_L .
4. Todas.
5. Ninguna.

Nota: La opción 1 es falsa. Obvio que presenta atenuación, es lo que quiero medir.

La opción 2 es falsa. Obvio que $Z_L \neq Z_o$, si $Z_L = Z_o$ entonces la carga absorbe la onda y no hay reflexión, y no voy a poder medir la atenuación.

La opción 3 es verdadera. Si no conozco Z_L entonces no voy a conocer E_r , por ende tampoco α .

Pregunta 5-5: El valor de la parte imaginaria de una carga en una reflexión es notorio:

1. Entre $t=0$ y $t=0,001 \cdot \tau$.
2. Entre $t=0$ y $t=0,1 \cdot \tau$.
3. Entre $t=0$ y $t=0,01 \cdot \tau$.
4. Entre $t=0$ y $t \leq \tau$.
5. Ninguna.

En las opciones 1, 2 y 3 no pasó casi nada de tiempo como para que saque conclusión alguna salvo la configuración de la carga: si $E_r = +E_i$ entonces $Z_L = R + L$, si $E_r = -E_i$ entonces $Z_L = R // C$. Si es algún valor intermedio no voy a poder discriminar todavía la tendencia en estos intervalos de tiempo, porque tanto $Z_L = R // L$ y $Z_L = R + C$ empiezan por estos valores.

La opción 4 es verdadera. Recién en $t=\tau$ voy a poder ver si la curva es de descarga (L) o de carga (C).

Pregunta 5-6: El valor de la parte real de una carga en una reflexión es notorio:

1. Entre $t=0$ y $t=0,001 \cdot \tau$.
2. Entre $t=0$ y $t=0,1 \cdot \tau$.
3. Entre $t=0$ y $t=0,01 \cdot \tau$.
4. Entre $t=0$ y $t \leq \tau$.
5. Ninguna.

Nota: depende de la carga. En los circuitos RL serie y RC paralelo, debo esperar a que haya pasado un tiempo $t > 5 \cdot \tau$ para ver cómo es Z_o con relación a R (parte real de la carga); y en los circuitos RL paralelo y RC serie, en $t=0$ sé la relación entre Z_o y R .

Pregunta 5-7: Una línea de transmisión con carga infinita en la reflectometría se mide $E_r = 0.8 \cdot E_i$, ¿cuál es la atenuación en dB?

$$\alpha = 10 \cdot \log\left(\frac{E_r}{E_i}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{0.8 \cdot E_i}{E_i}\right) = 10 \cdot \log(0.8) \approx [-0.97 = \alpha]$$

Pregunta 5-8: ¿De qué depende el contenido espectral en el ensayo?

1. Otras opciones.
2. Tr del generador.

Esto no figura en las notas de aplicación de consulta, calculo porque no es necesario. Mientras menor sea el $t_{r,g}$ menor será el tiempo de subida (flanco) o de bajada de la señal de ensayo. Es decir, más «cuadrada», por ende más contenido espectral tiene.

Pregunta 5-9: ¿Cuándo voy a cometer errores en la medición de la velocidad de propagación?

1. $Z_L = Z_o$.
2. Capacidad de la línea desconocida.
3. La línea presenta atenuación infinita.
4. Todas las anteriores.
5. Ninguna.
6. No se conoce longitud del cable.

La opción 1 figura como verdadera en las correcciones de Zozaya. Si $Z_L = Z_o$ entonces no va a haber reflexión, es decir, no es que cometa errores, no voy a poder medir nada.

La opción 2 es falsa. Suponiendo que la capacidad sea el valor del condensador C de la carga, no hace falta conocerlo, porque esto tiene incidencia en la forma de la curva después del tiempo TD , es decir, después que la onda fue y volvió por primera vez, que es el dato que necesito para hallar V_p .

La opción 3 es falsa. Si α tiende a infinito entonces no es que vaya a cometer error midiendo TD , es que no lo voy a poder medir, porque no va llegar onda reflejada alguna.

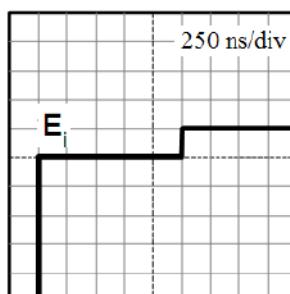
La opción 6 Zozaya la considera verdadera. Si desconozco la longitud L entonces no puedo calcular V_p , porque por más que tenga el tiempo de propagación, TD , no puedo usar la fórmula para hallar V_p . No es que cometa un error, no puedo siquiera empezar el ensayo. Si la opción 6 fuera «la longitud del cable no es la que tengo como dato» o «cometí un error midiendo la longitud del cable» entonces sí se podría hablar de error en el cálculo de V_p .

Pregunta 5-10: ¿Cómo debe ser la relación entre TD y t_r para que el osciloscopio pueda resolver?

Si t_r es el tiempo de respuesta total del sistema y TD es el tiempo que le toma una onda ir y volver por una LT, entonces se tiene que cumplir que $TD = t_r$ para que el AOD pueda resolver.

Pregunta 5-11: En la figura se muestra un oscilograma de una reflexión. Se sabe que la línea tiene 50Ω y no posee atenuación.

- a) ¿Qué impedancia se encuentra conectada al extremo de la línea?
- b) Si la velocidad de propagación es $v_p = 0,666 \cdot C$ y la atenuación es de $0,04dB/m$ ¿cuánto vale Z_L ?
- c) Si la línea presenta un circuito abierto en su extremo ¿Qué atenuación presenta?
- d) ¿Cuál será la v_p en la línea si se sabe que la distancia hasta la carga es de 100 metros?



Punto a)

De la (ec. 5-1) despejo Z_L .

$$\frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \rightarrow \therefore Z_L = Z_o \cdot \frac{1 + E_r/E_i}{1 - E_r/E_i} = 50 \cdot \frac{1 + 1/5}{1 - 1/5} = \boxed{75\Omega = Z_L}$$

Punto b)

Si la LT tiene atenuación entonces la E_r que veo no es la onda E_i que rebota en la carga, sino que es la atenuación de la onda que se reflejó en la carga de una incidente atenuada también. Para empezar, saco la atenuación que sufre una onda que recorre la LT de un extremo a otro, α_1 .

$$\begin{aligned} \alpha = \alpha_m \cdot L &= \left(-0,04 \frac{\text{dB}}{\text{metro}} \right) \cdot 125 \text{ metros} = -5 \text{ dB} \\ \bullet L &= v_p \cdot \frac{\text{TD}}{2} = \frac{0,666 \cdot c \cdot \text{TD}}{2} = \frac{2 \cdot 300 \text{M} \cdot 1,25\mu}{3 \cdot 2} = 125 \text{ metros} \end{aligned}$$

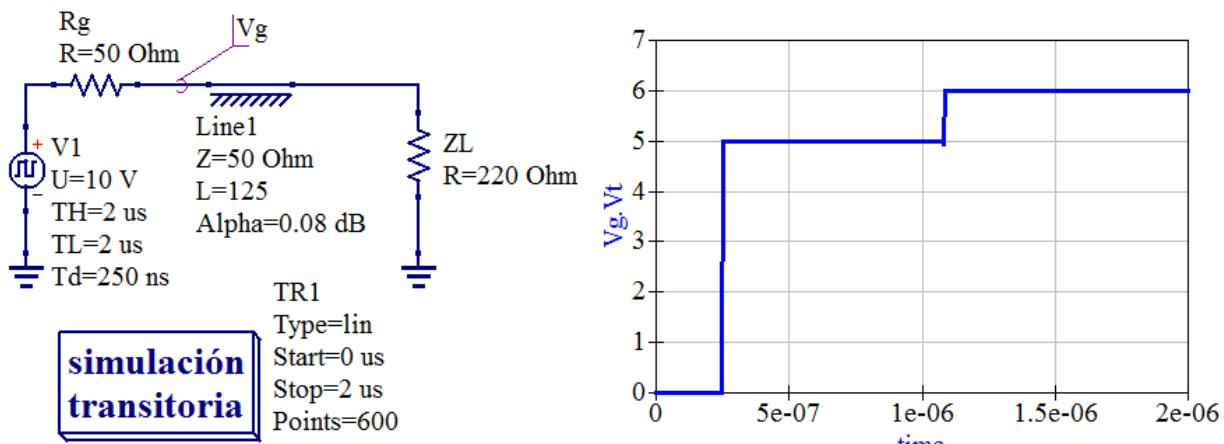
Con esto calculo E_{iL} , que es la onda incidente que sufrió la atenuación de α y que está en el extremo Z_L ; y E_{rL} , que es la onda que se refleja cuando rebota en Z_L y que se va a atenuar por α cuando recorra la LT de vuelta hasta convertirse en E_r .

$$\begin{aligned} \alpha_1 = 20 \cdot \log \left(\frac{E_{iL}}{E_i} \right) &\rightarrow \therefore E_{iL} = E_i \cdot 10^{\alpha_1/20} = 5 \cdot 10^{-5/20} = 2,81 \text{ V} \\ \alpha_1 = 20 \cdot \log \left(\frac{E_r}{E_{rL}} \right) &\rightarrow \therefore E_{rL} = \frac{E_r}{10^{\alpha_1/20}} = \frac{1}{10^{-5/20}} = 1,77 \text{ V} \end{aligned}$$

Estas son las amplitudes de las ondas incidente y reflejada que se ven en el extremo de Z_L , cuando pasó un tiempo $TD/2=1,25\mu\text{s}/20,625\mu\text{s}$. Con esto saco el coeficiente de reflexión y después Z_L .

$$\begin{aligned} Z_L = Z_o \cdot \frac{1 + \rho}{1 - \rho} &= 50 \cdot \frac{1 + 0,63}{1 - 0,63} \approx \boxed{220\Omega = Z_L} \\ \bullet \rho &= \frac{E_{rL}}{E_{iL}} = \frac{1,77}{2,81} = 0,63 \end{aligned}$$

Lo siguiente es una simulación en QUCS. La «L» de la línea de transmisión es *125 metros*, no uso la equivalente porque estaría alargando la línea y modificando la atenuación total, el ejercicio da igual, sólo que el TD simulado es distinto. El «Alpha» no es la atenuación en dB, sino la atenuación por metros, que sufre una onda si viaja de ida y vuelta por la onda, en este caso necesito que tenga *0,04dB/m* de ida, así que *Alpha=0,08* (sin el signo).

Punto c)

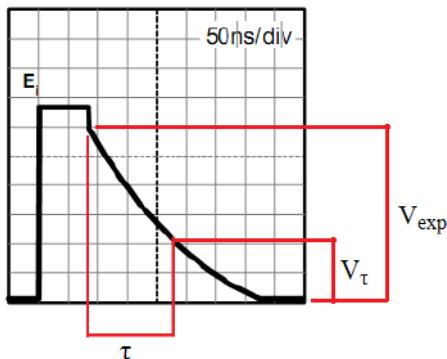
$$\alpha = 20 \cdot \log \left(\frac{E_r}{E_i} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{1}{5} \right) = -13,97 \approx \boxed{-14 \text{ dB} = \alpha}$$

Punto d)

$$v_p = \frac{2 \cdot L}{T D} = \frac{2 \cdot 100}{1,25\mu} = 160M = \frac{160M}{300M} \cdot 300M = [0,53 \cdot c = v_p]$$

Pregunta 5-12: En el siguiente oscilograma se muestra la reflexión de una carga compleja, se sabe que la línea tiene una $Z_0=75\Omega$ y que tiene una atenuación despreciable.

- a) ¿Qué tipo de carga está conectada al final de la línea?
- b) ¿Cuál es el valor de la parte real de la carga?
- c) ¿Cuál es el valor de la parte reactiva (con unidades físicas)?



Punto a) Para $t > 5 \cdot \tau$ la onda tiende a cero, se trata de un circuito RL paralelo.

Punto b)

$$R = Z_0 \cdot \frac{1 + \rho}{1 - \rho} = 75 \cdot \frac{1 - 1/9}{1 - (-1/9)} = [60\Omega = R]$$

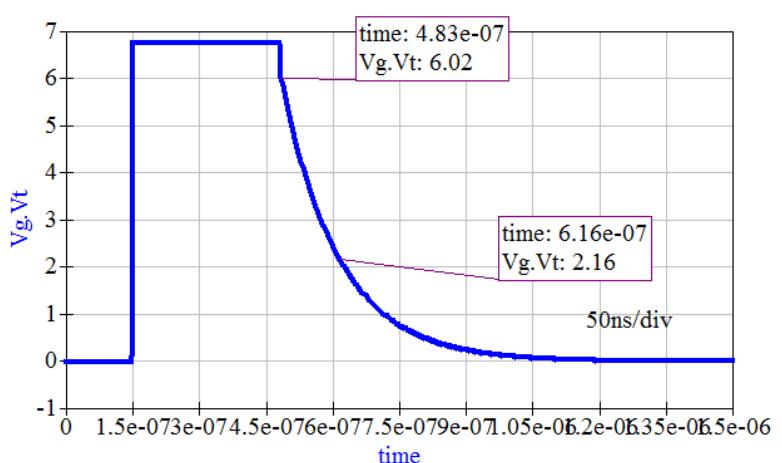
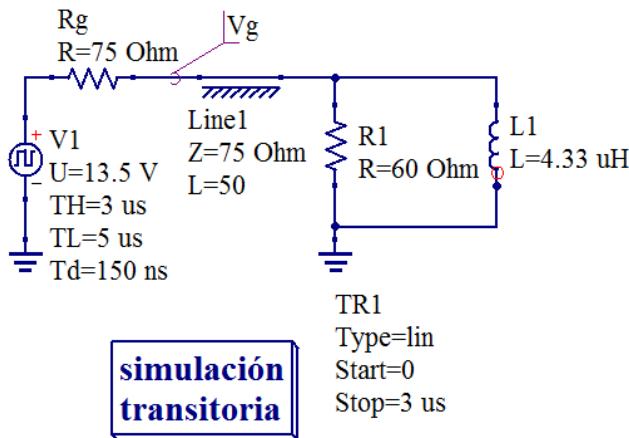
$$\bullet \rho = \frac{E_r}{E_i} = \frac{-0,75V \text{ (valor sacado del gráfico)}}{6,75V \text{ (valor sacado del gráfico)}} = \frac{-1}{9}$$

Punto c) Este punto lo calculo con la fórmula de τ (que sale en el teórico). A τ lo saco a ojo más o menos: V_{exp} es el valor que cubre toda la exponencial, desde que comienza en $-0,75V$ hasta que termina en $0V$; V_τ es el voltaje de τ , si la curva es de descarga, $V_\tau = 0,36 \cdot V_{exp}$, si es de carga, $V_\tau = 0,63 \cdot V_{exp}$. Aquí $V_\tau = 0,36 \cdot V_{exp} = 0,36 \cdot 6 = 2,16V$. Y la constante de tiempo es $\tau = 2,6 \text{ cuadritos} \cdot 50\text{ns} = 130\text{ns}$.

$$\tau = L \cdot \frac{R + Z_0}{R \cdot Z_0} \rightarrow L = \frac{\tau \cdot R \cdot Z_0}{R + Z_0} = \frac{130n \cdot 60 \cdot 75}{60 + 75} = [4,33\mu\text{H} = L]$$

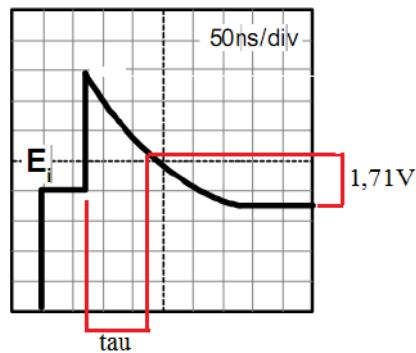
• $\tau \approx 2,6 \text{ cuadritos} \cdot 50\text{ns} = 130\text{ns}$

La simulación en QUCS me da:



Los marcadores están en $6V$ y $2,16V$ aproximadamente, la diferencia de tiempos es $2,16 \cdot 10^{-7} - 4,83 \cdot 10^{-7} = 133ns$, que es el valor aproximado de τ .

Pregunta 5-13: En el siguiente oscilograma ¿qué valor tiene la carga si la frecuencia de operación es de $100MHz$? $Z_o=50\Omega$. Determine su impedancia para $500MHz$ y $1GHz$.



El circuito es un RL serie.

$$R = Z_o \cdot \frac{1 + \rho}{1 - \rho} = 50 \cdot \frac{1 - 0,125}{1 - (-0,125)} = [38,8\Omega = R]$$

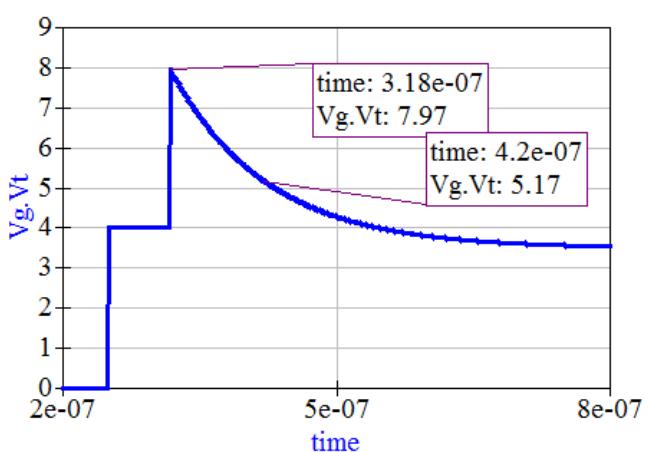
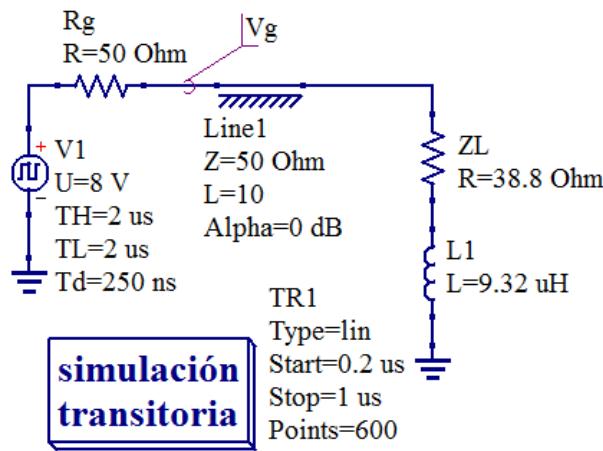
$$\bullet \rho = \frac{E_r}{E_i} = \frac{-0,5V \text{ (valor sacado del gráfico)}}{4V \text{ (valor sacado del gráfico)}} = -0,125$$

$$\tau = \frac{L}{R + Z_o} \quad \rightarrow \therefore L = \tau \cdot (R + Z_o) = 105n \cdot (38,8 + 50) \approx [9,32\mu H = L]$$

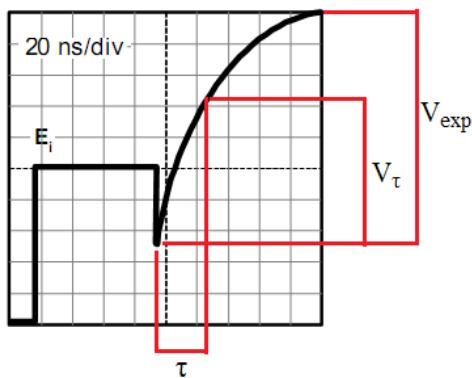
$$\bullet \tau \approx 2,1 \text{ cuadritos} \cdot 50ns = 105ns$$

La reflectometría en el dominio del tiempo se llama así porque es una técnica que se usa en el tiempo, si varío la frecuencia de la señal cuadrada no tiene repercusión en las formas de onda que me interesan. Así que los valores anteriores son los mismo para cualquier frecuencia, sólo tengo que tener cuidado de que el ancho de pulso sea el suficiente para que el OAD pueda resolver.

Para la simulación en QUCS puse cualquier longitud de línea porque no la pide, el resultado es:



Pregunta 5-14: Con la figura determine qué valor de parte real e imaginaria deberá agregarse y en qué configuración para adaptar la línea de transmisión si $Z_o=50\Omega$.



Primero calculo la parte real e imaginaria de la carga, R_1 y C_1 , como en los ejercicios anteriores (se trata de un RC serie).

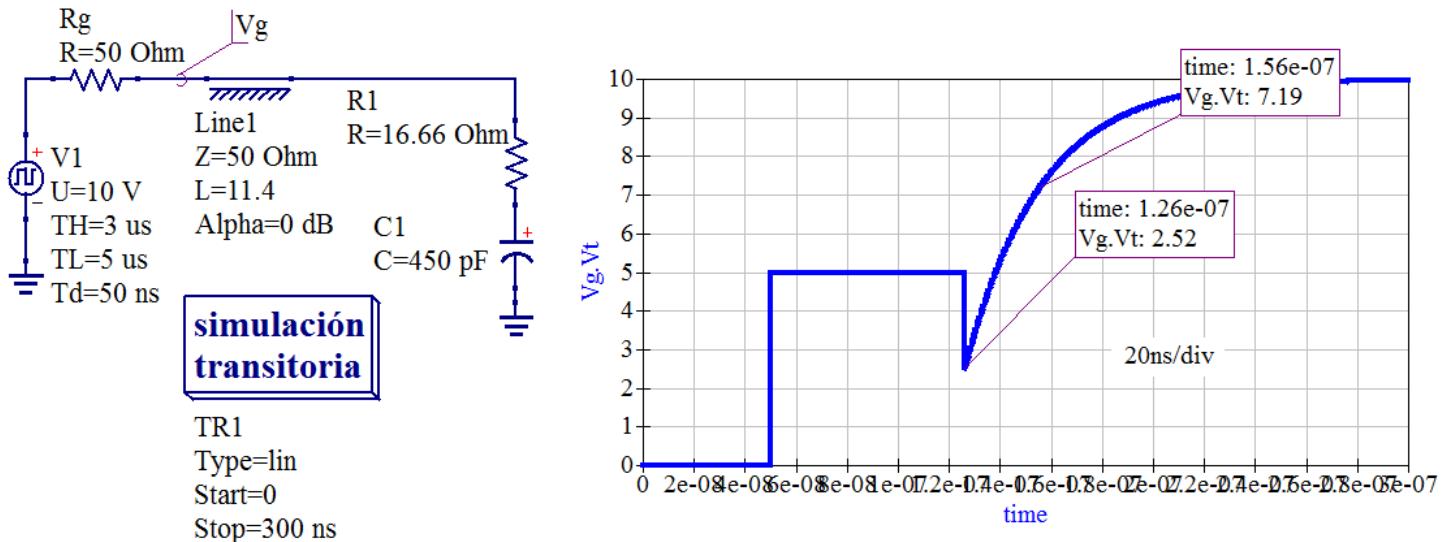
$$R = Z_o \cdot \frac{1 + \rho}{1 - \rho} = 50 \cdot \frac{1 - 0,5}{1 - (-0,5)} = \boxed{16,66\Omega = R}$$

$$\bullet \rho = \frac{E_r}{E_i} = \frac{-2,5V \text{ (valor sacado del gráfico)}}{5V \text{ (valor sacado del gráfico)}} = -0,5$$

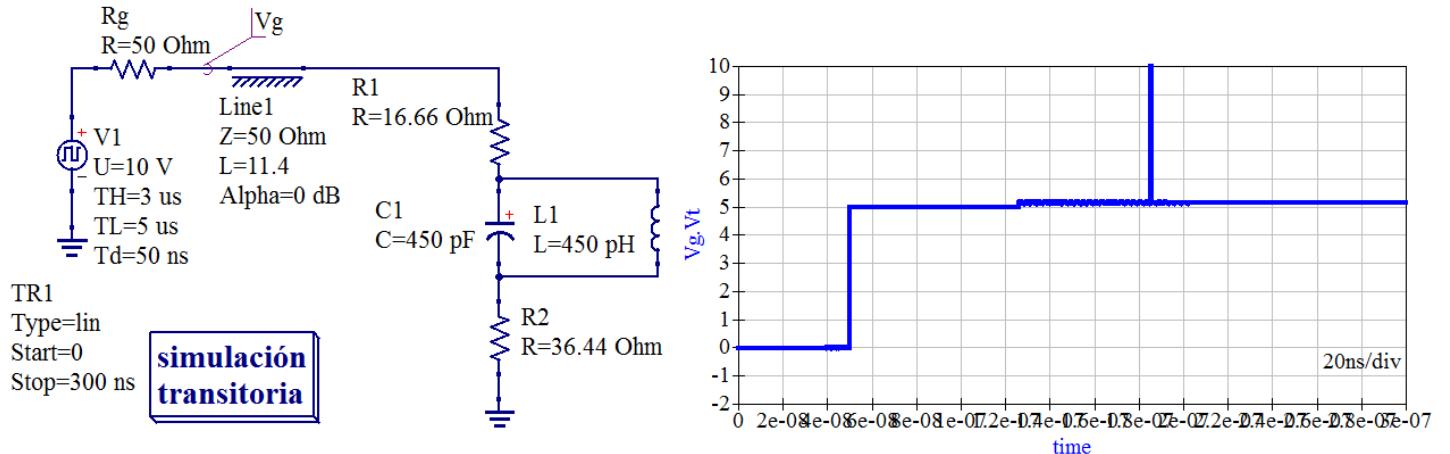
$$\tau = C \cdot (R + Z_o) \rightarrow \therefore C = \frac{\tau}{R + Z_o} = \frac{30n}{16,66 + 50} \approx \boxed{450pF = C}$$

$$\bullet \tau \approx 1,5 \text{ cuadritos} \cdot 20\text{ns} = 30\text{ns}$$

La simulación en QUCS me da lo siguiente:



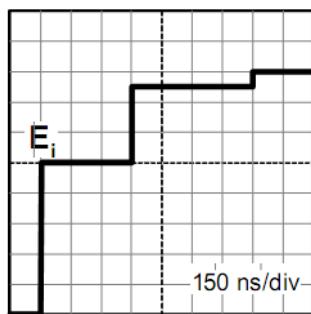
Lo que sigue es un invento mío, no sé si está bien encarado, es lo que se me ocurrió. Para adaptar esta carga, tengo que conectar un componente que anule el capacitor en la misma medida, es decir, un inductor con el mismo valor pero en Henrios. Una vez hecho esto, es como si la carga fuera resistiva pura, de valor $R_1=16,66\Omega$, y como la carga debe quedar adaptada, debo agregar una R_2 para que la resistencia total sea de 50Ω y no haya reflexión, o sea, $R_2=50-16,66=36,44\Omega$. La simulación me queda como sigue (lo único que eché moco es con el pico ese que tiende al infinito, que no sé por qué carajo pasa):



Lo primero que pensé cuando leí el enunciado era que pedía saber qué configuración (de las 4 básicas) conectarle a la carga para que en el osciloscopio mostrara una forma de onda como si Z_L fuera de 50Ω . Es decir, debía conectar una de las 4 configuraciones (RL o RC, en serie o en paralelo) en serie o en paralelo a la carga para que ésta queda adaptada. Pero haciendo las simulaciones ninguno de los casos anteriores con ninguna conexión me daba un resultado como el que esperaba, siempre eran formas de onda muy raras, distaba mucho de una línea como la de la figura de arriba.

Pregunta 5-15: La figura representa la reflexión de una transición múltiple de una LT que varía su impedancia característica en un determinado punto.

- Determine el valor de Z_o' y Z_L si $Z_o=50\Omega$.
- ¿A qué distancia se encuentra la discontinuidad y la carga si $V_p=0,5 \cdot c$?



Punto a)

$$\rho_1 = \frac{Z_o' - Z_o}{Z_o' + Z_o} \rightarrow Z_o' = Z_o \cdot \frac{1 + \rho_1}{1 - \rho_1} = 50 \cdot \frac{1 + 0,5}{1 - 0,5} = 150\Omega = Z_o'$$

$$\bullet \rho_1 = \frac{E_{r1}}{E_i} = \frac{2,5}{5} = 0,5$$

$$\rho_2 = \frac{Z_L - Z_o'}{Z_L + Z_o'} \rightarrow Z_L = Z_o' \cdot \frac{1 + \rho_2}{1 - \rho_2} = 150 \cdot \frac{1 + 0,1333}{1 - 0,1333} \approx 196\Omega = Z_L$$

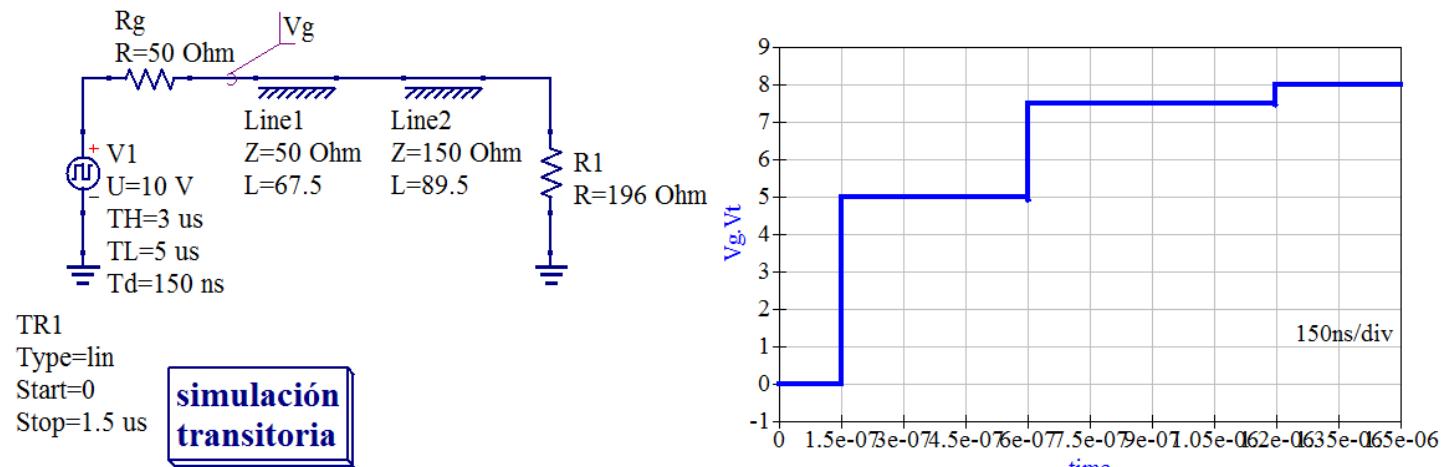
$$\bullet E_{r2} = E_i \cdot (1 - \rho_1^2) \cdot \rho_2 \rightarrow \rho_2 = \frac{E_{r2}}{E_i \cdot (1 - \rho_1^2)} = \frac{0,5}{5(1 - 0,5^2)} = 0,1333$$

Punto b)

$$v_p = \frac{2 \cdot L}{TD} = \frac{2 \cdot L'}{TD + TD'} \rightarrow L = \frac{v_p \cdot TD}{2} = \frac{0,5 \cdot 300M \cdot 450n}{2} = 33,75 \text{ [metros]} = L$$

$$\rightarrow L' = \frac{v_p \cdot TD'}{2} = \frac{0,5 \cdot 300M \cdot 1,05\mu}{2} = 78,75 \text{ [metros]} = L'$$

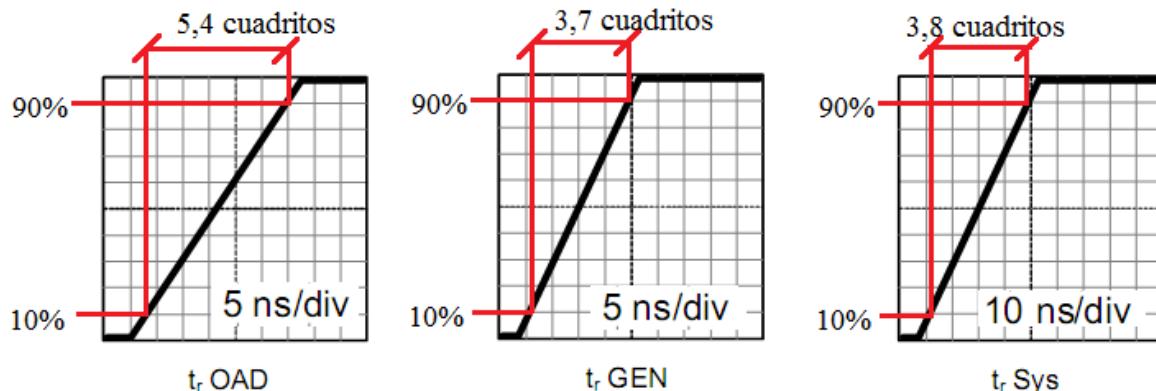
L es la distancia del generador a la 1ra desadaptación. L' es la distancia del generador a la 2da desadaptación. La simulación en QUCS me da lo siguiente:



La longitud de la 1ra LT es 33,75 metros, y para bajar la v_p a la mitad en el QUCS tengo que multiplicar por 2 la L , por eso $L_{QUCS(1raLT)} = 33,75 \cdot 2 = 67,5$ metros. Lo mismo pasa con la otra, cuya longitud es $L' - L = 78,5 - 33,75 = 44,75$ metros, multiplicada por 2 da 89,5 metros.

Pregunta 5-16: En un sistema de medición sean realizados mediciones de los tiempos de subida de los componentes arrojando los siguientes resultados:

- Realice un gráfico de X_{min} en función de ϵ_r para valores de 1 a 6.
- Determine la mejor resolución que podrá obtenerse.



Punto a) Pide hacer un gráfico de la (ec. 5-5) y darle valores a ϵ_r valores del 1 al 6.

$$x_{min} = \frac{c \cdot t_{r,T}}{2\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{300M \cdot 50,15n}{2\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{7,5225}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$\bullet t_{r,T} = \sqrt{t_{r,OAD}^2 + t_{r,g}^2 + t_{r,sy}^2} = \sqrt{(27n)^2 + (18,5n)^2 + (38n)^2} = 50,15ns$$

- • $t_{r,OAD} = 5,4$ cuadritos $\cdot 5ns = 27ns$
- • $t_{r,g} = 3,7$ cuadritos $\cdot 5ns = 18,5ns$
- • $t_{r,sy} = 3,8$ cuadritos $\cdot 10ns = 38ns$

$$x_{min}|_{\epsilon_r=1} = \frac{7,5225}{\sqrt{1}} = 7,5225 \text{ [metros]}$$

$$x_{min}|_{\epsilon_r=2} = \frac{7,5225}{\sqrt{2}} = 5,319 \text{ [metros]}$$

$$x_{min}|_{\epsilon_r=3} = \frac{7,5225}{\sqrt{3}} = 4,34 \text{ [metros]}$$

$$x_{min}|_{\epsilon_r=4} = \frac{7,5225}{\sqrt{4}} = 3,761 \text{ [metros]}$$

$$x_{min}|_{\epsilon_r=5} = \frac{7,5225}{\sqrt{5}} = 3,364 \text{ [metros]}$$

$$x_{min}|_{\epsilon_r=6} = \frac{7,5225}{\sqrt{6}} = 3,07 \text{ [metros]}$$

Y bueno, hay que hacer un gráfico, en el eje «x» poner ϵ_r desde 1 hasta el 6, y en el eje «y» los 6 valores de x_{min} obtenidos.

Punto b)

Cuando ϵ_r aumenta, la velocidad de propagación de ese medio disminuye, por eso x_{min} baja, le da más tiempo al AOD de resolver una misma distancia (o resolver menos distancia en el mismo tiempo). El valor óptimo de x_{min} es cuando $\epsilon_r=6$, es decir $x_{min,\text{óptimo}}=3,07 \text{ metros}$.

Pregunta 5-17: ¿Qué contenido espectral aproximado tendrá un escalón con $T_s=10\text{ns}$?

Suponiendo que T_s sea el tiempo de subida (*time rise*), el ancho de banda, BW , se relaciona con este mediante según $BW=K/T_s$, donde K es un número que va desde 0,35 hasta 0,45, dependiendo del ancho de banda del OAD con que se esté midiendo el escalón. Sin embargo, las fórmulas anteriores son teniendo en cuenta el tiempo de subida del OAD (creo yo) y no tienen en cuenta los demás tiempos (generador y sistema). Lo único que pude encontrar de esto fue la fórmula que saqué de dos fotocopias que me pasaron, en donde vi que Zozaya toma $K=0,75$, así que ese es el valor que uso.

$$BW \approx \frac{0,75}{T_s} = \frac{0,75}{10\text{n}} = \boxed{75\text{MHz} = BW}$$

Capítulo 6: Sintetizadores de frecuencia

Nota de introducción: todos los capítulos de este apunte están basados en los apuntes de clases, o en la bibliografía que deja Zozaya para consulta, los que a su vez están basados en diferentes notas de aplicación. Decir basados es un eufemismo, casi son traducciones literales. Así que lo que hice fue directamente ir a esas notas de aplicación para hacer este apuntito. Excepto con este capítulo. No porque no haya querido, sino porque no encontré ninguna nota, informe, manual, guía, o libro, en donde salgan exactamente los gráficos y explicaciones que se ven en clases.

El sintetizador directo por rectificación no lo encontré en ningún lado (en ninguna nota de aplicación o libro me refiero). La síntesis indirecta con PLL sí la encontré, aunque con algunas modificaciones que no tienen importancia, o sea, se puede estudiar de ahí. Pero el acumulador fraccional lo encontré en la mayoría de los casos con un diagrama de bloques bastante diferente al que se ve en clases. Funciona igual, se logra una frecuencia que es una fracción de la frecuencia de referencia, pero es al pedo ponerlo aquí si no es el que sale en clases.

Así que este capítulo está basado (o más bien deducido) de los apuntes o carpetas de clases. Tampoco es la gran maravilla, hay muchos errores, pero bueno, es lo que hay.

Los osciladores LC y los controlados por cristal tienen sus pros y sus contras. Los primeros tienen variabilidad en la frecuencia de salida, pero su estabilidad es pobre; los segundos tienen las características inversas: buena estabilidad pero no se puede variar su frecuencia de salida. Para aprovechar las ventajas de estos dos osciladores es que se crearon los sintetizadores de frecuencia.

Un **sintetizador de frecuencia** es un instrumento que a partir de una frecuencia de referencia puede obtener un conjunto discreto de frecuencias, y trata de mantener en todos los casos las características de estabilidad de la frecuencia de referencia; la cual puede ser interna a cristal o externa de mejor calidad. Sintetizar una frecuencia significa generar una señal de frecuencia variable usando dos o más osciladores interconectados de forma conveniente. La variación de frecuencia que obtenemos, como dijimos, es discreta, pudiendo hacerse los saltos tan pequeños como deseemos hasta tantas frecuencias como sea posible (llegando a miles o millones si así lo necesitamos).

6.1 Tipos de síntesis

La síntesis de frecuencia puede hacerse de dos formas: una llamada síntesis directa y la otra llamada síntesis indirecta. Un **sintetizador directo** es un sistema que genera la frecuencia de salida en base a las cuatro operaciones aritméticas fundamentales, usando circuitos mezcladores o moduladores para la suma y resta, y multiplicadores y divisores de frecuencia, con filtros adecuados para eliminar las frecuencias indeseadas que se generen durante el proceso. Un **sintetizador indirecto** es un sistema que usa uno o más osciladores controlados por tensión (VCO) en lazos enganchados de fase (PLL) para mantenerlos en la frecuencia de referencia.

En particular, vamos a ver 4 tipos de sintetizadores, con sus características y especificaciones.

- Sintetizador sinusoidal por método directo (usando rectificadores).
- Sintetizador sinusoidal por método indirecto (usando un PLL).
- Sintetizador sinusoidal por método directo (usando un PLL y un integrador).
- Sintetizador AWG por método directo.

6.2 Tipos de sintetizadores

6.2-a Sintetizador sinusoidal con rectificadores (método directo)

6.2-a.1 Introducción

Este método ya no se usa porque se lo reemplazo con los sintetizadores PLL. En la actualidad su uso se limita para generar señales que van a ser usadas como referencia. Podemos usar generadores en base a múltiples cristales o en base a un solo cristal, éste último caso es el que vemos aquí. El ejemplo más básico que se encuentra por internet es el sintetizador cuyo diagrama de bloques se ve en la Figura 6-1, aquí usamos un oscilador de referencia de $f_o=100\text{kHz}$ y dividimos su frecuencia por décadas, y a cada una de esas divisiones (incluyendo f_o) se las hace pasar por un generador de armónicas, y cada una de esas frecuencias se las suma para obtener la frecuencia final. Por ejemplo, si $f_o=100\text{kHz}$, y quiero obtener $f_{out}=30,57\text{kHz}$, lo que hago es tomar la 3ra armónica de $f_o/10$, que es 30kHz , la 5ta armónica de $f_o/1000$, que es 500Hz , y la 7ma armónica de $f_o/10000$, que es 70Hz , y las sumo, $30\text{kHz}+500\text{Hz}+70\text{Hz}=30,57\text{kHz}$.

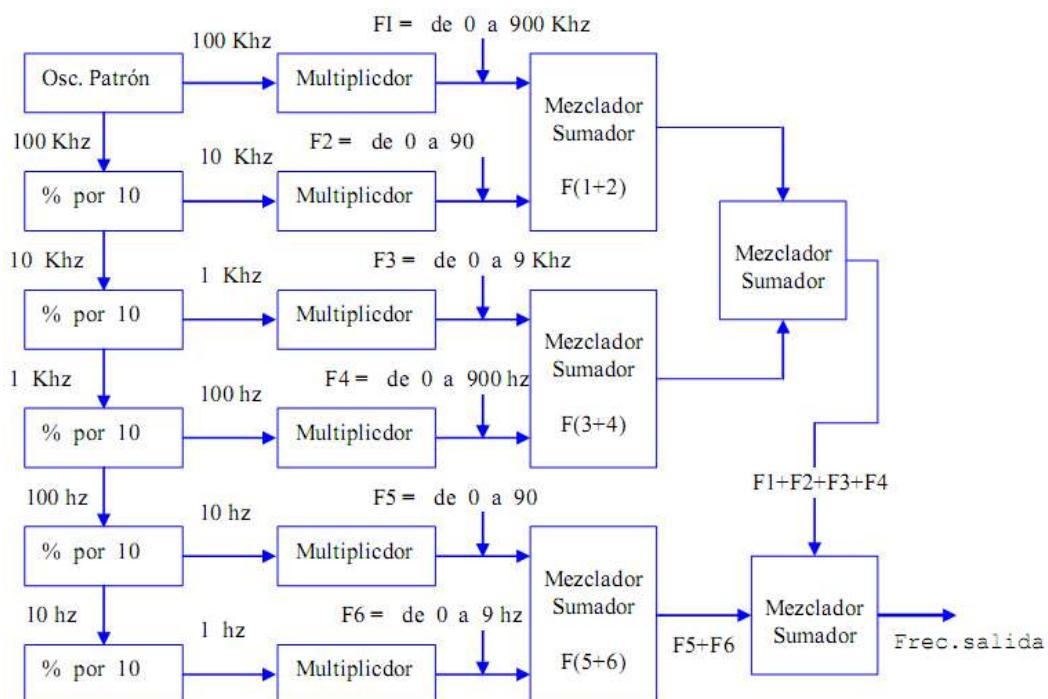


Figura 6-1: Síntesis directa con un oscilador usado como patrón.

Antes de entrar a explicar cómo funciona la síntesis, hago un repaso de los osciladores usados como referencia, pues en clase Zozaya los da, no sé por qué. Si vamos a usar un solo cristal, éste debe tener buena estabilidad. Los diferentes osciladores que podemos usar de referencia, ordenados de mayor a menor estabilidad, son:

- OCXO (Oven controlled y XO es una abreviatura vieja de «crystal oscillator»): es un oscilador controlado por horno. El cristal está en una cámara a una temperatura elevada y controlada, muy superior a la ambiente, justamente para hacerlo inmune a las variaciones de ésta. La desventaja es que se acorta la vida útil del cristal.

- MCXO (Microcomputer controlled crystal oscillator): en este caso se trata de un cristal y un microprocesador que compensa las variaciones de frecuencia debido a las variaciones de temperatura. No usa sensores externos para detectar la temperatura, sino que compensa con técnicas digitales la variación de frecuencia; es decir, detecta su propia temperatura.
- TCXO (Temperature compensated crystal oscillator): en un TXCO la salida de un termistor se usa para alimentar un circuito con R, L y C (con coeficientes de temperatura opuestos a los R, L y C del circuito equivalente del cristal) de modo que tal que produzcan variaciones de frecuencia que compensen las variaciones de frecuencia del cristal debido a los cambios en la temperatura.
- RTXO (Room temperature crystal oscillator): es el oscilador usado como referencia en los microcontroladores, son fabricados para una variación mínima de frecuencia en el rango de 0 a 50°C, lo cual se logra cortando adecuadamente el cristal en el proceso de fabricación.

6.2-a.2 Síntesis

Ahora sí, ¿cómo funciona la síntesis? En clases, Zozaya da un circuito que no encontré en internet, que usa rectificadores de onda completa. El diagrama de bloques básico es el de la Figura 6-2a, la frecuencia de referencia, $f_o=10MHz$, se hace pasar por el bloque «x2», un circuito que multiplica la frecuencia por dos. Como no existe un circuito (según Zozaya) tal que si su entrada es una sinusoidal pura me dé a la salida una sinusoidal también pura con el doble de frecuencia, lo que se hace es usar un rectificador de onda completa balanceado; la palabra balanceado significa que los dos semi-ciclos tienen la misma amplitud; si no, la señal del doble de $2f_o$ tendrían semi-ciclos distintos, es decir, estaría modulada levemente en amplitud.

A la derecha del diagrama de bloques están las componentes espectrales de cada una de las frecuencias. En la entrada tenemos la frecuencia de referencia, $f_o=10MHz$, que es f_1 . A esta señal la hacemos pasar por el rectificador de onda completa «x2» y obtenemos una señal rectificada, f_2 , con el doble de frecuencia de f_o , con las armónicas; es decir $f_1=2f_o$ con armónicas impares en $6f_o$ y $10f_o$.

Esta señal f_2 se pasa por un filtro pasa bajas para intentar eliminar las armónicas, y da como resultado la señal f_3 , que es una señal de frecuencia $2f_o$, con las armónicas $6f_o$ y $10f_o$ atenuadas³⁵; atenuadas porque el filtro pasa bajas no es perfecto. A f_3 la volvemos a hacer pasar por «x2» para obtener una señal de $4f_o$. Dando como resultado la señal f_4 , con armónicas en $12f_o$ y en $20f_o$ (esta última no la dibujo porque no me alcanza el gráfico).

Esta frecuencia f_4 , está compuesta además por vestigios que pueden pasar de $6f_o$ y $10f_o$. Estas frecuencias, al entrar al mezclador que colocamos después, generan un producto de intermodulación igual a su suma y su diferencia, y ésta última, cae en $4f_o$ y varía la amplitud de la componente fundamental que necesitamos (la que resulta del rectificación de $2f_o$). Entonces no queda otra que colocar un filtro pasa banda de banda estrecha (filtro de cristal de Q elevado) para filtrar estas componentes en $4f_o$ y $10f_o$, y así obtener una frecuencia de $4f_o$ lo más pura posible, f_5 . Es decir, el filtro Q se coloca cada dos pasos para eliminar las armónicas que el filtro pasa bajas no pudo y que resultarían en productos de intermodulación indeseados a la salida del mezclador. Por último, hacemos pasar la señal de $4f_o$ de nuevo por un rectificador, obtenemos así $8f_o$. Tenemos entonces un sistema con frecuencias en f_o , $2f_o$, $4f_o$ y $8f_o$. Para obtener las frecuencias intermedias lo que hacemos es usar un mezclador seguido de un filtro pasa banda sintonizable a la frecuencia deseada. Por ejemplo, para una frecuencia de $30MHz$, mezclamos $f_1=f_o$ y $f_3=2f_o$, lo que genera frecuencias en $f_3+f_1=3f_o$ y en $f_3-f_1=f_o$; resta entonces sintonizar el filtro pasa banda en una frecuencia central $f_c=30MHz$ (Figura 6-2b).

³⁵ Esta señal f_2 es una señal rectificada, y por ende tiene una componente de continua, componente que hay que bloquear con un acoplamiento o algo, porque después, si a esta señal con componente CC se la hace pasar por el siguiente rectificador de onda completa, a la salida tendremos la misma señal.

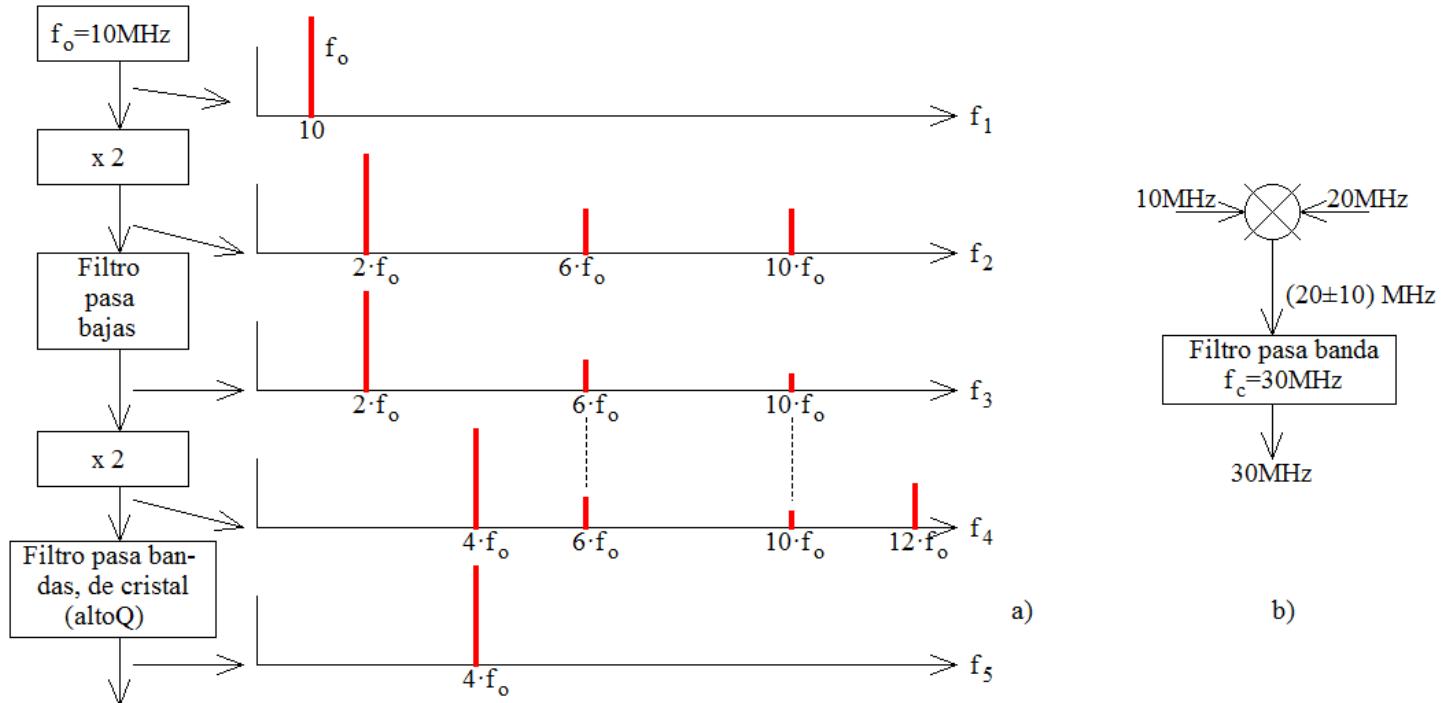


Figura 6-2: Síntesis directa con rectificadores de onda completa.

Ahora bien, filtro pasa banda a la salida del mezclador es un filtro adaptativo³⁶ y si bien en el ejemplo lo usé con la suma de las componentes de entrada, en realidad funciona filtrando la diferencia de ellas. Esto es porque así corremos menos riesgo de que en la frecuencia de salida interfiera alguna intermodulación.

Por último, supongamos que $f_o = 10\text{MHz}$, y los pasos son 3, tendremos entonces una frecuencia máxima de 80MHz , con una $RBW = 10\text{MHz}$. Como esto por lo general es insuficiente, lo que hacemos es colocar otro oscilador de referencia que esté una década por debajo del primero (o dividir una década la frecuencia de referencia), es decir, a 1MHz . Y a este nuevo oscilador le vamos a aplicar la misma cadena de 3 pasos anterior, para así llegar a una frecuencia de 8MHz . Y así vamos agregando osciladores de referencia hasta tener la RBW deseada. Algo así como el sintetizador de la Figura 6-1, pero en lugar de un generador de armónicas con un «generador de 2da, 4ta y 8va armónica».

6.2-b Sintetizador sinusoidal con PLL de N entero (método indirecto)

El método más común para obtener una sinusoides a partir de otra de referencia, de manera indirecta, es usar un PLL. El diagrama de bloques es el de la Figura 6-3.

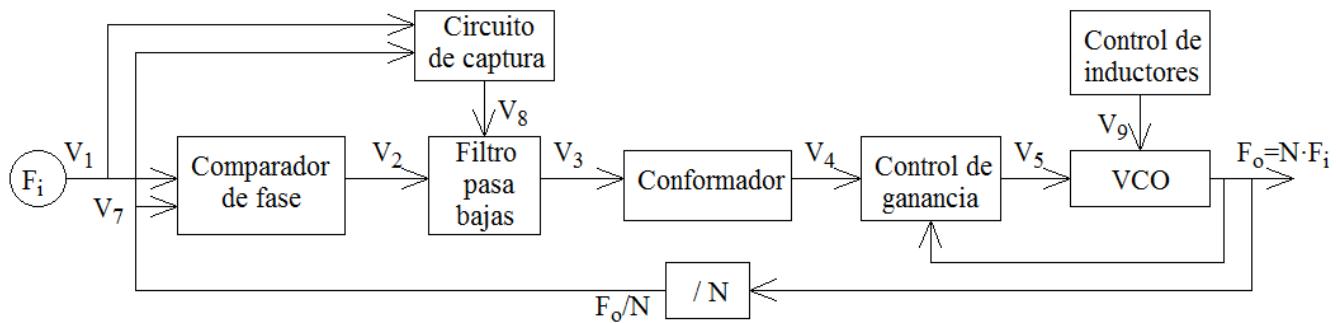


Figura 6-3: Diagrama de bloques de un sintetizador sinusoidal indirecto usando un PLL.

³⁶ Un filtro adaptativo es un filtro cuya función de transferencia depende de parámetros variables, que dependen de un algoritmo; dicho en criollo, son filtros pasa bandas con frecuencia central variable. Debido a la complejidad de los algoritmos la mayoría de los filtros adaptativos son filtros digitales.

Grosso modo, la síntesis funciona así: a la salida del sistema procuramos que la frecuencia de salida, F_o , tenga una frecuencia igual a la buscada, $N \cdot F_i$. Esta señal pasa por el bloque «/N» que es un divisor programable, que lo único que hace es dividir la frecuencia F_o en N ; la salida del divisor se realimenta a la entrada del bloque «comparador de fase», que compara la fase de esta señal, F_o/N , con la de la frecuencia de referencia, F_i . La salida de este bloque acusa las diferencias de fase que hay entre F_o/N y F_i , y, mediante algunas artimañas que ya veremos más adelante, controla la tensión del bloque «VCO» para que éste tire una frecuencia que sea efectivamente $F_o=N \cdot F_i$.

6.2-b.1 Síntesis

Veamos ahora la síntesis bien detallada. La salida del VCO siempre va a estar tirando una frecuencia de salida F_o ; cuando nosotros ingresamos por teclado el valor de N lo que sucede es que el bloque «control de inductores» modifica el circuito tanque del VCO para que a la salida haya una frecuencia F_o que esté lo más próxima a la F_o que nosotros queremos. El VCO, es un oscilador controlado por voltaje, y este voltaje es el que aplicamos a lo que se llama un circuito tanque. Pero F_o también depende del circuito tanque en sí, y el «control de inductores» (Figura 6-4a) hace justamente esto, mediante interruptores pone o saca inductores de diferentes valores en paralelo para modificar el circuito tanque y hacer así que F_o y $F_{o,buscada}$ estén dentro del rango de enganche del VCO. Estos inductores en paralelo son una especie de ajuste grueso, el ajuste fino lo hace el varicap que es controlado por la tensión V_5 que viene de las etapas anteriores.

El ajuste fino que mencionamos arriba todavía no se hizo y la F_o todavía no es igual a $F_{o,buscada}$. La frecuencia F_o pasa por el divisor y su salida, F_o/N , va al comparador de fase junto con la frecuencia de referencia, F_i . En clases, Zozaya dice que el bloque «comparador de fase» es una compuerta XOR y luego la salida del comparador, V_2 , no se corresponde con las entradas; pues una compuerta XOR vale «1» cuando las entradas son diferentes. La salida V_2 que da en clases se corresponde con lo que se llama un PFD (*phase frequency detector*), que es una combinación de compuertas y flip-flops (Figura 6-4b).

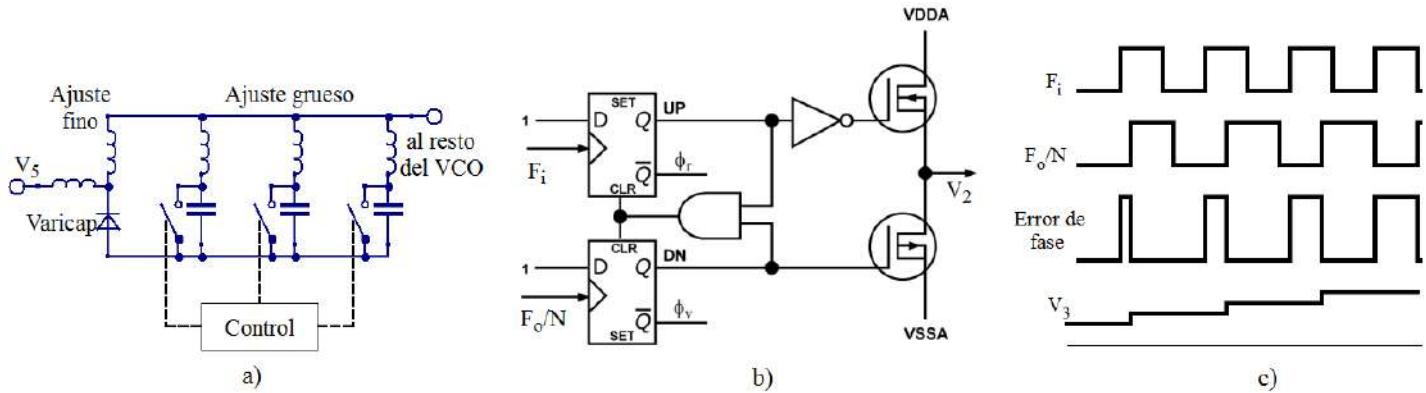


Figura 6-4: a) Control de inductores, b) filtro de lazo con PFD, c) error de fase entre F_i y F_o/N , y señal V_3 .

La salida de este comparador, V_2 , nunca va a ser nula, siempre existirá una diferencia de fase entre F_i y F_o/N , aunque sea pequeña. Esta tensión, en principio, es la que controla al VCO, pero no la podemos poner de pecho, porque como es pulsante va a estar modulando a F_o en frecuencia; necesitamos que V_2 sea constante. Y para eso es que ponemos el bloque «filtro de lazo», que es un filtro pasa bajas, pues nos interesa la componente de CC en la que viene montada V_2 , componente que aumenta mientras mayor sea el ancho de pulso de V_2 . Lo que nos da una salida V_3 , que es una señal continua³⁷ (Figura 6-4c).

³⁷ La señal V_3 en la Figura 6-4c se supone que es continua, y cambia cuando cambia la diferencia de fase. Pero en los ejemplos que encontré en internet, esta señal, para un valor fijo de diferencia de fase, es quasi escalonada, asemejándose a un integrador. Esto es porque el filtro de lazo no es un filtro pasa bajas como dice Zozaya, sino más bien es un filtro activo, que se comporta justamente como un integrador. Pero bueno, en clases se da que es un filtro pasa bajas y que V_3 es continua.

Esta señal V_3 puede controlar al VCO, pero en éste la relación entre F_o y la tensión de entrada al varicap no es lineal, y nosotros necesitamos que lo sea. Por esto es que a V_3 primero ingresa al bloque «conformador», que se encarga mediante atenuaciones y amplificaciones de lograr que F_o sea proporcional a V_3 . La salida del conformador, V_4 , va al bloque «control de ganancia», porque otra de las cosas que tiene el VCO es que no solo la frecuencia de salida varía con la tensión aplicada al varicap sino que también lo hace la amplitud, encima lo hace sin ninguna relación (distorsión en frecuencia). Por esto es que colocamos el control de ganancia, para que la salida del VCO siempre esté a una amplitud constante.³⁸

La salida de este bloque, V_5 , es la que aplicamos finalmente al varicap del VCO para realizar el ajuste fino y que el VCO se encargue de llevar F_o al valor de $N \cdot F_i$. Resta explicar el bloque «circuito de captura». Queremos que la respuesta sea lo más rápida posible, es decir, que una vez ingresado N la frecuencia F_o alcance a $N \cdot F_i$ lo más rápido posible. Esto depende de la constante de tiempo, τ , del filtro pasa bajas. Si τ es grande, el filtro se demorará más en igualar su salida, V_3 , al valor de la componente de CC de V_2 . Esto no es tan notorio cuando dicha componente de CC es pequeña, pero a medida que va creciendo, se notará más que el filtro se demora en alcanzar el valor de régimen de V_3 . Podríamos modificar el τ del filtro, para así alcanzar más rápido el valor de régimen de V_3 , pero corremos el riesgo de que si variamos mucho el τ el sistema se vuelva sobre-amortiguado, es decir, inestable. Para esto colocamos el circuito de captura, para que en función de la diferencia de fase entre F_i y F_o/N se modifique el τ del filtro en la medida justa para evitar el sobre-amortiguamiento.

Si nos acordamos, la función de trasferencia de un filtro pasa bajas es:

$$H(p) = \frac{H_o}{1 + \tau p}$$

Donde τ es la constante de tiempo del sistema, y $1/\tau$ es el polo de dicho sistema. Si la diferencia de fase entre F_i y F_o/N es pequeña, el circuito de captura hace más grande a τ , lo que equivale a decir que lleva al polo, $1/\tau$, hacia cero (en el diagrama polar). Si la diferencia de fase entre F_i y F_o/N es grande, el circuito de captura hace lo contrario, disminuye τ , lo que equivale a decir que lleva al polo, $1/\tau$, hacia el infinito.

Modificar el τ del sistema significa también modificar su ancho de banda, pues estamos variando la frecuencia de corte. Pero esta es una consecuencia, o un efecto secundario, por haber modificado τ . El análisis lo tenemos que hacer en el dominio del tiempo y no en el de la frecuencia. Digo esto porque Zozaya en clases dice que el circuito de captura modifica el BW del filtro en función de la diferencia de fase entre F_i y F_o/N , lo cual es cierto, pero si hacemos un gráfico de la amplitud de la componente de CC de V_2 vs el BW del filtro no vamos a encontrar ninguna relación. El circuito de captura modifica el τ del filtro para hacerlo más rápido o lento en función de la diferencia de fase entre F_i y F_o/N para evitar oscilaciones, y con eso, inevitablemente, modifica su BW.

6.2-b.2 Inconvenientes

La resolución de frecuencia en este sistema nos la da el oscilador de referencia, puesto que N es entero, el mínimo valor que puede tomar F_o es F_i , e ir aumentando en pasos de F_i . Supongamos que tenemos $F_i=1Hz$, si queremos una frecuencia de $F_o=10MHz$ debemos poner $N=10.000.000=10M$. El comparador de fase entonces compara la frecuencia de referencia, $F_i=1Hz$, con la salida pasada por el divisor, $F_o/N=10MHz/10M=1Hz$. Pero si F_o , por X motivos, aumenta su valor, por más grande que sea este aumento, al pasar por el divisor se divide por $10M$ y el comparador de fase ni se entera de dicho aumento. Se va a enterar solo cuando este aumento sea lo suficientemente grande como para que cuando se divida por $N=10M$ no sea despreciable. Entonces ahí el sistema corrige y la frecuencia de salida F_o comienza a bajar. Pero de nuevo se produce el fenómeno anterior, este decremento no se advierte por el comparador sino hasta cuando sea lo suficientemente grande y el sistema corrige aumentando F_o . Y esta oscilación de F_o será más grande a medida que N sea más grande.

³⁸ En clases Zozaya no explica en detalle estos dos bloques (conformador y control de ganancia).

Es decir, tendremos a la salida una FM residual. Si queremos evitar esto, tenemos que aumentar F_i , para que las pequeñas variaciones de F_o sí sean advertidas por el comparador. Pero al aumentar F_i perdemos resolución. Por lo tanto, en este sistema podemos tener o un gran BW o una buena RBW, pero no las dos cosas a la vez.

6.2-c Sintetizador sinusoidal con PLL de N fraccional (método directo)

Este método es similar al anterior pero tiene algunas modificaciones. Zozaya dice que se trata de síntesis directa, pero yo no veo ningún elemento que realice las operaciones aritméticas básicas para obtener la frecuencia de salida. Para mí es síntesis indirecta, porque el principio de funcionamiento es igual al anterior, solo que se le agrega un circuito para controlar la tensión que entra al VCO. Pero bueno, si Zozaya dice que es síntesis directa, síntesis directa será.

6.2-c.1 Síntesis

La frecuencia de salida del sintetizador con PLL de N entero era múltiplo entero de la frecuencia de la señal de referencia; con el sintetizador que veremos aquí (que en realidad se llama *fractional-N PLL*, pero en clases también se ve como «acumulador fraccional») podremos obtener a la salida una frecuencia que sea una fracción de la frecuencia de referencia. El diagrama de bloques es el de la Figura 6-5.

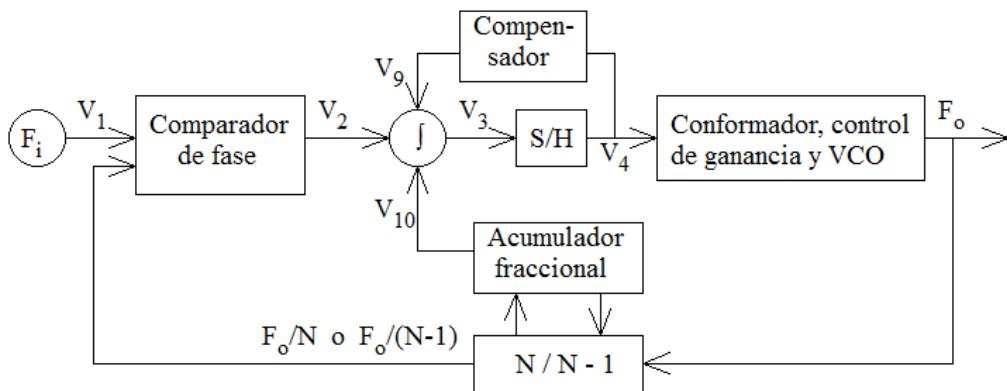


Figura 6-5: Diagrama de bloques del sintetizador PLL con acumulador fraccional.

En el sintetizador de la sección anterior, si hacemos $N=5$ obtenemos una determinada tensión que entra al VCO, que se llama tensión de error, igual a e_{rN5} ; y si hacemos $N=4$, obtenemos e_{rN4} . El VCO puede recibir una tensión intermedia entre e_{rN5} y e_{rN4} para dar una frecuencia intermedia también entre $4F_i$ y $5F_i$, pero con el método anterior no podemos generar esta tensión de error intermedia. Y esto es justamente lo que hacemos aquí, generar esta tensión intermedia, haciendo el promedio para que e_r sea proporcional a la fracción deseada.

Supongamos que queremos una frecuencia de salida igual a $F_o=4,467F_i$. Ingresamos entonces este valor en el acumulador fraccional, y lo primero que éste hace es definir la longitud de lo que se llama «período base», Pb . La longitud de Pb será de $F_i/10^n$, siendo n la cantidad de decimales que contenga la fracción F_o/F_i , en este caso, y suponiendo una $F_i=1MHz$, tenemos que $Pb=1M/10^3=1000$, que es la cantidad de ciclos de nuestro Pb . Una vez hecho esto, el acumulador controla el número por el que se va a dividir F_o en el divisor programable, haciendo que a la salida de dicho divisor tengamos F_o/N durante una determinada cantidad de ciclos y $F_o/(N-1)$ durante otra cantidad de ciclos. La cantidad de ciclos que F_o se va a dividir en N y en $N-1$ es:

$$\text{CiclosN} = Pb \cdot \left(1 - \text{Parte decimal de } \frac{F_o}{F_i} \right) = 1000 \cdot (1 - 0,467) = 533$$

$$\text{CiclosN} - 1 = Pb \cdot \left(\text{Parte decimal de } \frac{F_o}{F_i} \right) = 1000 \cdot (0,467) = 467$$

Esta señal, V_s , (compuesta de F_o/N durante 533 ciclos, y de $F_o/(N-1)$ durante 467 ciclos) ingresa al comparador de fase y obtenemos V_2 , que es un tren de pulsos con un determinado ancho de pulso en un tiempo, y con otro

ancho de pulso otro tiempo. V_2 ingresa al integrador, el cual genera una pendiente positiva cuando V_2 está en un «1 lógico», y quedarse en el valor al que llegó (pendiente plana o nula) cuando V_2 está en un «0 lógico». Todo esto se esquematiza en la Figura 6-6, donde vemos qué sucede durante $4P_b$.

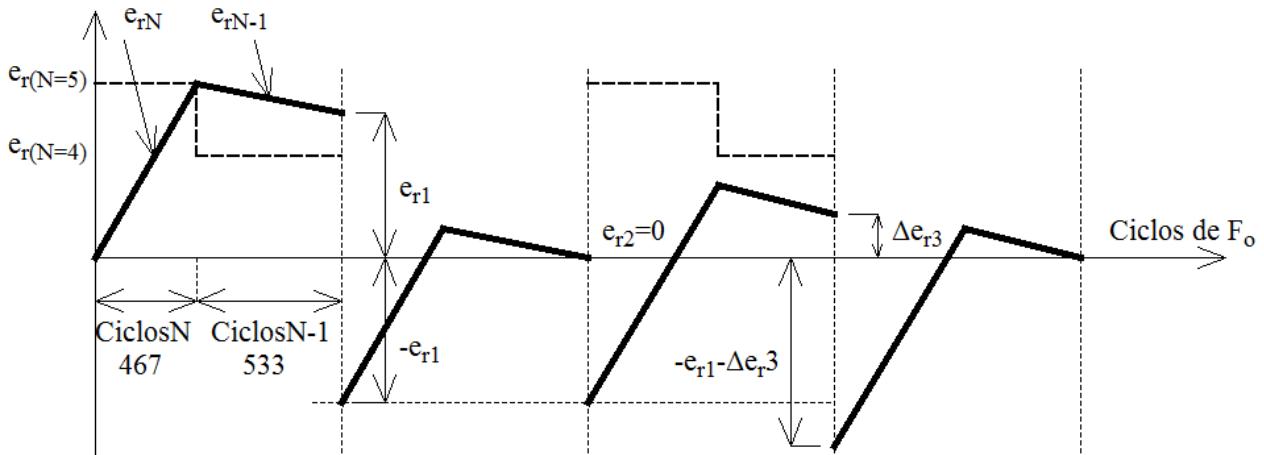


Figura 6-6: Señal de error que entra al VCO durante $4 \cdot P_b$.

Apenas le ingresamos el número fraccional de la frecuencia de salida, el sistema cierra y abre interruptores para llevar a F_o lo más cerca posible de la frecuencia deseada, tal como pasa en el sintetizador indirecto con PLL. A partir de ese momento a la salida del divisor tenemos F_o/N , lo que provoca que un tren de pulsos en V_2 , que produce una recta³⁹ con pendiente positiva a la salida del integrador, V_3 . La señal de error, e_{rN} , sigue subiendo por 467 ciclos. A partir del ciclo 468, el acumulador cambia el divisor a un valor $N-1$, lo cual provoca otro tren de pulsos en V_2 y el integrador a su salida tiene e_{rN-1} , que es una señal con pendiente menor que e_{rN} pero cambiada de signo⁴⁰; y así baja por 533 ciclos hasta completar el 1er P_b , donde vale e_{r1} .

El S/H toma este valor de e_{r1} y se lo resta al integrador, hace esto porque si el integrador sigue sumando pulsos se va a ir hacia el infinito. Entonces, con esto, en el 2do P_b e_r arranca desde $-e_{r1}$, con lo cual (y suponiendo que la fracción F_o/F_i no cambie) e_r describe la misma curva que en el 1er P_b solo que desplazada hacia abajo, para terminar al final del 2do P_b en 0, $e_r=0$.

Si cambiamos de valor la fracción F_o/F_i en el acumulador fraccional, los ciclos N y los ciclos N-1 cambian, y e_r describe en el 3er P_b una curva distinta al del 2do P_b y no termina en 0 sino en un valor Δe_r . De nuevo, el compensador se encarga de restar este nuevo valor al integrador para que al final del cuarto P_b e_r termine en 0, es decir que, al principio del 4to P_b , la señal e_r comienza en $-e_{r1}-\Delta e_r$.

Nota personal. Ahora, con el sistema anterior, no sé dónde carajo se produce el muestreo de S/H, si al final o al comienzo de cada P_b . Otra cosa que no me queda claro es que, suponiendo que no se varía F_o/F_i , al final del primer P_b $e_r=e_{r1}$ y ese valor, con todas las etapas siguientes que son las mismas que en el caso del sintetizador anterior, es el que va al VCO. Pero al final del segundo, tercero y cuarto P_b , tengo que $e_r=0$, y ese valor no puede ir al VCO. Tiene que existir una forma de que $e_r=e_{r1}$ cada vez que se realiza el muestreo.

Lo que yo creo es que, al final del primer P_b , el compensador resta al integrador las condiciones iniciales, es decir, e_{r1} nada más, para que en el segundo P_b arranque desde 0 y finalice en e_{r1} , y entonces ahí sí el valor

³⁹ En realidad no es una recta sino más bien una señal «escalonada», pero bueno, a los efectos prácticos será recta.

⁴⁰ No tendría por qué ser negativa la pendiente, si el ancho de pulso de V_2 cambia, entonces la pendiente cambia de valor pero siempre será positiva, a menos que V_2 sea un tren de pulsos negativos. No sé de dónde saca esto Zozaya, a lo mejor el acumulador le da la orden al comparador de fase para que invierta el tren de pulsos. Ni idea. La cuestión es que e_{rN-1} tiene una pendiente menor que e_{rN} y además cambiada de signo.

muestreado sigue siendo e_{r1} . Y el muestreo, de esta forma, se hace en el último ciclo de cada Pb (Figura 6-7). Pero bueno, es una apreciación personal, aclaro que no le fui a consultar a Zozaya ni nada.

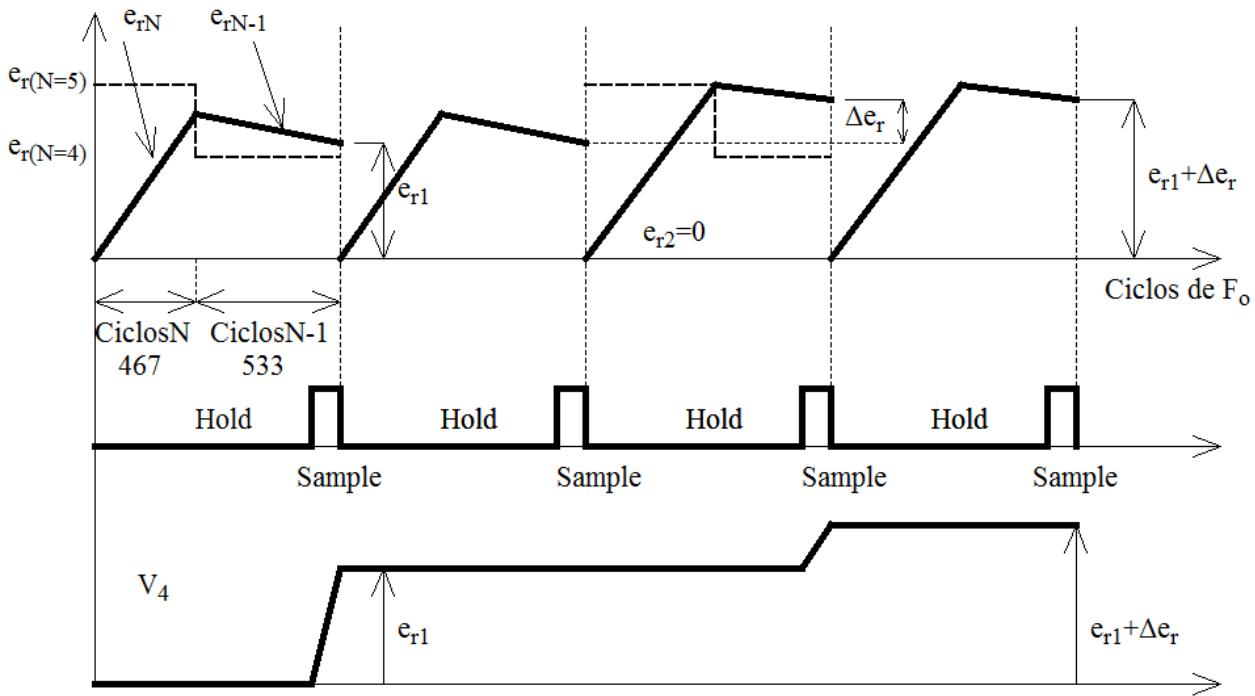


Figura 6-7: Cuatro períodos base de er (otra perspectiva).

Por último, en el momento en que el acumulador cambia el divisor de N a $N-1$, manda una señal de corrección de fase al integrador, que no es más que un impulso que le indica a éste que deje de integrar. Esto es porque el cambio entre F_o/N y $F_o/(N-1)$ es abrupto y produce un transitorio a la salida del divisor que si se llegara a integrar produciría un valor de error muy grande en V_3 .

6.2-c.2 Inconvenientes

Si nuestro $F_i=1MHz$, supongamos, y queremos una resolución de 1 millonésima, entonces $Pb=1M$, y debemos esperar 1 segundo hasta obtener la frecuencia fraccional deseada. En estos casos lo que se suele hacer es, en lugar de usar N y $N-1$, usar $N-10$, $N+10$, $N+20$; de esta forma, como los valores de tensión son mayores el periodo de integración es menor. Se reduce el tiempo de respuesta del sistema.

6.2-c.3 Especificaciones

Ancho de banda: Zozaya no aclara específicamente qué BW se obtienen con este método, solo dice que es deseable 10 décadas por lo menos (del orden de los $1.10^{10}=10GHz$ aproximadamente). Esto es para señales sinusoidales puras, que es la que necesitamos para ensayar sistemas lineales; obviamente podremos tener señales cuadradas o triangulares, pero con ese contenido espectral a lo sumo.

Resolución de frecuencia: con este tipo de síntesis se alcanza una resolución de $0,1Hz$ en todo el BW de uso, y es un valor aceptable. Aunque en clase supo decir que se llega a tener una $RBW=1\mu Hz$, pero no especificó nada más, ni las consecuencias que tenemos en estos sintetizadores.

Pureza espectral: se define en términos de dBc de las armónicas y las no armónicas. Las armónicas son todas aquellas frecuencias que son múltiplos de la frecuencia fundamental, que sería la frecuencia de salida. No deben superar los $-60dBc$, por lo general están entre $-60dBc$ y $-80dBc$. Los ruidos no armónicos se deben a todas las frecuencias que no son múltiplos de la fundamental, productos de intermodulación, ruidos varios. Están entre $-120dBc$ y $-150dBc$. Los ruidos no armónicos los vamos a medir de la siguiente manera: con un voltímetro sintonizado y con un $BW=1Hz$ vamos a ir midiendo en el rango que comprende entre $1kHz$ y de $10kHz$ de la

portadora. A 1kHz el voltímetro debe acusar un valor de -120dBc ; y a 10kHz , -150dBc . El $BW=1\text{Hz}$ es porque así minimizamos el efecto del ruido (que tiene un ancho de banda infinito) y medimos solo la componente en la frecuencia sintonizada.

Resolución en amplitud: depende de la calidad del sintetizador. Un valor aceptable es de 1mV .

6.2-d Sintetizador AWG con DDS (método directo)

El generador de onda arbitraria (AWG, *arbitrary waveform generator*) es un dispositivo que puede generar formas de onda arbitrarias. Estas formas de onda pueden ser repetitivas o de disparo único, en cuyo caso necesitaremos alguna fuente de disparo (interna o externa). Estas señales producidas tienen muy poco o casi nada de pureza espectral, pues justamente las señales que queremos producir tienen alto contenido espectral.

El diagrama de bloques de un AWG es el de la Figura 6-8. El método que usa este dispositivo para sintetizar la frecuencia es la DDS (*direct digital synthesis*, síntesis digital directa). La frecuencia del clock del sistema, F_{clk} , se mezcla con la frecuencia que queremos que tenga la señal de salida, F_o , para ir al bloque del acumulador de fase. Éste controla la velocidad de direccionamiento de la memoria, en donde está almacenada digitalmente la señal deseada. A la salida de la memoria hay un convertidor digital-analógico y posteriormente un filtro pasa bajas.

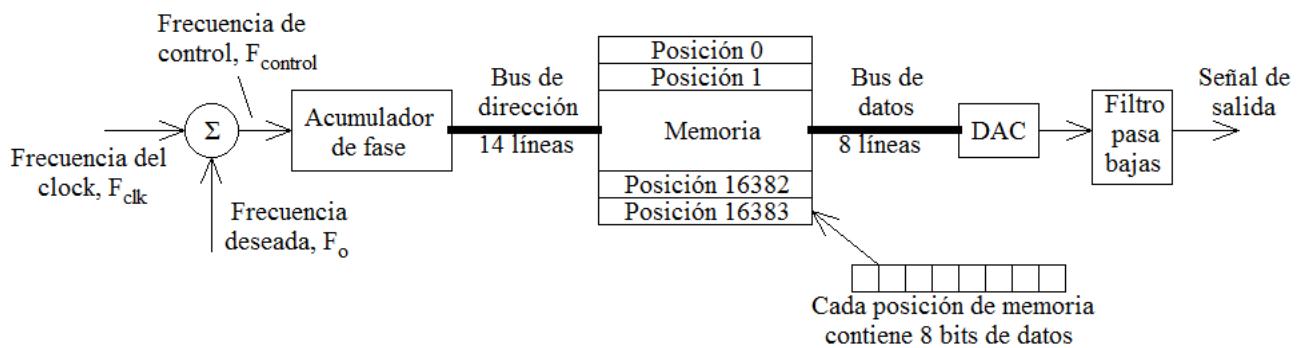


Figura 6-8: Diagrama de bloques de un AWG.

El bloque de memoria, para el caso que da Zozaya en clases, se direcciona con un bus de 14 líneas de dirección, es decir, que hay $2^{14}=16384$ posiciones de memoria, de la 0 a la 16383. Cada uno de estos bloques está compuesto de 8 bits de datos, y es en donde está almacenada cada muestra de la señal. Dicha señal la podemos generar desde una tabla de Excel por ejemplo, o copiar desde un archivo, que a su vez puede estar capturado desde un OAD.

Con esta información ya podemos calcular las dos resoluciones máximas que podemos tener. Una es la resolución de fase, que es el mínimo valor que vamos a poder desfasar la señal de salida. Obviamente, esto depende de la frecuencia de salida, así que la vamos a tener que expresar en grados, sabiendo que 360° corresponde al período total de la señal de salida. La resolución de fase será $360^\circ/2^4 \approx 0,02197^\circ$. La otra es la resolución de amplitud, que es el mínimo valor que vamos a poder saltar en amplitud en la salida. Como cada posición de memoria tiene 8 bits de datos, es fácil ver que la posición $0000.0000_2=0_{10}$ va a corresponder a 0V ; y que $1111.1111_2=16383_{10}$, a la tensión de referencia del DAC, V_{ref} . Es decir que la resolución de amplitud es $V_{ref}/2^8 \approx 0,0039 \cdot V_{ref}$.

El acumulador de fase es un contador de 14 bits que cuenta desde 0 hasta 16383 y se resetea, y a través de las 14 líneas de control le indica a la memoria qué posición sale hacia el DAC. La velocidad con que el acumulador barre el bloque de la memoria se controla por una frecuencia de control, $F_{control}$, que es el resultado de una mezcla entre la frecuencia del clock del sistema, F_{clk} (que se llama también master clock, es la máxima frecuencia que maneja el AWG), y la frecuencia deseada de salida, F_o .

Ahora bien, si queremos que la señal de salida tenga una $F_o=1\text{MHz}$, el acumulador de fase debe barrer toda la memoria en $1\mu\text{s}$, esto significa que debe direccionar cada posición de memoria en $1\mu\text{s}/16384=61,035\text{ps}$, es decir, una frecuencia de barrido $F_{control}=1/61,035\text{ps}=16,384\text{GHz}$. Frecuencia que no se consigue tan fácilmente. Lo que

hacemos en cambio es no direccionar todas las posiciones de memoria, de 1 en 1 , sino más bien sacrificando algunas. Por ejemplo, si direccionamos de 10 en 10 , para obtener a la salida $1MHz$, el barrido bajaría a $F_{control}=1,6384GHz$.⁴¹

Con el método anterior perdemos resolución en frecuencia, pues las posiciones no leídas no forman parte de la señal de salida. Entonces ¿para qué tener un bloque de memoria tan grande si no lo vamos a usar todo? Esto es porque siempre es mejor disponer de la mayor información posible, para así poder elegir qué partes de la señal no nos interesa o no contribuyen demasiado a la señal de salida.

Cada palabra digital que sale de la memoria va a un DAC, para a su salida generar una señal cuasi analógica como la que se ve en la Figura 6-9a. Aquí nos encontramos con una limitante, el tiempo de conversión del DAC, t_c , tiene que ser menor al tiempo de la frecuencia del clk, $1/F_{clk}$, pues no podemos poner a la salida de la memoria la siguiente palabra digital antes de que el DAC termine de convertir el dato actual.

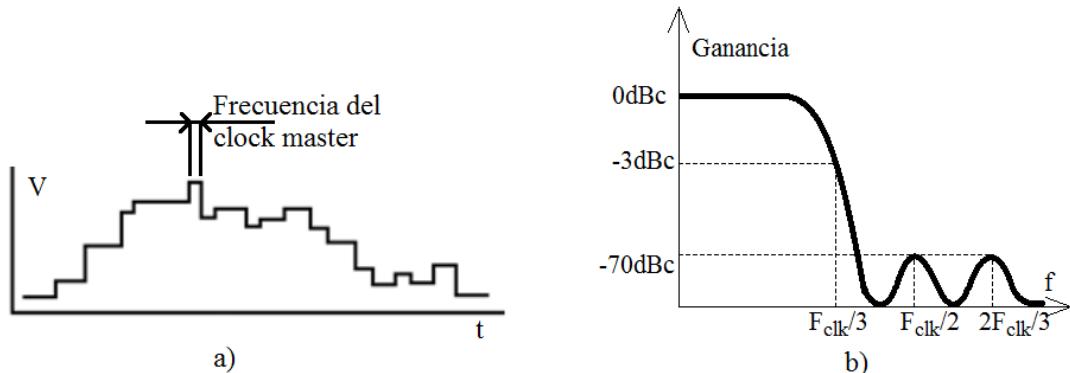


Figura 6-9: a) Salida del DAC; b) perfil del filtro pasa bajas.

Esta señal que sale del DAC está llena de armónicas de F_{clk} , por lo que debemos ponerle un filtro pasa bajas con el perfil de la Figura 6-9b. Este filtro elimina estos armónicos, que siempre estarán muy por encima de $F_{clk}/3$.

6.3 Preguntas de parciales y/o finales

Pregunta 6-1: ¿Para qué se ponen los filtros de alto Q en el método de síntesis directa?

1. Para eliminar solo las armónicas de la señal rectificada.
2. Para eliminar los productos de intermodulación y las armónicas que el filtro pasa bajas no pudo.
3. Eliminar la modulación de FM residual del generador.
4. Ninguna.

El filtro Q elimina las armónicas que vienen de la etapa anterior (rectificado) y las armónicas que quedaron de la etapa anterior a la anterior (filtro pasa bajas), este segundo grupo de armónicas son las que si llegan al mezclador pueden producir productos de intermodulación que pueden caer cerca de la portadora. Es decir, el filtro Q no elimina productos de intermodulación, sino más bien los evita eliminando las armónicas que podrían producirlos. Pero bueno, Zozaya considera como correcta la opción 2.

⁴¹ En realidad no sé cuánto vale $F_{control}$ a cada momento. El bloque del mezclador, Σ , es simbólico, no es un mezclador propiamente dicho, que genera la suma y la resta de las frecuencias entrantes. Pero no sé muy bien cómo funciona, en una carpeta vi que Zozaya decía que la frecuencia de barrido siempre es F_{clk} . En este caso, creo yo, que lo que hace este mezclador es definir el tamaño del salto en las posiciones de memoria en base a F_o y F_{clk} . En otra carpeta vi que $F_{control}$ varía en función de F_o y F_{clk} , para que a la salida tengamos F_o . Zozaya no da en clases ejemplos numéricos ni explica exactamente en qué consiste el bloque del mezclador.

Pregunta 6-2: En el método del acumulador fraccional se pretende tener una señal de salida de 5,348MHz, el oscilador de referencia es de 100kHz. Determine el tamaño del período base en ciclos, el valor de N y durante cuántos ciclos del período base el divisor debe estar en N-1. (Este ejercicio no sé si está bien calculado.)

$$F_o = 5,348\text{MHz} = 53,48 \cdot 100\text{kHz} = 53,48 \cdot F_i \quad \rightarrow N = 54 \quad N - 1 = 53$$

$$PB = \frac{F_i}{10^n} = \frac{100\text{k}}{10^2} = 1000$$

$$\bullet n = \text{cantidad de decimales de } \frac{F_o}{F_i} = 2$$

$$\text{Ciclos } N = \left(\text{Parte decimal de } \frac{F_o}{F_i} \right) \cdot PB = 0,48 \cdot 100 = 480$$

$$\text{Ciclos } (N - 1) = PB - \text{Ciclos } N = 100 - 480 = 520$$

Pregunta 6-3: ¿A qué frecuencia está sintonizado el filtro de salida en el AWG?

1. A la frecuencia de la señal de salida.
2. A la frecuencia de muestreo.
3. A la frecuencia del VCO.
4. Depende del tipo de señal de salida
5. Ninguna.

En realidad está sintonizado a la frecuencia del clk del sistema. No sé por qué Zozaya considera la opción 2 como correcta, en el AWG no se muestrea nada, la señal ya está muestreada o copiada en la memoria.

Pregunta 6-4: ¿De qué depende la pureza espectral?

1. Otras opciones.
2. Del VCO.

La pregunta la encontré así con su opción correcta marcada. Se refiere a la pureza espectral en el sintetizador con PLL de N entero.

Pregunta 6-5: ¿De qué depende la resolución en frecuencia (en el sintetizador con PLL de N entero)?

1. Otras opciones.
2. De la F_i .

Pregunta 6-6: ¿A cuántos dBc están las armónicas y el ruido no armónico (en el sintetizador con PLL de N fraccional)?

1. Otras opciones.
2. El ruido armónico está entre $-60dBc$ y $-80dBc$ y el ruido no armónico está entre $-100dBc$ y $-150dBc$.

Pregunta 6-7: ¿Por qué el rectificador es balanceado en método indirecto?

1. Otras opciones.
2. Porque si no lo fuera la salida saldría modulada en amplitud.

Pregunta 6-8: ¿Cuál es la resolución en método directo (sintetizador con rectificadores)?

1. Otras opciones.
2. La de mi cristal de frecuencia más baja.

Pregunta 6-9: ¿Por qué no todos los filtros son de cristal (en el sintetizador con rectificadores)?

1. Otras opciones.
2. Porque son caro, cuesta sintonizarlos y no es necesario.

Cuando dice «no es necesario» se refiere a que no es necesario que todos los filtros sean de cristal, no que no es necesario sintonizarlos.

Pregunta 6-10: ¿Por qué se usa un circuito de enganche en el método indirecto?, ¿en qué consiste?

1. Otras opciones.
2. En correr el polo del filtro para al principio tener altas frecuencias y achicar el tiempo de establecimiento de la frecuencia de salida.

Ni idea con esto. Pregunta sobre el circuito de enganche (que es el PLL) y lo que la respuesta describe es el circuito de captura. Hay que preguntar bien si sale esta pregunta.

Pregunta 6-11: ¿Qué valores deben tener el periodo base y cuantos ciclos son necesarios para N y N-1 para lograr una frecuencia de salida de $F_o=5,234 \cdot F_i$?

- | | | |
|--------------------------|----------------|-------------------|
| 1. Periodo base=10000 | Ciclos N=2340 | Ciclos (N-1)=7660 |
| 2. Periodo base=5000 | Ciclos N=1170 | Ciclos (N-1)=3830 |
| 3. Periodo base=2000 – | Ciclos N=468 – | Ciclos (N-1)=1532 |
| 4. Periodo base=1000 – | Ciclos N=234 – | Ciclos (N-1)=786 |
| 5. Todas las anteriores. | | |

Se deben cumplir las siguientes relaciones:

$$\text{CiclosN} = \left(\text{Parte decimal de } \frac{F_o}{F_i} \right) \cdot Pb \quad Pb = \text{CiclosN} + \text{Ciclos}(N-1)$$

Las opciones que cumplen con estas dos condiciones son la 1 y la 3.

Pregunta 6-12: Las mediciones de las espurias a la salida de un amplificador se mide con un BW=1Hz para:

1. Porque el ancho de banda de estas es muy estrecho.
2. Porque de esa forma se pueden medir la fundamental.
3. Porque es la única manera de reducir la influencia de las armónicas.
4. Para minimizar el efecto del ruido en la medición.
5. Todas las anteriores.

Las espurias se refieren al ruido no armónico, y no se miden a la salida de un amplificador, sino a la salida del sintetizador.

Capítulo 8: Compatibilidad electromagnética

La unidad en el programa aparece como «mediciones de emisiones e interferencias electromagnéticas», pero le puse el título de arriba porque es el nombre de la disciplina que estudia estas cuestiones. Los ensayos que se ven en la sección 8.2 - *Tipos de ensayos* tienen una descripción muy, pero muy escueta. Las normas son muy específicas en cuanto al equipamiento usado, señales de ensayo y procesos de testeo, entre otras cosas. Por ejemplo, una norma puede exigir el tipo y dimensiones de la cámara anecoica, cómo debe ser la señal del generador (amplitud, frecuencia, si está modulada en AM, FM o por pulsos), las distancias que deben guardar los elementos del ensayo entre sí, el tipo de blindaje usado, la repetición y/o duración del ensayo, y un largo etcétera. Por eso sólo me limito a dar una descripción que da ocote, onda «se pide esto, entonces hago esto otro, mido allá y me fijo si cumple». Así lo da el profe en clases y yo no me voy a poner a ir más lejos. Todo lo que describo que no sea referido a los tipos de ensayos (elementos de los ensayos, definiciones, normas, etc.) es para hacer que se entienda mejor la unidad y también porque esas cosas salen a veces en los parciales/finales.

8.1 Introducción y definiciones

8.1-a Compatibilidad e interferencia electromagnéticas

Tenemos dos definiciones de compatibilidad electromagnética (*electromagnetic compatibility*, EMC). Si nos referimos a la rama o disciplina de las radiocomunicaciones, estudia los fenómenos de generación, propagación y captación de interferencias electromagnéticas desde dos puntos de vista: la emisión (interferencias que genera un equipo) e inmunidad (capacidad de un equipo para no ser afectado por las interferencias). La compatibilidad electromagnética es también el nombre de un parámetro que vamos a usar en esta unidad, es la capacidad de un equipo de no interferir ni verse perjudicado por el entorno electromagnético en donde esté instalado.

8.1-b Terminología usada en EMC

A lo largo del capítulo usamos los siguientes conceptos:

- **Interferencia electromagnética (*electromagnetic interference*, EMI):** es cualquier perturbación que ocurre en el equipo electrónico causada por una fuente electromagnética externa al mismo y que puede alterar su buen funcionamiento.
- **Acoplamiento:** es la interrelación de dos o más circuitos cuando se establece una transferencia de energía entre ellos, es decir, cuando la interferencia logró pasar de su origen a algún equipo. Si este acoplamiento se produce por radiación electromagnética se denomina acoplamiento por radiación; si es por conductores, acoplamiento conducido.
- **Inmunidad:** es la capacidad de un equipo de no alterar su funcionamiento debido a una interferencia.
- **Susceptibilidad:** (*electromagnety susceptibility*, EMS) es la capacidad de un equipo de modificar su comportamiento al verse influenciado por interferencias. Algo así como el antónimo de la inmunidad.

- **Entorno electromagnético:** es el conjunto de fenómenos electromagnéticos que existen en un lugar dado. Este conjunto depende del tiempo y su descripción puede necesitar de un enfoque estadístico, pero acá no le vamos a dar bola a eso.
- **EUT:** de las siglas en inglés *equipment under test*, es el equipo o sistema a ensayar.

8.1-c Interferencias electromagnéticas

Las interferencias electromagnéticas son señales de tipo electromagnético que perturban el funcionamiento normal de un equipo electrónico. Identificamos tres elementos en el problema:

- El origen: se trata de la fuente o el generador de las interferencias; al equipo que genera interferencia se lo denomina culpable o emisor de interferencia.
- El medio de acoplamiento o de propagación: es el camino que usa la interferencia para propagarse, puede ser el espacio vacío o un conductor eléctrico.
- Los receptores: son los equipos que se ven perjudicados por la interferencia; a estos equipos se los denomina víctimas o receptores de interferencia.

Este modelo nos plantea el camino a seguir para resolver el problema de las interferencias: identificamos el origen de las mismas y tratamos de eliminarlas o disminuirlas en lo posible; si no podemos hacer eso, entonces hay que atenuar la interferencia en el camino para evitar su propagación lo máximo posible; y si todo lo anterior no resulta, debemos intentar insensibilizar el equipo receptor para que su funcionamiento no se vea alterado por la interferencia.

8.1-c.1 Clasificación de las interferencias

Podemos clasificar las interferencias según su origen y según el medio de propagación.

Según su origen:

- **Intrínsecas:** son debidas al propio funcionamiento del equipo, es decir, son inherentes al mismo. Por ejemplo el ruido térmico debido a la circulación de corriente diseñada.
- **Provocadas:** éstas a su vez pueden ser externas e internas.
 - Externas: emisiones propias de otros equipos que no deberían ser captadas (emisoras de radio y TV, teléfonos móviles, ordenadores, etc.)
 - Internas: procedentes del mismo equipo y originadas por características de los sistemas que lo integran (motores, conmutadores, etc.)
- **Naturales:** descargas electrostáticas, tormentas eléctricas, radiaciones cósmicas, etc.

Según el medio de propagación:

- **Conducidas:** es cuando la interferencia se propaga mediante un conductor eléctrico desde el emisor hasta el receptor. Es el denominado acoplamiento conducido.
- **Radiadas:** es cuando la propagación se realiza a través del aire por campos electrostáticos o electromagnéticos. Es el denominado acoplamiento por radiación.
- **Acopladas:** es un caso particular del caso anterior y ocurre cuando la distancia entre emisor y receptor es menor que la longitud de onda dividida por 2π (campo lejano).

8.1-d Normas de compatibilidad

Hay varios entes internacionales que regulan y dictan normas para la EMC, algunos trabajan en conjunto para intentar una normalización (armonización). Cada país o región tiene sus propias normas que pueden ser dictadas por una o varias de estos entes, dependiendo de la calidad que un determinado equipo pretenda tener (normas militares, comerciales de aviación o comerciales).

En el plano internacional tenemos dos: la Comisión electrotécnica internacional (*International electrotechnical commission, IEC*), y la Organización internacional de estandarización (*International organization for standardization, ISO*). En Europa tenemos a la *Comité Européen de Normalisation (CEN)*, la *Comité Européen de Normalisation Electrotechniques (CENELEC)* y la *European Telecommunications Standards Institute (ETSI)*. En Estados Unidos tenemos la *Federal Communications Commission (FCC)* y la *Society of Automotive Engineers (SAE)*.

En Argentina, nos basamos en diferentes normas internacionales, y va a depender de si los equipos van a estar destinados al consumo del mercado interno o para introducirse en otros mercados (por ejemplo el de la Comunidad Europea); pero en las Directivas establecen normas técnicas EN basadas en normas internacionales CISPR o IEC.

Las normas EN referidas a emisión se basan, en general, en las siguientes:

- **CISPR 11:** para equipamiento industrial, científico y médico.
- **CISPR 14:** para electrodomésticos, herramientas portátiles y equipos provistos con motores eléctricos.
- **CISPR 15:** para equipos de iluminación.
- **CISPR 22:** para equipos de Tecnología de la Información y Comunicación (ITE, ETI ó TIC's).

Todas se basan a su vez en la norma básica **CISPR 16**, que dicta lo referido a las características técnicas que deben tener las facilidades, el equipamiento y métodos de medición usados en el Laboratorio de Ensayos para tener reconocimiento internacional. Esta norma también se refiere a los cálculos de incertidumbres en las mediciones de EMC, con esto se busca optimizar el uso del equipo para evitar márgenes de seguridad particulares que puedan dañar al equipo.

Las normas EN referidas al tema de la Susceptibilidad o Inmunidad Electromagnética, tienen en cuenta, en general, las siguientes normas básicas:

- **IEC 61000-4-2:** para Inmunidad a Descargas Electrostáticas directas e indirectas, por aire o por contacto.
- **IEC 61000-4-3:** para Inmunidad a Campos Radiados de Alta Frecuencia (la última versión de esta norma llega hasta 2,5 GHz).
- **IEC 61000-4-4:** para Inmunidad a Transitorios Rápidos Eléctricos en ráfagas en líneas de alimentación y acoplados capacitivamente a líneas de datos y de comunicación y control.
- **IEC 61000-4-5:** para Inmunidad a Onda de Choque de Tensión de 1,2/50us.
- **IEC 61000-4-6:** para Inmunidad a perturbaciones conducidas inducidas por campos radiados.
- **IEC 61000-4-8:** para Inmunidad a Campos Magnéticos Inducidos de 50Hz.
- **IEC 61000-4-11:** para Inmunidad a interrupciones breves (micro-cortes) y a pozos de tensión en la línea de alimentación.

En algunos casos hace falta aplicar normas particulares para alcanzar niveles óptimos de seguridad, como es el caso de equipos médicos, en donde existen normas colaterales a las de Seguridad Eléctrica como la EN 60601-1-2 y normas particulares para cada tipo de equipo.

En el caso del Instituto nacional de tecnología industrial (INTI), tiene un Laboratorio de Compatibilidad Electromagnética del Centro de Telecomunicaciones, Electrónica e Informática, que está equipado para poder cumplir con las normas técnicas internacionales, y poder brindar asistencia técnica para la exportación. El laboratorio cuenta con un banco de ensayos formado por un generador de transitorios NSG 5000 Schaffner, un simulador de

baterías para automotores, una pinza de acoplamiento, una red artificial, un plano de masa, entre otras cosas. El generador de transitorios es el instrumento principal del banco y es capaz de generar todos los pulsos descriptos en la norma ISO 7637.

En clase, Zozaya engloba todas las normas en tres categorías, de mayor a menor exigencia: militares, comerciales (de aviación) y comerciales. No da ejemplos de ningún tipo, no dice nada sobre ellas, tampoco dice quién las usa ni donde las usa. Se limita a dar esta clasificación y decir que la norma que vamos a usar es la IEC 61000.

8.1-e Elementos usados en los ensayos

8.1-e.1 Acoplador direccional

El acoplador direccional mencionado es el que vimos en el capítulo 1. Lo necesitamos para poder calibrar la señal de interferencia en los ensayos en donde sometemos al EUT a campos eléctricos, lo hacemos así porque la relación entre el campo E y el voltaje es lineal y este último es más fácil de medir. No necesita más explicaciones, el factor de acoplamiento aceptable ronda los $-40dB$.

8.1-e.2 Voltímetro sintonizado

En realidad la norma sugiere usar algún instrumento que mida la amplitud de voltaje de una señal en particular (ya sea de la interferencia generada o de la que emite el EUT) en un rango conveniente de frecuencia. Bien podría tratarse de un analizador de espectro. Pero yo nunca escuché de un «voltímetro sintonizado» como tal, o sea, un voltímetro que uno seleccione una frecuencia y mida la amplitud de la componente de esa frecuencia y, con algunas salvedades de error o precisión, de ninguna otra. Pero bueno, que no lo conozca no significa que no exista; y Zozaya además lo usa para referirse justamente a esto: medir la amplitud de una señal de determinada frecuencia en algunos ensayos.

8.1-e.3 Analizador de espectro

Es como el que vimos en la unidad 3, lo usamos para ver el espectro de las emisiones del EUT y comparar con el espectro dado por la norma.

8.1-e.4 Equipo de monitoreo

Aquí se encuentra el equipo que está conectado al EUT y que está constantemente midiendo las variables o parámetros de interés y avisa cuándo estos se salen de los valores que nosotros le tenemos que especificar. Por ejemplo, nos avisa cuándo la amplitud de la segunda armónica supera un determinado valor, o un sobre pico de corriente supera un tiempo determinado tiempo, entre muchas otras cosas. Todo depende de lo que nosotros consideremos «buen funcionamiento».

8.1-e.5 Transformadores de corriente

Son toroides por cuyo interior pasan los cables de alimentación o de interconexión. Las usamos para medir o inducir interferencia conducida en los cables. También se les conoce como sonda de campo E cercano.

8.1-e.6 Cámara anecoica y celda GTEM

Es una habitación para realizar los ensayos de radiación. Sus superficies (paredes, piso y techo) están diseñadas para absorber cualquier señal electromagnética que choque contra ellas. El EUT irradia interferencia en todas direcciones, pero a nosotros nos interesa que a la antena receptora vaya a parar la onda directa (desde el EUT hacia la antena) y no las demás producto de reflexiones (por ejemplo, una onda que va desde el EUT, rebota en el techo y va hacia la antena). La cámara también sirve para aislar el montaje de las interferencias electromagnéticas del exterior. Todo esto para emular las condiciones que se producirían en un campo libre.

Estas cámaras son recintos con blindaje metálico (para emular una jaula de Faraday) y con las paredes y techo recubiertas de conos incrustados cuyas dimensiones y material se eligen para absorber el rango de frecuencia de interés.

Cuando el dinero no alcanza y el EUT es más o menos pequeño podemos optar por una solución más acorde a nuestro bolsillo de pobres. La celda GTEM (*Gigahertz Transverse ElectroMagnetic*) es un ejemplo. El recinto exterior es de metal conductor y está en la forma de una larga pirámide rectangular, con uno de sus lados paralelo al piso (Figura 8-1). La base normalmente se cubre con material absorbente, pero las paredes laterales se dejan al descubierto para actuar como una guía de ondas. Una antena RF se coloca en el vértice (o ápice) como entrada de señal. En funcionamiento, el EUT se coloca en entre la antena y la base.

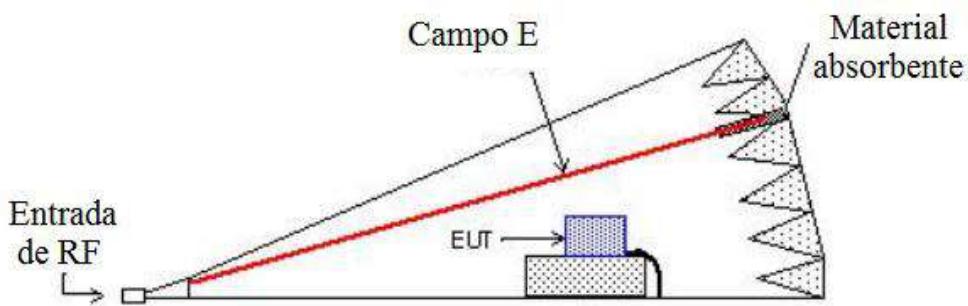


Figura 8-1: Celda GTEM.

8.1-e.7 Sensor isotrópico (o detector de RF)

Un sensor isotrópico (Zozaya lo llama detector de RF) típicamente consiste de 3 elementos sensores ortogonales cuyas salidas se combinan para calcular el campo total. Se colocan 3 de ellos relativamente cercanos en configuración ortogonal, pueden ser usados isotrópicamente para detectar intensidades de campo eléctrico sobre un rango amplio de frecuencias, habitualmente 2,5 a 5GHz, pero llegan a 40GHz y tienen sensibilidades de 0,15 a 3000V/m.

Las características deseadas en este tipo de sensores obviamente son una suficiente respuesta en frecuencia y rango dinámico así como linealidad. Es importante su conectividad con fibra óptica al exterior para un buen rendimiento.

8.1-e.8 Generador de señal de ensayo

El generador de señal lleva dentro un generador de senoide con un control para poder variar la frecuencia, esta señal por lo general es débil para el ensayo, por eso el amplificador RF. En algunos casos, la norma exige que dicha señal esté modulada, por eso también hay un modulador. En algunos casos la señal generada requiere que sea de una forma específica, como por ejemplo un tren de sobre picos, esta forma de onda también puede darla el generador de señal.

8.1-e.9 Line Impedance Stabilizing Network (LISN)

Su traducción sería algo así como «red estabilizadora de la impedancia de línea», este dispositivo se usa para ensayos de interferencia conducida. Con las redes de estabilización podemos medir las señales conducidas de RF emitidas por el EUT e injectar interferencias.

Las funciones del LISN son: 1) proporcionar una impedancia definida en RF en el punto de medición, 2) acoplar el punto de medición con la instrumentación a emplear (50Ω), y 3) aislar el EUT de las interferencias provenientes de la fuente de alimentación.

8.1-e.10 Antenas

Las antenas sirven para generar el campo E deseado hacia el EUT o para recibir la energía radiada del mismo, por ende sólo las usamos en los ensayos de susceptibilidad y emisión radiada. En años anteriores según vi había

que tener en cuenta algunos parámetros de las antenas para poder hacer algunos cálculos, pero parece que la cosa se simplificó bastante y ahora sólo se exige saber qué tipo de antena debemos usar según el rango de frecuencia del ensayo. El rango de frecuencia depende de algunos factores de diseño de la antena, así que cada tipo tiene un rango variable según se lo necesite, pero para los ensayos de radiación vamos a considerar estos rangos fijos, y son los que se muestran en la siguiente tabla.

Antena	Rango de frecuencia	Antena	Rango de frecuencia
Bicónica	20MHz - 300MHz	BiConiLogTM	26MHz - 2GHz
Logarítmica periódica	80MHz - 2GHz	Loop	20Hz - 30MHz
Cónica logarítmica	100MHz - 1GHz	Monopol (Rod)	30Hz - 50MHz
Horn	20MHz - 40GHz	Dipolo (fixed & tunned)	30MHz - 16GHz

Tabla 8-1: Tipo de antena y rango de alcance.

Las antenas logarítmica periódica, Horn y dipolo tienen un rango distinto al que encontré por internet: log: 80MHz-5GHz, horn: 500MHz-40GHz, y dipolo: 30MHz-3GHz. Pero bueno, los valores mostrados en la tabla son los que Zozaya considera correctos.

8.1-f Clasificación de los ensayos

Los ensayos pueden ser 1) de susceptibilidad, cuando queremos garantizar que el EUT reciba determinada interferencia del exterior; o 2) de emisión, cuando queremos garantizar que el EUT no emita interferencia más allá de lo establecido. A su vez, las interferencias pueden ser de dos tipos también, 1) conducidas, cuando viajan por conductores eléctricos, y 2) radiadas, cuando viajan por el espacio en forma de onda electromagnética. Al final, las interferencias radiadas se convierten en conducidas al llegar al EUT, por eso terminan perjudicando al equipo; los términos conducida y radiada hacen referencia al camino que usan para llegar al EUT.

Los ensayos de susceptibilidad y emisión a las interferencias conducidas y radiadas dan lugar a 4 tipos principales de ensayos (lo que está entre los últimos paréntesis es el nombre abreviado que voy a usar después):

- Ensayo de susceptibilidad (o inmunidad) a las interferencias conducidas (susceptibilidad conducida).
- Ensayo de susceptibilidad (o inmunidad) a las interferencias radiadas (susceptibilidad radiada).
- Ensayo de emisiones (o generación) de interferencias conducidas (emisión conducida).
- Ensayo de emisiones (o generación) de interferencias radiadas (emisión radiada).

La siguiente tabla muestra estos tipos de ensayos basados en la norma *RTCA/DO-160D: Environmental conditions and test procedures for airborne equipment*. Que vendría a ser algo así como una norma que define las condiciones de entorno y los ensayos para equipos de una aeronave; es la norma de la cual Zozaya saca todos los gráficos.

Tipo de ensayo	Sub-ensayo	Realizado en
Susceptibilidad conducida	A las audiofrecuencias (perturbaciones)	VCC.
	A las radiofrecuencias (interferencias)	VCC e inter.
Susceptibilidad radiada	A las radiofrecuencias	EUT
Susceptibilidad inducida	A los campos eléctricos (audiofrecuencias) A los campos magnéticos (audiofrecuencias) A los picos de tensión	Inter. Inter. Inter.
Emisión conducida	En radiofrecuencia.	VCC e inter.
Emisión radiada	En radiofrecuencia.	EUT.

Tabla 8-2: Tipos de ensayos, sub-ensayos y dónde se aplican. (VCC significa cables de alimentación; e inter, cables de interconexión.)

Los ensayos de susceptibilidad inducida son un caso particular de los de susceptibilidad radiada, pasa a llamarse «inducida» porque la fuente que genera la interferencia está en el campo cercano de los objetos a interferir. El ensayo de susceptibilidad conducida a las audiofrecuencias Zozaya lo pone fuera de los 4 tipos principales, lo mismo para los casos de susceptibilidad inducida. Bueno, está mal, los ensayos son de 4 tipos y deben su nombre al tipo de interferencia y dirección de la misma: si la interferencia entra al EUT, el ensayo es de susceptibilidad; si sale, de emisión. Si el medio de propagación de la interferencia es un conductor el ensayo es de «conducida»; si es el aire, radiada; y si en este último caso la distancia de la fuente de interferencia está en el campo cercano, pasa a llamarse «inducida». Pero bueno, Zozaya las clasifica de otra forma. Yo uso esta distribución porque a mí me resultó más fácil recordar.

Una última diferencia, esta vez tiene que ver con la norma: en los ensayos de susceptibilidad, la norma dicta los valores de ensayo, y el EUT pasa la prueba si su comportamiento está dentro de lo esperado. En los ensayos de emisión en cambio, el EUT se pone en funcionamiento normal, y la norma dicta los valores máximos de las emisiones; el EUT pasa la prueba si las emisiones no superan dichos valores.

8.1-f.1 Categoría de los ensayos

Cada norma define sus propias categorías y sub-categorías para que sean compatibles con el resto de las normas. En general tienen en cuenta la severidad o calidad del EUT y el entorno electromagnético en que trabaja el mismo. Sin embargo en clases se ve un criterio distinto: las categorías, para Zozaya, definen cómo se tiene que comportar el EUT durante el ensayo. Da tres tipos de categorías.

- Categoría I: el EUT funciona correctamente durante (dentro de tolerancias establecidas) y después del ensayo.
- Categoría II: el EUT no funciona correctamente durante el ensayo, pero retoma su normal funcionamiento una vez terminado el mismo.
- Categoría III: el EUT no funciona correctamente ni durante ni después del ensayo. Para que retome su normal funcionamiento hace falta que se reinicie.

8.2 Tipos de ensayos

8.2-a Susceptibilidad conducida

8.2-a.1 Susceptibilidad (conducida) a las audiofrecuencias

Lo siguiente está basado en la sección 18 de la norma RTCA/DO-160D: *audio frequency conducted susceptibility - power inputs (closed circuit test)*. El ensayo se realiza en los cables de alimentación.

El ensayo determina si el EUT soporta la influencia de las amplitudes de componentes espectrales que están armónicamente relacionadas con la frecuencia fundamental de la fuente de alimentación. Este ensayo sirve, entonces, para todos aquellos equipos en que la frecuencia fundamental de su fuente de alimentación y sus armónicas estén en el rango de las audiofrecuencias. El montaje es igual al de antes solo que en lugar de un generador de pulsos colocamos un generador de audiofrecuencias (Figura 8-2).

El montaje para el ensayo es el de la Figura 8-2. El procedimiento para el ensayo difiere si el EUT se alimenta con tensión continua o alterna.

- Para CC: con el EUT en funcionamiento aplicamos mediante el generador de audiofrecuencias una sinusoida de frecuencia fija a cada línea de alimentación CC que no tenga retorno a masa. Variamos la frecuencia de esta señal y cuidamos que la amplitud RMS siga la curva dictada por la norma (la Figura

8-3 muestra un ejemplo). Durante el barrido nos fijamos si el EUT se salió de las especificaciones, si no lo hizo entonces el equipo pasó la prueba.

- Para CA: con el EUT en funcionamiento aplicamos una sinusoida a cada línea de alimentación CA que no tenga retorno a masa. Variamos la frecuencia de la señal en un rango de 750Hz a 15kHz y cuidamos que la amplitud RMS no supere el 5% del voltaje nominal de entrada. Durante el barrido nos fijamos si el EUT se salió de las especificaciones, si no lo hizo entonces el equipo pasó la prueba.

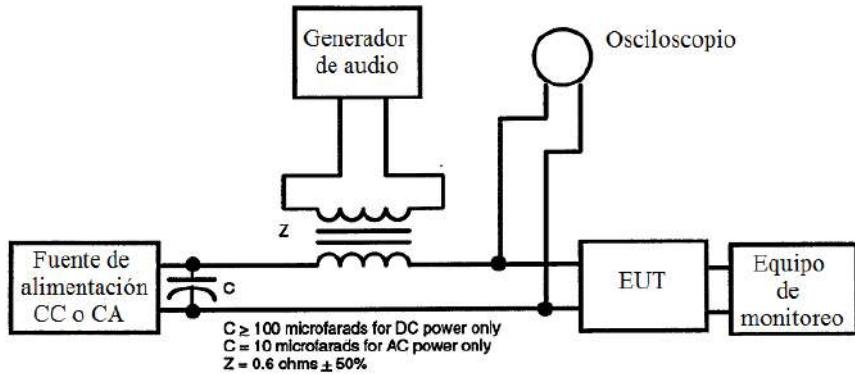


Figura 8-2: Montaje para el ensayo de susceptibilidad a las audiofrecuencias.

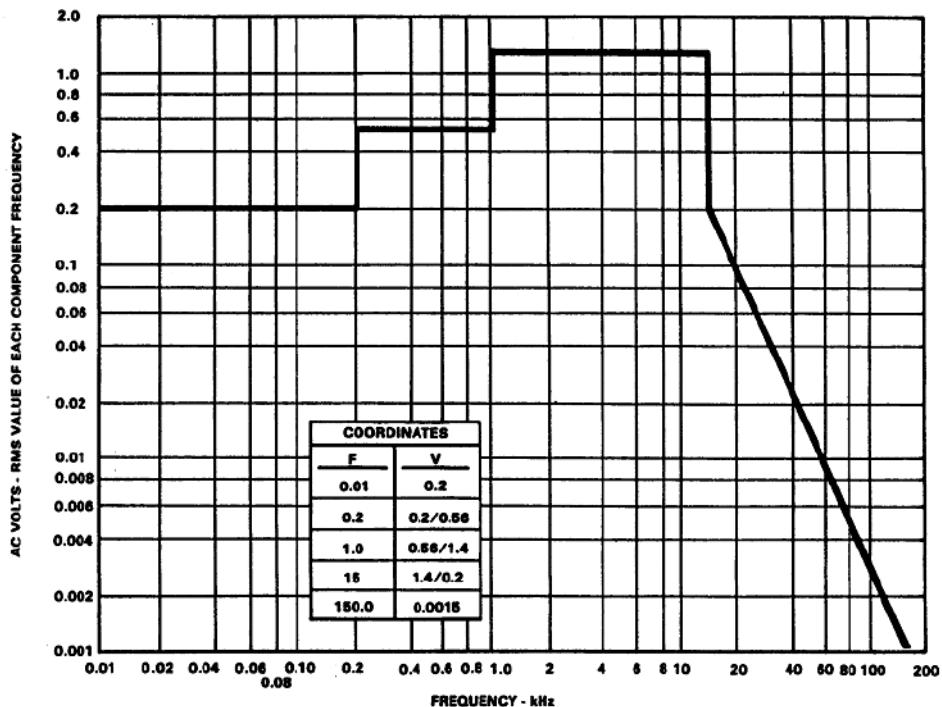


Figura 8-3: Ejemplo de niveles de tensión de ripple en el ensayo de audiofrecuencias (para alimentación CC).

8.2-a.2 Susceptibilidad (conducida) a las radiofrecuencias

Lo siguiente está basado en la sección 20.4 de la norma RTCA/DO-160D: *Conducted susceptibility (CS) test – 10kHz to 400MHz*. El ensayo se realiza sobre los cables de alimentación y los de interconexión.

El montaje es el de la Figura 8-6. Usamos dos pares de transformadores de corrientes: uno para la medición del nivel de interferencia de ensayo (no es que estas conexiones vayan directamente a una entrada del voltímetro sintonizado, es un esquema en general, es decir, estas mediciones se hacen cada una con una entrada del voltímetro); y otro para introducir la interferencia al EUT. Por lo general este ensayo se hace en los cables de alimentación y en los cables de interconexión del EUT, por eso los dos pares de transformadores.

Para comenzar el ensayo damos una excitación a una determinada frecuencia y la medimos con el voltímetro sintonizado. Esos niveles de corriente y frecuencia deben ser los iniciales según la norma que estemos siguiendo. A

continuación incrementamos la frecuencia y el valor de corriente de la señal de interferencia siguiendo la curva de la norma. La norma dicta también que la señal del generador debe estar modulada, pero no lo explico aquí porque en clases no se ve. Por lo general el ensayo se hace para los cables de interconexión y de alimentación. Durante el barrido nos fijamos si el EUT se salió de las especificaciones, si no lo hizo entonces el equipo pasó la prueba.

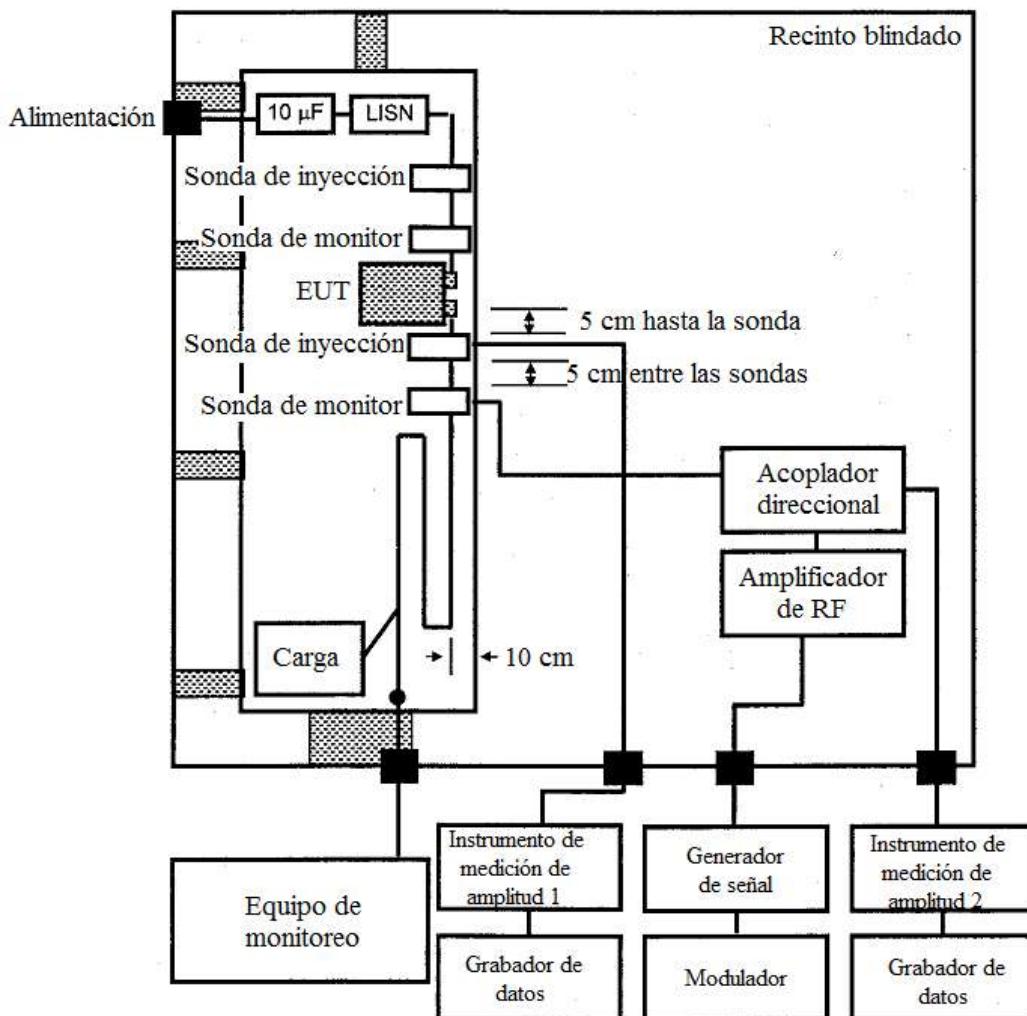


Figura 8-4: Montaje para medir la interferencia conducida.

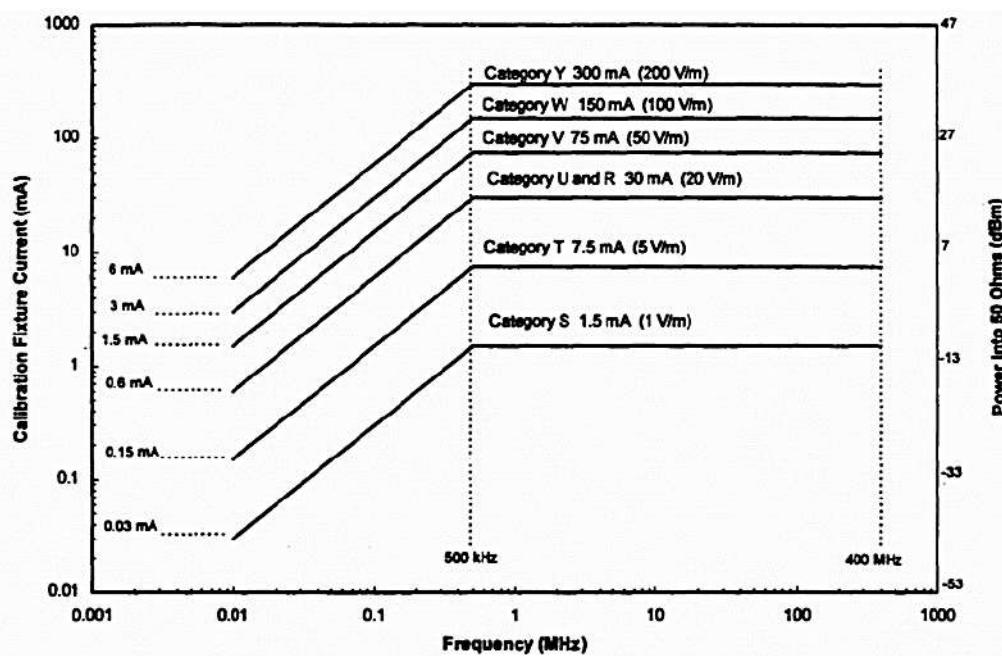


Figura 8-5: Niveles de prueba para la señal de interferencia en el ensayo de susceptibilidad.

La Figura 8-5 es un ejemplo de distintas curvas para la señal de interferencia para varios niveles de severidad del ensayo realizado para los cables de alimentación. Para el ensayo en los cables de interconexión hay un gráfico análogo.

8.2-b Susceptibilidad radiada

Lo siguiente está basado en la sección 20.5 de la norma RTCA/DO-160D: *Radiated susceptibility (RS) test – 100MHz to 18GHz*. El ensayo se realiza sobre el EUT y los cables de interconexión.

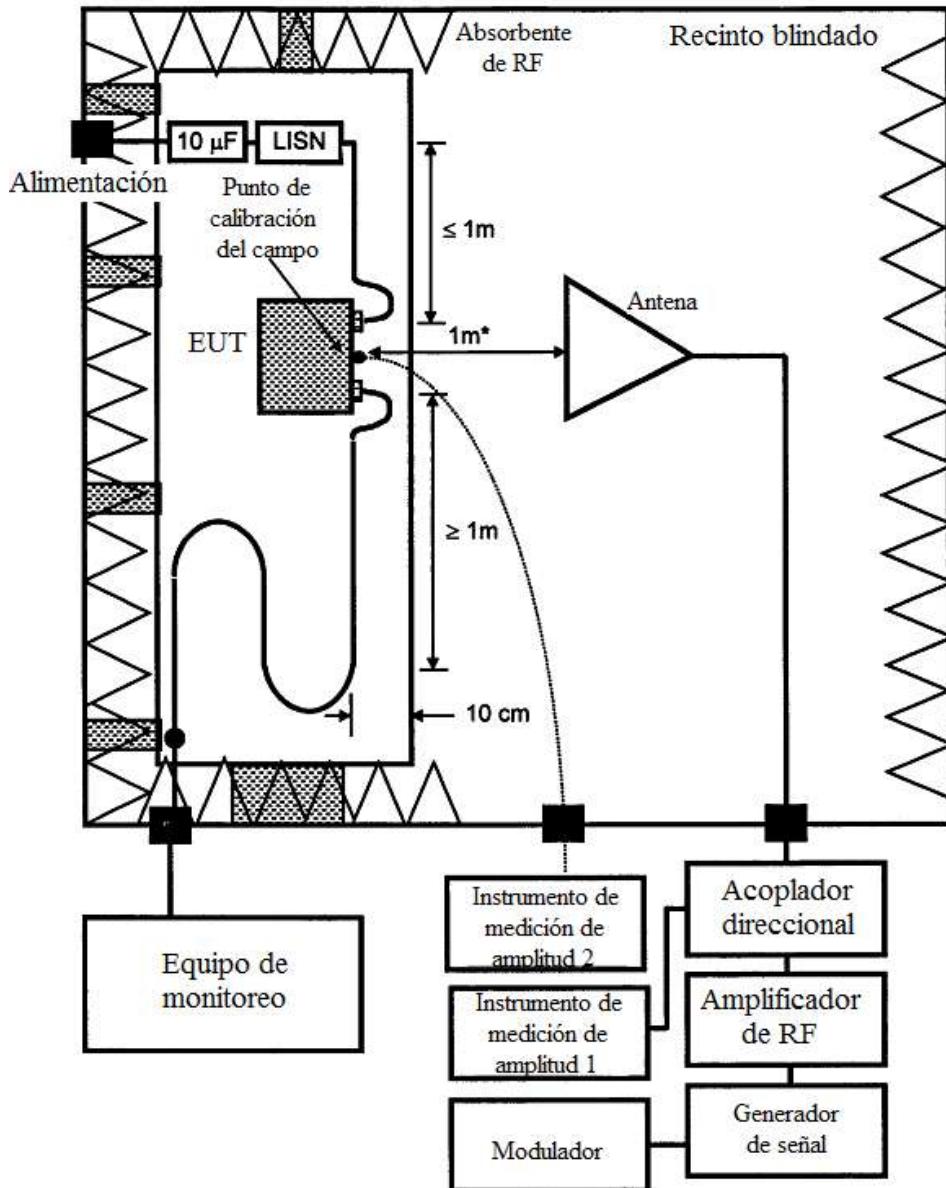


Figura 8-6: Montaje para medir la susceptibilidad radiada de un equipo.

En este ensayo colocamos nuestro EUT y la antena dentro de una cámara anecoica; la fuente de alimentación, el equipo de monitoreo y la excitación deben ir fuera de la misma y conectados al EUT mediante cables blindados, para que la radiación no los afecte y se transforme en interferencia conducida. El montaje es el de Figura 8-6. El EUT debe situarse a 1m de cada pared de la cámara y por lo menos a 3m de la antena transmisora. Lo que buscamos es saber cómo

El procedimiento general del ensayo es:

1. Calibración inicial: resulta muy difícil medir el campo E radiado de la antena porque el gabinete del EUT muy probablemente sea metálico, para que sirva de blindaje. Entonces para poder medir el campo E lo que hacemos es sacar primero el EUT, y colocar en su lugar el sensor de campo E. A continuación

damos potencia al amplificador RF hasta obtener el valor de campo, en V/m, deseado, y anotamos el voltaje que acusa el voltímetro sintonizado. Con esto nos aseguramos de dicho valor de voltaje, la antena produce el campo E deseado. Luego repetimos el procedimiento para todos los valores de E al cual queramos someter nuestro EUT.

2. Sacamos el sensor de campo y colocamos nuestro EUT. Damos la señal correspondiente en el generador para tener el valor de campo E deseado ayudándonos del voltímetro sintonizado (la frecuencia inicial debe ser la que establezca la norma que queremos seguir) y nos fijamos en el equipo de monitoreo si el EUT se comporta según las especificaciones.
3. Variamos la frecuencia del generador hasta alcanzar la frecuencia máxima que dicta la norma y nos fijamos nuevamente en el equipo de monitoreo si el EUT no presenta ninguna anomalía.

La Figura 8-7 muestra un ejemplo de los niveles de testeо. A medida que aumenta el nivel de campo E aumenta también el rango de barrido de frecuencia, esto significa que la severidad (o exigencia) de la norma va en aumento con el eje +y.

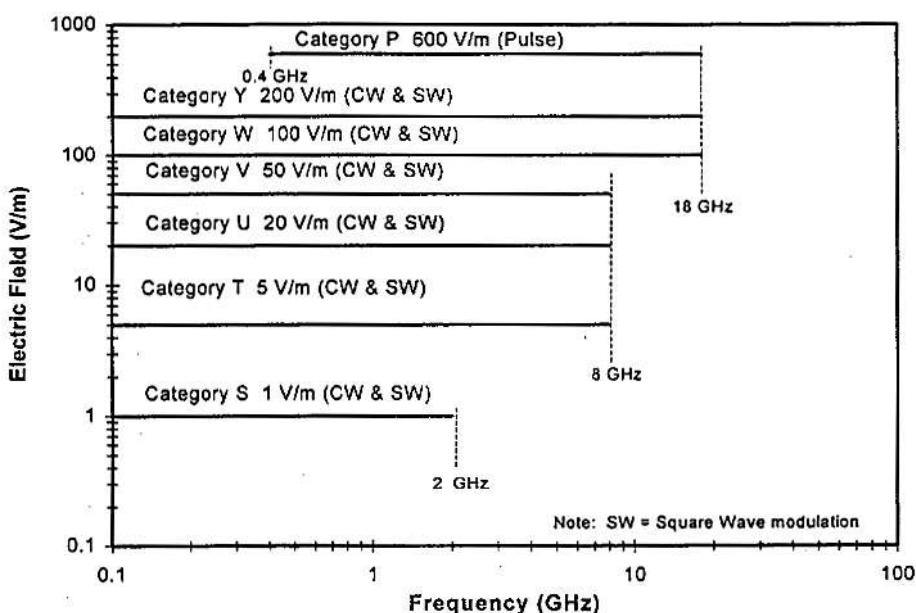


Figura 8-7: Ejemplo de niveles de testeо de susceptibilidad radiada.

8.2-c Susceptibilidad inducida

8.2-c.1 Susceptibilidad (inducida) al campo magnético

Lo siguiente está basado en la sección 19.3.2 de la norma RTCA/DO-160D: *Magnetic fields induced into interconnecting cables*. Este ensayo y los dos siguientes se realizan sobre los cables de interconexión (ya el nombre en inglés lo dice).

Con este ensayo determinamos si el EUT soporta la interferencia de campos magnéticos en sus cables de interconexión. El montaje para este ensayo está en la Figura 8-8. Colamos un generador de corriente alterna conectado a una espira de longitud L en el campo cercano de los cables de interconexión y sometemos a los mismos a un campo magnético en el rango de las audiofrecuencias, y siguiendo los valores de la Tabla 8-3 (para calcular el valor del campo H en el entorno hacemos $H=I \cdot L$, la unidad es $/A \cdot m$).

Durante el barrido nos fijamos si el EUT se salió de las especificaciones, si no lo hizo entonces el equipo pasó la prueba. El EUT debe estar en normal funcionamiento, y todas sus entradas y/o salidas deben estar simuladas con las cargas a las que supuestamente debe ir conectado.

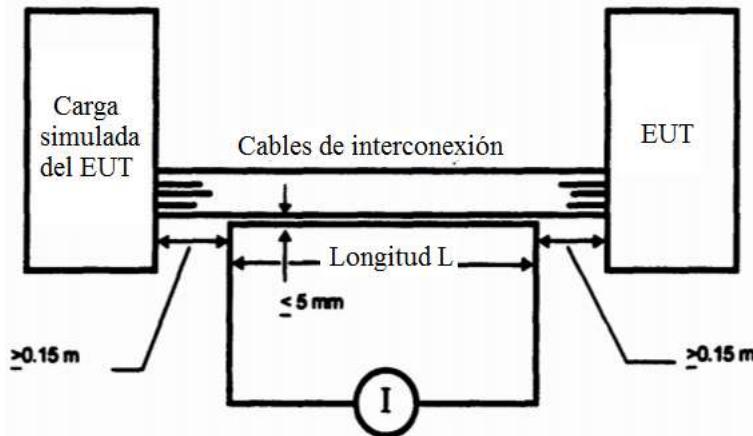


Figura 8-8: Montaje para el ensayo de susceptibilidad (conducida) a los campos magnéticos.

Paragraph	Test	Category Z	Category A	Category B	Category C
19.3.2	Magnetic fields induced into interconnecting cables	$I \times L = 30 \text{ A}\cdot\text{m}$ at 400 Hz reducing to 0.8 A·m at 15 kHz (as shown in Figure 19-1(a))	$I \times L = 18 \text{ A}\cdot\text{m}$ from 380 to 420 Hz	Not applicable	$I \times L = 120 \text{ A}\cdot\text{m}$ from 380 to 420 Hz, and 60 A·m at 400 Hz reducing to 1.6 A·m at 15 kHz (as shown in Figure 19-1(a))
19.3.3	Electric fields induced into interconnecting cables	$V \times L = 1800 \text{ V}\cdot\text{m}$ from 380 to 420 Hz	$V \times L = 360 \text{ V}\cdot\text{m}$ from 380 to 420 Hz	Not applicable	$V \times L = 5400 \text{ V}\cdot\text{m}$ from 380 to 420 Hz, and 5400 V·m at 400 Hz reducing to 135 V·m at 15 kHz (as shown in Figure 19-1(b))
19.3.4	Spikes induced into interconnecting cables	Figure 19-4 $L=3.0 \text{ m}$	Figure 19-4 $L=3.0 \text{ m}$	Figure 19-4 $L=1.2 \text{ m}$	Figure 19-4 $L=3.0 \text{ m}$

Tabla 8-3: Aplicabilidad de categorías para los 3 ensayos de susceptibilidad inducida.

La Figura 8-9 muestra en un gráfico el campo H vs frecuencia para las categorías C y Z.

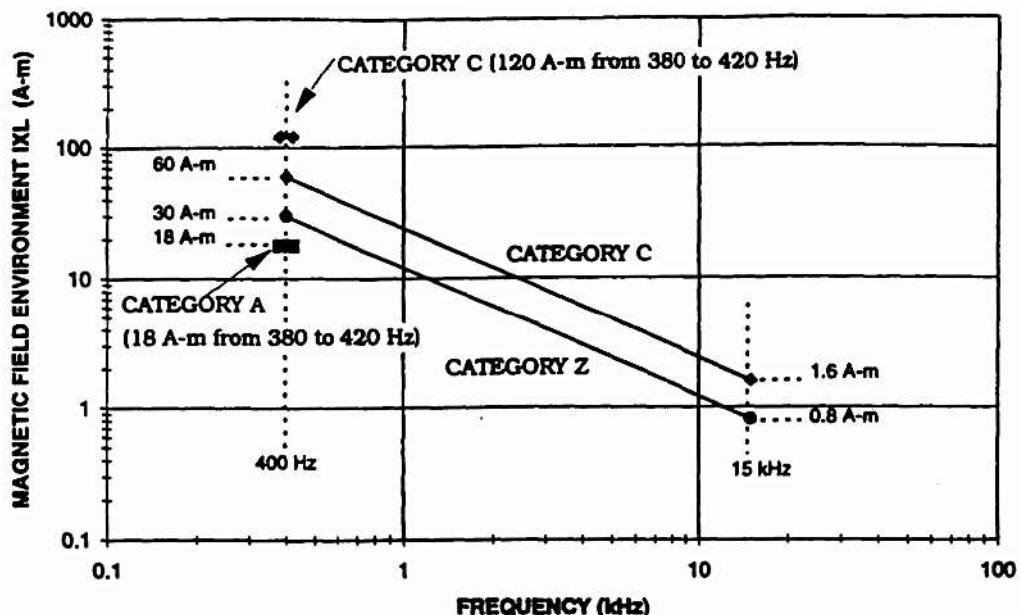


Figura 8-9: Niveles de campo H vs frecuencia para el ensayo de susceptibilidad a los campos magnéticos.

8.2-c.2 Susceptibilidad (inducida) al campo eléctrico

Lo siguiente está basado en la sección 19.3.3 de la norma RTCA/DO-160D: *Electric fields induced into interconnecting cables*.

Este ensayo es similar al anterior pero usamos el montaje de la Figura 8-10, porque estamos sometiendo al EUT a campos eléctricos en el rango de las radiofrecuencias. Con el EUT funcionando, variaremos la frecuencia siguiendo los valores de la Tabla 8-3; el campo E en este caso lo calculamos como $E=V \cdot L/[V_{RMS} \cdot metro]$ (el voltaje V es el medido por el voltímetro).

Durante el barrido nos fijamos si el EUT se salió de las especificaciones, si no lo hizo entonces el equipo pasó la prueba. El EUT debe estar en normal funcionamiento, y todas sus entradas y/o salidas deben estar simuladas con las cargas a las que supuestamente debe ir conectado.

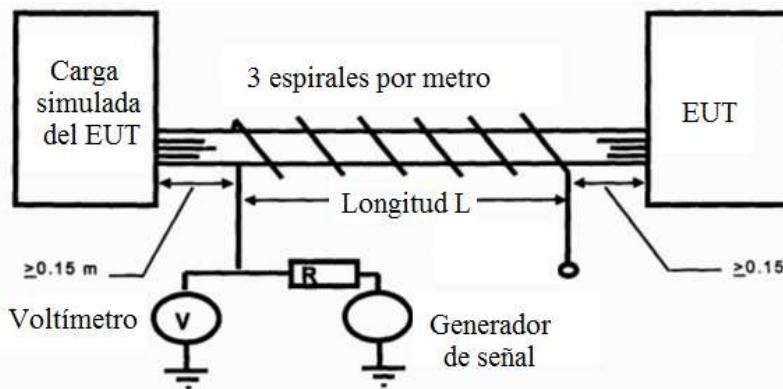


Figura 8-10: Montaje para el ensayo de susceptibilidad (inducida) a los campos eléctricos.

La Figura 8-11 muestra en un gráfico el campo H vs frecuencia para la categoría C.

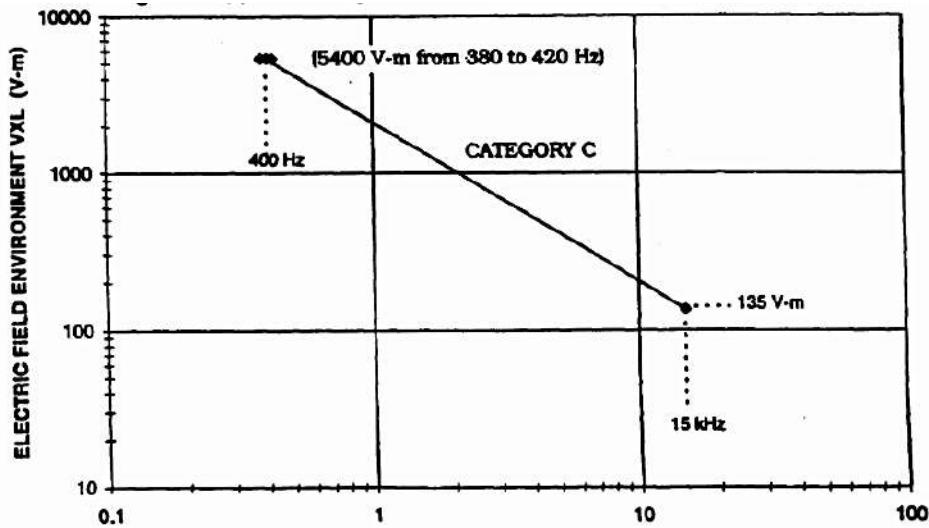


Figura 8-11: Niveles de campo E vs frecuencia para el ensayo de susceptibilidad a los campos eléctricos.

8.2-c.3 Susceptibilidad (inducida) a los picos de tensión

Lo siguiente está basado en la sección 19.3.4 de la norma RTCA/DO-160D: *Spikes fields induced into interconnecting cables*.

Este ensayo también es similar a los dos anteriores, sometemos a los cables de interconexión del EUT a transitorios (positivos y negativos) usando el montaje de la Figura 8-12. El temporizador deberá estar ajustado para producir un tren de pulsos a una tasa de repetición de 8 a 10 pulsos por segundo, y la forma de onda presente en el punto A deberá ser como la forma de onda de la Figura 8-13. Para ambas polaridades (positiva y negativa) el

tren de pulsos debe mantenerse por un período no menor a los 2 minutos. En este caso no hace falta barrer ningún rango de frecuencia, sólo debemos tener en cuenta la forma de onda y el tiempo de ensayo.

Después de la exposición nos fijamos si el EUT se salió de las especificaciones, si no lo hizo entonces el equipo pasó la prueba. El EUT debe estar en normal funcionamiento, y todas sus entradas y/o salidas deben estar simuladas con las cargas a las que supuestamente debe ir conectado.

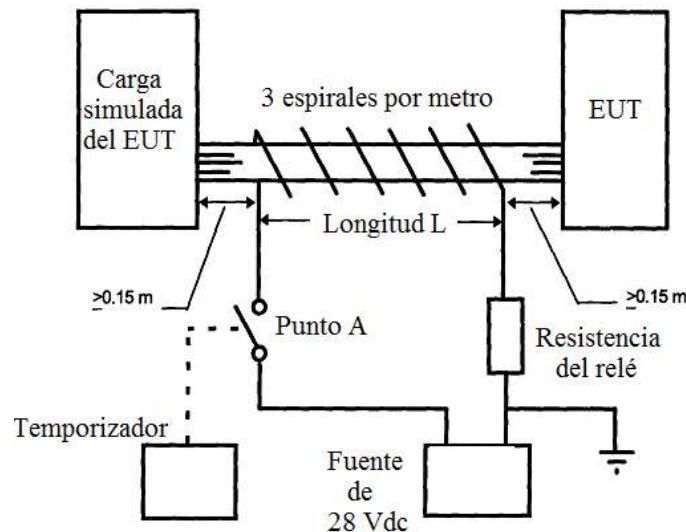


Figura 8-12: Montaje para el ensayo de susceptibilidad (inducida) a los sobre picos de voltaje.

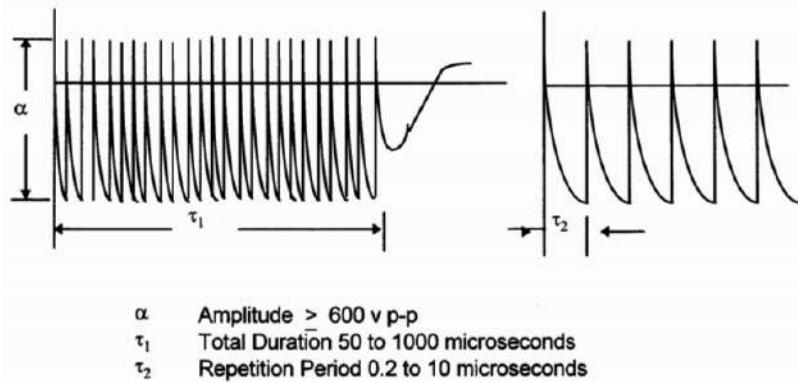


Figura 8-13: Forma de onda en el punto A.

8.2-d Emisión conducida

Lo siguiente está basado en la sección 21.3 de la norma RTCA/DO-160D: *Conducted RF emission*. El ensayo se realiza en los cables de alimentación y de interconexión.

Para este ensayo usamos el montaje de la Figura 8-14. No necesitamos muchas cosas, sólo colocamos transformadores de medición en los cables de alimentación y de interconexión del EUT y los mandamos directamente a un analizador de espectro. Si durante el ensayo ninguna amplitud para ninguna frecuencia supera los valores establecidos por la norma decimos que el EUT superó la prueba. Un ejemplo de dichos valores para los cables de interconexión está en la Figura 8-15; para los cables de alimentación hay un gráfico parecido.

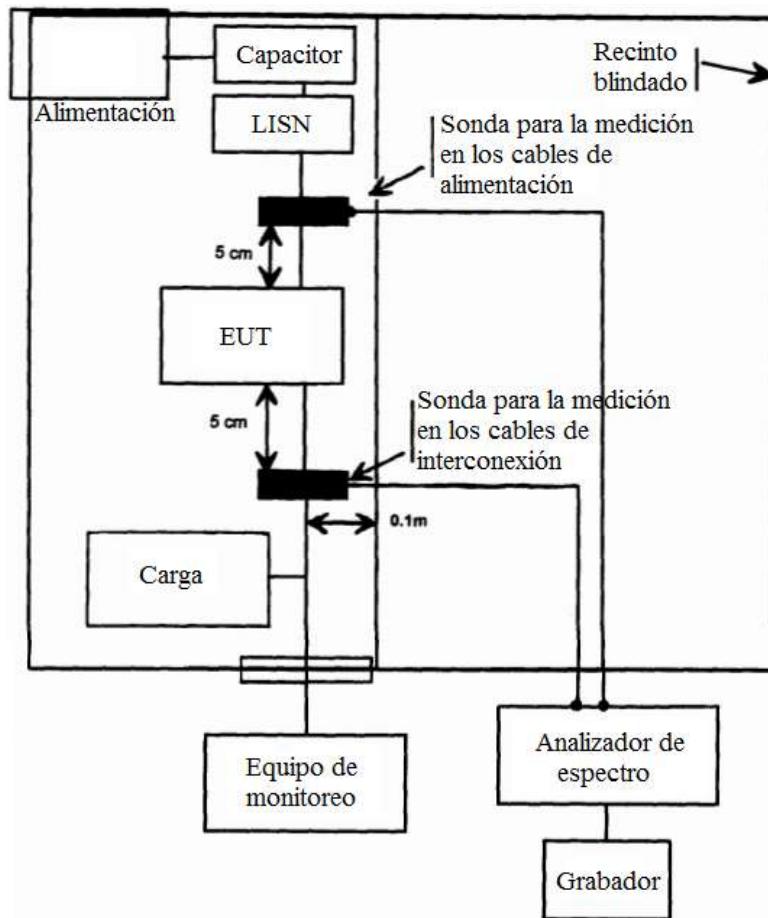


Figura 8-14: Montaje para el ensayo de emisión conducida.

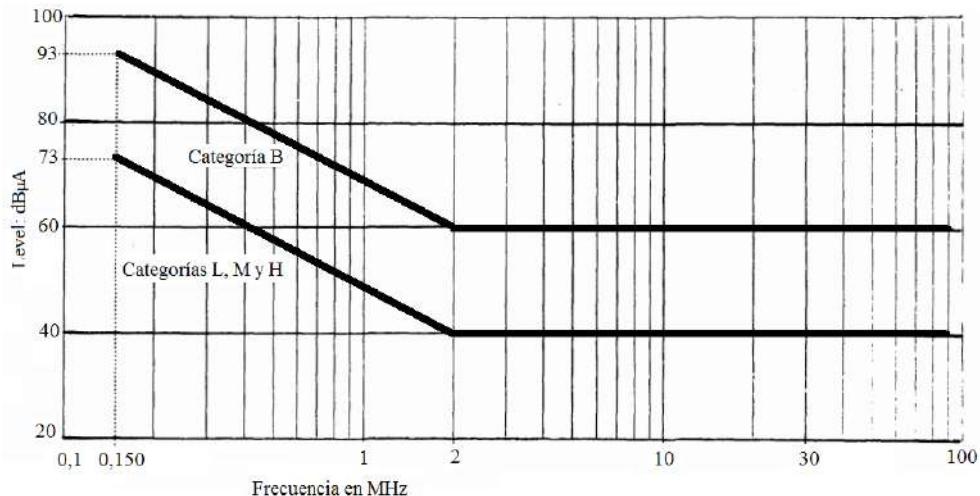


Figura 8-15: Niveles máximos permitidos para la emisión conducida.

8.2-e Emisión radiada

Lo siguiente está basado en la sección 21.4 de la norma RTCA/DO-160D: *Radiated RF emission*.

El montaje es el de la Figura 8-16; al igual que en el ensayo de susceptibilidad radiada, la fuente de alimentación, el equipo de monitoreo y la excitación deben ir fuera de la misma y conectados al EUT mediante cables blindados, para que la radiación no los afecte y se transforme en interferencia conducida. El ensayo es similar al anterior, pero como intentamos medir las emisiones radiadas, no son los transformadores de medición sino una antena lo que va conectada directamente al analizador de espectro. Mediante un factor de multiplicación podemos convertir la amplitud mostrada en el analizador de espectro para que sea proporcional a los niveles de campo E, en $[V/m]$; esto lo hacemos si conocemos los parámetros de la antena.

Si durante el ensayo ninguna amplitud para ninguna frecuencia supera los valores establecidos por la norma decimos que el EUT superó la prueba. Un ejemplo de dichos valores está en la Figura 8-17.

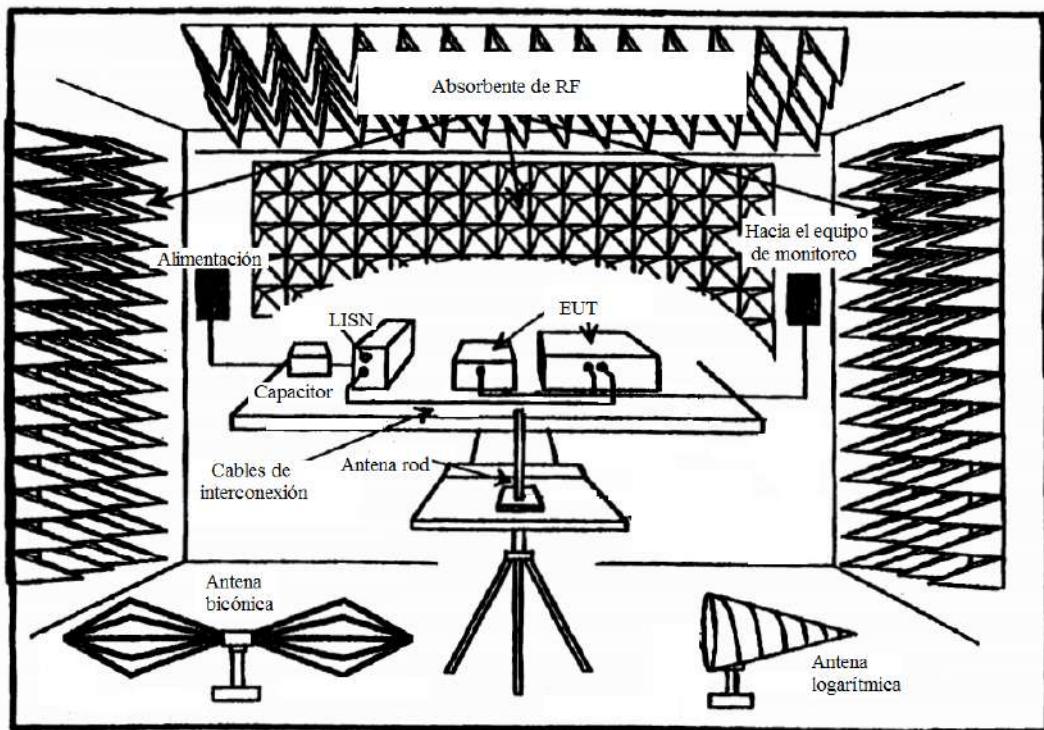


Figura 8-16: Montaje para el ensayo de emisiones radiadas (las antenas van conectadas directamente a un analizador de espectro).

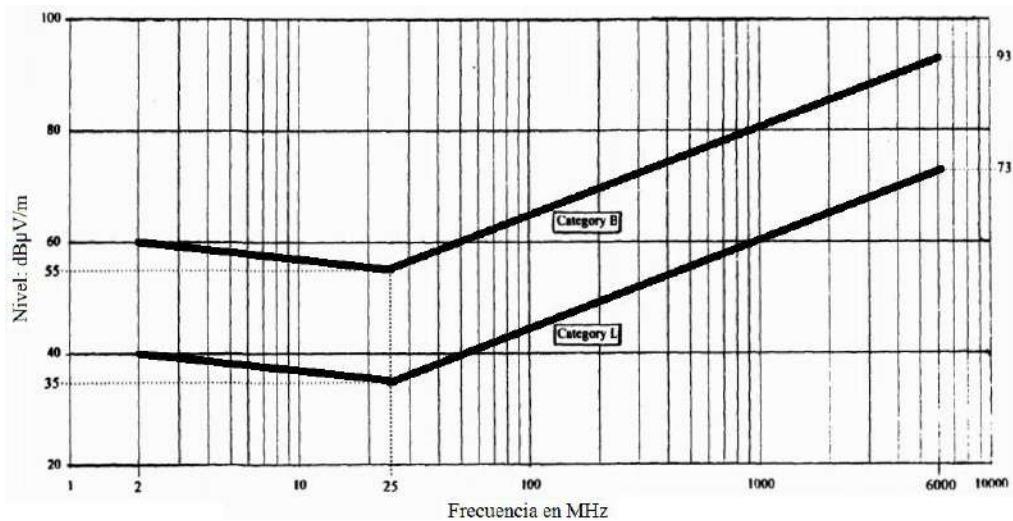


Figura 8-17: Máximo nivel permitido para la emisión radiada por un EUT.

8.3 Preguntas de parciales y/o finales

Pregunta 8-1: La categoría de un equipo bajo ensayo de EMI define:

1. Los límites de exposición a que debe someterse el equipo.
2. El comportamiento del equipo durante el ensayo.
3. Cuáles son los ensayos a realizar en el equipo.
4. Ninguna.

Pregunta 8-2: ¿Qué se necesita para el ensayo de perturbaciones en los cables de alimentación?

1. Una cámara anecoica y antenas diversas.
2. Un analizador de espectro.
3. Un amplificador de RF.
4. Un amplificador de audio.
5. Ninguna.

En los ensayos de susceptibilidad, tanto el ensayo de audio como el de radiofrecuencia se realizan en los cables de alimentación, pero el último se realiza también en los cables de interconexión. Así que la pista en esta pregunta está en la palabra «perturbaciones»: si la señal se genera con un amplificador o generador de audio, la interferencia se llama «perturbación»; en el caso de usar un generador de RF, la interferencia se llama «interferencia» nomás. Así que la correcta es la opción 4. La norma no hace esta distinción, habla de interferencia a las audiofrecuencias o a las radiofrecuencias, pero Zozaya sí, así que la susceptibilidad a las audiofrecuencias se llama también susceptibilidad a las perturbaciones.

Pregunta 8-3: ¿Qué antena se necesita para el ensayo de susceptibilidad a las radiaciones, para una frecuencia entre 30MHz y 10GHz?

1. Dipolo.
2. Rod/monopolio.
3. Log periódica.
4. Cónica logarítmica.
5. Ninguna.

En el caso de no poder usar una sola antena para cubrir el rango hay que elegir las antenas hasta cubrir el rango de frecuencias. Si hay varias antenas que cubren el rango o la frecuencia pedida hay que elegirlas a todas.

Pregunta 8-4: ¿Cuál de las siguientes es una de las diferencias entre los ensayos de susceptibilidad a las radiaciones y de radiaciones emitidas?

1. Son exactamente lo mismo.
2. Que el primero debe hacerse en una cámara anecoica y el segundo no.
3. Que el segundo debe hacerse en una cámara anecoica y el primero no.
4. Que en el primero debe usarse un analizador de espectro y en el segundo no es necesario.
5. Ninguna.

La opción 1 es falsa, todos los ensayos son distintos. Las opciones 2 y 3 son falsas, en ambas deben usarse la cámara anecoida. La opción 4 es falsa, es justamente al revés, en el ensayo de susceptibilidad conozco la frecuencia que le estoy dando a la señal en la antena, así que no necesito el analizador de espectro; y en el ensayo de emisión uso el analizador de espectro porque necesito ver el espectro entero de frecuencias para poder compararlo con la norma. Así que la correcta es la opción 5.

Pregunta 8-5: ¿Qué se necesita para el ensayo de susceptibilidad a las radiaciones?

1. Una cámara anecoica y diversas antenas.
2. Un analizador de espectro.
3. Un amplificador de RF.
4. Todas.
5. Ninguna.

La opción 1 es verdadera. La opción 2 es falsa, no necesito el analizador de espectro porque sé qué frecuencia y amplitud le estoy dando a la interferencia, si tenés alguna duda podés fijarte en la figura 20-2 de la RTCA/DO-

16OD y ver que en ningún lado dice «spectrum analyzer». Pero bueno, Zozaya parece que da esta opción como correcta porque marcó «todas». La opción 3 es verdadera.

Pregunta 8-6: ¿En qué ensayos debe usarse una cámara anecoica?

1. Otras opciones.
2. Susceptibilidad a las radiaciones y emisiones radiadas.

Se usa la cámara anecoica en los ensayos en donde se involucre interferencia radiada.

Pregunta 8-7: El ensayo a los cables de alimentación es una interferencia de tipo:

1. Conducida.
2. Radiada.

En la Tabla 8-2 se ve que los ensayos de tipo conducida se realizan en los cables de alimentación.

Pregunta 8-8: ¿Qué hace falta para medir interferencia externa a los cables externos?

1. Amplificador de RF.
2. Voltímetro.
3. Cámara anecoica.
4. Analizador de espectros.
5. Antenas.
6. Todos.

La opción 1 es falsa, necesito un amplificador de audio, porque según los gráficos de las normas debo darle una frecuencia de hasta 15kHz. La opción 2 es verdadera si el ensayo es de susceptibilidad inducida al campo eléctrico, pues necesito saber el campo E haciendo $E=V \cdot \text{longitud de la espira}$. En el caso de la susceptibilidad inducida al campo magnético necesito un amperímetro, pues tengo que saber el valor del campo H haciendo $H=I \cdot \text{longitud de la espira}$.

Pregunta 8-9: ¿Para qué ensayo no necesitamos una cámara anecoica?

1. Interferencia conducida.
2. Susceptibilidad a radiación de OEM.
3. Radiación conducida por el equipo.

Pregunta 8-10: Para el ensayo en cámara anecoica, los cables de alimentación deberán ser:

1. Otras opciones.
2. Blindados, para que la radiación afecte solo al equipo y no se transforme en conducida por los cables.

Pregunta 8-11: Se dice que un equipo va a ser sometido a un ensayo de perturbaciones en los cables de alimentación, es necesario:

1. Disponer de una cámara anecoica y antenas varias.
2. Un analizador de espectros.
3. Un amplificador de RF.
4. Todas las anteriores.
5. Ninguna de las anteriores.

Capítulo 9: Analizador de estados lógicos

Un **analizador lógico** es un instrumento de medición que captura datos de un circuito digital y los muestra para su posterior análisis. A diferencia del osciloscopio, puede tomar datos desde múltiples canales simultáneamente. Con este instrumento podemos medir los tiempos de conmutación, de subida, de bajada, número de cambios de nivel, número de estados lógicos, etc.; pero se lo usa principalmente para la detección de errores.

Un analizador lógico inicia su captura cuando en el circuito a analizar se da determinada condición lógica, a partir de ese momento se comienza a copiar gran cantidad de datos que después serán visualizados junto incluso con el diagrama de flujo del sistema.

La visualización de un determinado canal muestra la señal que varía entre un «0 lógico» y un «1 lógico», no hay valores intermedios, por eso es que lo vamos a usar para analizar salidas digitales (o circuitos digitales, es lo mismo). Dentro de los sistemas digitales podemos hallar de dos tipos: de lógica combinacional y de lógica secuencial, y éstos últimos se subdividen a su vez en síncronos o asíncronos.

Los circuitos de lógica combinacional son los circuitos en que sus salidas dependen exclusivamente del valor presente de sus entradas, y los podemos representar mediante ecuaciones simples a partir de operaciones básicas del álgebra de Boole (sumador, multiplexor, detector de paridad, etc.) Si bien podemos conectar la salida de este tipo de circuito al analizador para corroborar el buen funcionamiento del sistema, bien podríamos usar una punta lógica o un led para comprobar, con paciencia, la tabla de verdad del circuito. En los circuitos de lógica secuencial, en cambio, las salidas dependen de la entrada actual y del estado anterior del sistema. Así que para comprobar que funcionen bien, debemos analizar no solo la salida en un momento dado sino también sus estados anteriores; es aquí donde se hace más útil usar el analizador lógico. Con los sistemas gobernados por un reloj (síncronos) es aún más útil, porque vamos a poder ver si las transiciones de las salidas ocurren en sincronía con el reloj. Así, los analizadores lógicos son usados principalmente para analizar circuito lógicos secuenciales.

Por último, la conexión entre el analizador y el circuito a analizar se hace mediante puntas de prueba lógicas o conectores lógicos, cuyo tipo dependerá de la naturaleza del circuito bajo análisis.

9.1 Diagrama de bloques

Una diagrama básico de bloques de un analizador lógico lo podemos ver en la Figura 9-1. Las señales lógicas a medir entran al analizador y son adaptadas en el «probe buffer» (que es el que tiene entre otras cosas un ADC y un registro de muestreo); las señales «clock qualifier» y «reloj externo» también entran a este bloque (después veremos para qué se usan estas señales). Los datos ya adaptados van a un bloque de «latch» para mantener los datos en posición hasta tanto sean requeridos a intervalos regulares; intervalos que dependen del modo de operación. Los modos de un analizador lógico son dos:

- Modo síncrono (usa el reloj externo), o modo de analizador de estados, o modo de analizador de software.
- Modo asíncrono (usa el reloj interno), o modo de analizador temporal, o modo de analizador de hardware.

Los datos almacenados en memoria van al micro para su procesamiento y visualización. La señal que comanda el bloque «latch» puede venir de dos fuentes diferentes, y esto determina los dos modos de operación: operación síncrona, que usa el reloj externo; y operación asíncrona, que usa el reloj interno.

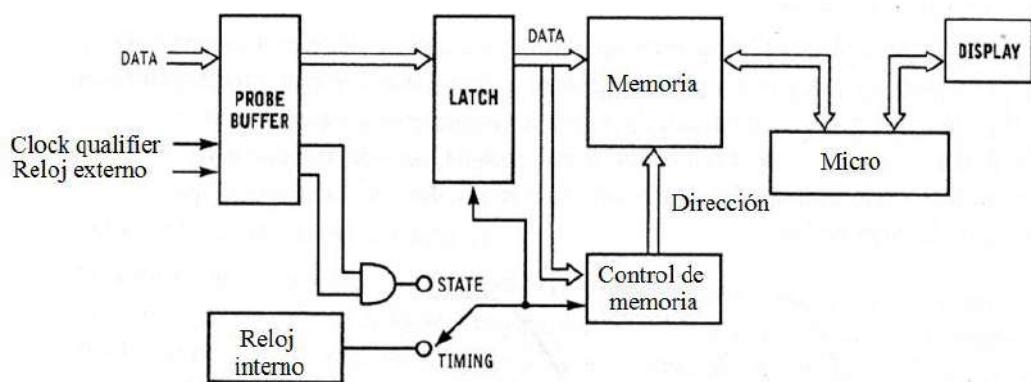


Figura 9-1: Diagrama de bloques simplificado de un analizador lógico.

9.1-a Ventana de histéresis o umbral lógico

Las notas de aplicación dicen que el circuito de entrada funciona como un ADC pero de un solo bit, y la señal digital reconstruida se compone de las muestras tomadas; donde un nivel bajo, o «0 lógico» significa que la entrada tiene un voltaje menor a una tensión llamada «tensión de umbral», V_{th} (*threshold voltage*), y un «1 lógico» representa un voltaje mayor a V_{th} (Figura 9-2). Sin embargo, Zozaya da en clases que este circuito funciona como un comparador con una ventana de histéresis, donde hay un voltaje superior, V_H , y uno inferior, V_L , similar a la Figura 11-11a. Queda en vos elegir cuál estudiar.

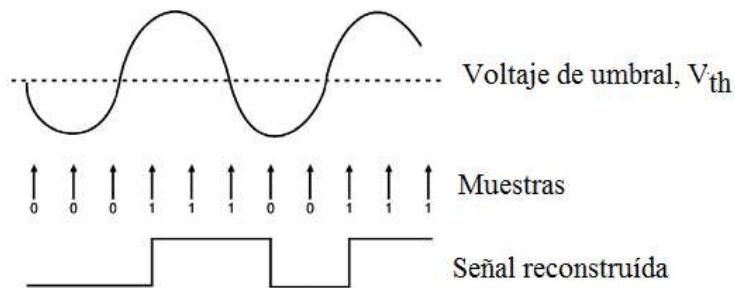


Figura 9-2: Umbral lógico de un analizador lógico.

9.2 Operación síncrona (analizador de estados)

Este modo usa un reloj externo, por eso la mayoría de las veces se trata del reloj del propio sistema a analizar. Este reloj determina en qué momento se van a adquirir los datos, es decir los estados de las salidas, por eso a este modo se le llama también análisis de estados, o se dice que el analizador pasa a ser un **analizador de estados**.

El reloj externo es el reloj del circuito a analizar, de esta forma, los estados de las salidas se toman en sincronía con este. Los estados de las salidas en los intervalos de tiempo entre los momentos de adquisición (por ejemplo el flanco ascendente del reloj externo) se pierden, es decir, el analizador retiene los estados de las salidas pero no sabe cuáles son los estados entre muestra y muestra.

La visualización de los datos obtenidos en este modo se presentan como una lista de estados lógicos, cada uno adquirido con en un flanco ascendente del reloj. También está disponible el tiempo en que fue adquirido cada estado. El formato que más se usa es el estado lógico en binario, pero a veces conviene usar otro, el hexadecimal por ejemplo (Figura 9-3a). Es por eso que decimos que el analizador de estados es un «**analizador de software**»,

pues sólo visualizamos un conjunto de ceros y unos (o números hexadecimales), con esto vamos a poder saber si el código tiene sentido o no de acuerdo a lo que esperemos. Digo «saber» en sentido figurado, ya que hay que ser bastante nerd como para saber interpretar estos códigos. La mayoría de los analizadores pueden convertir estos datos en código assembler o el programa que necesitemos.

Sample	Counter	Counter	Timestamp
0	0111	7	0 ps
1	1111	F	114.000 ns
2	0000	0	228.000 ns
3	1000	8	342.000 ns
4	0100	4	457.000 ns
5	1100	C	570.500 ns
6	0010	2	685.000 ns
7	1010	A	799.000 ns

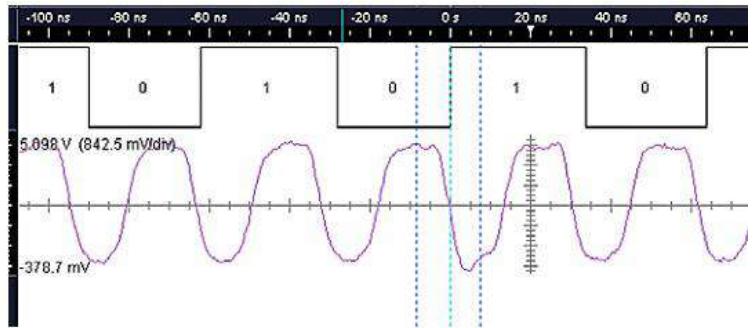


Figura 9-3: a) Visualización en el modo de analizador de estados (modo síncrono), b) visualización en el modo de analizador temporal (modo asíncrono).

9.3 Operación asíncrona (analizador temporal)

El modo de operación síncrona está fenómeno para usar cuando queremos ver los estados lógicos de las salidas y su valor lógico, por ejemplo podemos chequear que todos los valores en binario de un contador de 4 bits y ver si efectivamente cuando llega a 1111 salta a 0000, por dar un caso. Si lo que nos interesa es ver los tiempos de las salidas lógicas (tiempo de subida, duración de un estado, etc.) nos conviene usar el modo de operación asíncrona, que en lugar de un reloj externo usa uno interno. En este modo el analizador funciona como un DSO, muestreando a un intervalo dictado por el reloj interno el estado lógico de la salida del circuito a analizar. Por este motivo también este modo se llama análisis temporal, o se dice que el analizador pasó a ser un analizador temporal. La gran diferencia con un DSO es que la salida es digital, es decir, el ADC tiene 1 sólo bit.

La visualización de datos es en modo temporal, como en la Figura 9-3b, donde vemos una señal analógica mostrada en un analizador temporal; este modo se acerca más a un osciloscopio de varios canales, pero con un bit sólo de resolución. Aquí estamos analizando no ya los estados considerados como altos y bajos, sino que vemos las características temporales de la señal, es por eso que a este modo también se le llama «**analizador de software**». La razón de por qué la señal digital en la figura no cambia en algunos momentos en que la señal analógica sí lo hace es que la frecuencia de muestreo no es lo suficientemente alta.

9.3-a Resolución temporal y muestreo transicional

Con este modo buscamos obtener mayor información de los estados entre muestra y muestra, algo que nos limitaba en el modo síncrono. Básicamente lo que hace el analizador es muestrear la señal más rápido, con un reloj interno que para eso debe tener mayor frecuencia que el reloj del sistema a analizar ($f_{int} > f_{DUT}$); este reloj además no está sincronizado con el reloj externo. La resolución temporal (incertidumbre) es el mínimo intervalo de tiempo que podemos muestrear, es decir, el intervalo del reloj interno: $T_{int} = 1/f_{int}$. Para aumentar la resolución debemos aumentar f_{int} , pero hay algo que pone un límite superior a la resolución (o límite inferior a T_{int}), y es el tamaño de la memoria donde se almacenan los datos: no podemos muestrear más rápido que lo que guardamos los datos en memoria. La resolución temporal, T_{med} , se define como:

$$T_{med} = N \cdot T_{int} = \frac{N}{f_{int}} \quad (\text{ec. 9-1})$$

Donde N es el tamaño de la memoria. A medida que f_{int} aumenta mejora la resolución temporal, pero la memoria se llena más rápidamente. Podemos usar más eficientemente la memoria disponible si usamos lo que se llama muestreo transicional.

En el **muestreo transicional**, los datos se almacenan sólo cuando la señal de entrada cambia de estado entre muestra y muestra. Obviamente, el ahorro de memoria es grande para señales con pocas transiciones cada muchas muestras. En la Figura 9-4a vemos una señal que queremos muestrear, la frecuencia de muestreo es de $f_{int}=250MHz$, es decir que $T_{inf}=4ns$. Si usamos el muestreo normal, los puntos muestreados serán iguales a los guardados, y la memoria se llenará (suponiendo que tenga 4096 posiciones) en un tiempo igual a $t=4096 \cdot 4ns = 16.4\mu s$, y ya no quedará espacio para la señal que viene después. En cambio, con el muestreo transicional (Figura 9-4b) sólo se guardan aquellos puntos muestreados en donde hubo un cambio de estado; en este caso vemos que usamos solamente 14 posiciones de memoria, es decir este muestreo economiza memoria. Si una anomalía ocurre van a aparecer nuevas transiciones y las vamos a poder identificar rápidamente.

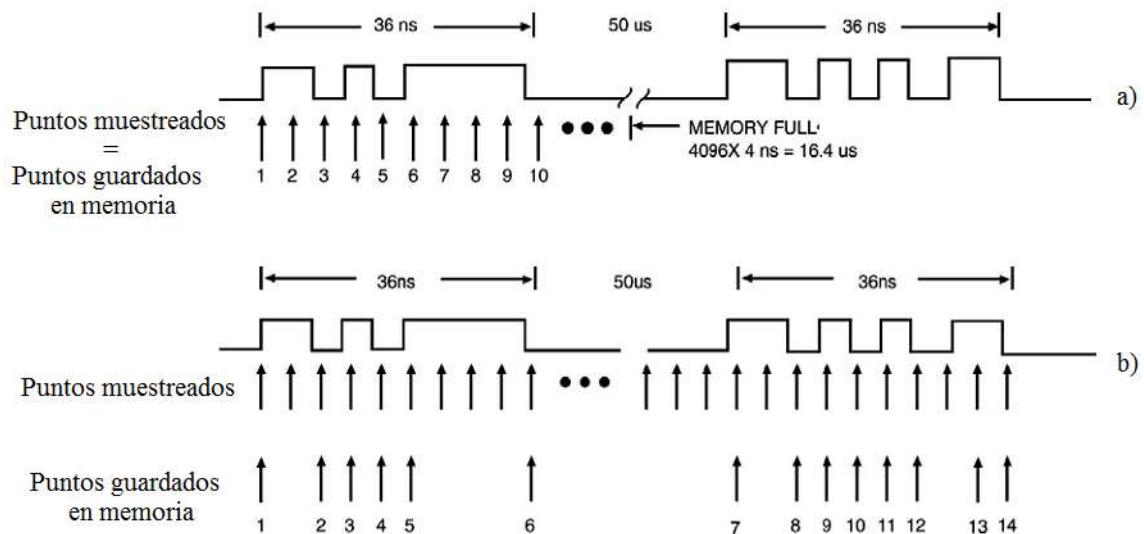


Figura 9-4: a) Muestro normal, b) muestreo transicional.

9.3-b Detector de transiciones rápidas de tensión (glitch)

Un **glitch** es una transición no deseada que se produce antes de que la señal se estabilice; en otras palabras, un glitch es un pulso eléctrico de corta duración resultado de un error o fallo en el diseño de un circuito digital. Estos transitorios son un dolor de cabeza, porque el analizador puede interpretarlos como una transición válida de la señal cuando en realidad la señal no cambió. Son muy difíciles de identificar y determinar sus causas. Muy a menudo los analizadores lógicos proveen un modo de adquisición especial llamado «detector de glitch».

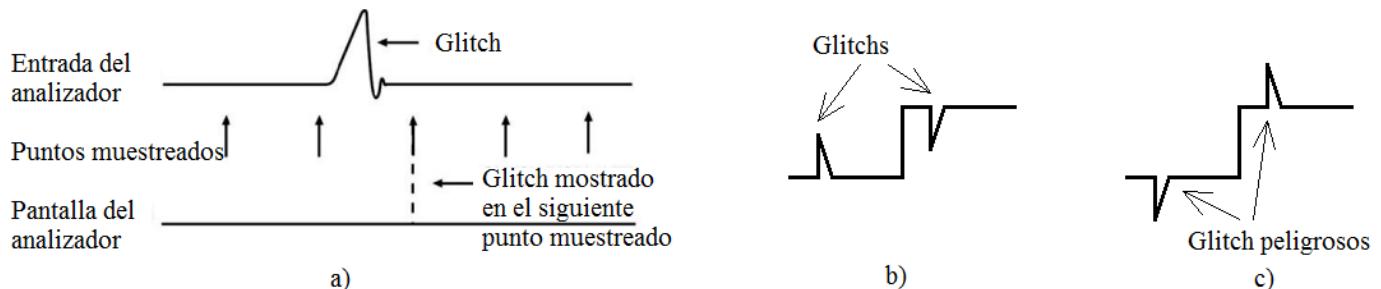


Figura 9-5: a) Glitch visualizado en la pantalla, b) glitches que pueden producir falsas transiciones en la pantalla, c) glitches que pueden producir avería en el circuito de entrada.

En el caso del analizador lógico, llamaremos glitch a cualquier transición que cruza una o varias veces el umbral lógico entre muestra y muestra. Por lo general el analizador usa un circuito para muestrear la señal de entrada y

monitorear si se produjo un glitch, el régimen de este muestreo debe ser mayor a f_{int} máximo del analizador. Por más que sea más rápido, este reloj tiene un período mínimo, que es igual al tiempo mínimo de duración que debe tener el glitch si esperamos que el analizador lo detecte. Una vez detectado, el analizador lo muestra en la pantalla bien diferenciado de los estados normales (por lo general una línea de puntos, que puede estar bien iluminada o ser de distinto color) para que sepamos que se trata de un glitch (Figura 9-5a).

Con este método no podemos conocer todo del glitch, pues el analizador no dice su amplitud, su duración ni cuántas veces cruzó el umbral; el detector de glitch sólo se activa cuando la señal digital cruza varias veces el umbral lógico entre muestra y muestra y lo indica con un palito bien diferenciado en el siguiente tiempo de muestra.

9.3-b.1 Deep memory oscilloscope (DMO)

Los glitches son un dolor de huevo porque pueden producir errores ya que producen un «1 lógico» cuando en realidad el estado nunca cambió de un «0 lógico» o viceversa. Pero hay otra clase de glitches que puede producir averías, son los que están «montados» en un estado que hace que éstos salgan de los valores de voltaje se seguridad (Figura 9-5c). No es tanto por proteger el circuito de entrada del analizador, pues la mayoría está bien protegido, sino que es para proteger el circuito a las que estas salidas lógicas van a ir conectadas, el cual no siempre sabemos si cuenta con una protección de sobre-picos de tensión o no.

En estos casos el detector de glitch del analizador no los percibe y el muestreo transicional tampoco. En estos casos debemos usar un DMO. Un DMO es un osciloscopio que tiene una gran memoria de almacenamiento de datos, con este instrumento podemos medir la salida digital como si fuera un osciloscopio de alta resolución. Este método sólo lo vamos a usar en una o dos salidas en las cuales sospechamos que se producen estos tipos de glitches (Figura 9-5c), pues el DMO tiene pocos canales; conectamos la salida en cuestión al DMO y lo dejamos grabando por un rato, al finalizar vamos a tener la señal digital como si fuera un osciloscopio común pero con muchas resolución. A este nivel ya vamos a poder identificar todo del glitch: su amplitud, su duración, su tiempo de subida o de bajada, número de veces que atraviesa el umbral lógico, etc., por lo que vamos a poder también, si conocemos la naturaleza del glitch, saber qué lo está causando.

Nota: el detector de glitch que viene integrado con el analizador lógico se activa cuando la señal digital cruza el umbral lógico, esto lo saqué de las notas de aplicación. Pero lo que no puede detectar es el tipo de glitch de la Figura 9-5c, pues si la señal está en un voltaje considerado como un «1 lógico» y luego se eleva hacia un voltaje mayor y vuelve al «1 lógico» varias veces, nunca cruza el umbral lógico y por lo tanto el detector de glitch no lo puede detectar. Pero bueno, Zozaya en clases dice que el detector sí puede detectar toda clase de glitch, incluyendo el de la Figura 9-5c. No sé qué decir.

9.4 Sistema de disparo

En realidad el sistema de disparo depende del modelo del analizador y del modo de operación. En el modo de analizador de estados, es un patrón de cero y unos lógicos (y por eso se llama disparo por patrón, *pattern trigger*) de las entradas lo que activa el sistema de gatillado y hace que el analizador comience a guardar datos en la memoria; en el sistema de analizador temporal, además de este sistema podemos usar el disparo por flanco de una determinada entrada externa (por ejemplo, tenemos el disparo por flanco ascendente, por tiempo de subida, por ancho de pulso, por glitch, etc., y por eso se le llama disparo por flaco, *edge trigger*). Además, en el disparo por patrón podemos usar varios patrones de referencia y hacer que se dispare cuando las entradas cumplan con combinaciones de operaciones lógicas (and, or, etc.) entre dichos patrones de referencia.

Pero Zozaya en clase no tiene en cuenta esto, mejor dicho, lo tiene en cuenta a medias; da otro criterio para el sistema de disparo. Primero omite el disparo por flanco, con lo cual no hace distinción entre los modos de operación,

y al disparo por estado lo divide en disparo en serie y disparo en paralelo, éste último lo subdivide a su vez en negativo y en positivo. Además, agrega lo que se llaman retardos. Así que este es el criterio que voy a usar aquí.

9.4-a Disparo en paralelo

Hay de dos tipos: negativo (pre-triger) y positivo (post-triger). En el positivo le damos el patrón de comienzo, y cuando se cumple el analizador comienza a almacenar los datos en la memoria hasta que ésta se llene. En el negativo, el analizador graba hasta que se cumpla la condición de disparo (patrón de fin).

Por ejemplo, supongamos que la memoria del analizador tiene 100 posiciones y las entradas lógicas corresponden a un contador de 8 bits que cuenta desde 0 hasta 255. Si usamos el disparo paralelo positivo y situamos la condición de triger en 13, el analizador comenzará a grabar en la memoria los estados cuando las puntas cumplan esa condición: 13. Grabará hasta que la memoria se llene, es decir, almacenará los números 13 hasta 112, que son 100 estados.

Si usamos el disparo en paralelo negativo, el analizador grabará los estados desde el 0 hasta la 13. Si colocamos como condición de triger el número 114, el analizador comenzará a grabar desde 0 hasta 99 (100 estados), luego grabará el estado 100 y descartará el 0; luego el 101 y descartará el 1; y así hasta llegar al 114, y descartará el 14.

9.4-a.1 Retardos

Son extensiones del triger, en ambos sentidos, y se aplican al disparo en paralelo solamente. Lo hay retardos por clock y retardos por triger.

El retardo por clk es un número n de ciclos del reloj (que puede ser interno o externo) que extiende el almacenamiento con respecto a la condición de triger. Por ejemplo, en el disparo negativo, el analizador graba hasta que encuentra el patrón de fin, y luego sigue grabando n (ciclos de reloj) veces más. Con el disparo positivo, el analizador graba los datos a partir del patrón de inicio pero los antepone de n posiciones anteriores. Es obvio en este caso, que el analizador está constantemente grabando los estados en una memoria auxiliar, la condición de disparo solamente hace que se pasen a la memoria de almacenamiento; así, cuando se encuentra con la condición de disparo, va a comenzar a pasar a la memoria los datos que estén a partir no desde la condición, sino n ciclos de reloj antes.

Los retardos por triger funcionan de manera similar pero usan una palabra o patrón almacenado como referencia. Por ejemplo, tenemos el patrón A y el patrón B, podemos poner como patrón de fin al A y como retardo por triger al patrón B multiplicado por 5. Entonces, para el disparo positivo, el analizador encuentra el patrón A pero comenzará a grabar una vez que haya pasado una cantidad igual a 5 veces el patrón B (esta cantidad de espera puede configurarse para que sea por reloj interno o externo).

9.4-b Disparo en serie

En este tipo de disparo vamos a darle un patrón de comienzo y uno de fin. Volviendo al ejemplo anterior, si el comienzo es 13 y el fin 69, entonces los estados que se encuentren entre esos estados, incluyéndolos, van a ser grabados. Si el fin lo situamos en 114, el analizador grabará desde 13 hasta 114, pero los estados 13 y 14 se perderán.

9.4-c Clock qualifier

En la Figura 9-1 vemos que el bloque de entrada tiene una entrada extra llamada «clock qualifier» (la cual sólo se puede usar en el modo de analizador de estados). Dicha señal va a una compuerta AND que comparte con el reloj externo, es decir, sirve para «habilitarlo». Esta entrada sirve para evitar que el analizador guarde estados que no nos interesan; por eso es que se dice que sirve como calificador de los datos de entrada, porque los valida.

9.5 Puntas de prueba lógicas

En los manuales y en las notas de aplicación se hace énfasis en determinadas características cuando se especifican las puntas de prueba lógicas, como el tipo (capacitivo, inductivo, resistivo) y nivel (alta o media) de impedancia, robustez, formato, etc. Sin embargo, en clases Zozaya clasifica las puntas en tres tipos: pasivas, activas y dedicadas; clasificación que sólo vi en clase nada más. Así que este es el criterio que voy a usar.

- **Puntas pasivas:** son puntas que sólo sirven para tomar datos, es decir, leer información lógica de un circuito. Son programables, así que se pueden adaptar a cualquier tecnología (TTL, CMOS, etc.), basta con elegir el umbral para que la punta pueda diferenciar entre el «0 lógico» y el «1 lógico». Son las más usadas; son las llamadas «de propósito general».
- **Puntas activas:** además de leer, se usan para escribir en el circuito, es decir, cuando el sistema a analizar necesita recibir determinados estímulos para funcionar. Sin embargo, estas puntas son más caras que las pasivas, además necesitan energía para funcionar, lo que hace que no sean tan usadas.
- **Puntas dedicadas:** son puntas especialmente fabricadas para corroborar que un circuito de fabricación en serie funcione bien. Las placas bajo ensayo tienen también un conector preparado para este tipo de puntas, por lo general son ensayos de calidad que se hacen en algún tramo de la fabricación del circuito.

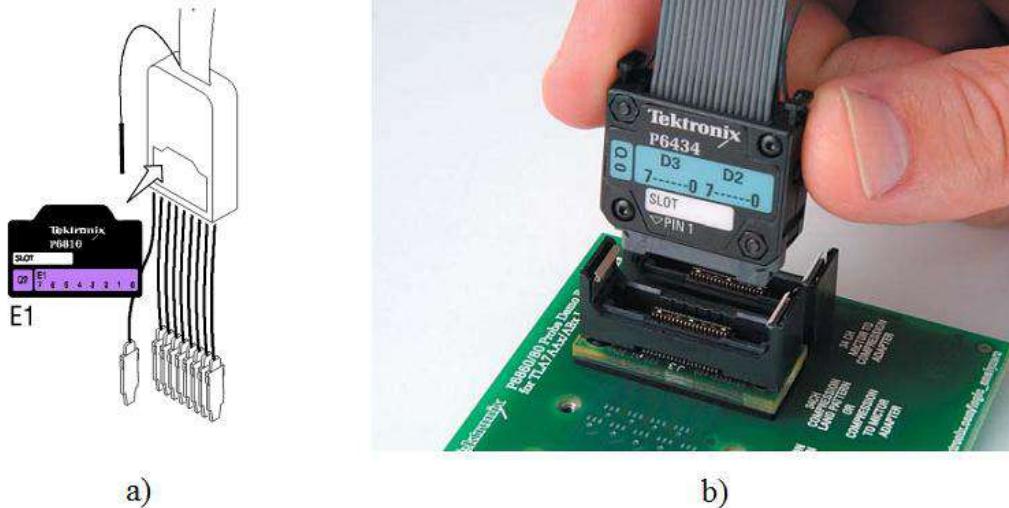


Figura 9-6: a) Punta de propósito general (pasiva), b) punta dedicada Tektronix.

9.6 Preguntas de parciales y/o finales

Pregunta 9-1: El analizador lógico es un dispositivo destinado principalmente para medir:

Señales de distinta amplitud.

1. Sistemas lógicos combinacionales.
2. Sistemas lógicos secuenciales.
3. Sistemas analógicos digitales.
4. Todas.

Pregunta 9-2: ¿Cuál es la diferencia entre el muestreo normal y el transicional?

1. El primero usa menos memoria.
2. Con el segundo se pueden ver los glitches de cualquier amplitud y polaridad.

3. Con el primero se pueden ver los glitches de cualquier amplitud y polaridad.
4. El segundo usa menos memoria.
5. Ninguna.

Pregunta 9-3: El qualifier se usa para:

1. Dispara la captura del analizador.
2. Generar los ciclos de reloj.
3. Determinar si el estado presente en la entrada es válido.
4. Disparar el latch de entrada para que grabe información en la memoria.
5. Ninguna.

Nota: una aplicación de esta entrada «clock qualifier» sería conectarla a la señal «R/W» de un micro para sólo grabar los estados en el modo R (sólo lectura).

Pregunta 9-4: ¿De qué depende la resolución temporal?

La (ec. 9-1) dice que la resolución temporal, T_{med} , depende de la frecuencia de muestreo, f_{int} , y del tamaño de la memoria, N .

$$T_{med} = N \cdot T_{int} = \frac{N}{f_{int}}$$

Aunque en clases Zozaya da la fórmula anterior, en algunos finales corrige como mal si se pone que depende también del tamaño de la memoria. Lo que sucede es que el tamaño de la memoria es un parámetro, o sea, es un determinado valor para un modelo de analizador determinado. En las notas de aplicación dice que, a la hora de comprar un analizador, la resolución temporal depende del tamaño de la memoria que tenga un analizador en particular. Y si le decís esto, te va a decir que la opción «de la frecuencia de muestreo» es la principal.

Pregunta 9-5: ¿Qué puede decir de los glitches fuera de la ventana de histéresis?

1. Estos glitches se detectan con el muestreo transicional.
2. No son importantes ya que no afectan al funcionamiento del analizador.
3. Si bien no afectan al funcionamiento del sistema, pueden ser dañinos.
4. Los encontramos sólo con el DMO.
5. Ninguna de las anteriores.

Nota: la opción 1 es falsa, pues para detectarlos hace falta una tasa de muestreo mayor que f_{int} y poder decir si cruzó varias veces la ventana de histéresis (cosa que hace el detector de glitch). El muestreo transicional muestrea a una tasa de f_{int} .

La opción 2 podría ser verdadera, ya que no afectan al analizador, pues éste está protegido con tensiones que se salen muy por fuera de los niveles aceptables, pero es falsa. Los glitches son peligrosos porque pueden ser dañinos con el circuito al cual voy a conectar mi circuito bajo análisis.

Pregunta 9-6: Las características de las puntas activas son: (revisar)

1. Sirven para medir lógicas de distintas tecnologías.
2. Sirven para adaptar los niveles lógicos del dispositivo a la lógica del analizador.
3. Son bidireccionales.
4. Son dedicadas a un procesador en particular.
5. Todas las anteriores.

Capítulo 10: Potencia en RF y en microondas

En esta unidad vemos cómo medir la potencia en radiofrecuencias y en microondas.⁴² La medición en la parte baja de las radiofrecuencias es relativamente (con respecto a las microondas) sencillo y más conveniente: podemos medir por separado tensiones, corrientes e impedancias involucradas para dar con la potencia, que es una cantidad de cierta importancia (a esta frecuencia). En cambio en las microondas es más fácil y conveniente medir potencia, las dos razones fundamentales son que las tensiones y corrientes tienen desfasajes y son difíciles de determinar —y por ende también la impedancia—, y que los sensores de potencia responden mejor a este rango; además la potencia pasa a ser la magnitud que se usa para describir las señales de microondas.

La especificación del nivel de potencia de cada componente de un sistema es importante, tanto es así que muchas veces se mide la potencia que entrega un dispositivo y la potencia que recibe el elemento al que se conecta el dispositivo anterior. Es en los niveles de potencia más elevados donde cada incremento de *1dB* se traduce en mayor complejidad en el diseño, encarecimiento de los dispositivos activos, destreza en la fabricación, dificultades en los ensayos, y el grado de confiabilidad del equipo.

10.1 Conceptos básicos (potencia y sensores)

Antes de ver de lleno los montajes para medir potencia, conviene primero ver qué tipo de potencia vamos a medir y qué sensores usar en cada caso.

10.1-a Tipos de potencias

Veremos 4 definiciones de potencia: potencia, potencia media, potencia de pulso y potencia de pico envolvente.

10.1-a.1 Potencia

La potencia instantánea, $p(t)$, es el producto entre la tensión instantánea, $e(t)$, y la corriente instantánea, $i(t)$, y si ambas, tensión y corriente, son ondas continuas⁴³ y están en fase, entonces este producto es como en la Figura 10-1. La curva $p(t)$ tiene una componente en continua y otra en alterna al doble de la frecuencia de trabajo; el término «potencia», P , se usa comúnmente para referirse a la potencia promedio y es el valor de la componente de continua. Para hallar el valor de P se calcula el área debajo de la curva $p(t)$:

$$P = \frac{1}{n \cdot T_o} \int_0^{nT_o} e(t) \cdot i(t) dt = \frac{1}{n \cdot T_o} \int_0^{nT_o} E_p \cdot \sin\left(\frac{2\pi t}{T_o}\right) \cdot I_p \cdot \sin\left(\frac{2\pi t}{T_o} + \phi\right) dt = \frac{E_p I_p}{2} \cos \phi$$

⁴² Las radiofrecuencias comprenden las ondas que van desde los *3Hz* hasta los *300GHz*. Dentro del mismo rango, y a partir de *1GHz*, las bandas entran en el espectro de las microondas.

⁴³ Una onda continua (*continuous wave*, CW) es una onda alterna con amplitud y frecuencia constantes.

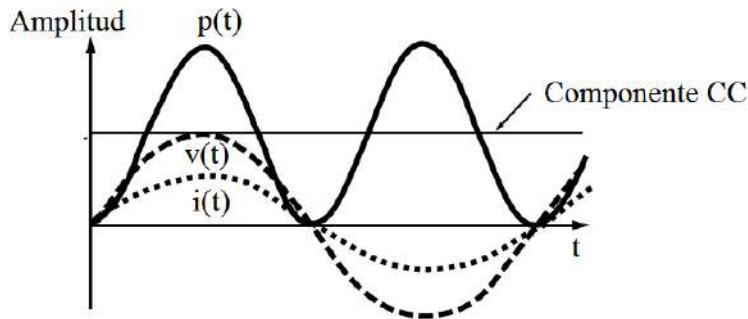


Figura 10-1: el producto entre voltaje, $v(t)$, y corriente, $i(t)$, da la curva $p(t)$ en un ciclo de una sinusoida.

Donde T_o es el período de la componente alterna original, E_p e I_p son los valores pico de $e(t)$ y de $i(t)$ respectivamente, ϕ es el ángulo de desfasaje entre $e(t)$ e $i(t)$ en caso de no estar en fase, y n es el número de ciclos de la alterna (donde la medición de potencia consiste en dar a n un número elevado). Si ponemos a E_p y a I_p en función de sus valores eficaces, E_{RMS} e I_{RMS} respectivamente, tendremos:

$$\text{Potencia : } P = \frac{E_p I_p}{2} \cos \phi = \frac{\sqrt{2} \cdot E_{RMS} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{RMS}}{2} \cdot \cos \phi = E_{RMS} \cdot I_{RMS} \cdot \cos \phi$$

10.1-a.2 Potencia media

La potencia media, P_{media} (*average*), es el valor de la potencia calculada antes pero promediada sobre varios ciclos de la frecuencia más baja, T . La potencia P_{avg} es igual para cualquier n en una onda continua, pero no será así en una onda modulada en amplitud, donde P_{avg} variará según el n que se tome. Matemáticamente es:

$$\text{Potencia media : } P_{media} = \frac{1}{n \cdot T} \int_0^{nT} e(t) \cdot i(t) dt$$

El valor de promediado de la mayoría de los instrumentos va desde el orden de los $10ms$ hasta varios segundos.

10.1-a.3 Potencia de pulso

Si en el caso que la curva $p(t)$ tuviera la forma de una señal pulsante, entonces la potencia de pulso, P_{pulso} , resulta de integrar la amplitud de la potencia del pulso sobre el ancho de pulso, τ . Matemáticamente es:

$$\text{Potencia de pulso : } P_{pulso} = \frac{1}{\tau} \cdot \int_0^{\tau} e(t) \cdot i(t) dt$$

La potencia de pulso se puede poner también como:

$$P_{pulso} = \frac{P_{media}}{\text{Ciclo de trabajo}} = \frac{P_{media}}{\tau/T_r} = \frac{P_{media}}{\tau \cdot f_r} \quad (\text{ec. 9-2})$$

Donde f_r es la frecuencia de repetición del pulso.

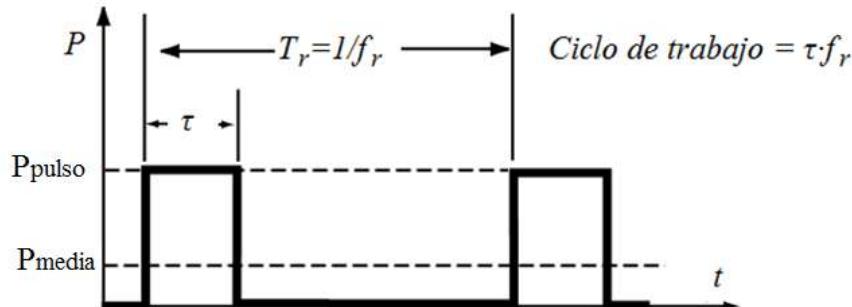


Figura 10-2: La potencia de pulso, P_{pulso} , es el promedio sobre el ancho de pulso.

10.1-a.4 Potencia de pico envolvente

En algunos casos el concepto de P_{pulso} no nos sirve, ya sea porque los flancos de la curva no son los suficientemente abruptos o porque es difícil medir τ . En el caso de tener una curva $p(t)$ gaussiana como la de la Figura 10-3, ninguna de las dos expresiones de P_{pulso} vista más arriba nos da una idea exacta de la potencia de pulso (recordemos que ambas expresiones usan para delimitar el tiempo de promediado el tiempo en que la señal alcanza la mitad de camino entre sus valores máximo y mínimo). Para estos casos introducimos el concepto de «potencia de pico envolvente», P_{pico} ; pero primero veremos la «potencia envolvente».

La potencia envolvente se obtiene haciendo que el tiempo de promediado sea mucho menor que $1/f_{max}$ pero también lo suficientemente grande para abarcar varios ciclos RF, siendo f_{max} la frecuencia de la componente de mayor frecuencia. Si de alguna forma podemos visualizar esta potencia envolvente en un osciloscopio, éste mostrará una traza igual al perfil de la potencia de la señal pulsante. El valor máximo que alcanza esta traza es la potencia de pico envolvente.

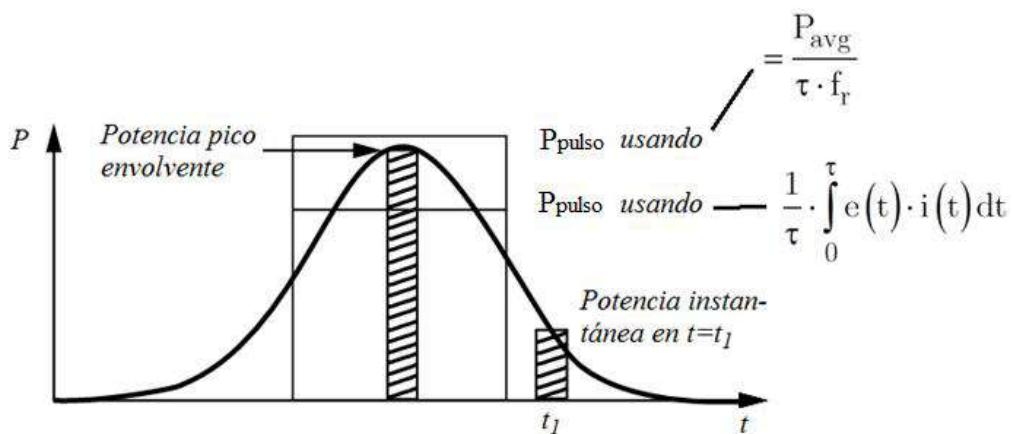


Figura 10-3: Señal gaussiana y los diferentes tipos de potencia.

10.1-b Tipos de sensores

Los sensores de potencia son la clave de los instrumentos de medición de potencia, la mayoría provee una carga que disipa energía basado en el principio de calentamiento. En este capítulo vemos a ver 3: el termistor, la termocouple y el diodo detector. Cada uno de ellos usa un tipo diferente de dispositivo para convertir la potencia en una señal continua mensurable o alterna de baja frecuencia; tienen también cada uno sus pros y sus contras y se los usa para distintos casos.

La técnica general de medición (Figura 10-4) para la potencia media consiste en conectar, a la salida del circuito a medir, una línea de transmisión, luego el sensor propiamente dicho, y luego el medidor de potencia. Para comenzar la medición tenemos que desactivar el sensor y calibrar a cero el medidor de potencia, esta operación se refiere a menudo como «puesta a cero». Luego activamos el sensor y su salida produce la lectura correcta en el medidor.

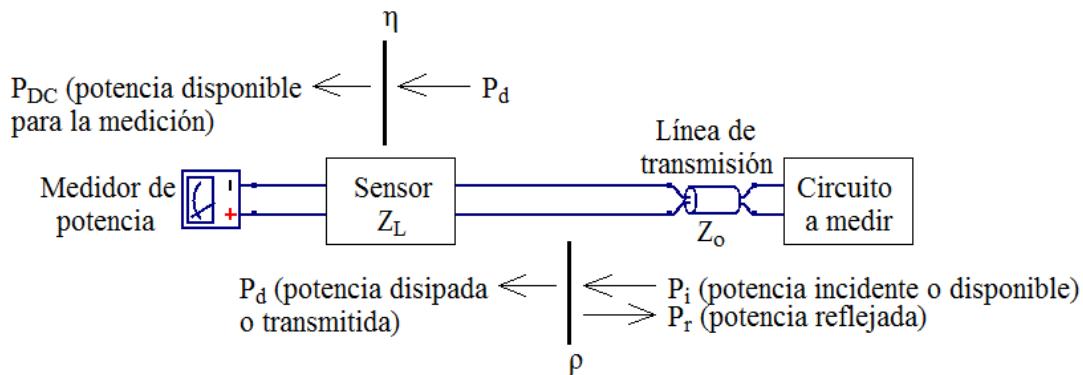


Figura 10-4: Esquema general para medir potencia.

10.1-b.1 Parámetros de error en un sensor

Si el sistema de medición fuera ideal, toda la potencia del sensor incidiría sobre el sensor y éste la absorbería toda, pero como no hay sistemas ideales se producen errores, es necesario entonces definir parámetros que tengan esto en cuenta. Hay dos razones principales que provocan error: 1) la desadaptación entre la impedancia de la línea de transmisión y la impedancia de entrada del sensor, y 2) no toda la potencia disipada que entra al sensor la recibe el elemento sensor. Estas razones dan lugar al coeficiente de reflexión, ρ , y la eficiencia efectiva, η_e , respectivamente.

Coeficiente de reflexión: ya vimos que cuando hay desadaptación en un punto del recorrido de una señal parte de la energía se refleja y la otra se transmite; en términos de energía, la potencia incidente, P_i , es igual a la suma de la potencia reflejada, P_r , y la potencia transmitida, que es la que recibe el sensor, la llamaremos potencia disipada, P_d . La relación entre P_r y P_i para un sensor dado está dada por el **coeficiente de reflexión, ρ** .

$$P_r = \rho^2 \cdot P_i$$

Este parámetro es el contribuyente de la fuente de error más importante, llamada «incertidumbre de la desadaptación» (*mismatch uncertainty*); el valor ideal es $\rho=0$, un valor aceptable es $\rho=0,05$, uno inaceptable $\rho=0,5$, pues en la mayoría de los casos produce una incertidumbre muy grande.

Eficiencia efectiva: no toda la potencia que recibe el sensor (aparato en su conjunto), P_d , está disponible para la medición. Parte de P_d la recibe el elemento sensor y sufre el proceso de transformación a una equivalente en continua, llamada P_{DC} ; y la otra parte se pierde en los conductores, paredes laterales u otros elementos del sensor. La **eficiencia efectiva, η** , tiene en cuenta esto:

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_d}$$

Un sensor ideal tiene $\eta=1$, es decir, toda la P_d se transforma en P_{DC} para la medición y no se pierde nada.

Factor de calibración: un parámetro que tiene en cuenta todo lo anterior es el **factor de calibración, K_b** . Vendría a ser algo así como un «factor de rendimiento total», pues es el cociente entre la potencia que arroja el sensor para la medición, P_{DC} , y la potencia incidente, P_i –es decir, la potencia disponible en la línea de transmisión–. Jugando un poco con las ecuaciones anteriores tenemos:

$$K_b = \frac{P_{DC}}{P_i} = \frac{\eta \cdot P_d}{P_i} = \eta \cdot \frac{P_i - P_r}{P_i} = \eta \cdot \left(1 - \frac{P_r}{P_i}\right) = \eta \cdot (1 - \rho^2)$$

Si $K_b=0,9$ quiere decir que el medidor de potencia o vatímetro indicará un 90% de P_i . La gran mayoría de los medidores puede multiplicar la potencia medida por un factor de manera que la lectura corresponda efectivamente a P_i . Sin embargo, K_b no puede corregir el efecto total de la desadaptación, cosa que no pongo aquí porque no se ve en clases.

10.1-c Jerarquía de los medidores de potencia

La medición de potencia debe poder duplicarse en otros tiempos y lugares, para eso necesitamos un vatio patrón. El camino para la calibración de un instrumento de medición (a partir de acá lo llamaré vatímetro) debe ir desde una posición menor a una mayor en una especie de escalera o jerarquía del vatio patrón. Por ejemplo, un usuario que posea un vatímetro y sospeche que está descalibrado lo debe llevar a una instancia superior llamada «estándar de referencia», o patrón de referencia, como por ejemplo el laboratorio de la facultad o del lugar de trabajo; si desea una mejor calibración, la instancia que le sigue es la «estándar de trabajo», que puede ser un laboratorio comercial, como por ejemplo el INTI; y la instancia que está por encima de todas es la que se llama «referencia nacional», que aquí en Argentina no sé qué organismo se encarga de darlas, pero en Estados Unidos la establece el Instituto nacional de estándares y tecnología (*National institute of standards and technology, NIST*).

10.2 Sensores con termistor

El termistor es un semiconductor que aumenta su resistencia en función de una disminución de temperatura, es decir, tienen un coeficiente de temperatura negativo. Si bien hay varios tipos de dispositivos sensores que usan termistores, en esta sección vemos dos nada más: los que usan el método bolométrico, y los que usan el método de puente balanceado. Ambos se basan en el principio del puente de Wheatstone, con el termistor como un brazo, pero mientras que el bolómetro necesita ajuste manual, el auto-balanceado... bueno, no.

Luego de los manualmente balanceados se desarrollaron los puentes **auto-balanceados**, lo que fue un gran adelanto, aunque su deriva térmica limitaba su rango dinámico. Con la introducción del primer instrumento compensado en temperatura la deriva se redujo considerablemente.

10.2-a Método bolométrico

En este método la potencia RF desconocida, P_{RF} , se absorbe en un elemento bolométrico especialmente construido de material resistivo, los cambios de temperatura se traducen en el cambio de resistencia de este material y son detectados por un circuito puente auxiliar. El rango de potencia en donde se usa por lo general este método es desde unos pocos μW hasta una fracción de W .

Un arreglo típico es el de la Figura 10-5, la potencia P_{RF} entra desde una línea coaxial, con una sección en corto cónica para adaptar la impedancia de línea a la del bolómetro; la impedancia de una línea coaxial es función de la relación entre sus diámetros externo e interno, por eso la sección cónica, para reducir la impedancia gradualmente hasta llegar a la del elemento bolométrico. Se hace esto para que no haya pérdidas por reflexión, es decir que ρ se acerque lo más posible a 0. Un stub de $\lambda/4$ provee el retorno a masa para la conexión en puente del bolómetro, esto no afecta a las frecuencias RF, ya que un cortocircuito a $\lambda/4$ se ve como un circuito abierto en RF. El capacitor de paso provee un retorno para las corrientes RF y aísla la siguiente etapa.

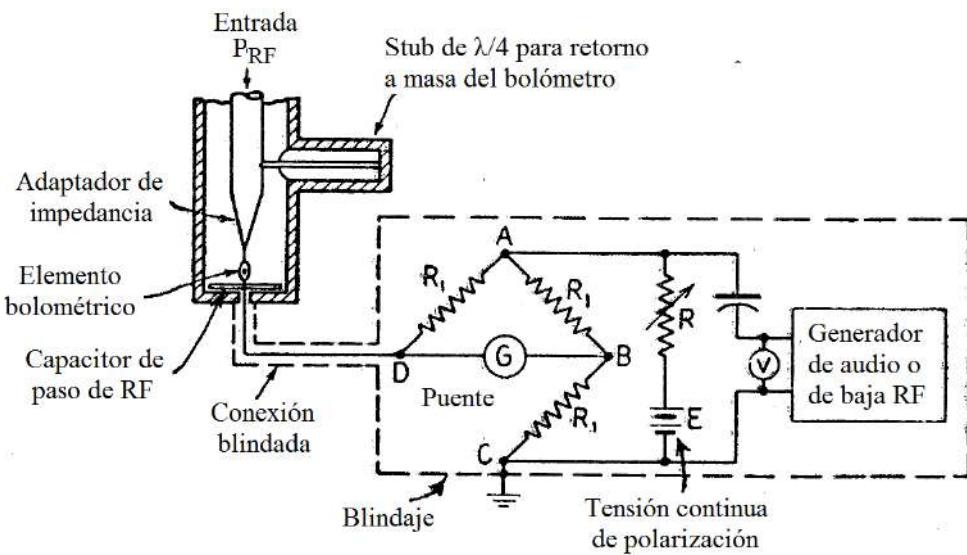


Figura 10-5: Esquemático para medir potencia por el método bolométrico, balanceando manualmente el puente.

El cambio en la resistencia del elemento bolométrico se registra por el puente ABCD, y el brazo CD lo representa la resistencia del elemento bolométrico, que a partir de ahora llamaré R_{CD} . El puente se excita simultáneamente con una tensión continua E y una tensión alterna de audio (o de baja radiofrecuencia) frecuencia; dicha frecuencia se hace lo suficientemente alta como para que R_{CD} no varíe apreciablemente mientras la corriente alterna describe su ciclo. Así, R_{CD} se calienta simultáneamente con potencia CC, con potencia de audiofrecuencia y con P_{RF} ; la suma de estas potencias hará variar R_{CD} , ya que ésta no discrimina por el origen de la potencia que recibe.

Para medir P_{RF} aplicamos una tensión nominal desde la fuente de audio en simultáneo con P_{RF} . Luego ajustamos la corriente suministrada por E mediante el potenciómetro R hasta que el bolómetro se caliente y haga variar R_{CD} tal que equilibre el puente, es decir, hasta que el voltímetro G indique $0V$. En este punto interrumpimos P_{RF} , esto hace que el elemento disminuya su temperatura, entonces R_{CD} aumenta y el puente se desbalancea.

Ahora equilibraremos nuevamente el puente aumentando el suministro de la fuente de audio. Dado que R_{CD} varía con el total de la potencia que se le suministra, la P_{RF} será igual a la potencia de la fuente de audio que hay que suministrar para reestablecer el equilibrio. Si la tensión de la fuente de audio antes de cortar P_{RF} de entrada es $V_{inicial}$ y la misma tensión después de equilibrar el puente es V_{final} , la P_{RF} que queremos medir es $(V_{final} - V_{inicial})/4R_1$.

Conviene blindar el camino desde el bolómetro al puente y el puente en sí, para así evitar que los campos dispersos de audio y radio frecuencias introduzcan energía al sistema e introduzcan un error. Otra sugerencia es realizar toda la medición en un laboratorio, pues si estamos en un ambiente con temperatura variable, ésta influirá en la variación de R_{CD} introduciendo otra fuente de error.

10.2-b Método con puente auto-balanceado

El medidor de potencia que explicamos aquí es el HP 432A, usa la energía de continua y no la de audiofrecuencia para equilibrar ambos puentes. Además tiene un mecanismo de cero automático, así que no es necesario que equilibremos manualmente el puente.

Las principales partes del HP 432A (Figura 10-6) son tres: el circuito de puentes, el circuito lógico de medición y un pequeño circuito de auto-cero.

10.2-b.1 Circuito de puentes

Este circuito consta de un puente de Wheatstone llamado «puente de RF» cuyos puntos medios están conectados a un amplificador diferencial llamado «amplificador RF», la salida de este amplificador, V_{RF} , se realimenta a la alimentación del «puente de RF».⁴⁴ En uno de los brazos del «puente de RF» se coloca el termistor RF. Cuando se aplica una potencia de RF de entrada, P_{RF} , a este termistor, su resistencia disminuye y hace que V_{RF} disminuya también en la medida que haga falta para que el puente se equilibre.

La medición de P_{RF} se podría realizar sabiendo cuánto vale V_{RF} con y sin P_{RF} aplicada, pero sucede que este termistor no solo es sensible a los cambios de temperatura provocados por P_{RF} sino que también lo es a los cambios en la temperatura ambiente. Para esto se coloca un segundo puente llamado «puente de compensación», el cual tiene también su amplificador (con salida V_{COMP}), realimentación y termistor, con la salvedad de que este último es sensible solamente a los cambios de temperatura. La medición se comienza haciendo $P_{RF}=0$ y $V_{COMP}=V_{RF}$; entonces, si hay cambios de temperatura ambiente, ambos puentes reaccionarán de igual manera y mantendrán $V_{COMP}=V_{RF}$. Los voltajes V_{COMP} y V_{RF} contienen la información de P_{RF} , para medirla se deben tratar estos voltajes de continua mediante el «circuito lógico de medición».

P_o es la potencia absorbida necesaria para que el termistor RF lleve su resistencia a R (100 o 200Ω) y tiene dos componentes: P_{RF} y P_{CC} , que es la potencia de continua suministrada por el 432A. El auto-balance que realiza el puente ajusta automáticamente la P_{CC} para que toda la potencia en el termistor sea P_o . La relación que hay entre P_{CC} y V_{RF} es $P_o=(V_{RF}/2)^2/R$, entonces P_o es:

$$P_o = P_{RF} + P_{CC} = P_{RF} + \frac{(V_{RF}/2)^2}{2R} = P_{RF} + \frac{V_{RF}^2}{4R}$$

⁴⁴ Cuando digo que «alimenta al puente» me refiero que va conectado en donde generalmente va la fuente de alimentación del puente, es decir, al vértice antagónico del vértice que está conectado a tierra. En el apunte en inglés dice «a la parte superior del puente», pero pensé que esto podría entenderse mal.

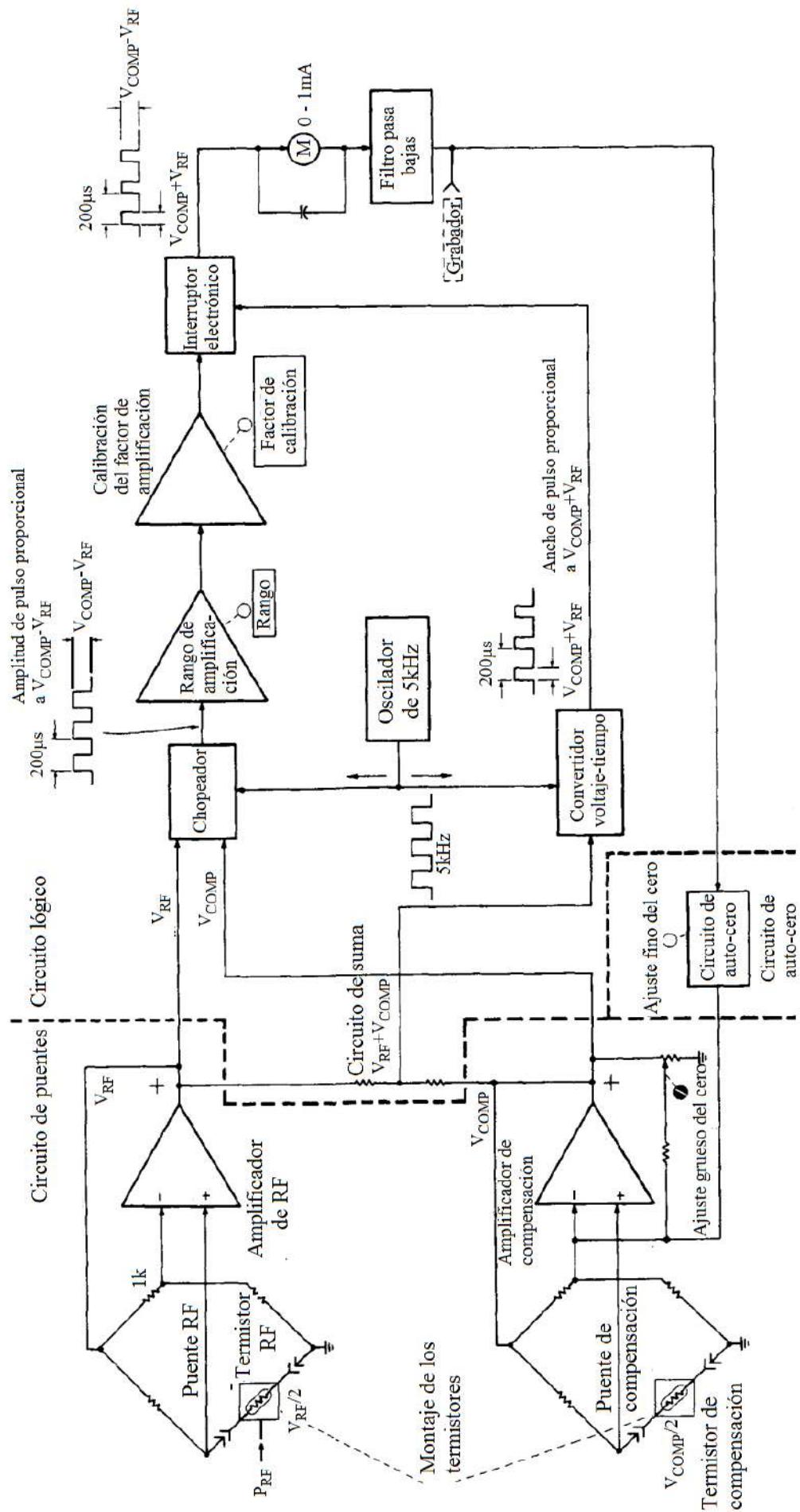


Figura 10-6: Diagrama de bloques simplificado del medidor de potencia 432A.

Un caso particular de esta ecuación se da en la puesta a cero, cuando hacíamos $V_{COMP}=V_{RF}$ con $P_{RF}=0$, reemplazando estos valores en la ecuación anterior llegamos a:

$$P_o = 0 + \frac{V_{COMP}^2}{4R}$$

Para hallar P_{RF} combinamos las dos últimas ecuaciones y despejamos P_{RF} :

$$\frac{V_{COMP}^2}{4R} = P_{RF} + \frac{V_{RF}^2}{4R} \rightarrow P_{RF} = \frac{(V_{COMP} + V_{RF})(V_{COMP} - V_{RF})}{4R} \quad (\text{ec. 9-3})$$

10.2-b.2 Circuito lógico de medición

la señal $V_1=V_{COMP}-V_{RF}$ se obtiene tomando V_{RF} y V_{COMP} y aplicándolas al circuito chapeador, el cual produce una onda cuadrada de $5kHz$ (frecuencia proveniente de un oscilador local) de una amplitud proporcional a la diferencia $V_{COMP}-V_{RF}$. La señal $V_2=V_{COMP}+V_{RF}$ se obtiene tomando los dos voltajes desde un circuito sumador y haciendo pasar dicha señal a través de un convertidor de voltaje a tiempo; el cual produce una cuadrada de $5kHz$ (pues tiene el mismo oscilador local de antes) pero con un ancho de pulso proporcional a $V_{COMP}+V_{RF}$, este ancho de pulso mide alrededor de $90ms$ o menos.

El interruptor y el filtro proporcionan una corriente nula de referencia controlando la polarización de continua en el «amplificador factor de calibración». En efecto, restaura la componente de continua que ha sido amplificada por los amplificadores de RF y de compensación. La medición se realiza con el galvanómetro G, el cual tiene un fondo de escala de 0 a $1mA$. El capacitor en paralelo integra la cuadrada que viene del interruptor, de tal forma que en el galvanómetro acusa una corriente proporcional al producto $(V_{COMP}-V_{RF})(V_{COMP}+V_{RF})$. Y con esta medición solo falta reajustar el factor de escala $1/4R$ para obtener la P_{RF} de la (ec. 9-3).

10.2-b.3 Circuito de auto-cero:

La salida del galvanómetro es filtrada y se manda al «puente de compensación» a través de un circuito de auto-cero, el cual mantiene un voltaje de corrección a la entrada del amplificador de compensación de manera que cuando $P_{RF}=0$ la lectura del galvanómetro sea 0 .

10.3 Sensores con termocupla

La termo-cupla es un transductor formado por la unión de dos metales diferentes que produce una diferencia de potencial (del orden de los mV) en función de la diferencia de temperatura entre unos de los extremos (llamado punto caliente) y el otro (llamado punto frío o de referencia). Los sensores que usan termocuplas tienen dos ventajas en relación con los que usan termistores: 1) tienen mayor sensibilidad, 2) una característica de detección inherentemente cuadrática, es decir, la tensión de salida es proporcional a la potencia de RF de entrada.

Los termistores varían su resistencia en función de la temperatura, y esta variación de resistencia hay que sensarla con un puente y después convertirla a voltaje. Las termocuplas, en cambio, funcionan en base al calor, o sea, convierten la energía en voltaje directamente, por este motivo son una especie de «medidores reales de promedio»; así que son convenientes para medir todo tipo de señales, desde ondas continuas hasta pulsantes. También son más robustas que los termistores, y poseen una incertidumbre menor que estos.

10.3-a Principio de funcionamiento y sensores a termocupla

Esta sección la resumí bastante porque en clase no se ve tanto cómo funciona termocupla, más bien se pone el acento en cómo se la usa. Pero igual pongo un resumen para dar una idea nomás.

Cuando calentamos una varilla de metal en un extremo se produce un reacomodamiento de electrones y un recambio energético (hay varios procesos que me salteé) y se produce un campo eléctrico. Si ahora unimos dos metales distintos, el principio es el mismo, pero en la unión de los metales aparece una fem; y si a estos dos metales los conectamos mediante conductores para tener un circuito cerrado se produce circulación de corriente, y la fem total en esas condiciones se llama fem de Seebeck.

Basándose en ese principio, y aprovechando algunas tecnologías usadas en las microondas y radiofrecuencias, se crearon los sensores a termocupla. El que veremos aquí es el 8481A, el cual tiene dos termocuplas idénticas integradas en un solo chip. La estructura principal es el soporte de silicio tipo p que contiene una delgada capa de silicio tipo n; un corte axial de este sensor lo podemos ver en la Figura 10-7a. Estas termocuplas están eléctricamente conectadas como en la Figura 10-7b.

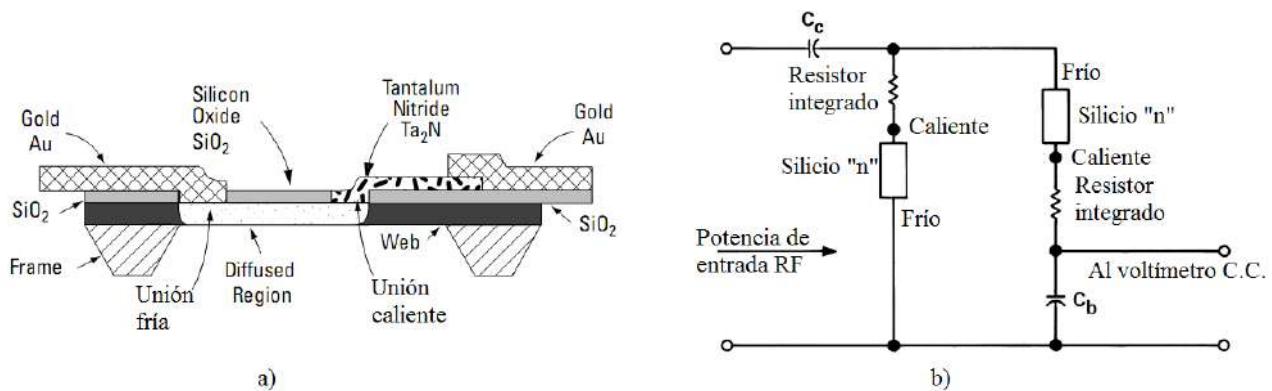


Figura 10-7: a) Sección transversal de una termocupla y b) su circuito equivalente.

Para el voltímetro CC las termocuplas están en serie; para la entrada RF, en paralelo. La corriente RF se distribuye equitativamente en cada una de ellas. Cada resistencia en serie con su silicio tienen una resistencia total de 100Ω , y como la entrada «ver» un paralelo, la línea de transmisión ve una terminación de 50Ω .

10.3-b Medición de potencia con sensor a termocupla

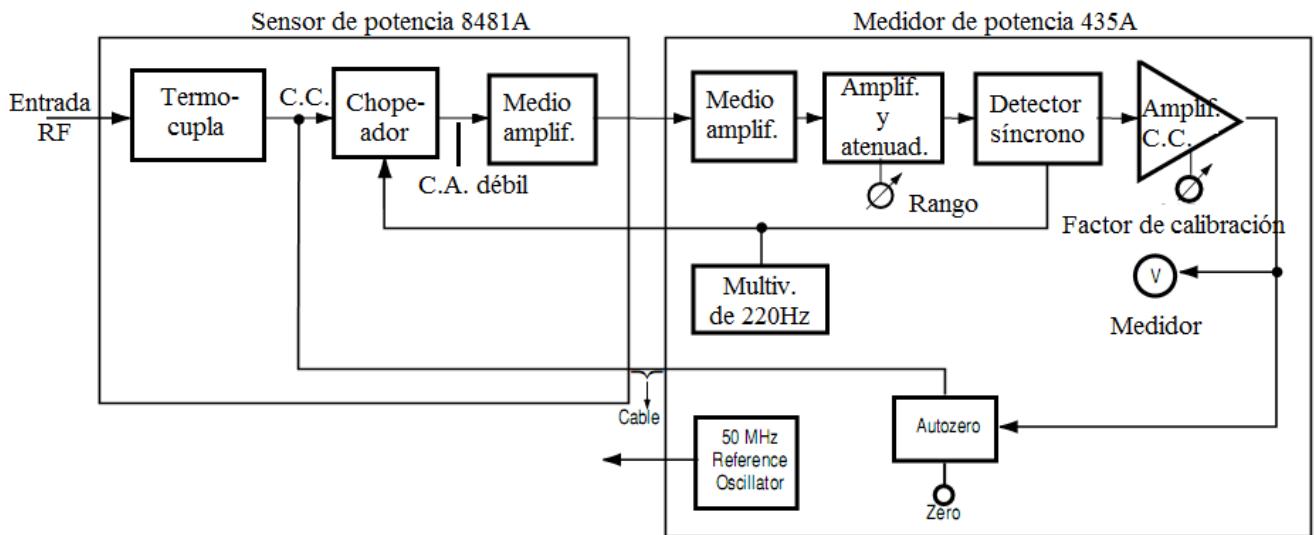


Figura 10-8: Diagrama de bloques de sensado de potencia y de medición de potencia (435A).

Los sensores como el anterior obligaron a los fabricantes de vatímetros a hacer diseños que aprovechen el incremento de sensibilidad. Además estos diseños debían ser capaces de trabajar con niveles bajos de tensión, pues la tensión de salida de una termocupla es muy baja (aproximadamente 160nV para 1mW); estos niveles dificultan la transmisión por un cable normal, y se pone peor si la longitud supera los 7 metros. Por esta razón el fabricante coloca un amplificador de alterna en el circuito del sensor.

Una técnica práctica de manejar tensiones bajas de continua es «chopearla», es decir, trocearla para convertirla en una onda cuadrada, y así amplificarla con acoplamiento CA, ya que los amplificadores de alterna tienen menos inconvenientes que los de continua.⁴⁵ La Figura 10-8 muestra una diagrama de bloques simplificado de sensado y medición.

Las consideraciones prácticas del cable llevan a poner el chopeador y una parte del amplificador CA dentro del bloque de sensado. El chopeador en sí (Figura 10-9) lleva interruptores FET ligados térmicamente para minimizar el corrimiento producto de que estén a diferentes temperaturas. Para evitar las tensiones de termocouple indeseadas, todas las pistas de continua se fabrican de un solo material, el oro.

Una frecuencia alta de chopeado conlleva menos ruido $1/f$,⁴⁶ mayor ancho de banda y mejor respuesta al escalón. Pero se elige una frecuencia baja de 200Hz debido a que, y no sé por qué, a esta frecuencia, los picos que se generan inevitablemente cuando se trocea la continua quedan enmascarados en la señal principal. Estos picos se integran gracias al detector síncrono.

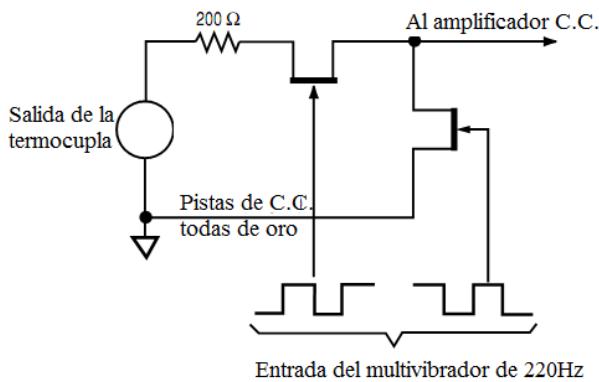


Figura 10-9: Esquema simplificado de un amplificador chopeador.

Una forma de minimizar el ruido es, mientras se amplifican señales débiles, limitar el ancho de banda del canal. Ya que los mecanismos que generan el ruido son de banda ancha, limitando la banda del amplificador se reduce la potencia total de ruido. Mientras menor sea el rango de sensibilidad más estrecho será el ancho de banda a elegir.

El esquema de la Figura 10-8 que contiene el sensor de potencia 8481A y el medidor de potencia 435A es porque el primero lanza un voltaje muy bajo, y dicho esquema intenta, mediante el chopeado y algunas consideraciones, amplificar ese voltaje para que el galvanómetro V pueda acusar un voltaje proporcional a la potencia RF de entrada.

10.4 Sensores con diodo detector

Aquí vemos los sensores de potencia que tienen como elemento sensor a un diodo, llamado diodo detector. En clases no figura con este nombre pero sí se los ve, pues hay un método para medir potencia usando un acoplador direccional y un vatímetro thruline. El acoplador direccional no es ni sensor ni medidor de potencia, es simplemente un nexo entre el circuito donde está la potencia RF desconocida y el medidor (vatímetro). Dicho vatímetro tiene incorporado en su interior un elemento sensor que es el que detecta la potencia RF desconocida, y dicho elemento es un diodo detector, así que estas dos cosas (vatímetro y acoplador direccional) deben ir incluidos en esta sección.

⁴⁵ Un inconveniente de los amplificadores de continua es que necesitan una corriente finita de entrada para llevar la salida a cero. Otro problema es la variación de la salida cuando la entrada es constante (deriva).

⁴⁶ El ruido $1/f$, también llamado ruido rosa, es un tipo de ruido cuyo nivel sonoro se caracteriza por una densidad espectral inversamente proporcional a la frecuencia. Normalmente se genera en el espectro audible 20Hz a 20kHz .

10.4-a Diodo sensor

Los diodos rectificadores se usaban como detectores de envolvente y como mezcladores no lineales en los receptores superheterodinos. Para medir potencia, sin embargo, servía solo en el rango de RF y en la parte baja de las microondas. La tecnología avanzó y en la actualidad se usan diodos con tecnología PDB (planar-dopped-barrier), que ofrecen ventajas reales de la detección de potencia.

Los diodos convierten energía de alta frecuencia a CC por medio de la rectificación, producto de la curva no lineal entre tensión y corriente. Podríamos pensar que una unión PN de silicio serviría para sensar potencia, pero la señal RF tendría que superar los $0,7V$ para que el diodo entre en conducción; una solución podría ser polarizar el diodo en $0,7V$, pero esa corriente de polarización introduciría demasiado ruido térmico invalidando la medición.

El diodo PDB soluciona estos inconvenientes y mejoran las prestaciones para poder medir potencia. La corriente de salida de un diodo es función de la tensión de entrada, y su serie de Fourier tiene infinitos términos, pero para señales débiles (menores a $-20dBm$ aproximadamente), solamente el término cuadrático tiene significancia. Podemos decir entonces que opera en la región cuadrática, es decir que su corriente (y su tensión) de salida es proporcional a la tensión de RF de entrada, V_{RF} .

10.4-b Acoplador direccional

10.4-b.1 Definición y parámetros

Ya vimos en el capítulo 1 lo qué es un acoplador direccional, es un dispositivo que responde a la onda que viaja en una determinada dirección dentro del mismo. En sí un acoplador puede tener varios puertos que hacen de entrada y/o de salida, pero en nuestro caso vamos a ver el de la Figura 10-10.

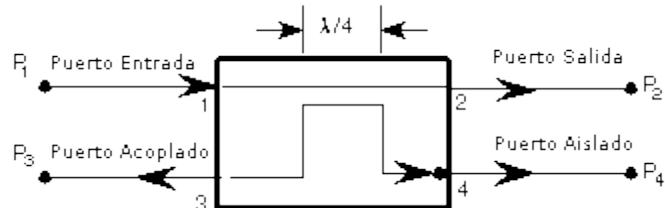


Figura 10-10: Acoplador direccional.

El puerto P1 es el puerto de entrada, por donde entra la potencia de RF (onda incidente); el puerto P2 es el puerto de salida, que es por donde sale la potencia que entra por P1; el puerto P3 se llama puerto acoplado, es el que absorbe (acopla) parte de la señal transmitida que viaja desde P1 hacia P2; y el puerto P4 se llama puerto aislado, el cual acopla parte de la onda reflejada, es decir, la que viaja desde P2 hacia P1. Por lo general el acoplamiento se realiza acercando las líneas o pistas principales (línea P1 y P2) a las de los puertos (P3 y P4) lo suficientemente cerca como para que la energía de una pase a la otra. El puerto P2 suele estar conectado a la carga; y el P4, a una carga adaptada (50Ω).

La relación entre las potencias P_3 y P_1 se llama **factor de acoplamiento**, FA, y por lo general se mide en dB:

$$\text{Factor de acoplamiento : } FA = 10 \cdot \log \left(\frac{P_3}{P_1} \right)$$

Por ejemplo, un $FA=-50dB$ y una $P_1=1W$, significa que $P_3=P_1 \cdot 10^{FA/10}=1W \cdot 10^{-50/10}=100nW$. La presencia del puerto acoplado, P_3 , genera una irregularidad que produce una reflexión en la línea principal P1-P2, pero por lo general es insignificante y no la tendremos en cuenta. El puerto aislado, P4, hace lo mismo que el puerto acoplado pero con la onda reflejada, es decir, acopla una pequeña parte de la energía de la onda que viaja desde P2 hacia P1. Usando la potencia P_2 como entrada, también podemos definir el factor de acoplamiento como:

$$FA = 10 \cdot \log \left(\frac{P_4}{P_2} \right)$$

Idealmente, el puerto aislado debería acoplar parte de la energía de la onda reflejada y nada de la incidente, pero lo cierto es que sí acopla algo de ésta debido a imperfecciones; a estas pérdidas se le llama **aislamiento**:

$$\text{Aislamiento : } A = 10 \cdot \log \left(\frac{P_4}{P_1} \right) = 10 \cdot \log \left(\frac{P_3}{P_2} \right)$$

Obviamente, también lo podemos definir como las pérdidas debido a que el puerto acoplado acopla parte de la onda reflejada.

Otro parámetro del acoplador direccional es la **directividad** se define como la relación que hay entre los puertos aislado y acoplado:

$$\text{Directividad : } D = 10 \cdot \log \left(\frac{P_4}{P_3} \right) = 10 \cdot \log \left(\frac{P_4}{P_1} \right) - 10 \cdot \log \left(\frac{P_3}{P_1} \right) = A - FA \quad (\text{ec. 9-4})$$

La directividad no se puede medir directamente, debemos hacer la diferencia entre A y FA . En realidad, todos estos parámetros dependen de la frecuencia, así que son especificados en términos de exactitud en la frecuencia central de la banda de operación. Pero aquí vamos a considerar que son constantes, por lo menos para el final. Otra consideración que vamos a hacer es que no hay pérdidas por inserción.

Si queremos poner estos parámetros en función de las tensiones, basta con reemplazar la potencia P por E^2/Z_o , esto va a hacer que las ecuaciones queden multiplicadas por 2.

$$FA = 20 \cdot \log \left(\frac{V_3}{V_1} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{V_4}{V_2} \right) \quad A = 20 \cdot \log \left(\frac{V_4}{V_1} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{V_3}{P_2} \right) \quad D = 20 \cdot \log \left(\frac{V_4}{V_3} \right) = A - FA$$

Hay varios tipos de acopladores direccionales, pero en clases se ven dos: el básico y el de una ranura.

10.4-b.2 Acoplador direccional básico

El sistema primario de este acoplador (Figura 10-11a) está formado por un coaxil donde la onda incidente entra por P_1 y sale por P_2 . El sistema secundario son los coaxiles P_3 y P_4 , y están terminados con una impedancia característica Z_o . Entre P_3 y P_4 hay un lazo D por donde van a circular corrientes.

El campo eléctrico de la onda incidente, que va desde P_1 hacia P_2 , induce una carga (electrones libres) en el lazo D , la cual origina ondas en los puertos P_3 y P_4 . El circuito equivalente de esta acción está en la Figura 10-11b, y consiste en una tensión E_1 que se aplica a los coaxiles P_1 y P_2 en paralelo y a través de una capacitancia en serie C_1 ; esa tensión produce las corrientes indicadas por las flechas.

La onda incidente que pasa por la línea principal produce también un campo magnético que, cuando alcanza al lazo D , induce una corriente en el mismo. Esto se puede representar por una tensión E_2 en serie que produce una corriente indicada por las flechas (Figura 10-11c).

Es fácil ver que las ondas inducidas en el puerto P_3 se suman y las inducidas en el puerto P_4 se cancelan. Es importante que el sistema secundario esté acoplado (terminación en Z_o), porque si no, las reflexiones volverían por los puertos y se acoplarían a la línea principal provocando errores en la medición; además las ondas inducidas en P_4 no tendrían la misma amplitud y no se cancelarían.

Ahora bien, veamos qué pasa con la onda reflejada, es decir, la que viaja de P_2 hacia P_1 . Esta onda produce un fenómeno similar en el caso de la inducción eléctrica, pero produce una inducción magnética que hace circular por

D una corriente con sentido contrario al caso anterior. Tenemos entonces que la suma se producirá en el puerto P4 y la cancelación en el puerto P3.⁴⁷

La magnitud de las corrientes inducidas (y lo que va a determinar FA y los demás parámetros) se puede controlar mediante el diseño del lazo D. El acoplamiento eléctrico depende de la cantidad de líneas de campo eléctrico que terminan en el lazo, así que depende de la longitud y ancho del mismo. El acoplamiento magnético depende de la cantidad de líneas de flujo magnético concatenadas por el lazo, depende entonces del área comprendida entre el lazo D y la línea principal, y por la orientación del lazo D respecto del eje de la línea principal.

Listo, así funciona un acoplador direccional básico. Por último, podemos hallar el factor de acoplamiento, FA, de este acoplador conectando P3 a un sensor de potencia (bolómetro, termocupla, etc.) y una carga Z_o en P3 y P2. Veremos que no se altera la energía de la línea principal excepto por la extracción hacia P3 de una fracción pequeñísima de la potencia primaria.

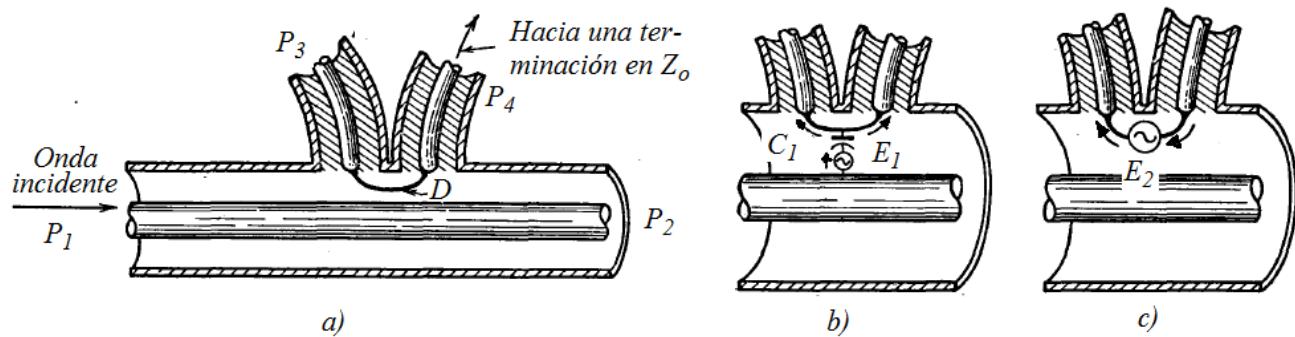


Figura 10-11: a) Acoplador direccional común, b) inducción eléctrica, c) inducción magnética.

10.4-b.3 Acoplador direccional de ranura (Bethe)

Otra forma de obtener el acoplamiento es mediante la disposición de la Figura 10-12a, que se conoce como acoplador de una ranura o acoplador de Bathe, en este caso las líneas principal y secundaria están separadas por una superficie en donde hay un agujero o ranura. No me preguntes por qué pero cuando circula una onda por la línea principal, se producen simultáneamente un acoplamiento eléctrico y uno magnético a través de la ranura y esto induce corrientes en la línea secundaria de la misma forma que en el acoplador básico.

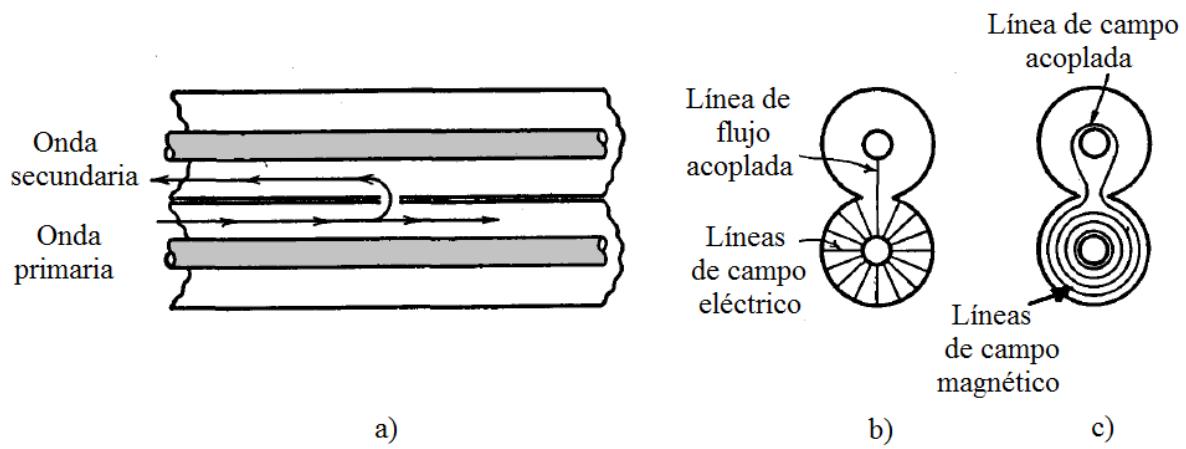


Figura 10-12: a) Acoplador de una ranura, b) acoplamiento eléctrico, c) acoplamiento magnético.

El acoplamiento eléctrico sucede cuando las líneas de campo eléctrico de la línea principal pasan a través de la ranura y alcanzan la línea secundaria y producen corrientes (Figura 10-12b); de modo similar, cuando las líneas de

⁴⁷ Estos fenómenos se ven con detalle en materias como Física 2 o Física 3.

campo magnético alcanzan la ranura, ésta actúa como una nueva fuente de líneas de campo (fenómeno de interferencia) que abrazan a la línea principal que inducen corrientes en ella (Figura 10-12c). Como en el caso anterior, sin importar la dirección de la onda principal, las líneas de campo eléctrico van desde la línea principal hacia la secundaria, pero en el caso del acoplamiento inductivo, el sentido de las líneas de campo magnético depende de la dirección de la onda principal.

La relación entre los acoplamientos eléctrico y magnético depende de la orientación y de la forma de la ranura; así, jugando con estos parámetros de diseño, podemos hacer que predomine un acoplamiento sobre otro. Es obvio que para que se comporte igual al acoplador básico, debemos diseñar el agujero de tal forma que los acoplamientos tengan la misma magnitud. Así, cuando una onda incidente entra por P1, las ondas inducidas en P3 se suman y las inducidas en P4 se cancelan; de la misma forma, cuando una onda reflejada entra por P2, las ondas inducidas en P3 se cancelan y las inducidas en P4 se suman.

Otro tipo de acoplador que aprovecha este fenómeno es el acoplador de dos ranuras, que es igual al anterior pero diseñado para que en una ranura predomine el acoplamiento eléctrico, y en la otra el magnético. Ambas ranuras están separadas un cuarto de longitud de onda. Pero no lo explico acá porque en clases no se ve.

10.4-c Vatímetro thruline (medición con acopladores direccionales)

El vatímetro Bird 4304A aprovecha las características de los acopladores direccionales para medir potencia de radiofrecuencias y adaptaciones de impedancia. Se puede usar para medir ondas continuas u ondas moduladas AM, FM o cualquier tipo de modulación usada en la TV, pero no para medir ondas pulsantes. El rango de frecuencia de trabajo va desde los $25MHz$ hasta los $1000MHz$, y se pueden medir hasta $500W$ dependiendo la frecuencia.

Para comenzar a explicar el funcionamiento de este vatímetro, recordemos que las tensiones, corrientes, etc., en un punto de una línea de transmisión es el resultado de la interacción de dos ondas: 1) la incidente, con tensión incidente, E_i , corriente incidente I_i (ambas en fase), con $Z_o=E_i/I_i$; y 2) la reflejada, con tensión reflejada, E_r , corriente reflejada, I_r (ambas en fase), con $Z_o=E_r/I_r$. Las potencias de estas ondas se hallan fácilmente: la potencia incidente, $P_i=E_i^2/Z_o=I_i^2Z_o=E_iI_i$, y la potencia reflejada, $P_r=E_r^2/Z_o=I_r^2Z_o=E_rI_r$. La Z_o es la impedancia característica y simplifica bastante las cosas el que sea resistiva pura (por lo general 50Ω). El principal circuito de RF de este vatímetro es trozo de línea de transmisión de sección uniforme cuya impedancia Z_o se acerca bastante a los 50Ω ; y es en este circuito donde se realizan las mediciones.

10.4-c.1 Circuito de acoplamiento

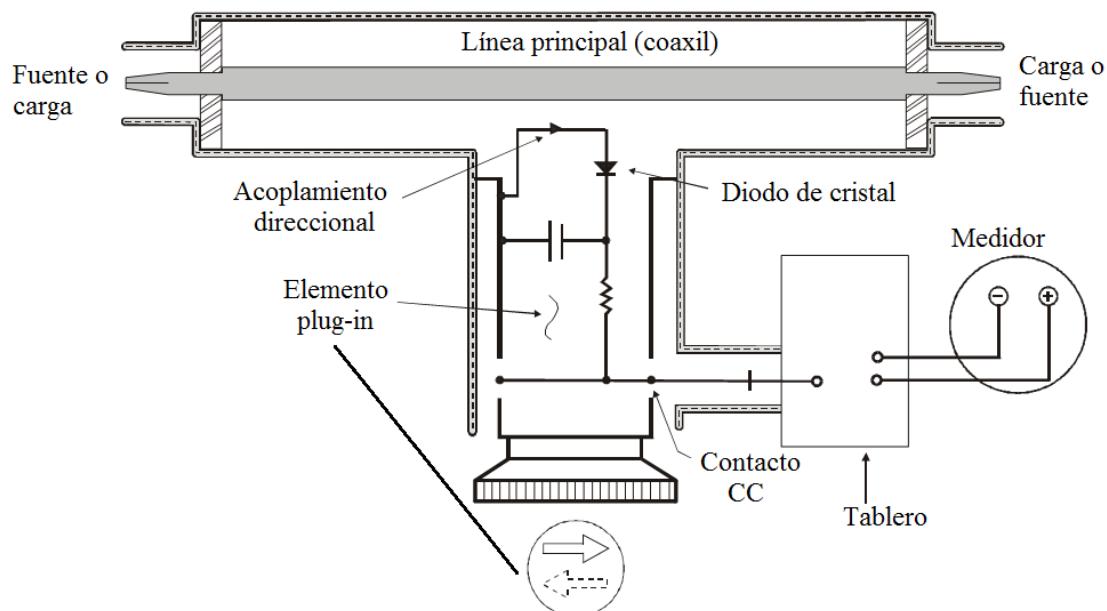


Figura 10-13: Esquemático del vatímetro thruline. El elemento que detecta la potencia es un diodo de cristal.

El circuito que muestrea las ondas es el «elemento plug-in», la Figura 10-13 muestra el circuito de este elemento y su relación con el resto del vatímetro. Se llama plug-in porque se puede enchufar a nuestra conveniencia, la dirección de la flecha indica la dirección de la onda que va a medir. Las ondas que viajan por la línea principal producen corrientes por acoplamiento inductivo y capacitivo en el circuito del elemento. La dirección de la corriente inductiva dependerá de la dirección de la onda principal, mientras que la dirección de la corriente capacitativa no depende de aquella. Una onda incidente en la línea principal (de izquierda a derecha) produce una corriente inductiva y una corriente capacitativa que se suman en fase, mientras que una onda reflejada produce corrientes que se cancelan entre sí. El diseño del circuito está calculado para que las amplitudes de las corrientes que se tengan que cancelar sean iguales, esto da como resultado una directividad siempre mayor a los $30dB$, es decir que el elemento es altamente insensible a las ondas que viajan en dirección contraria a la indicada por la flecha. Para medir la energía de la onda reflejada sacamos el elemento plug-in y lo ponemos con la flecha en sentido contrario.

10.4-c.2 ROE y ρ_p

Otra de las cosas que se puede hallar con este vatímetro es la Relación de onda estacionaria, ROE, que es un parámetro importante también en el estudio de las líneas de transmisión. Primero debemos calcular el coeficiente de reflexión de potencia, ρ_p , midiendo las potencias de la onda incidente y de la onda reflejada, obviamente, en las dos direcciones que indica la flecha del elemento plug-in.

$$\rho_p = \frac{\text{Potencia reflejada}}{\text{Potencia incidente}} = \frac{P_r}{P_i}$$

Una vez con esto, podemos calcular la ROE con la siguiente fórmula:

$$ROE = \frac{1 + \sqrt{\rho_p}}{1 - \sqrt{\rho_p}}$$

10.5 Conclusiones (comparación)

- **Sensores con termistor:** en la actualidad, los sensores a termistor son los únicos que usan el método de sustitución de CC (se llama así porque la potencia continua, P_{CC} , aumenta en la medida que disminuye P_{RF}). La premisa principal es que la P_{RF} produce en el termistor el mismo efecto de calentamiento que la P_{CC} . Así, mediante puentes y amplificadores, se convierte la P_{RF} en una señal de tensión continua de nivel conveniente que se puede medir. Estos sensores se usan generalmente en laboratorios para calibrar medidores y sensores de potencia en cualquier aplicación que requiera precisión en la medición de potencia RF.
- **Sensores con termocupla:** debido a que pueden sensar potencia con valores promedios reales con sus características de leyes cuadráticas, los sensores a termopar siempre serán mejores para medir potencia en señales con modulaciones complejas o tonos múltiples. Responden siempre a la potencia media real de una señal, esté modulada en amplitud, frecuencia, o en ancho pulso, o esté compuesta por un tren de pulsos.
- **Sensores con diodo detector:** pueden ser usados también en los mismos casos que los sensores con termo-cuplas, pero son útiles para señales débiles (menores a $-20dBm$). En particular, el método con el vatímetro thruline con el acoplador direccional se usan en la medición y la observación de potencia en los sistemas de microondas (por ejemplo los transmisores de radar tienen a menudo incorporado un acoplador direccional que permite observar la potencia de salida tomando una pequeña fracción, o muestra, de la potencia de la onda que avanza hacia la antena).

10.6 Preguntas de parciales y/o finales

Pregunta 10-1: Si un sensor de potencia tiene un $\rho=0,05$ y un $\eta=0,98$, ¿cuál es su K_b ?

$$K_b = \eta(1 - \rho^2) = 0,98(1 - 0,05^2) = 0,97755$$

Pregunta 10-2: Un acoplador direccional tiene un acoplamiento=-30dB y una directividad=-50dB, ¿cuál es la amplitud de la señal de la puerta no acoplada con respecto a la amplitud a medir?

Me está pidiendo la relación entre P4 y P1, que es el aislamiento, y me da como dato la relación entre P3 y P1, que es el factor de acoplamiento, FA, y la relación entre P4 y P3, que es la directividad, D. Puedo sacar A despejándolo de la (ec. 9-4):

$$D = A - FA \quad \rightarrow \therefore A = D + FA = (-50\text{dB}) + (-30\text{dB}) = \boxed{-80\text{dB} = A}$$

Pregunta 10-3: Un acoplador direccional tiene un acoplamiento=-40dB y una directividad=-40dB, ¿cuál es la amplitud de la señal acoplada si la señal incidente tiene una amplitud de 1V_{RMS}?

$$V_3 = 20 \cdot \log\left(\frac{V_3}{V_1}\right) \quad \rightarrow \therefore V_3 = V_1 \cdot 10^{FA/20} = 1V_{\text{RMS}} \cdot 10^{-40/20} = \boxed{0,01V_{\text{RMS}} = V_3}$$

Pregunta 10-4: ¿Qué método se usa para medir la potencia de una estación FM o AM?

1. Calorímetro bolométrico.
2. Puente auto-balanceado.
3. Acoplador direccional.
4. Cualquiera de las anteriores.
5. Ninguna.

El acoplador direccional no detecta potencia, sino el vatímetro thruline, que usa un diodo de cristal detector.

Pregunta 10-5: El factor de acoplamiento direccional es:

1. La relación entre la señal presente en la puerta A y la RFin.
2. La relación entre la señal presente en la puerta B y la RFout.
3. La relación entre la señal en RFout y RFin.
4. Ninguna.

Pregunta 10-6: ¿Cuál acoplamiento es el que provoca el cambio en el sentido de una de las corrientes del conductor secundario, según si en el conductor primario la E era incidente o reflejada?

1. El campo magnético (o acoplamiento inductivo).
2. El campo eléctrico (o acoplamiento capacitivo).
3. Cualquiera de ellos.
4. Ambos simultáneamente.

Pregunta 10-7: ¿Qué acoplador usamos en el vatímetro thruline?

1. Diodo a cristal.
2. Acoplador direccional de ranura.
3. Acoplador normal.

En ningún lado encontré que el acoplador de una ranura y no el otro se use con el vatímetro thruline, pero bueno, así encontré esta pregunta, y al parecer la corrigió bien.

Pregunta 10-8: Considere la portadora de $2,4\text{GHz}$ modulada por pulsos de la figura. El período de repetición de pulsos es de $T_r=1\text{ms}$, y el ancho del pulso es de $\tau=1\mu\text{s}$. Se mide su potencia media y resulta $P_{avg}=+10\text{dBm}$.

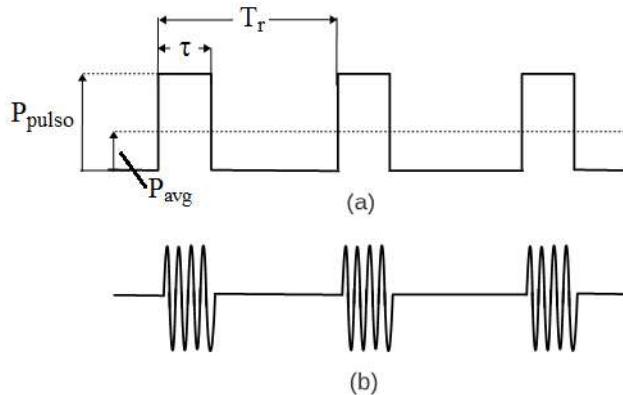
- ¿Cuál es su potencia pico envolvente y su potencia de pulso?
- ¿Cuál de estas potencias caracteriza mejor este tipo de señal y por qué?

Punto a) Uso la (ec. 9-2) para hallar P_{pulso} :

$$P_{pulso} = \frac{P_{avg} \cdot T_r}{\tau} = \frac{10\text{m} \cdot 1\text{m}}{1\mu} = \boxed{10\text{W} = P_{pulso}}$$

• $P_{avg} = 1\text{mW} \cdot 10^{\text{dBm}/10} = 1\text{m} \cdot 10^{10/10} = 10\text{mW}$

Para medir P_{pico} necesito un acoplador direccional y un osciloscopio para ver el valor pico.

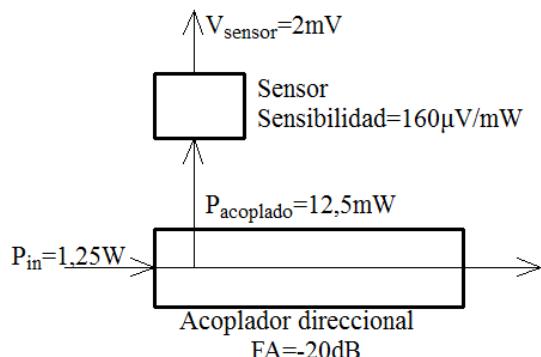


Punto b) La potencia que mejor caracteriza este tipo de señal es P_{pulso} , porque tengo P_{avg} y los flancos son lo suficientemente abruptos como para tener el ancho de pulso tiempo, τ , esto hace que no necesite P_{pico} .

Pregunta 10-9: Se dispone de un sensor a termo-cupla conectado al puerto acoplado de un acoplador direccional y a un instrumento medidor de potencia. En cierta medición, el sensor entrega 2mV de tensión cuando en el sistema primario se aplica una portadora CW de frecuencia $f_c=400\text{MHz}$. La sensibilidad del sensor es $160\mu\text{V/mW}$, y el factor de acoplamiento del acoplador es $FA=-20\text{ dB}$. ¿Qué potencia media está generando el transmisor?

$$FA = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{acoplado}}{P_{in}} \right) \rightarrow \therefore P_{in} = \frac{P_{acoplado}}{10^{FA/10}} = \frac{12,5\text{m}}{10^{-20/10}} = \boxed{1,25\text{W} = P_{in}}$$

• $P_{acoplado} = \frac{V_{sensor}}{\text{sensibilidad}} = \frac{2\text{mV}}{160\mu\text{V}} = 12,5\text{mW}$



Pregunta 10-10: El sensor del punto anterior se desconecta del puerto acoplado y se lo conecta al puerto aislado, de igual FA. Se sabe que la ROE del sistema de transmisión es de 1,5.

- ¿Qué valor de potencia reflejada registrará este instrumento?
- En base a las mediciones 1) y 2), calcule los valores los coeficientes de reflexión de tensión y de potencia.
- ¿Cuál será la potencia realmente irradiada en la carga, y qué porcentaje de la potencia generada es desperdiciada en potencia entretenida?

Punto a)

$$\begin{aligned} V_{\text{sensor}} &= \text{sensibilidad} \cdot P_{\text{aislado}} = \frac{160 \mu\text{V}}{\text{mW}} \cdot 500 \mu\text{W} = \boxed{80 \mu\text{V} = V_{\text{sensor}}} \\ \bullet \text{FA} &= 10 \cdot \log \left(\frac{P_{\text{aislado}}}{P_{\text{out}}} \right) \rightarrow \therefore P_{\text{aislado}} = P_{\text{out}} \cdot 10^{\text{FA}/10} = 50 \text{m} \cdot 10^{-20/10} = 500 \mu\text{W} \\ \bullet \bullet \frac{P_r}{P_{\text{in}}} &= \rho^2 \quad \rightarrow \therefore P_r = \rho^2 \cdot P_{\text{in}} = 0,2^2 \cdot 1,25 = 50 \text{mW} \\ \bullet \bullet \bullet \text{ROE} &= 1,5 = \frac{1+\rho}{1-\rho} \quad \rightarrow \therefore \rho = \frac{\text{ROE}-1}{\text{ROE}+1} = \frac{1,5-1}{1,5+1} = 0,2 \end{aligned}$$

Punto b)

$$\rho_{\text{potencia}} = (\rho_{\text{tension}})^2 = (0,2)^2 = \boxed{0,04 = \rho_{\text{potencia}}}$$

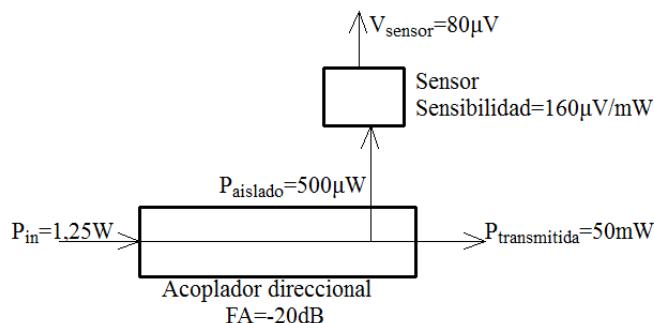
Punto c)

La potencia que va hacia la carga es la potencia transmitida, $P_{\text{transmitida}}$, que sale por el puerto de salida, y es igual a la potencia incidente, P_{in} , menos la potencia reflejada, P_{aislada} , que es la que sale por el puerto aislado.

$$P_{\text{transmitida}} = P_{\text{in}} - P_{\text{aislada}} = 1,25 - 0,05 = \boxed{1,2 \text{W} = P_{\text{transmitida}}}$$

La potencia entretenida es justamente $P_{\text{transmitida}}$, y su porcentaje con relación a P_{in} es:

$$\%P_{\text{transmitida}} = P_{\text{transmitida}} \cdot \frac{100\%}{P_{\text{in}}} = 1,2 \cdot \frac{100}{1,25} = \boxed{96\% = \%P_{\text{transmitida}}}$$



Pregunta 10-11: Se conecta un sensor termistor compensado en temperatura a un medidor de potencia. El valor del termistor a temperatura ambiente es de $R=200\Omega$. Al poner a cero el instrumento, la tensión medida en su puente de compensación es $V_c=5V$. Se aplica luego la señal de RF en $f_c=2,4 \text{ GHz}$, con lo que la tensión del puente de RF del instrumento cae a $V_{rf}=4,9V$. ¿Qué valor de potencia media se medirá?

$$P_{\text{avg}} = \frac{V_a^2 - V_{rf}^2}{4 \cdot R} = \frac{5^2 - 4,9^2}{4 \cdot 200} = \boxed{1,23 \text{mW} = P_{\text{avg}}}$$

Capítulo 11: Contadores digitales de frecuencia

11.1 Fundamentos de los contadores digitales

El **contador convencional** es un dispositivo electrónico digital que mide la frecuencia de una señal de entrada. Aunque también mide el período de una señal de entrada, la relación de frecuencia entre dos señales de entrada, el intervalo de tiempo entre dos eventos, y también una serie de eventos específicos que veremos más adelante.

11.1-a Funciones básicas

11.1-a.1 Medición de frecuencia

El diagrama de bloques de un contador básico se muestra en la Figura 11-1, este modo de funcionamiento se llama **frecuencímetro**. La señal de entrada, v_{in} , es la señal de frecuencia a medir. Pasa a través de un bloque de «acondicionamiento», que además de acondicionar niveles de tensión y de impedancia, produce un pulso por cada ciclo o evento de v_{in} . Este tren de pulsos, v_s , pasa por la compuerta principal y produce un conteo en el bloque «Registro contador». El tiempo que está abierta la compuerta principal se llama «tiempo de compuerta, t_c » y es controlado por la señal v_{FF} proveniente del bloque «FF». La señal v_{FF} se pone en alto en un flanco ascendente de v_{on} y en bajo en el siguiente flanco ascendente, es decir, es un biestable. A su vez, la señal v_{on} es la señal de un oscilador que produce una señal, v_o , de frecuencia de referencia dividida por décadas según nos convenga. La precisión de t_c depende de esta base de tiempos, la mayoría de los contadores usan osciladores de cristal con frecuencias de $1MHz$, $5MHz$ o $10MHz$ como base de tiempo básica.

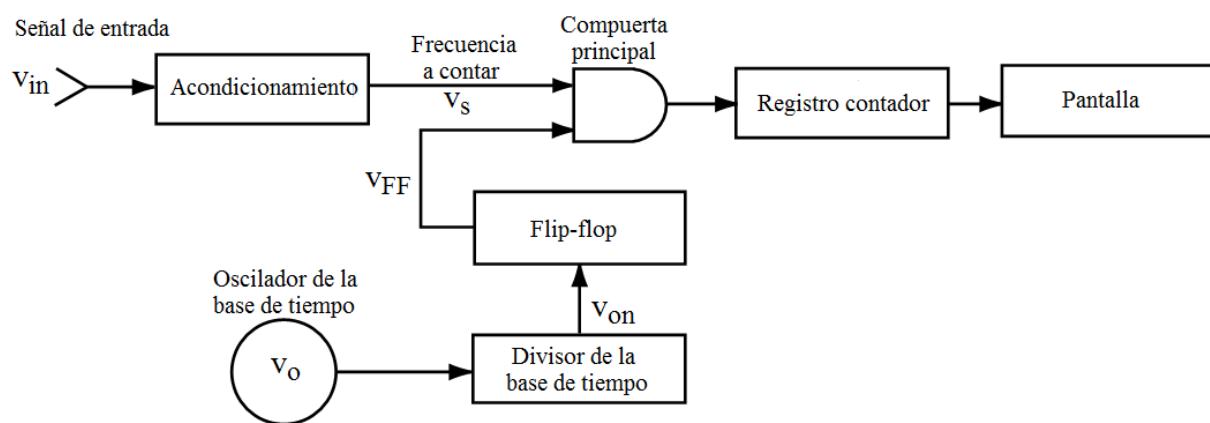


Figura 11-1: Diagramas de bloques de un contador en modo frecuencímetro.

En la Figura 11-2a podemos ver las señales en juego. La señal v_o tiene frecuencia f_o y período T_o , que al pasar por el bloque divisor pasa a tener una frecuencia $f_o/10^n$ y un período $T_o \cdot 10^n$, y es esta señal la que se ve en la Figura 11-2a; en la misma figura vemos cómo v_{FF} comuta en cada flanco ascendente de v_{on} .

La duración del pulso de v_{FF} es t_c , y es el tiempo que la compuerta principal va a estar abierta y producirá el conteo en el bloque del contador. Nuestro contador va a calcular la frecuencia dividiendo N en t_c ; en el caso de la Figura 11-2 vemos que los pulsos contados son, $N_f=5$; suponiendo que $T_o=0,1\mu s$ y $n=3$, tenemos una frecuencia medida, f_s , de:

$$f_s = \frac{\text{Nro de ciclos}}{t_c} = \frac{N_f}{T_o \cdot 10^n} = \frac{5}{0,1\mu \cdot 10^3} = 50\text{kHz} \quad (\text{ec. 10-1})$$

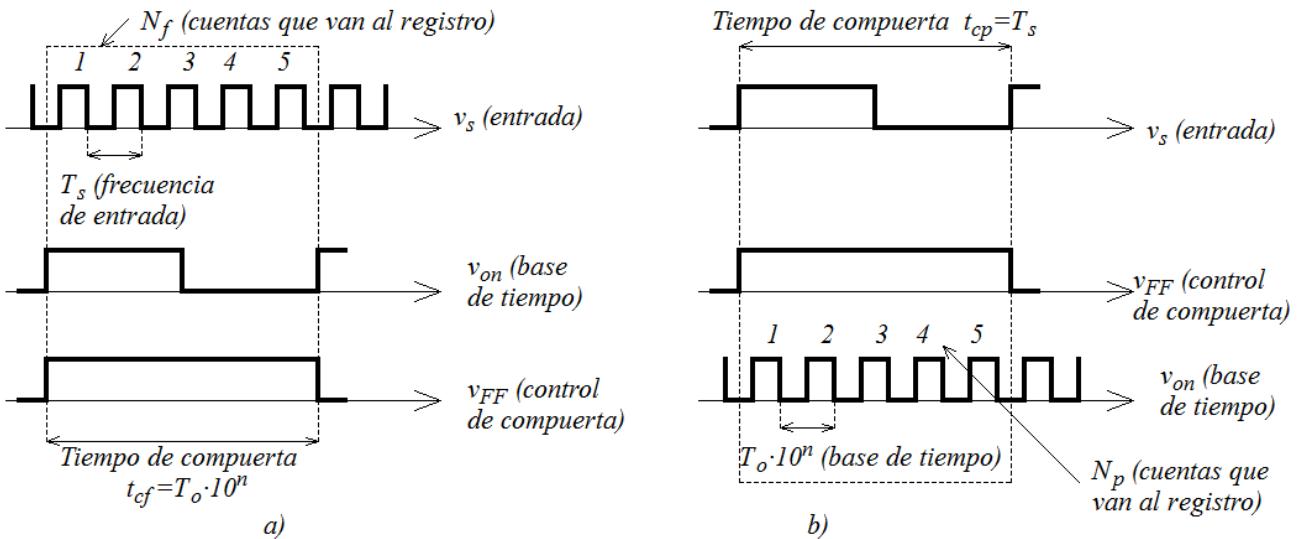


Figura 11-2: Señales v_s , v_{on} y v_{FF} en a) modo frecuencímetro y b) modo periodímetro.

En la Figura 11-2 vemos que no hay sincronismo entre v_{on} y v_s , esto puede causar errores en el número de ciclos medidos, N_f , (indecisión digital). Por ejemplo, si en el caso anterior $N_f=4$ o $N_f=6$, hubiera llevado al cálculo de 40kHz o 60kHz , es por esto que se aconseja hacer muchas cuentas ($t_{cf} \gg T_s$) para que este error de cuantización se atenúe o no influya demasiado en el cálculo.

11.1-a.2 Medición de periodo

El diagrama de bloques de un contador básico para medir períodos está en la Figura 11-3, este modo de funcionamiento se llama **periodímetro**. Acá el funcionamiento es al revés, se cuentan los pulsos de las base de tiempos, N_p , cuya duración conocemos perfectamente; y lo que controla el tiempo t_c son los pulsos de la señal de entrada, T_s . Luego el contador hace

$$t_{cp} = T_s = T_o \cdot 10^n \cdot N_p \quad (\text{ec. 10-2})$$

Y el resultado lo muestra en la pantalla. Si N_p es el resultado de promediar durante varios ciclos de v_s , la técnica se denomina «promediado sobre varios períodos» (*multiple period averaging*).

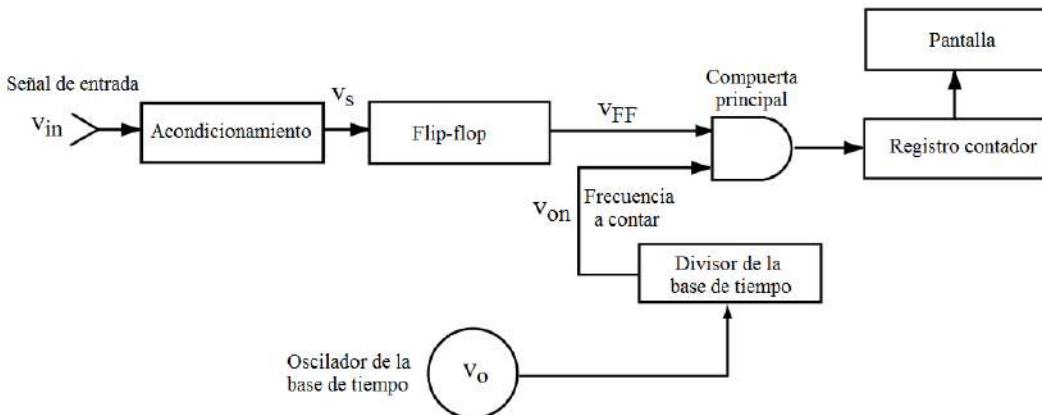


Figura 11-3: Diagrama de bloques de un contador en modo periodímetro.

11.1-a.3 Relación de frecuencias entre dos señales

La relación de dos frecuencias es determinada mediante el uso de la señal de menor frecuencia para el control de la compuerta, mientras que la señal de mayor frecuencia es contada por el «registro contador», como se ve en la Figura 11-4. Se puede incrementar la exactitud de la medición usando la técnica de promediación múltiple.

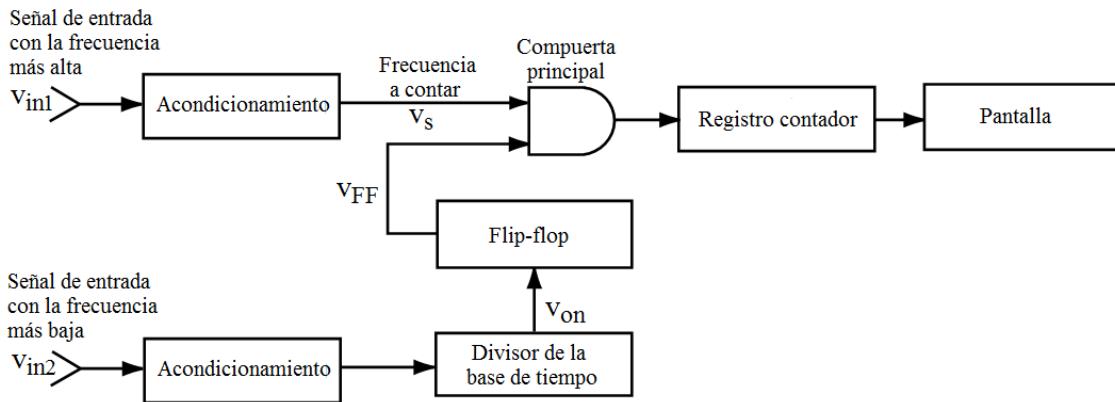


Figura 11-4: Figura 11-5: Diagrama de bloques de un contador en modo relación de frecuencias.

11.1-a.4 Medición de intervalos de tiempos

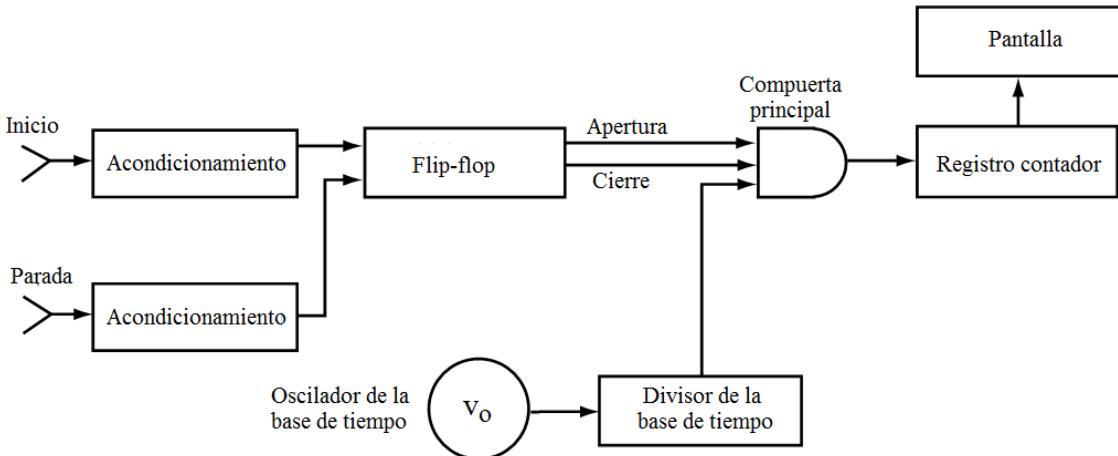


Figura 11-6: Diagramas de bloques de un contador en modo de medición de intervalos de tiempos.

El diagrama básico del contador en este modo de trabajo se indica en la Figura 11-6. La compuerta principal se controla ahora por dos entradas independientes, la entrada «inicio» que es la que abre la compuerta, y la entrada «parada», que es la que la cierra. Los pulsos del clock del divisor se acumulan durante el tiempo en el cual la compuerta se encuentra abierta. La cuenta acumulada entrega el intervalo de tiempo entre los eventos «inicio» y «parada».

11.1-a.5 Medición en el modo totalización

En este modo uno de los canales de entrada puede ser usado para contar el número total de pulsos de un grupo específico. El diagrama en bloques básico es el de la Figura 11-7 y es similar al modo frecuencímetro, la compuerta principal está abierta hasta que se cuenten todos los pulsos. Otro método es el de utilizar un tercer canal de entrada para la totalización del total de eventos. Los primeros dos canales son usados para gatillar la señal «inicio/parada» de la actividad totalizadora abriendo/cerrando la compuerta principal.

El «inicio/parada» de la actividad totalizadora también puede ser controlado manualmente por una llave del panel frontal que suelen tener algunos contadores.

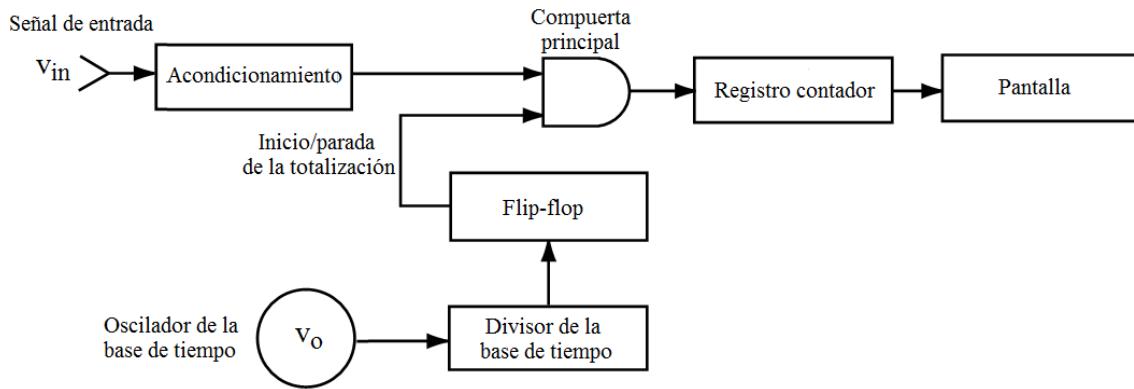


Figura 11-7: Diagrama de bloques de un contador en modo totalización.

11.1-b Funciones adicionales

Algunos contadores tienen funciones adicionales, las tres más comunes son:

- Normalización: muestran la frecuencia contada de la señal de entrada multiplicada por una constante numérica. Esto se usa mucho en la industria, cuando los pulsos contados son directamente proporcional a una magnitud física de interés (r.p.m., medidas de flujo, etc.)
- Preset: también es una aplicación usada en la industria, se trata simplemente de una salida eléctrica cuando el display excede un número preestablecido. Dicha salida se usa para manejar otros equipos en aplicaciones industriales.
- Pre-escala: la velocidad de la compuerta principal y la velocidad con la que el registro lleva la cuenta son las principales responsables de limitar el funcionamiento del contador en alta frecuencia. Para solucionar esto el fabricante usa un pre-escalador (divisor), después del bloque del acondicionador y antes de que la señal entre a la compuerta principal lo que hace este nuevo bloque es dividir la frecuencia de entrada por un factor N ; pero la compuerta debe mantenerse abierta N veces más para acumular el mismo número de cuentas en el registro. Es decir, tenemos un compromiso ancho de banda vs velocidad de respuesta del contador. Es una alternativa de bajo costo, se usa en contadores de cuenta directa de ancho de banda máximo de $500MHz$.

11.1-c Contadores recíprocos

Estos contadores miden siempre períodos, y para calcular la frecuencia simplemente calculan la inversa del período. Aunque implementar esta técnica es un poco más caro y no suele ser tan usada como la cuenta directa, tiene algunas ventajas. La principal es que la resolución es independiente de la frecuencia de entrada, por esto es que se las usa a bajas frecuencias, donde la resolución al medir frecuencia en modo directo es pobre (lo veremos más adelante en la sección del error de cuenta ± 1). Otra ventaja es que la lectura es muy rápida, una cuenta recíproca dará una resolución de $1MHz$ en $1ms$, mientras que una cuenta directa toma $1s$ para dar una lectura con una resolución de $1Hz$.

11.2 Consideraciones que afectan a los contadores

Las consideraciones que enumera la AN200 a tener en cuenta en un contador son las de la entrada, las de la base de tiempo, las de la compuerta principal y los errores que se cometan en las distintas mediciones. Sin embargo, en clases solo se ven las de entrada, y deja el tema de los errores para otra sección.

Los componentes de los **circuitos de entrada** se indican en la Figura 11-8, los principales son el atenuador, el amplificador y el disparador de Schmitt. Éste último convierte la señal analógica en una digital, compatible con el registro contador. Para que la cuenta se haga de forma eficaz, debemos tener en cuenta los siguientes parámetros.

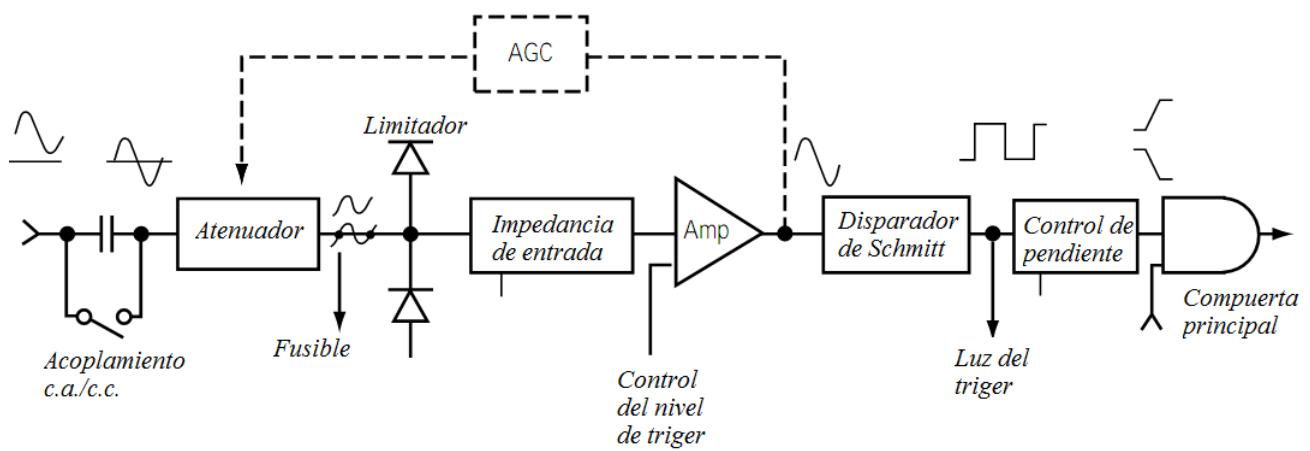


Figura 11-8: Elementos principales de la entrada.

11.2-a Acoplamiento CC–CA

Si la señal de entrada viene montada en una continua, podemos bloquearla mediante el acoplamiento CA como vemos en la Figura 11-9 para que se pueda hacer la cuenta.

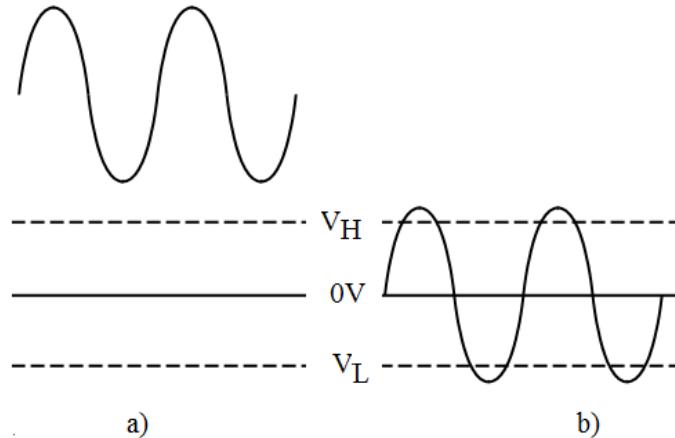


Figura 11-9: a) Acoplamiento CC y b) acoplamiento CA.

11.2-b Atenuador. Fusible y diodos protectores

El atenuador simplemente atenúa la señal de entrada para que no exceda el rango dinámico (esto se ve más adelante). Algunas entradas atenúan en un factor de 10 o de 100, aunque también está la opción de atenuación variable. Esto último es más obligatorio que recomendable para entradas con poco rango dinámico,⁴⁸ pues tiene la ventaja de minimizar el efecto del ruido en señales ruidosas mientras se mantiene el nivel de la señal al máximo.

Si la señal de entrada aún es mayor que el rango dinámico, entonces los diodos en anti-paralelo limitan la amplitud de entrada a $\pm 0,7V$. Si la amplitud de entrada supera el voltaje de ruptura de los diodos y los hace entrar en la zona de avalancha, entonces el fusible se quema y protege el circuito antes de que se vaya todo al carajo.

⁴⁸ En realidad la AN200 dice textualmente: «low dynamic range input», la traducción más literal que hice es la de «entrada de bajo rango dinámico». Pero también podría interpretarse como «señales cuya amplitud es chica con respecto al rango dinámico de entrada». No me quedó muy claro este punto, pero opté por la primera traducción.

11.2-c Impedancia de entrada

Hay dos niveles de impedancia de entrada: 1) $1M\Omega//12pF$ para frecuencias de entrada de hasta los $10MHz$ (mayoría de los circuitos lógicos digitales); con esto, el contador no carga al circuito a medir. 2) Para frecuencias mayores a los $10MHz$ (por ejemplo las RF) la capacidad inherente de entrada tiene un efecto de corto circuito que reduce drásticamente la impedancia de entrada, para este caso está la impedancia normalizada de 50Ω . No entendí muy bien la explicación de la AN200 pero la cuestión es elegir la impedancia de entrada conveniente para que el contador no cargue al circuito de la señal de entrada y que la sensibilidad se vea lo menos perjudicada posible.

11.2-d Amplificador (control del nivel de trigger)

Este amplificador tiene dos funciones: 1) amplifica la señal si ésta está por debajo del piso de ruido, de esta forma la señal puede producir cuentas; 2) controla el nivel de trigger mediante una tensión de offset. ¿Para qué sirve lo último?, bueno, si la señal de entrada es pulsante (varía entre $0V$ y un voltaje positivo) y tiene un ciclo de trabajo bajo, entonces la continua en la que está montada es baja también, y aplicar el acoplamiento CA prácticamente no hará diferencia. Ni hablar si el ciclo de trabajo es variable, pues en este caso la continua varía.

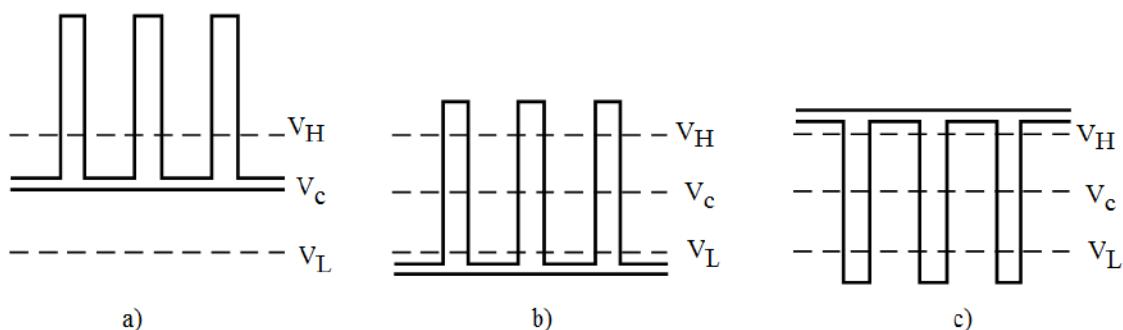


Figura 11-10: Control del nivel de trigger. En a) la señal no produce cuentas, en b) la señal sí produce cuentas, en c) La señal (pulsos negativos) produce cuentas.

La mayoría de los contadores tienen tres posiciones que varían el punto central, V_c , del ciclo de histéresis:

- **Por defecto:** la Figura 11-10a muestra el valor por defecto, aquí V_c =tierra del amplificador (disparador).
- **(+):** En este caso $V_c>$ tierra del amplificador (Figura 11-10b); este ajuste es el que necesitamos para que las cuentas se realicen en el caso de pulsos con ciclos de trabajo bajos.
- **(-):** En este caso $V_c<$ tierra del amplificador (Figura 11-10c). Lo vamos a usar para señales pulsantes negativas (pulsos entre $0V$ y un voltaje negativo).

11.2-e Disparador de Schmitt. Sensibilidad y rangos dinámico y de operación

El disparador de Schmitt convierte la entrada analógica en salida digital, y mediante su ciclo de histéresis permite obtener pulsos con períodos igual al período de la señal analógica. Este ciclo de histéresis es lo que nos define la sensibilidad del contador, es decir, el mínimo valor que necesita tener la señal de entrada para que se realice la cuenta. La sensibilidad se expresa comúnmente en valores eficaces de una entrada sinusoidal. Es decir, siendo V_{on} el nivel superior de conmutación, y V_{off} el nivel inferior de conmutación del ciclo de histéresis, la sensibilidad se define como:

$$S_{RMS} = \frac{V_{on} - V_{off}}{2\sqrt{2}} = \frac{V_{pp,min}}{2\sqrt{2}} \quad (\text{ec. 10-3})$$

Si la sensibilidad se puede ajustar, no debemos hacerla demasiado chica, pues el ciclo de histéresis le da al contador inmunidad al ruido, como podemos ver en la Figura 11-11b. La diferencia $V_{on}-V_{off}$ se llama «ventana de

comutación» o «ventana de histéresis», este es el valor que debe tener la amplitud pico a pico si la señal de entrada es cuadrada.

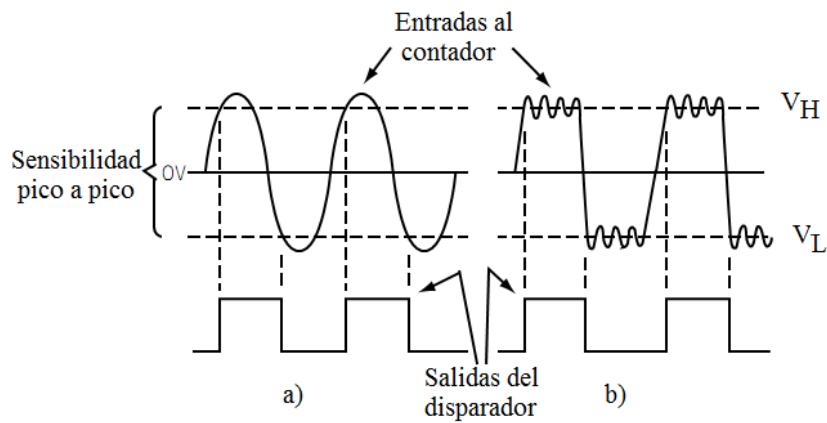


Figura 11-11: a) Para efectuar la cuenta la señal debe cruzar ambos niveles de histéresis, el superior y el inferior. En b) observamos que el ruido no produce cuentas.

El rango dinámico nos define el voltaje pico a pico que podemos tener a la entrada del amplificador sin que el contador la distorsione (para mí debería tener en cuenta también la sensibilidad en la definición, pero la AN200 la define así). Si la señal de entrada supera este valor podría sobrecargar la entrada y producir falsas cuentas, así que es recomendable no excederlo. Más importante que el rango dinámico es el rango de operación, que nos define los límites de seguridad en las terminales de entrada del contador. En la mayoría de los contadores, el rango dinámico es algo menor que el rango de operación.

En la Figura 11-12a la señal de entrada está dentro de los rangos de operación y dinámico; en la Figura 11-12b la señal está dentro del rango de operación, pero fuera del rango dinámico, no es aconsejable esta situación; y en la Figura 11-12c la señal está dentro del rango dinámico pero fuera del rango de operación, esta situación es menos recomendable que la anterior. La mayoría de los contadores tienen un sistema de protección para el rango de operación.

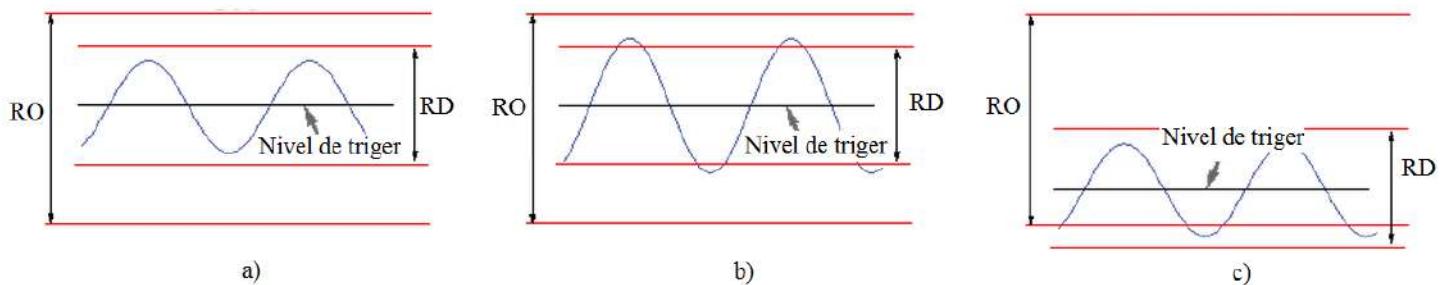


Figura 11-12: Distintas amplitudes de la señal de entrada, RO=rango de operación y RD=rango dinámico.

11.2-f Control de pendiente (slope)

El slope es un control que determina si el disparador de Schmitt va a dar un pulso positivo cuando la señal de entrada supere V_{on} o cuando sea inferior a V_{off} . Dicho de otra forma, determina si la señal de salida de la Figura 11-11a va a estar negada o no.

11.2-g Control automático de ganancia (AGC)

El control automático de ganancia (*automatic gain control*, AGC) ajusta automáticamente la sensibilidad en función de la amplitud de la señal de entrada. Sin embargo, para frecuencias menores a 50Hz la velocidad de respuesta del AGC disminuye y no se puede hacer la cuenta, por este motivo es que se recomienda usar el AGC para medir frecuencias solamente.

El AGC es útil sobre todo para señales de amplitud variable en el tiempo. Por ejemplo, en la Figura 11-13 vemos una señal que tiene ruido y que varía tanto en amplitud como en frecuencia. La Figura 11-13a muestra la señal con una amplitud de 800mV , un piso de ruido de 300mV y una frecuencia de 3300Hz ; la Figura 11-13b muestra que la señal bajo la amplitud a 200mV , el piso de ruido a 50mV y la frecuencia a 500Hz . Si seteamos la sensibilidad por encima del piso de ruido de la señal en la Figura 11-13a, digamos en 400mV , el contador medirá 3300Hz , pero cuando la señal varíe su frecuencia, el contador no registrará frecuencia alguna, porque la amplitud de 200mV está por debajo de la sensibilidad y no se realiza ninguna cuenta. Si en este caso, ajustamos la sensibilidad para que esté un poco por encima del nuevo piso de ruido, digamos 60mV , el contador registrará 500Hz , pero cuando la frecuencia aumente el contador marcará mucho más que 3300Hz , pues ahora el piso de ruido de 300mV provoca cuantas por estar por encima de la sensibilidad (60mV).

El AGC permite ajustar automáticamente el nivel de sensibilidad para que el contador registre el cambio de 3300Hz a 500Hz sin problemas. Sin embargo, otra limitación del AGC es que no puede medir señales de alta frecuencia moduladas en AM, pues el circuito del AGC ajusta la sensibilidad teniendo en cuenta los valores pico ignorando los valles de la señal de entrada, y se producen así cuentas falsas.

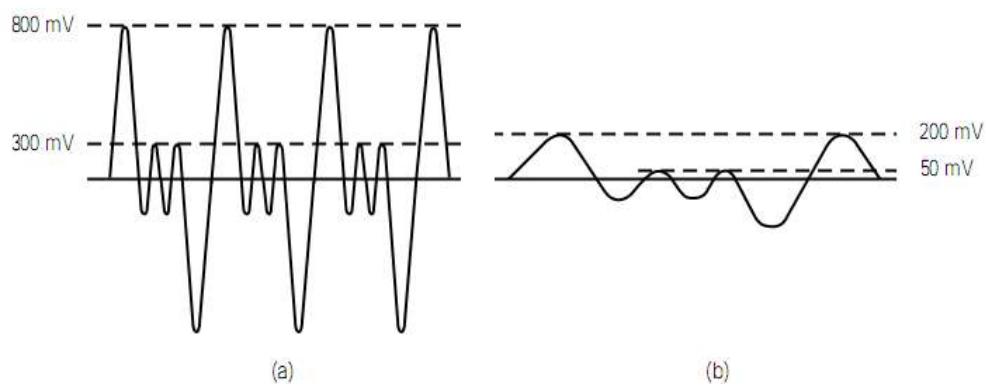


Figura 11-13: a) Señal de 3300Hz , b) la señal bajo a 500Hz .

11.3 Fuentes de errores en la medición

Para hacer esta sección de errores usé como guía la clasificación vista en clases e intenté profundizar con lo que aparece en la AN200, ya que en ésta última los errores están distribuidos de otra forma.

Entrando en tema, la mayoría de las fuentes de los errores cometidos en la medición con un contador electrónico son de dos clases: 1) sistemáticos, que pueden ser el «retardo diferencial de canales», el «error de tiempo de triger» y el «error de la base de tiempo»; y 2) aleatorios, que pueden ser el «error de cuenta ± 1 », el «error de triger aleatorio» y el error debido a la «estabilidad de la base de tiempo a corto plazo».

11.3-a Errores sistemáticos

11.3-a.1 Retardo diferencial entre los canales

Este error aparece en la AN200 como «*system propagation delay error*» (y como no sé mucho inglés la dejo así antes de echar moco), es el error introducido debido a que las longitudes físicas que recorren los canales de entrada son distintas. Al recorrer caminos de distinta longitud existirá un retraso o delay entre los canales y producirá un error. Es algo parecido a lo que pasaba en la configuración para medir los parámetros S con un voltímetro vectorial, pero en aquella ocasión bastaba con que las longitudes eléctricas fueran iguales, pues las señales de entrada eran repetitivas; algo que no sucede aquí, pues si queremos medir el intervalo de tiempo entre sucesos que suceden una

única vez, las señales de entrada tendrán que recorrer caminos de igual longitud física (o mecánica) para que no haya retraso. Como es obvio, perjudica solamente a la medición de intervalo de tiempo.

11.3-a.2 Error de tiempo de gatillado

Si por señal de entrada tenemos una cuya tiempo de subida, t_r , es distinto al tiempo de bajada, t_f , el tiempo de compuerta, t_c , va a ser diferente al intervalo de tiempo real, $\Delta t, real$, que queremos medir, tal como podemos ver en la Figura 11-14. En la figura no se puede apreciar bien, pero $t_r < t_f$, lo que hace que $t_c < \Delta t, real$. Este error perjudica la medición de períodos y de intervalos de tiempo. En realidad este problema es inherente al disparador de Schmitt, pues el título «error de tiempo de gatillado» sugiere que el error proviene porque el tiempo de compuerta es inexacto debido a alguna falla en el disparo; pero bueno, Zozaya lo da así en clase. (Yo le hubiera puesto «error debido al ciclo de histéresis».)

Para disminuir este error agrandamos la amplitud de la señal de entrada, con esto disminuimos t_r y t_f en la misma proporción haciendo que t_c se aproxime a $\Delta t, real$. Para ver lo anterior basta con imaginar a la figura aumentada en amplitud sin modificar la ventana de histéresis. En la AN200 se detallan dos soluciones distintas a esta, pero no se ven en clase así que las omití.

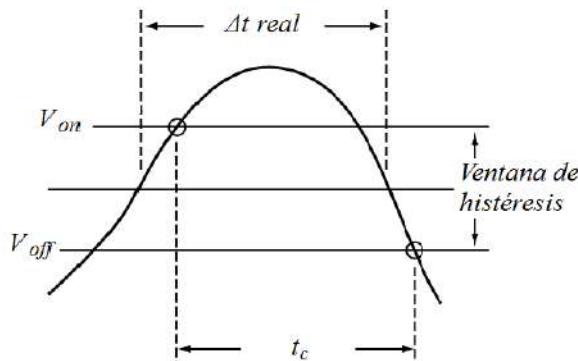


Figura 11-14: Error producto del tiempo de gatillado.

11.3-a.3 Error de la base de tiempo

Este error figura en la AN200 como «tasa de envejecimiento» (*aging rate*) o «estabilidad a largo plazo» (*long term stability*), es la desviación gradual de la frecuencia de referencia, f_0 , a medida que transcurren los años, y es inherente a la calidad de los cristales usados para generar f_0 . Por lo general se lo expresa en desviación de frecuencia en partes por millón por mes, para evitar que sea confundido con otras desviaciones de la frecuencia debido a otros factores (temperatura por ejemplo) en un período más corto (días por ejemplo).

No hay forma de compensar este error que no sea llevarlo a calibrar (aunque no sé adónde). Como perjudica a la base de tiempo, este error perjudica también a las mediciones que la usen, es decir a todas excepto a la medición de relación de frecuencias.

11.3-b Errores aleatorios

11.3-b.1 Error de cuenta ±1

Es la indecisión digital comentada anteriormente, en realidad este error sale descripto en la AN200 para los contadores recíprocos. Los errores en estos contadores, y en realidad no sé de dónde salen, son:

$$\text{Error de cuenta } \pm 1 \text{ en modo frecuencímetro: } \varepsilon_f = \pm \frac{1}{f_s}$$

$$\text{Error de cuenta } \pm 1 \text{ en modo periodímetro: } \varepsilon_p = \pm \frac{T_o}{t_{p,\max}} = \pm \frac{T_o}{T_{s,\max}}$$

Es decir, ϵ_f es variable y ϵ_p constante. Éste último error vale eso ya que la apertura de la puerta se controla en este caso por la señal de entrada. Por ejemplo, si $f_o=10MHz$ y $t_p=1s$, en un rango de frecuencias de entrada de $1Hz-10MHz$ el ϵ_f varía entre dos valores:

$$\epsilon_{f1} = \pm \frac{1}{f_{s1}} = \frac{1}{1} = 1\text{seg} \quad \epsilon_{f2} = \pm \frac{1}{f_{s2}} = \frac{1}{10M} = 100\text{ns}$$

Sin embargo, el ϵ_p se mantiene constante en:

$$\epsilon_p = \pm \frac{T_o}{t_{p,\max}} = \frac{1/f_o}{T_{s,\max}} = \frac{1/10\text{MHz}}{1\text{seg}} = 100\text{seg}$$

En consecuencia, para frecuencias menores de $10MHz$, conviene usar el modo periodímetro, ya que tenemos una mayor resolución para $f_s < f_o$. En cambio para $f_s > f_o$ conviene usar el modo frecuencímetro. Este ejemplo se ilustra en la Figura 11-15, donde los ejes tienen escala logarítmica y además el eje de las ordenadas está invertido. Este error es el único que perjudica a todas las mediciones, incluso las de relación de frecuencias, pues se debe a la falta de sincronismo entre la señal a medir y la usada como base de tiempo, sea ésta última interna o externa.

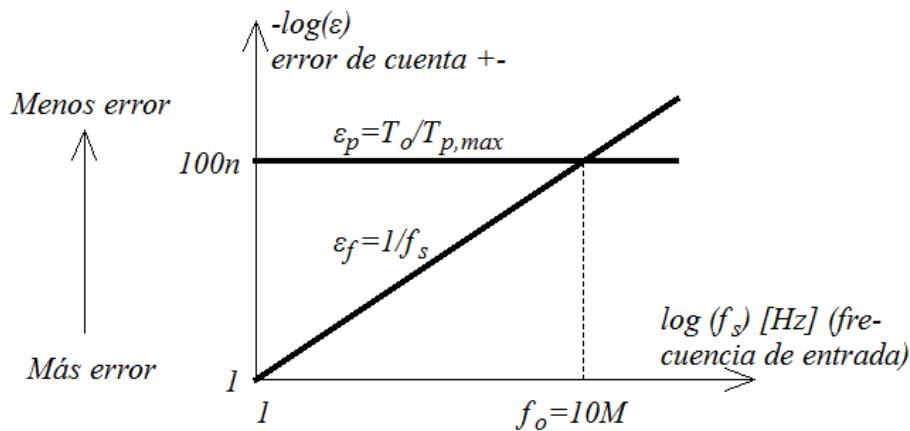


Figura 11-15: Error de cuenta ± 1 .

11.3-b.2 Error de trigger aleatorio

Es el error causado por el ruido de la señal de entrada y el ruido presente en los canales de entrada del contador. En las mediciones de período y de intervalo de tiempo la señal (o señales) de entrada controlan el tiempo de puerta t_c de la compuerta principal, el efecto que provoca el ruido es que hace que la señal de entrada cruce demasiado pronto o demasiado tarde la ventana de histéresis, haciendo que la compuerta principal se abra en momentos incorrectos.

En otras palabras, se produce cuando el piso de ruido supera la ventana de histéresis, es exactamente el fenómeno descrito en la Figura 11-13. En la AN200 este error se llama «error de trigger» (*trigger error*), perjudica a la medición de período y de intervalo de tiempo.

11.3-b.3 Estabilidad de la base de tiempo, f_o , a corto plazo

En la AN200 figura un apartado llamado «estabilidad a corto plazo» (*short term stability*), se refiere obviamente a la base de tiempo f_o . Es una traducción literal del título de esta sección, sin embargo lo que se da en clases y lo que aparece en la AN200 son cosas distintas. No sé si Zozaya tuvo en cuenta esta discrepancia, explico los dos por las dudas.

En clases, Zozaya dice que el cristal de donde sacamos la base de tiempo arroja una f_o que no es estable apenas encendemos el contador, tenemos que esperar un determinado tiempo hasta que se estabilice; es decir que todas las cuentas que realizamos hasta ese momento con esa f_o inestable son erróneas. Algo así como el transitorio de f_o . Para evitar estas mediciones, los equipos vienen con una lucesita que nos avisa que la base de tiempo se estabilizó.

En la AN200 dice una cosa nada que ver a lo anterior, define al error a corto plazo como el error debido a la variación relativa de f_0 producto de imperfecciones en el oscilador de la base de tiempo. Esto produce que la variación relativa de f_0 oscile entre un máximo y mínimo en un período de tiempo mucho menor (días) que el especificado para el largo plazo (meses). Es decir, estas imperfecciones del oscilador hacen que f_0 varíe en el corto plazo pero por otras razones, distintas al envejecimiento. La oscilación del error a corto plazo sumada al error a largo plazo hace que el error total describa una curva similar a la de la Figura 11-16.

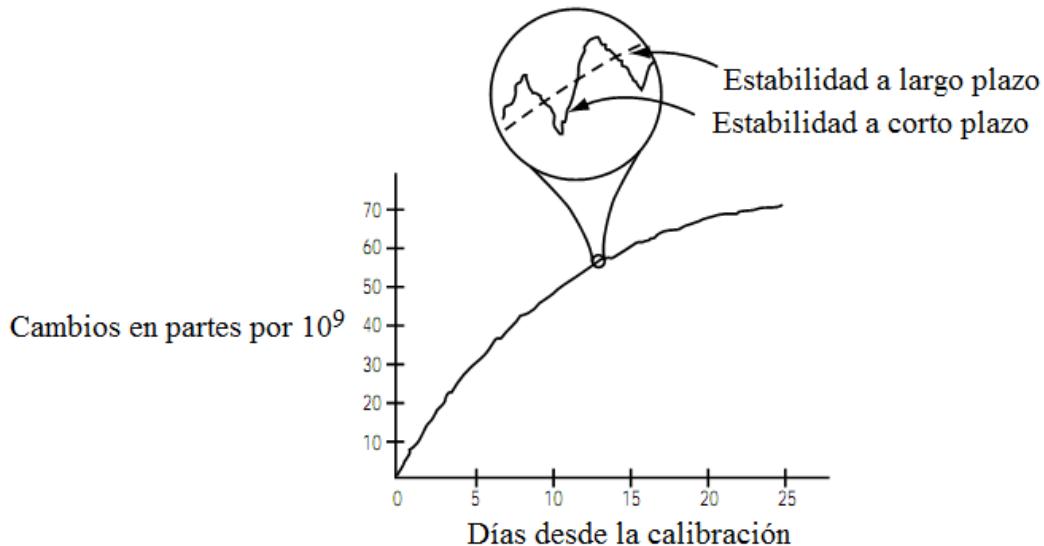


Figura 11-16: Efecto de la estabilidad a corto plazo y a largo plazo.

Como afecta a la base de tiempo, este error perjudica a la medición que la use, es decir, a las mediciones de frecuencia, de período y de intervalo de tiempo.

En el caso de lo visto en clase, para evitar este error bastaría con esperar a que se estabilice f_0 una vez encendido el contador. En cambio según la AN200, no hay forma de evitar este error, pues está presente siempre. Por ejemplo, hoy medimos con una f_0 con error mínimo, pasado mañana f_0 tiene un error máximo, en una semana f_0 tiene un error la mitad del máximo, y así, y no hay forma de saber o predecir este error. Esto último encaja mejor en la definición de un error tipo aleatorio, pues no sabemos qué error cometemos, sólo nos queda asumir que cometemos el máximo posible según las especificaciones del fabricante.

La siguiente tabla resume todos los errores vistos hasta ahora:

Según la clase	Nombre del error	Perjudica a la medición de:			
		fs	Ts	f1/f2	Δt
Retardo diferencial de canales	System propagation delay error				Si
Error de tiempo de gatillado	Trigger point determination (*)		Si		Si
Error de f_0	Aging rate or long term stability	Si	Si		Si
Cuenta ±1	±1 count error	Si	Si	Si	Si
Error de trigger aleatorio	Trigger error	Si	Si		Si
Estabilidad de f_0 a corto plazo	Short term stability (**)	Si	Si		Si

Tabla 11-1: Resumen de los errores en los contadores, con los nombres vistos en clases y con los que figuran en la AN200. (*) No es propiamente el nombre de un error, sino que el término es la sección de la AN200 donde figura este tipo de error. (**) No estoy seguro si este error es el mismo que el que se ve en clase.

11.4 Preguntas de parciales y/o finales

Pregunta 11-1: Si la máxima frecuencia de la base de tiempo de un contador es $10MHz$, ¿a partir de qué frecuencia a medir se comete un décimo del error de cuantificación que se cometaría usando medición recíproca?

- 1MHz.
- 10MHz.
- 100MHz.
- 100kHz.
- Ninguna.

Una mejor y más clara redacción sería: «¿a partir de qué frecuencia el error cometido en modo frecuencímetro, ϵ_f , es igual a una décima parte del error cometido en modo periodímetro, ϵ_p ?», ya que éste último es el que usa la medición recíproca. Es decir, pregunta qué frecuencia f_s hace que $\epsilon_f = \epsilon_p/10$.

Basándome en la Figura 11-15, puedo ver que busco saber qué frecuencia f_s corresponde a un error $\epsilon_f = \epsilon_p/10$ sobre la curva de ϵ_f . Siguiendo el gráfico la frecuencia de entrada, f_s , a la que esto pasa es de $100MHz$. Pero si quiero calcular esta frecuencia analíticamente tengo que hacer lo siguiente: primero calculo el error en modo periodímetro (o modo de medición de períodos), ϵ_p , que es igual al error en modo frecuencímetro, ϵ_f , cuando la frecuencia de entrada, f_s , iguala a la frecuencia de la base de tiempo, f_o , es decir usando la fórmula de ϵ_f hago:

$$\epsilon_p = \epsilon_f \Big|_{f_s=f_o} = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{f_o} = \frac{1}{10M} = 100n$$

Este error ϵ_p es constante para toda f_s . La décima parte de este error es $10n$, y tengo que hallar la frecuencia de entrada, f_{s1} , que haga que $\epsilon_f = \epsilon_{f1} = 10n$. Reemplazando valores en la fórmula y despejando tengo:

$$\epsilon_{f1} = \frac{1}{f_{s1}} \rightarrow \therefore f_{s1} = \frac{1}{\epsilon_{f1}} = \frac{1}{10n} = [100MHz = f_{s1}]$$

Pregunta 11-2: La sensibilidad de un contador electrónico es $A[V_{RMS}]$, ¿cuál será el mínimo valor de amplitud total de una señal cuadrada que podrá procesar el dispositivo?

- $2 \cdot A [V_{RMS}]$.
- $1,41 \cdot A [V_{RMS}]$.
- $2,82 \cdot A [V_{RMS}]$.
- $0,707 \cdot A [V_{RMS}]$.
- No depende de la sensibilidad.

Basándome en la (ec. 10-3), me está pidiendo $V_{pp,min}$ (ya que eso supongo que quiere decir con amplitud total). Despejando entonces me queda:

$$S_{RMS} = \frac{V_{on} - V_{off}}{2\sqrt{2}} = \frac{V_{pp,min}}{2\sqrt{2}} \quad \rightarrow \therefore V_{pp,min} = 2\sqrt{2} \cdot S_{RMS} \approx 2,82 \cdot A [V_{RMS}]$$

Pregunta 11-3: Un contador puede medir una señal cuadrada de hasta $10mV$ de amplitud, ¿cuál es el valor de su sensibilidad?

Acá lo que me pide de la (ec. 10-3) es S_{RMS} . Si dice que puede medir hasta $10mV$ de una cuadrada (una cuadrada varía entre 0 y un valor positivo), significa que ese es $V_{pp,min}$ que produce una cuenta, reemplazando me queda:

$$S_{RMS} = \frac{V_{pp,min}}{2\sqrt{2}} = \frac{10m}{2\sqrt{2}} \approx [3,53 [V_{RMS}] = S_{RMS}]$$

Pregunta 11-4: En un contador de sensibilidad $23mV_{RMS}$, ¿cuál es la mínima amplitud de una señal triangular que puedo medir?

Bueno acá depende de si la amplitud pedida es la pico a pico, o si es la mitad de esa amplitud (pues la triangular puede oscilar entre $+V_p$ y $-V_p$). Así que yo acá calculo solamente $V_{pp,min}$.

$$V_{pp,min} = S_{RMS} \cdot 2\sqrt{2} = 23m \cdot 2\sqrt{2} = [65,05 \text{ mV}] = V_{pp,min}$$

Pregunta 11-5: Si el disparador de Schmitt tiene un $V_H=10mV_p$ y $V_L=-5mV_p$ tomando como cero el centro de la ventana de histéresis, ¿cuál es la sensibilidad del contador?

Los valores V_H y V_L no son otros que V_{on} y V_{off} respectivamente de la (ec. 10-3).

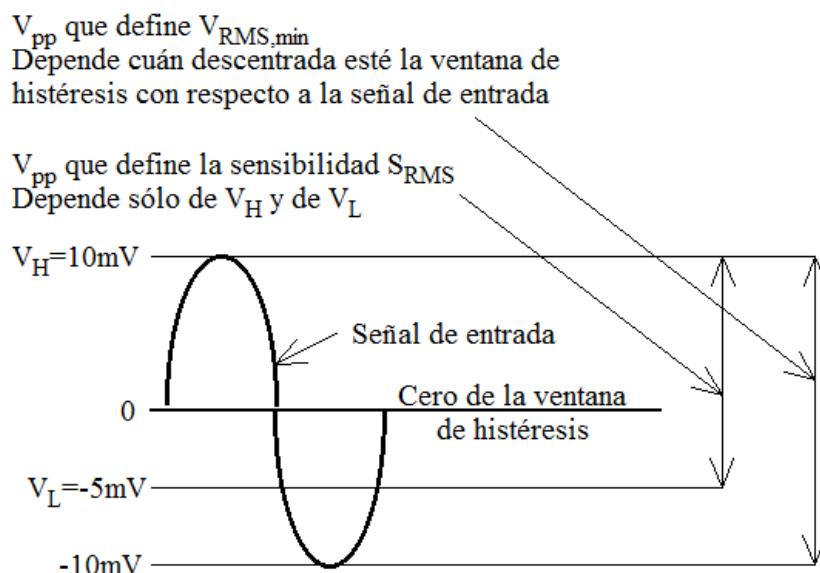
$$S_{RMS} = \frac{V_{pp,min}}{2\sqrt{2}} = \frac{V_{on} - V_{off}}{2\sqrt{2}} = \frac{V_H - V_L}{2\sqrt{2}} = \frac{10m - (-5m)}{2\sqrt{2}} \approx 5,3mV_{RMS}$$

Hay una cuestión aquí, es la del «centro de la ventana de histéresis». El cálculo que Zozaya considera correcto es el siguiente:

$$S_{RMS} = \frac{V_{pp,min}}{2\sqrt{2}} = \frac{V_{on} - V_{off}}{2\sqrt{2}} = \frac{V_H - (-V_H)}{2\sqrt{2}} = \frac{10m - (-10m)}{2\sqrt{2}} \approx [7,07mV_{RMS} = S_{RMS}]$$

(Si $|V_L| > |V_H|$ entonces tengo que usar V_L en lugar de V_H .) Con esto lo que Zozaya está calculando es el mínimo valor eficaz, $V_{RMS,min}$, que debe tener una señal sinusoidal pura (sin componente de continua) a la entrada para producir cuentas; son dos cosas distintas. La sensibilidad me la define sólo la ventana de histéresis, sean cuales sean los valores de V_H y de V_L , esto es así porque el fabricante asume que voy a centrar mi señal con la ventana de histéresis (para eso está el control del nivel de triger). La $V_{RMS,min}$ que debe tener mi señal de entrada si lo anterior no sucede depende de cuán descentrada esté mi señal con respecto a la ventana de histéresis. En el caso del ejemplo, la amplitud de la señal de entrada debe ir hasta $10mV$ para superar el nivel de mayor magnitud, V_H , es decir tengo que encontrar el valor eficaz de una sinusoides cuyo valor pico es $10mV$, esto es $V_{ef,min}=7,07mV_{RMS}$. Así que lo que hace Zozaya está mal, pero bueno, él corrige así.

En otros parciales vi que hay diferencias en la pregunta, porque en algunas dice «si realizamos ajustes» y en otras «sin realizar ajustes». Hay que ver a qué ajustes exactamente se refiere, pero bueno, supongo que quiere decir ajustar el nivel de triger, para que el centro de la ventana de histéresis coincida con el centro de la señal, en este caso la sensibilidad sería $5,3mV_{RMS}$.



Pregunta 11-6: ¿Qué tipo de error es el error de triger?

1. Aleatorio.
2. Sistemático.
3. Puede ser aleatorio o sistemático.
4. El cristal no genera error.
5. Ninguno si es OCXO.

También hay preguntas sobre otro tipo de errores, no las puse porque son sencillas de responder, porque hay 6 clases de errores: 3 sistemáticos y 3 aleatorios (Tabla 11-1). La única pregunta capciosa que encontré fue esta, porque el error de tiempo de gatillado es un error sistemático y el error de triger aleatorio es uno aleatorio, como en la pregunta no da el nombre completo, entonces la respuesta correcta, si está, es la opción 3.

Pregunta 11-7: El error de cuantificación en contadores está presente en la medición de:

1. Frecuencia.
2. Relación de frecuencias.
3. Intervalos de tiempo.
4. Periodos.
5. Todas las anteriores.

Como en el caso de la pregunta anterior sobre los tipos de errores, sólo pongo esta pregunta sobre en qué medición perjudican los errores. Esta respuesta también está en la Tabla 11-1, los tres primeros son sistemáticos y los tres últimos aleatorios.

Pregunta 11-8: ¿Para qué sirve el AGC?

1. Medir señales de gran rango dinámico.
2. Medir señales con amplitudes pequeñas.
3. Medir señales con grandes amplitudes.
4. Todas.
5. Ninguna.

La opción 2 es falsa. Para poder medir señales con cuya amplitud está por debajo del piso de ruido el contador las amplifica, el encargado de esto es el mismo amplificador con que se realiza el control de triger.

La opción 3 es falsa. Para poder medir señales cuya amplitud excede el máximo permitido por la entrada el contador las atenúa, el encargado de esto es el atenuador de entrada.

La opción 1 Zozaya la considera como verdadera, pero es falsa. El ACG ajusta la sensibilidad automáticamente en función de la amplitud de la señal de entrada, pero siempre y cuando ésta no exceda los límites del rango de operación. Si la señal de entrada tiene un gran rango dinámico (cuyas amplitud máxima excede el máximo permitido y amplitud mínima está por debajo del piso de ruido) el contador no puede usar el atenuador, el amplificador ni el ACG. Pero bueno, así corrige, te toma como verdadera la opción 1 y como falsas la 2 y la 3.

Capítulo 13: Medición en amplificadores de audio

13.1 Introducción

Las audiofrecuencias son las ondas sonoras que pueden ser percibidas por el oído humano, este rango comprende las frecuencias entre los $20Hz$ y $20kHz$ aproximadamente. Los amplificadores diseñados para funcionar en este rango se llaman amplificadores de audio (ninguna novedad). Definir los parámetros que describen la calidad de un amplificador de audio es algo complicado. De nada sirve saber que un amplificador tiene una relación señal-ruido de cierto valor si no sabemos cuál es el valor de la señal o del ruido. *Rane Corporation* es un fabricante de equipos de audio profesional, y a través de una nota llamada *RaneNote 145* (que llamaremos nota RANE) describen un conjunto de parámetros que, según ellos, sirven para definir claramente las prestaciones de un equipo de audio y así poder comparar entre dos distintos y decidir cuál es el de mejor calidad.

En este capítulo vemos cómo se especifican los parámetros de un amplificador de audio y las condiciones en que han sido medidos dichos parámetros. Lo siguiente está extraído de la nota rane, vemos también algunos parámetros que no aparecen en ella, y otros parámetros que sí aparecen en ella no los ponemos aquí.

Los parámetros que nos interesan en esta unidad son de 4 tipos, que a su vez se subdividen como sigue:

Tipo	Parámetro
De ganancia	<ul style="list-style-type: none">Ganancia de inserción.*
De distorsión	<ul style="list-style-type: none">Distorsión armónica.Distorsión por intermodulación.
De ancho de banda	<ul style="list-style-type: none">Rango de frecuencias.
De voltaje	<ul style="list-style-type: none">Potencia máxima disponible.*Máximo voltaje de salida.Relación señal-ruido.

Tabla 13-1: *Mediciones sobre los amplificadores de audiofrecuencias. Los parámetros con asterisco no figuran en la nota RANE 145.*

13.1-a Generador de señal

El generador de funciones que tenemos que usar para los ensayos no puede ser cualquiera, para poder medir las características lineales de un dispositivo hace falta que el generador sea sintetizado. Lo más importante es que ninguna de sus armónicas supere los $-60dBc$, si no, los resultados no serán válidos.

Por lo general este valor aumenta (es decir, la amplitud de las armónicas se acercan a la de la fundamental) a medida que aumenta el nivel de salida y la frecuencia, pero en el rango de las audiofrecuencias este valor por lo general es de $-80dBc$ para la mayoría de los generadores. La Figura 13-1 muestra justamente este valor hasta los $50kHz$ en el sintetizador de doble canal HP3326A.

Frequency (Waveforms are Sine, Square, Pulse, and DC)
Range: 0 Hz to 13 MHz
Resolution: 1 μ Hz below 100 kHz, 1 mHz at and above 100 kHz
Stability: $\pm 5 \times 10^{-6}$ /year, 20° to 30°C. See also option 001, High Stability Frequency Reference.
Accuracy: $\pm 5 \times 10^{-6}$ of selected value, 20° to 30°C, at time of calibration with standard frequency reference

Sinewave Spectral Purity

Harmonics: Harmonically related signals will be less than the following levels relative to the fundamental, or <-90 dBm, whichever is greater:

	10 Hz	50 kHz	100 kHz	1 MHz	13 MHz
+23.98 dBm		-80 dBc	-70 dBc	-55 dBc	-30 dBc
+13.98 dBm		-80 dBc	-80 dBc	-65 dBc	-50 dBc
-56.02 dBm					

Figura 13-1: Características de frecuencia y de pureza espectral del HP3326A.

13.1-b Definiciones de dBm, dBc y dBu

El **dBm** es una unidad (en decibelios) de medida de potencia referida a $1mW$; es una unidad absoluta, así que sí tiene sentido expresarla por sí sola. La expresión para convertir watios, W, en *dBm* es:

$$dBm = 10 \cdot \log \frac{\text{Potencia [W]}}{1mW}$$

O sea, es lo mismo decir $100mW$ que decir $40dBm$.

El **dBu** es una unidad (en decibelios) de medida de voltaje referida a $0,7746V$; es una unidad absoluta, como en el caso del *dBm*. Este voltaje en particular es el que, conectado a una carga de 600Ω produce una disipación de potencia de $1mW$.⁴⁹ Se define como:

$$dBu = 20 \cdot \log \frac{\text{Voltaje [V]}}{0,7745V}$$

⁴⁹ El uso del decibelio procede de los principios de la telefonía. Debido a la longitud de los cables por los que circulaba la señal de un punto a otro, los ingenieros se dieron cuenta que usando $1mW$ de potencia sobre la impedancia de carga que suponía la línea (600Ω), permitía transmitir la señal sin pérdida aparente de nivel, con una aceptable relación señal ruido, y sin utilizar grandes niveles de potencia. A ese nivel lo denominaron 0dBm, o $0,775V$. Sin embargo, cuando metían un voltímetro para medir la señal, ésta caía 4dB, así que para compensar dicha pérdida amplificaban la señal para que diera como resultado el nivel de señal deseado. Por eso se empezó a usar $+4dBm$ o $1,23V$ como estándar en cuanto a nivel de señal, pero siempre referido a una impedancia de 600Ω .

Pasó el tiempo y los equipos electrónicos mejoraron, eran capaces de generar apreciables niveles de corriente sin despeinarse. Por lo tanto, ya no era necesaria la referencia de 600Ω , pues podían entregar los niveles de señal requeridos ante cualquier impedancia. Por esta razón dejó de tener sentido la «potencia a entregar» y el *dBm* se vio desplazado por el *dBu*. Éste entrega el mismo nivel de señal, pero independiente de la impedancia. Ésta es la razón, también, por la que más adelante se usan $+4dBu$ como valor estándar para la señal del generador en la especificación de los parámetros.

Sin embargo, Zozaya dice en clases que el *dBu* es una unidad de POTENCIA, probablemente debido a que los conceptos de $+4dBm$ y 600Ω están relacionados (o vaya a saber por qué lo dice). Así que bueno, si Zozaya pregunta qué concepto encierra el *dBu*, habrá que decir que es una medida de potencia, por más que relacione voltajes.

El **dBc** es una unidad (en decibelios) de medida de voltaje, referida a la magnitud de la componente fundamental. No es una medida absoluta, pues primero hay que saber qué valor tiene la componente fundamental. Por ejemplo, si la fundamental vale $1mV_{RMS}$, la 2da armónica vale $0dBc$ y la 3ra armónica $-20dBc$, entonces la 2da armónica tiene un voltaje de $1mV_{RMS}$ y la 3ra $0,1mV_{RMS}$.

13.1-c Mediciones a realizar

La nota RANE tiene dos especificaciones relacionadas con la ganancia, que son la «máxima ganancia» y la «relación de rechazo al modo común». Sin embargo, en el curso no se ven ninguna de las dos, solamente se ve uno, la «ganancia de inserción», o su complemento mejor conocido, las «pérdidas por inserción».

Con respecto a la distorsión, si bien hay muchos tipos de distorsiones, acá vamos a ver dos: por armónicas y por intermodulación. La distorsión por armónicas sucede cuando la señal se ve afectada por las armónicas de las componentes espectrales de ella misma. La distorsión por intermodulación sucede cuando dos⁵⁰ frecuencias producen en la salida dos o más componentes espectrales que resultan de la suma y diferencia de las frecuencias originales. No siempre estas dos distorsiones son indeseables, pues la distorsión por armónicas se usa a veces para saturar artificialmente el sonido de una guitarra eléctrica; y ya vimos en la unidad 1 que el voltímetro vectorial usa la distorsión por intermodulación para trasladar a $20kHz$ frecuencias RF. Pero en lo que respecta a audiofrecuencias, ninguna de las dos es deseable.

Las mediciones del rango de frecuencia coinciden con las que aparecen en la nota RANE, llamada «Ancho de banda o respuesta en frecuencia». En cuanto a mediciones de nivel, vemos tres: «relación señal-ruido», «rango dinámico» y «MES». Éste último no figura en la nota RANE, en su lugar hay uno muy parecido que es el «máximo nivel de salida». Lo pongo para comparar nada más. Por último, en clases se ve otro parámetro que no figura en la nota RANE, que es la «máxima potencia disponible» a la salida.

13.2 Descripción de los parámetros

13.2-a Ganancia de inserción

Es la ganancia sufrida debido a la inserción de un dispositivo en una línea de transmisión. Para medirla usamos el montaje de la Figura 13-2, donde los valores de voltaje son medidos por un voltímetro trueRMS⁵¹. Siendo $V_{RMS,antes}$ el voltaje medido en la carga antes de la inserción del dispositivo bajo testeo (DUT) y $V_{RMS,después}$ el voltaje medido después, definimos la ganancia de inserción, $G_I(dB)$, como:

$$G_I|_{dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{RMS,después}}{V_{RMS,antes}}\right)$$

Si nuestro DUT es un amplificador entonces $G_I(dB) > 0dB$. En caso que la fórmula anterior nos dé un valor menor (pero no igual) a $0dB$, estamos hablando de un atenuador, y en este caso es más común hablar de pérdidas por inserción, el concepto es el mismo. Las pérdidas por inserción, $L_I(dB)$, se encuentran cambiando de signo a la

⁵⁰ En realidad son más de dos frecuencias, pero acá vamos a ver solamente dos.

⁵¹ Un voltímetro true RMS mide el valor eficaz de cualquier señal variable en el tiempo. Un voltímetro común que mide alterna en realidad está midiendo el pico de la misma y asume que es sinusoidal, así que sólo tiene que multiplicar por un factor, $1/\sqrt{2}$, para hallar el valor RMS; pero cuando le introducimos una alterna que no tenga forma (como es el caso del ruido) el voltímetro común no es capaz de tirar el valor RMS. Necesitamos entonces usar un voltímetro true RMS.

fórmula de la ganancia por inserción: $L_I(dB) = -G_I(dB)$. Si tenemos que $G_I = L_I = 0dB$, estamos ante un amplificador que no tiene ganancia, y Zozaya en clases que este no es un caso de interés, pues nuestro amplificador siempre va a amplificar algo.

La fórmula original relaciona potencias en lugar de tensiones RMS, aunque es lo mismo al fin y al cabo. Zozaya tampoco especifica ni el valor de la carga, Z_L , ni la amplitud de la señal del generador, V_g . Además, es el único parámetro que no va acompañado de especificación de las condiciones alguno. Esto es raro, porque arranca las clases diciendo que el valor de un parámetro pelado, así sin más, no nos sirve de nada si no va acompañado de las especificaciones de las condiciones en que fue medido. Pero bueno, qué se le va a hacer.

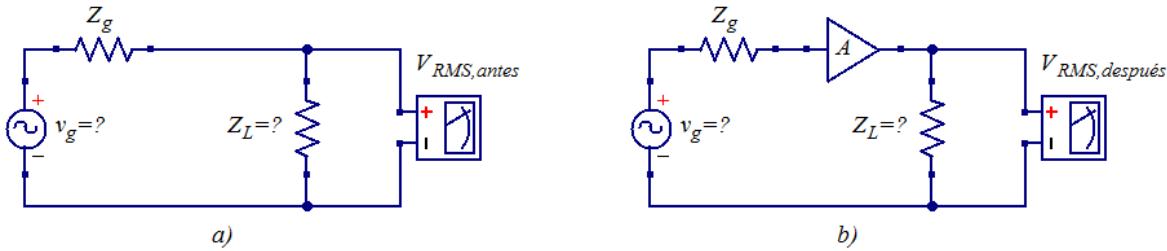


Figura 13-2: Montaje para medir la ganancia de inserción.

13.2-b Distorsión armónica total (THD)

13.2-b.1 Armónicas y sobre-tonos

Antes de ver el ensayo en sí, doy las definiciones de un armónico y de un sobre-tono.

Una **armónica** es una componente que tiene una frecuencia que es múltiplo entero de la frecuencia fundamental, por ejemplo, en una red eléctrica doméstica, la frecuencia fundamental es de 50Hz, y las armónicas estarán a 100Hz, 150Hz, etc. El orden de las armónicas comienza en 1, que es la frecuencia o tono fundamental, la segunda armónica es la de 100Hz, y así. Cuando uno dice por ejemplo, que tal equipo produce armónicas, se está refiriendo a que aparecen las armónicas desde la 2da en adelante; pero en rigor de verdad, la fundamental también es una armónica, la 1ra.

Un **sobre-tono** tiene la misma definición de un armónico, sólo que difiere en el orden por convención. La frecuencia de 50Hz en el ejemplo anterior se sigue llamando tono fundamental, pero la frecuencia de 100Hz se llama 1er sobre-tono, la de 150Hz es el 3er sobre-tono, y así. Hay algunas veces en que uno se confunde y llama a la de 100Hz 1ra armónica, y no, es la 2da armónica.

13.2-b.2 Ensayo de THD

Si en un amplificador no lineal introducimos un tono de frecuencia f_1 , a la salida tendremos ese mismo tono más otros tonos de frecuencia $2f_1, 3f_1, 4f_1, \dots$ llamados **armónicos** del tono fundamental f_1 . Definimos de manera general la distorsión armónica total, **THD**, (*total distortion harmonic*) como:

$$\text{THD} = \frac{\sum \text{Potencia de los armónicos}}{\text{Potencia de la frecuencia fundamental}} = \frac{P_2 + P_3 + \dots + P_N}{P_1}$$

Existen varios criterios para medir THD, en nuestro caso usamos voltajes RMS en lugar de potencias. La técnica que vamos a usar es introducir un único tono con la más alta pureza espectral⁵² posible (y de frecuencia 1kHz) y

⁵² Si bien hay parámetros que definen a la pureza espectral, en este caso con este término se quiere significar que el tono usado debe contener, o por lo menos a eso debe tender, una gran magnitud para una determinada frecuencia y nula magnitud para el resto del espectro. Recordemos que nuestro generador tiene la segunda armónica a -80dBc .

examinar la salida en busca de armónicas de la señal de prueba. Para la medición necesitamos un analizador de espectro o un analizador FFT para ver el contenido espectral de la señal.

Definimos de manera particular a THD mediante la siguiente expresión.

$$\text{THD\%} = 100 \cdot \frac{\sqrt{V_{\text{RMS}2}^2 + V_{\text{RMS}3}^2 + \dots + V_{\text{RMS}N}^2}}{V_{\text{RMS}1}}$$

Donde $V_{\text{RMS}1}$ es el voltaje eficaz de la señal ubicada en la frecuencia original f_1 ; y $V_{\text{RMS}2}$, $V_{\text{RMS}3}$ y $V_{\text{RMS},N}$ son los valores eficaces de las tensiones de las armónicas de f_1 con frecuencias f_2 , f_3 y f_N respectivamente. La forma correcta de especificar este parámetro es la siguiente:

THD (5to orden) inferior al 0.01% ○ +4dBu ○ 20Hz–20kHz ○ G=1.⁵³

- 5th orden: significa hasta qué armónica tuvo en cuenta el fabricante, si dos amplificadores tienen el mismo THD pero distinto orden entonces es mejor el que mayor nivel de armónicas tuvo en cuenta para el ensayo. En este caso 5to orden significa que se tuvo en cuenta hasta la quinta armónica, o sea hasta $V_{\text{RMS}5}$. Sin embargo, en este caso Zozaya considera correcto tener en cuenta hasta la 6ta armónica (una más), probablemente porque confunde las armónicas con los sobre-tonos, no sé.
- +4dBu: es la amplitud de la señal de ensayo, de nuevo mientras más grande este valor mejor es el amplificador, pues significa que no satura para esa amplitud.
- 20Hz–20kHz: este es el rango de frecuencias sobre el que realizamos el ensayo, entre más amplio este rango mayor relevancia cobra THD.
- G=1: quiere decir ganancia unitaria, es la ganancia de nuestro amplificador al hacer el ensayo. La ganancia unitaria es la más usada en los equipos de audio, excepto en los pre-amplificadores de micrófono.

El montaje usado para medir el THD es el de la Figura 13-3a. En la Figura 13-3b podemos ver el contenido espectral de la señal de salida, por lo general las amplitudes visualizadas en el analizador FFT son las amplitudes pico, así que deberíamos convertirlas a valores RMS antes de calcular THD, pero en este caso en particular podemos meter los valores pico directamente en la fórmula en lugar de los valores RMS, es lo mismo.

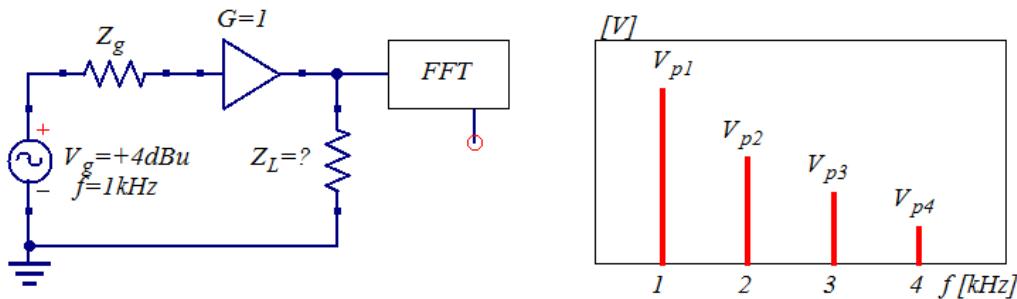


Figura 13-3: Montaje para medir THD.

13.2-c Distorsión armónica total + ruido (THD+N)

La medición de THD suele ser larga y tediosa, y además poco frecuente. En su lugar, los fabricantes usan THD+N (*total harmonic distortion + noise*), que se define igual que THD sólo que tiene en cuenta el piso de ruido y todas las armónicas medidas. Definimos THD+N como sigue:

⁵³ El círculo que uso acá junto con el espacio exagerado es para que se visualice mejor cada parte de la especificación. La NotaRANE usa en su lugar una coma, en clases se usa punto y coma, o una barra diagonal.

$$\text{THD} + \text{N}\% = 100 \cdot \frac{\sqrt{{V_{\text{RMS}2}}^2 + {V_{\text{RMS}3}}^2 + \dots + {V_{\text{RMS}N}}^2 + {V_{\text{RMS,ruido}}}^2}}{{V_{\text{RMS}1}}}$$

Para poder medir $V_{\text{RMS},\text{ruido}}$ debemos poner a tierra la entrada del amplificador, y a la salida poner un filtro paso bajo y recién ahí medir la amplitud con un voltímetro true RMS. Acá tenemos las armónicas con valores pico y al ruido con valor RMS, debemos convertir todo a pico o a RMS antes de usar la fórmula.

El filtro es necesario limitar el ruido a las audiofrecuencias, pues el ruido tiene un ancho de banda infinito y no todo afecta al espectro audible. La frecuencia de corte del filtro puede variar, nosotros elegimos 22kHz . La especificación de THD+N es similar a la de THD, sólo que debemos agregar la información del filtro.

$$\text{THD} + \text{N} \text{ inferior a } 0.01\% \quad \circ \quad +4\text{dBu} \quad \circ \quad 20\text{Hz} - 20\text{kHz} \quad \circ \quad G=1 \quad \circ \quad 20\text{kHz BW}$$

Si vemos las fórmulas, nos damos cuenta de que $\text{THD} + \text{N} > \text{THD}$ siempre. Por esta razón, algunos fabricantes eligen especificar THD, dejando de lado la influencia del ruido, que puede hacer que el porcentaje especificado se eleve demasiado. En la especificación no se incluye el orden de las armónicas porque esta prueba tiene en cuenta todas las armónicas.

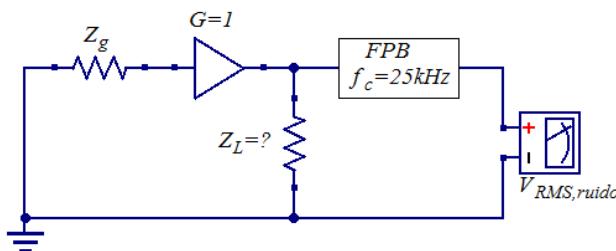


Figura 13-4: Montaje para medir el piso de ruido para THD+N.

13.2-d Distorsión por intermodulación (método SMPTE y método DIN)

Cuando dos señales no relacionadas armónicamente (es decir, la frecuencia más alta no es múltiplo entero de la más baja) entre sí se introducen en un amplificador, a la salida aparecen las dos frecuencias originales y otras dos, cuyas frecuencias son la suma y la resta de ellas. Para poder medir la distorsión que estas nuevas frecuencias provocan usamos dos métodos: el de la SMPTE⁵⁴ y el del CCIT. Ambos método introducen dos tonos de alta pureza espectral al amplificador, y utilizan una serie de cálculos para determinar la distorsión. Las frecuencias de los tonos de ensayo y sus amplitudes difieren de un método a otro. En realidad también existe un tercer método llamado el DIN, que es similar al SMPTE, sólo que difiere ligeramente en las frecuencias de los tonos de ensayo. **En cuanto a la ganancia de nuestro amplificador tiene que ser igual a la unidad.**

Volvemos a la salida del amplificador, vamos a tener las frecuencias del primer y segundo tono, f_1 y f_2 . También aparecen los productos de intermodulación, es decir las frecuencias f_2+f_1 y f_2-f_1 . Las armónicas de las originales tienen armónicas en $2f_1$ y $2f_2$, éstas también tienen productos de intermodulación, en frecuencias $2f_2+2f_1$ y $2f_2-2f_1$, pero están prácticamente muy por fuera del rango de audiofrecuencias. Otros productos que sí caen dentro del rango audible son los que se producen entre $2f_1$ y f_2 (que son $2f_1-f_2$ y $2f_1+f_2$) y entre $2f_2$ y f_1 (que son $2f_2-f_1$ y $2f_2+f_1$). Y así sucesivamente dependiendo si los tonos originales tienen bajas o altas frecuencias, pues mientras más arriba estén en frecuencia menos armónicas caerán en el rango audible.

⁵⁴ SMPTE significa *Society of Motion Picture and Television Engineers* (Sociedad de ingenieros de imágenes en movimiento y televisión, suena horrible en castellano). Para no poner otro pie de página específico los otros dos acrónimos: CCIT significa *Comité Consultatif International Télégraphique* (Comité consultivo internacional de telegrafía), y DIN significa *Deutsches Institut für Normung* (Instituto alemán de normalización).

Para aplicar este método introducimos dos tonos, uno a $60Hz$ y amplitud $+4dBu$, y otro a $7kHz$ y de amplitud de $\frac{1}{4}$ de la amplitud del primer tono, es decir $-8dBu$ aproximadamente. Y a la salida tendremos productos de intermodulación de 1er, 2do, 3er,...n orden como en la Figura 13-5. Estas frecuencias van a modular a f_2 y producir distorsión. Para hallar la distorsión de f_2 producida por las modulaciones de las distintas frecuencias que la rodean, usamos la siguiente expresión.

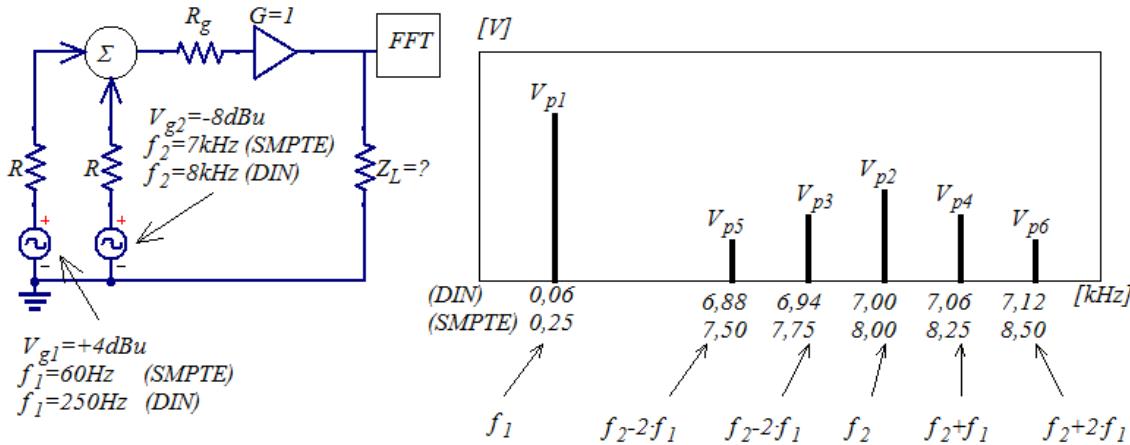


Figura 13-5: Espectro de salida de un amplificador aplicando el método SMPTE.

$$D\% = 100 \cdot \sqrt{m_1^2 + m_2^2 + m_3^2}$$

Donde m_1 es el índice de modulación de f_2 por f_1 ; m_2 es el índice de modulación de f_2 por $2f_1$; y m_3 es el índice de modulación de f_2 por $3f_1$. En el anexo hay ejercicios donde vemos cómo calcular los m a partir del gráfico.

Esta distorsión usando este método se especifica como sigue:

$$IMD \text{ (SMPTE) } \text{inferior al } 0,01\% \quad \circ \quad 60Hz-7kHz \quad \circ \quad 4:1 \quad \circ \quad +4dBu$$

- IMD: significa intermodulación.
- 60Hz-7kHz: son las frecuencias de los tonos de ensayo.
- 4:1: es la relación entre las amplitudes de los tonos de ensayo.
- +4dBu: es la amplitud del tono de menor frecuencia.

El otro método, el DIN, USA el mismo principio, pero difiere sólo en las frecuencias de los tonos de ensayo: $250Hz$ y $8kHz$. La distorsión en este caso irá especificada como sigue:

$$IMD \text{ (DIN) } \text{inferior al } 0,01\% \quad \circ \quad 250Hz-8kHz \quad \circ \quad 4:1 \quad \circ \quad +4dBu$$

13.2-e Distorsión por intermodulación (método CCIT)

Utilizamos dos tonos de igual amplitud, poco espaciados, de alta frecuencia; buscamos frecuencias intermedias que se generan llamadas *Beat frequencies*. Aunque el título dice CCIT, en la nota rane aparece como método CCIF, no sé por qué se cambió la T por la F.

Las señales de ensayo son un par de tonos de igual amplitud espaciados $1kHz$, para este caso usamos $19kHz$ y $20kHz$. A la salida del amplificador se producen productos de intermodulación entre las dos señales. El primero está en $f_2-f_1=20k-19k=1kHz$; el segundo producto $f_2+f_1=19k+20k=39kHz$ cae fuera del rango, no lo vamos a tener en cuenta. El tercero se ubica en $f_1-2f_2=2 \cdot 19k-20k=18kHz$. El cuarto en $2 \cdot f_2-f_1=2 \cdot 20k-19k=21kHz$. Y así sucesivamente. Por lo general, sólo las primeras dos o tres componentes se miden, pero para el caso a menudo visto de $19kHz$ y $20kHz$, se mide sólo la componente de $1kHz$. La Figura 13-6 muestra el montaje y la salida del amplificador; el filtro está para que el voltímetro pueda medir V_{pd} sin influencias del resto de las señales, la atenuación sobre la componente de $18kHz$ debe ser al menos $-40dB$.

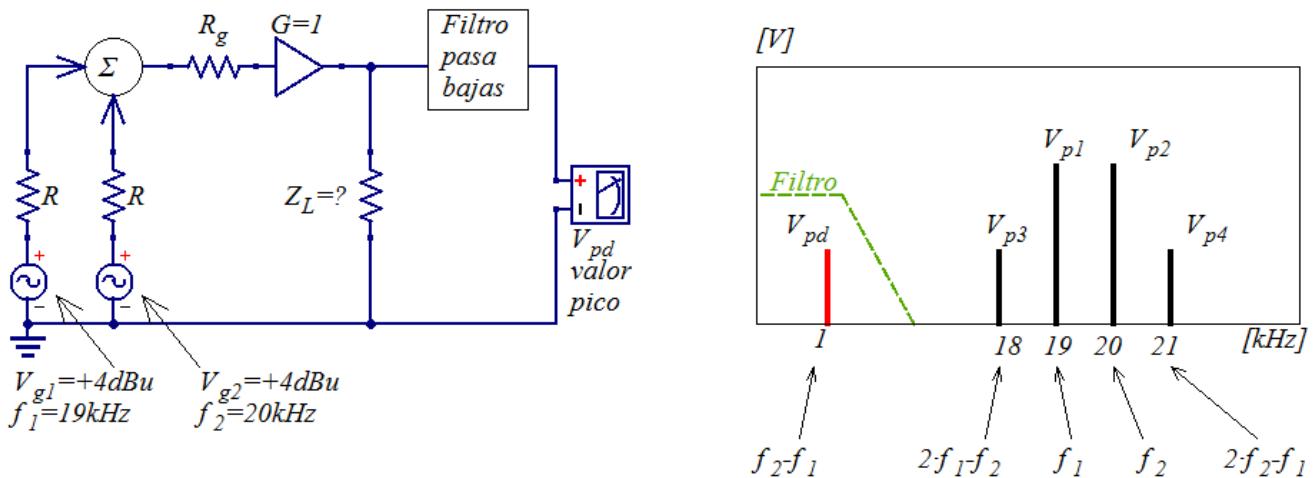


Figura 13-6: Montaje para medir CCIF y espectro de salida.

Para hallar la distorsión porcentual con este método utilizamos la siguiente fórmula.

$$D\% = 100 \cdot \frac{V_{pd}}{V_{p1}} \quad (\text{ec. 10-4})$$

En la parte práctica hay ejercicios para saber cómo calcular D en función del gráfico. La especificación la debemos hacer cómo sigue:

IMD (ITU-R) inferior al 0.01% 19kHz–20kHz 1:1 +4dBu

- IMD (UIT-R): IMD significa intermodulación, lo otro es porque en la actualidad la CCIF se volcó al sector de las radiocomunicaciones (UIT-R) de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT), y por eso este ensayo se conoce como IMD (UIT-R).
- 19kHz–20kHz: son las frecuencias de las señales de prueba.
- 1:1: es la relación entre sus amplitudes, en este caso son iguales.
- +4dBu: es la amplitud de las mismas.

13.2-f Rango de frecuencias

Lo que medimos acá es la respuesta en frecuencia del amplificador, el rango en que la salida se mantiene más o menos dentro de determinados límites. Para llevar a cabo la medición, colocamos a la entrada de nuestro amplificador un tono de ensayo de alta pureza de 1kHz con una amplitud precisa. La ganancia del amplificador debe ser unitaria. El voltaje que obtengamos a la salida, con un multímetro trueRMS, será nuestra referencia convenida de 0dB . Luego bajamos la frecuencia hasta que el valor de voltaje de salida haya caído un valor especificado, por lo general son 3dB , este valor de frecuencia será el límite de corte inferior. No importa si la ganancia vuelve a subir después de seguir bajando la frecuencia, el límite inferior ya queda establecido. Hacemos lo mismo pero desde 1kHz aumentamos la frecuencia hasta dar con el límite de corte superior.

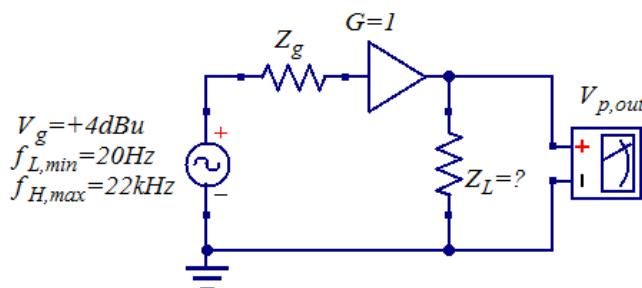


Figura 13-7: Montaje para medir la respuesta en frecuencia.

La especificación del rango de frecuencia es como sigue:

$$\text{Respuesta de frecuencia} = 20\text{Hz}-20\text{kHz} \quad \circ \quad +0\text{dB}/-0,5\text{dB}$$

- 20Hz–20kHz: son los límites de corte inferior y de corte superior;
- +0dB: es el valor máximo por encima, en dB, de la referencia (voltaje de salida a 1kHz). El 0dB significa que no hay ganancia para ninguna frecuencia (por lo menos dentro del rango especificado). Respecto a esto, en la NotaRANE se dice textualmente que no se espera que haya ganancia para ninguna frecuencia. Si hubiera alguna, podría significar inestabilidad, lo cual puede ser muy peligroso, sobre todo si sucede en los extremos. Pero en esta materia tanto en el teórico como en el práctico se especifica una determinada ganancia, no tengo idea del porqué.
- -0,5dB: es el mínimo valor respecto de la referencia obtenido dentro del rango especificado. Este valor, en particular, significa que dentro del rango hay una atenuación máxima de 0,5dB. Es obvio que la atenuación de 3dB que sufre la salida para definir las frecuencias de corte inferior y superior no se tiene en cuenta, porque si no, siempre se especificaría -3dB.

Aunque la nota RANE no especifica el voltaje de la señal de ensayo, Zozaya dice que sí hay que especificarla, junto con la ganancia del amplificador, preferiblemente la unidad, y el valor de la frecuencia central. Entonces la especificación completa quedaría así:

$$\text{Respuesta de frecuencia} = 20\text{Hz}-20\text{kHz} \quad \circ \quad +0\text{dB}/-0,5\text{dB} \quad \circ \quad +4\text{dBu} \quad \circ \quad G=1 \quad \circ \quad 1\text{kHz}.$$

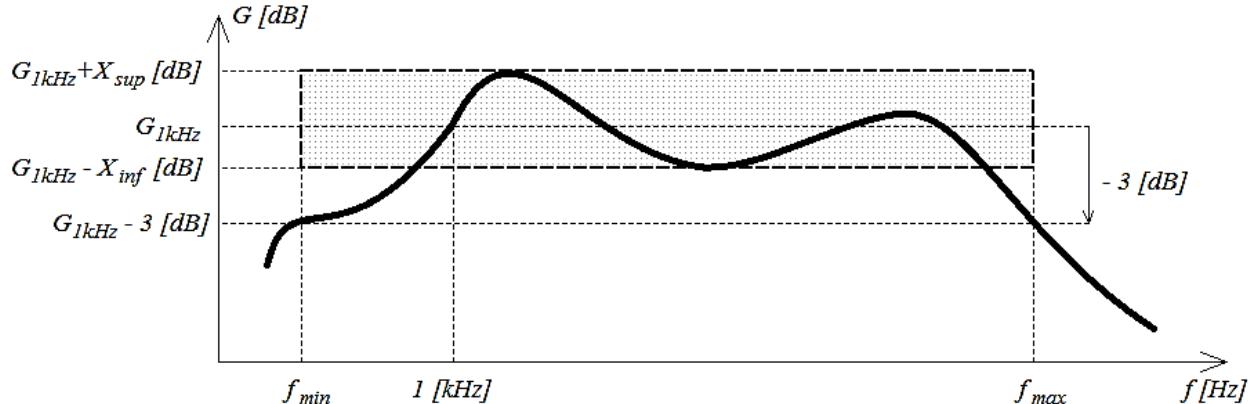


Figura 13-8: Respuesta en frecuencia de un amplificador de audio y los límites que figuran en la especificación.

13.2-g Potencia máxima disponible (Pmd)

Este parámetro no está en la nota RANE, es la máxima potencia que tengo a la salida sin que la salida supere una distorsión armónica total del 1%. Se define como:

$$P_{\text{md}} = \frac{V_{\text{RMS},o}^2}{R_L}$$

Donde R_L es la carga que usamos a la salida y $V_{\text{RMS},o}$ es la tensión eficaz del voltaje de salida. Este voltaje se tiene que medir en las siguientes condiciones:

- La distorsión THD debe ser menor al 1%.
- La entrada debe tener un valor de +4dBu y una frecuencia de 1kHz.
- El control de volumen debe estar al máximo posible tal que se cumpla la primera condición, G_{max} .

En los buenos equipos de audio, cuando llegamos al máximo en el control de volumen, la salida alcanza una THD del 1%. Si nos topamos con un equipo de sonido el cual comienza a saturar y a escucharse horrible a la mitad del volumen, nos preguntaríamos para qué carajo nos puso el fabricante a disposición la segunda mitad del control de volumen si no fue capaz de solucionar la saturación. Aunque en realidad esto es un perno, porque si ponemos el

volumen al tope y $THD > 1\%$, entonces debemos bajar el volumen hasta lograrlo. Si ya es medio largo medir las armónicas para calcular THD , imaginate hacerlo para cada valor de volumen hasta llegar a $THD < 1\%$. En el práctico de laboratorio, nosotros medimos con volumen máximo y pusimos el THD que medimos, que era del 5%; ni nos ocupamos de obtener 1%.

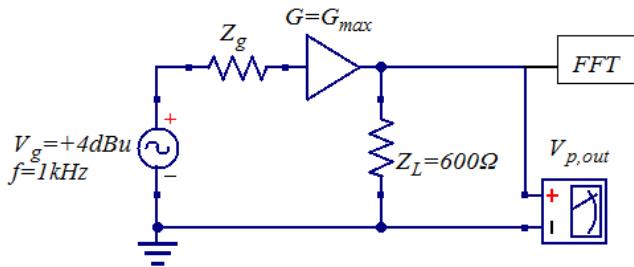


Figura 13-9: Montaje para medir Pmd.

La especificación de este parámetro será:

$$Pmd = 5W \quad \circ \quad +4dBu \quad \circ \quad THD \leq 1\%$$

13.2-h Máxima excursión simétrica a la salida, MES

Es la mayor tensión de salida pico a pico que podemos obtener a la salida antes de que ésta recorte o alcance un determinado valor de distorsión. Para medirla, ponemos a la entrada un tono sinusoidal y subimos el control de volumen hasta que la tensión de salida tenga una THD del 1%. Con un osciloscopio medimos el valor pico a pico de esa señal y ese valor será MES.

Se especifica como sigue:

$$MES = 1Vpp \quad \circ \quad THD \leq 1\%$$

Hasta acá lo que dice Zozaya en clases (medio cortina), ahora me permito decir unas cosas. En realidad el nombre de este parámetro tal cual está, MES, no aparece en la NotaRANE, sino que lo encontramos con el nombre de «Máximo nivel de salida» (*Máximo ouput level*), referida con la nomenclatura $V_o,_{max}$, y es el voltaje máximo pico (no pico a pico) que medimos a la salida con determinadas condiciones de prueba. Tales condiciones son:

- La distorsión THD a la salida debe ser menor a 1%.
- La entrada debe un tono sinusoidal de 1kHz de alta pureza espectral.
- El control de volumen debe ajustarse al valor máximo posible tal que se cumpla la primera condición.
- El valor pico de salida medido con un osciloscopio será el máximo nivel de salida si no se atenúa cuando apliquemos un barrido de frecuencia.

Este parámetro se especifica como sigue:

$$\text{Máximo nivel de salida} = +26dBu \text{ balanceado} \quad \circ \quad 20Hz-20kHz \quad \circ \quad RL \geq 2k\Omega \quad \circ \quad THD \leq \%$$

Veamos lo que significa cada uno y las diferencias con la especificación de Zozaya.

- +26dBu balanceado: la primera diferencia que vemos es que la NotaRANE especifica⁵⁵ este valor como pico, y no como pico a pico, además de hacerlo en **dBu** y no en **Vpp**. Otra diferencia es que la nota RANE especifica si se usó o no una línea balanceada⁵⁶ en el ensayo.

⁵⁵ En realidad no nos damos cuenta en la especificación, tenemos que leer la definición en la NotaRANE.

⁵⁶ Una línea balanceada consta de dos conductores: por uno va la señal original y por el otro la señal desfasada 180° . Los dos conductores van cubiertos por una malla que se conecta a masa. Con este arreglo se mejora la respuesta a las interferencias.

- 20Hz–20kHz: este es el rango de frecuencias que el fabricante varió el tono de entrada y en el cual nos garantiza que el valor máximo a la salida no va a modificarse. También lo omite Zozaya.
- $R_L \geq 2k\Omega$: esta es la carga que usó el fabricante para el ensayo, debe ser mucho mayor que la impedancia de salida del equipo de audio, ésta última es por lo general 8Ω . Mientras que Zozaya recomienda un valor de 600Ω , la nota RANE dice que este valor ya no se usa y sugiere $2k\Omega$.
- $\text{THD} \leq 1\%$: esto es igual en los dos casos.

En realidad, MES y $V_{o,\max}$ son comparables, podemos decir que $\text{MES}=2 \cdot V_{o,\max}$, pues las calculamos con idénticas condiciones de prueba.

13.2-i Relación señal-ruido, S/N

Este parámetro nos indica indirectamente cuán ruidoso es un equipo, es la «distancia» que hay entre la señal deseada a la salida y el ruido presente en la misma. Para medir el nivel de ruido presente a la salida, $V_{RMS,ruido}$, se utiliza el montaje de la Figura 13-10a. Primero ponemos el generador un valor de $+4\text{dBu}$ a 1kHz , el amplificador con $G=1$, y medimos a la salida del amplificador y deberíamos tener a la salida, si el equipo es bueno, $+4\text{dBu}$. La señal de salida no va a ser filtrada por el filtro, pues se trata de un ITU-R 468⁵⁷. Luego, ponemos el generador a 0V y medimos a la salida el valor de ruido, $V_{RMS,ruido}$. La relación señal+ruido será:

$$\text{S/N}_{\text{dB}} = 20 \cdot \log \left(\frac{1,23\text{V}}{\text{V}_{\text{ruido,RMS}} [\text{V}]} \right)$$

O también, calculada mediante dBu :

$$\text{S/N}_{\text{dB}} = 4\text{dBu} - \text{V}_{\text{ruido}} (\text{dBu})$$

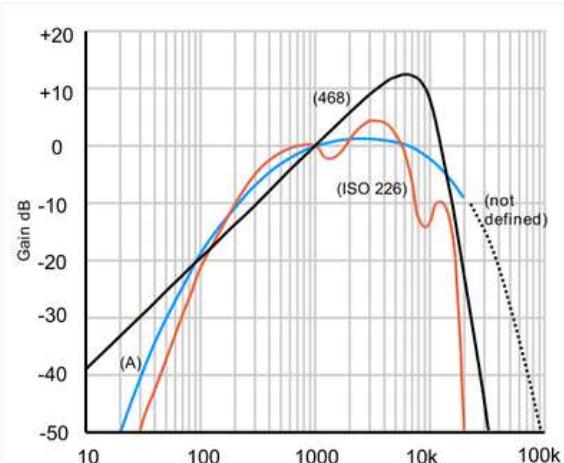
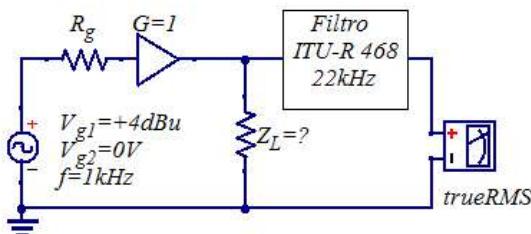


Figura 13-10: a) Montaje para medir S/N, b) respuesta en frecuencia del filtro ITU—R 468.

⁵⁷ El filtro **ITU—R 468** es un filtro de ponderación recomendado por la nota RANE para esta medición. Cumple la función del filtro pasa bajas ($f_c=22\text{kHz}$) usado en la medición de $\text{THD}+\text{N}$, pues no todo el ancho de banda infinito interfiere en los amplificadores de audiofrecuencias. Tiene además dos características: (1) tiene ganancia 0dB para 1kHz , así que la señal de prueba de 4dBu pasa sin variar su amplitud; y (2) como es un filtro ponderado, «pondera» unas frecuencias por encima de otras, es decir, filtra aquellas frecuencias que pasan desapercibidas (según la nota RANE) por el oído, y deja pasar aquellas que producen zumbidos o ruidos que son particularmente molestos para aquel (y que son, en definitiva, lo que queremos medir; ningún fabricante va a filtrar ruidos que el oído no va a percibir de todos modos). En rigor de verdad, esta «ponderación» es subjetiva, a cada persona le molestan ruidos distintos, pero bueno, ir más allá sería meterse en el campo de la psicoacústica.

Para que esta operación sea válida, debemos pasar el voltaje de ruido RMS a decibelios teniendo como referencia la misma que para el dBu : $0,7745V$. Es decir:

$$V_{\text{ruido}} (\text{dBu}) = 20 \cdot \log \left(\frac{V_{\text{ruido,RMS}} [\text{V}]}{0,7745\text{V}} \right)$$

Como $V_{\text{ruido,RMS}} [\text{V}] < 0,7745\text{V}$, la ecuación anterior dará negativo, y su valor absoluto terminará sumándose a los $+4dBu$ para hallar $S/N(dB)$.

La especificación sería:

$$S/N=90dB \text{ re } +4dBu \quad \circ \quad 22kHz \text{ BW} \quad \circ \quad G=1$$

Esta es la especificación que sugiere la nota RANE, donde da por sentado que el filtro de $22kHz$ es un ITU-R 468, pues así lo recomendó. Pero Zozaya prefiere especificarlo, así que S/N queda:

$$S/N=90dB \text{ re } +4dBu \quad \circ \quad \text{ITU-R 468} \quad \circ \quad G=1$$

13.2-j Rango dinámico

El rango dinámico, RD, tiene una definición parecida al del «relación señal-ruido», sólo que, en lugar de medir la «distancia» que hay entre el ruido y $4dBu$ a la salida, será entre el ruido y el máximo nivel de salida. Queda entonces, definir cuáles son las condiciones para obtener el máximo nivel de salida, que no son otras que las especificadas para hallar el máximo nivel a la salida, $V_{o,\text{max}}$. Con esto, tenemos:

$$RD(\text{dB}) = 20 \cdot \log \left(\frac{V_{o,\text{max,RMS}} [\text{V}]}{V_{\text{ruido,RMS}} [\text{V}]} \right) = V_{o,\text{max}} (\text{dBu}) - V_{\text{ruido}} (\text{dBu})$$

La especificación quedaría:

$$RD=112dB \text{ re } +26dBu \quad \circ \quad 22kHz \text{ BW}$$

Desde ya, con esta especificación podemos calcular el piso de ruido como $+26-112=-86dBu$. En la Figura 13-11 vemos cómo se relacionan los conceptos de RD y S/N con ejemplos que da la nota RANE.

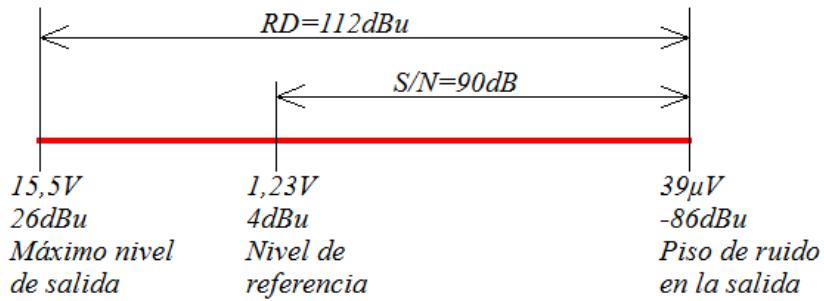


Figura 13-11: Ejemplo que da la nota RANE para visualizar RD y S/N.

13.2-k Crosstalk

El **crosstalk** (llamada también diafonía, o separación entre canales) mide las fugas que se «escapan» de un canal y se «meten» en el otro. Por supuesto, esto sucede en sistemas que tienen dos o más canales de audio, como por ejemplo sistemas estéreo o surround 5.1. Acá veremos el primero.

El montaje para medir es el de la Figura 13-12. Por un canal insertamos una señal de $4dBu$ y de frecuencia igual a $1kHz$, la ganancia de este canal debe ser $G_1=1$. Por el canal dos no introducimos ninguna señal, pero no la podemos dejar a circuito abierto (pues no circularía corriente por el canal). La colocamos a tierra mediante una resistencia igual a la impedancia característica del amplificador para que no se produzcan reflexiones. Con voltímetros trueRMS medimos la carga del amplificador 1 y la del amplificador 2, y hacemos:

$$CT_{1-2} = 20 \cdot \log \left(\frac{V_{RMS,2}}{V_{RMS,1}} \right)$$

Y tenemos que repetir este cálculo para todo el rango de audiofrecuencias, y después realizar el montaje inverso para hallar la diafonía del canal 2 sobre el 1, CT_{2-1} , y repetir de nuevo para todas las frecuencias. Particularmente creo que es un embole, no recuerdo haber hecho este cálculo en el laboratorio. En la Figura 13-12c vemos un ejemplo de los valores de la diafonía para los canales izquierdo y derecho de un amplificador estéreo. Se esperaría que las curvas sean iguales para ambos casos pero vemos que son ligeramente distintas. En el peor de los casos, allá en $20kHz$, la diafonía no supera los $-40dB$, es decir que cada canal induce en el otro menos del 1% de la señal transmitida.

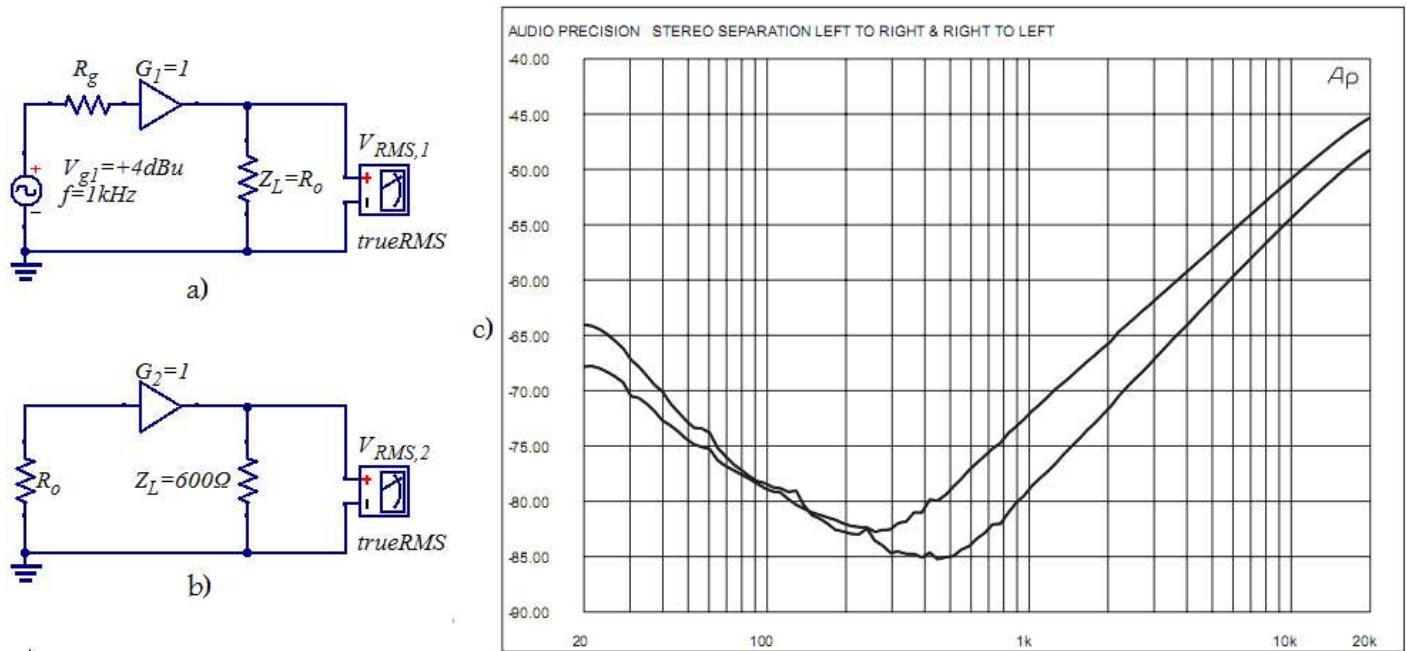


Figura 13-12: a) y b) Montaje para medir el crosstalk, c) ejemplo de crosstalk (separación) en función de la frecuencia, Left to Right, y Right a Left.

La especificación, en el caso de que no queramos hacer el gráfico, quedaría:

$$CT = -60dB \quad \circ \quad 20Hz-20kHz \quad \circ \quad +4dBu \quad \circ \quad \text{canal } X \text{ a canal } Y$$

13.3 Preguntas de parciales y/o finales

Pregunta 13-1: Si el $crosstalk = -60dB$, ¿cuál es la relación entre canales?

1. 1 a 100.
2. 1 a 10.
3. 1 a 1.
4. 1 a 1000.
5. Ninguna.

$-60dB$ convertido a relación es 1/1000.

Pregunta 13-2: ¿Cómo se especifica correctamente el método IMD SMPTE?

1. IMD less than 0,01%, 60Hz/7Khz, 4:1, +4dBu.
2. IMD less than 0,01%, 250Hz/8kHz, 4:1, +4dBu.
3. IMD (ITU-R) less than 0,01%, 19kHz/20kHz, 4:1, +4dBu.
4. IMD (ITU-R) less than 0,01%, 19kHz/20kHz, 1:1, +4dBu.
5. Ninguna.

Pregunta 13-3: ¿Cómo se especifica correctamente el método IMD DIN?

1. IMD less than 0,01%, 60Hz/7Khz, 4:1, +4dBu.
2. IMD less than 0,01%, 250Hz/8kHz, 4:1, +4dBu.
3. IMD (ITU-R) less than 0,01%, 19kHz/20kHz, 4:1, +4dBu.
4. IMD (ITU-R) less than 0,01%, 19kHz/20kHz, 1:1, +4dBu.
5. Ninguna.

Pregunta 13-4: La respuesta en frecuencia de un amplificador se determina tomando como referencia:

1. A la señal del generador a una frecuencia determinada.
2. A la señal de salida para un determinado valor de carga.
3. A la señal de salida para una determinada frecuencia. (Este voltaje será el $0dB$, la frecuencia es $1kHz$)
4. A la señal de salida para una determinada forma de onda.
5. Ninguna.

Pregunta 13-5: ¿A qué se refiere la IMD en un amplificador de audio?

1. A la distorsión armónica THD.
2. A la distorsión armónica más ruido.
3. A la distorsión de frecuencia.
4. A la distorsión por intermodulación (SMPTE y CCIF)
5. Ninguna.

Pregunta 13-6: ¿Cuál es la relación de tonos para los distintos métodos?

1. 4:1 (para SMPTE y DIN)
2. 1:4
3. Cercanos en frecuencia
4. 1:1 (para CCIF)
5. Ninguna

Pregunta 13-7: ¿Cuál es el dominio teórico de la ganancia de inserción en amplificadores?

1. $G=0dB$.
2. $G<0dB$. (Para atenuadores)
3. $G\geq0dB$. (Para amplificadores)
4. $G>0dB$.
5. Ninguna.

Nota: este ensayo no está especificado en la notaRANE, así que me valgo de lo que dijo Zozaya en clases. Él considera que un amplificador debe tener alguna ganancia, por eso $G>0dB$. Sin embargo, en otros años considera que está bien incluir la ganancia unitaria, o sea que $G\geq0dB$. Para los atenuadores él considera que deben atenuar algo, así que no incluye el $0dB$.

Pregunta 13-8: De los siguientes amplificadores y sus S/N ¿cuál es el más silencioso y cuál el más ruidoso?

1. 20 dB, ref +4 dBu.
2. 20 dB, ref 0 dBu.
3. 20 dB, ref +10 dBu. (más ruidoso)
4. 20 dB, ref -4 dBu. (más silencioso)
5. Todas son iguales.

Pregunta 13-9: Dado un $S/N=80 \text{ dB} @ 1V_{RMS}$ y $Pmd=12,5W @ 8\Omega$, hallar RD.

$$\begin{aligned} \text{RD} &= V_{o,\max}(\text{dBu}) - S/N(\text{dBu}) = 22,22 - (-77,78) = \boxed{100 \text{ dB} = \text{RD}} \\ \bullet V_{o,\max}(\text{dBu}) &= 20 \cdot \log\left(\frac{V_{o,\max}}{0,7745}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{10}{0,7745}\right) = 22,22 \text{ dBu} \\ \bullet V_{o,\max} &= \sqrt{P_{o,\max} \cdot R} = \sqrt{12,5 \text{ W} \cdot 8\Omega} = 10 \text{ V} \\ \bullet S/N(\text{dBu}) &= 20 \cdot \log\left(\frac{S/N}{0,7745}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{100\mu}{0,7745}\right) = -77,78 \text{ dBu} \\ \bullet S/N &= 1V_{RMS} \cdot 10^{-80 \text{ dB}/20} = 100\mu V_{RMS} \end{aligned}$$

Pregunta 13-10: En un amplificador se hizo las siguientes mediciones: $S/N=64 \text{ dB} @ 4 \text{ dBu}$, $Pmd=60 \text{ dB} @ 4 \text{ dBu}$. ¿Cuál es el rango dinámico?

$$\begin{aligned} \text{RD} &= V_{o,\max}(\text{dBu}) - SN(\text{dBu}) = 60 - (-64) = \boxed{124 \text{ dBu} = \text{RD}} \\ \bullet V_{o,\max}(\text{dbu}) &= 20 \cdot \log\left[\frac{V(\text{Voltios})}{0,7745}\right] = 20 \cdot \log\left(\frac{774,59}{0,7745}\right) \approx 60 \text{ dB} \\ \bullet V &= \sqrt{P(\text{Watios}) \cdot R} = \sqrt{1 \text{ k} \cdot 600} = 774,59 \text{ V} \\ \bullet P(\text{Watios}) &= 1 \text{ m} \cdot 10^{P(\text{dB})/10} = 1 \text{ m} \cdot 10^{60/10} = 1 \text{ kW} \end{aligned}$$

Si Pmd está referida a 4 dBu significa que está referida (valga la redundancia) a una resistencia de carga de 600Ω y un voltaje de $0,7745 \text{ V}$ que produce 1 mW . Por tal motivo es válido usar esas referencias o, también, como tienen la misma referencia, sumarlas directamente sin necesidad de los otros tres cálculos.

Pregunta 13-11: En un amplificador de audio se midió:

- MES: $43,84 V_{pp} @ 8\Omega$, $V_{in}=0,2 V_{RMS} @ 600\Omega$.
- Piso de ruido: $39\mu V_{RMS} @ 1,23 V_{RMS} @ 600\Omega$.

Con estos valores determinar los siguientes parámetros del amplificador:

- a) Rango dinámico según: _____ dB, ref _____ dBu, BW _____ kHz.
- b) Relación señal ruido según: _____ dB, ref _____ dBu.
- c) Máxima amplificación de potencia: _____ dB.

Punto a)

$$\begin{aligned} \text{RD} &= 20 \cdot \log\left(\frac{V_{o,\max}[\text{V}]}{S/N[\text{V}]}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{15,5}{39\mu}\right) = 111,98 \approx \boxed{112 \text{ dB} = \text{RD}} \\ \bullet V_{o,\max}[\text{V}] &= \frac{V_{pp,\text{MES}}}{2\sqrt{2}} = \frac{43,84}{2\sqrt{2}} \approx 15,5 \text{ V} \rightarrow 20 \cdot \log\left(\frac{15,5}{0,7745}\right) \approx 26 \text{ dBu} \end{aligned}$$

La especificación quedaría $RD=112 \text{ dB}$, ref 26 dBu , $BW=22 \text{ kHz}$.

Punto b)

$$S/N(\text{dBu}) = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{\text{ruido}}}{1,23}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{39\mu}{1,23}\right) \approx -90\text{dB} \Rightarrow S/N = 90\text{dB}$$

$$\text{ref} = 1,23V_{\text{RMS}} = +4\text{dBu}$$

La especificación quedaría $S/N=90\text{dB}$, $\text{ref} +4\text{dBu}$, $BW=22\text{kHz}$, $G=1$.

Punto c)

$$G_p = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{25,83\text{m}}{5\text{m}}\right) = [7,13\text{dB} = G_p]$$

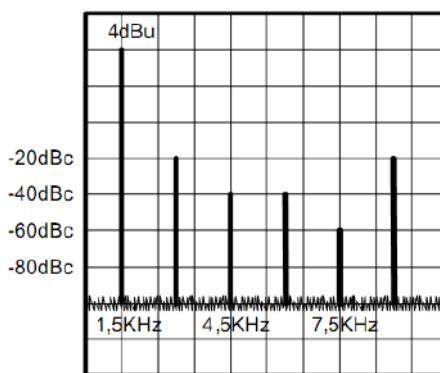
$$\bullet P_{\text{out}} = \frac{V_{\text{out,RMS}}^2}{Z_{\text{out}}} = \frac{\left(\frac{43,84}{2\sqrt{2}}\right)^2}{600} = 25,83\text{mW}$$

$$\bullet P_{\text{in}} = \frac{V_{\text{in,RMS}}^2}{Z_{\text{in}}} = \frac{0,2^2}{8} = 5\text{mW}$$

La especificación quedaría *Ganancia de potencia*= $G_p=7,13\text{dB}$.

Pregunta 13-12: Del siguiente gráfico:

- a) Especificar THD según **THD (5th-order) less than _____ %, _____ dBu, _____ Hz – _____ kHz.**
- b) Especificar del mismo modo $THD+N$ si el piso de ruido en la banda de 24kHz es de $12,3\text{mV}_{\text{RMS}}$.



Punto a) Primero calculo los voltajes RMS de todas las componentes.

$$V_{\text{RMS1}} = 0,7745 \cdot 10^{4\text{dBu}/20} = 1,23\text{V}$$

$$V_{\text{RMS2}} = 1,23 \cdot 10^{-20\text{dBc}/20} = 123\text{mV} = V_{\text{RMS6}}$$

$$V_{\text{RMS3}} = 1,23 \cdot 10^{-40\text{dBc}/20} = 12,3\text{mV} = V_{\text{RMS4}}$$

$$V_{\text{RMS5}} = 1,23 \cdot 10^{-60\text{dBc}/20} = 1,23\text{mV}$$

Calculo THD_1 , que es la THD teniendo en cuenta hasta la componente de 9kHz .

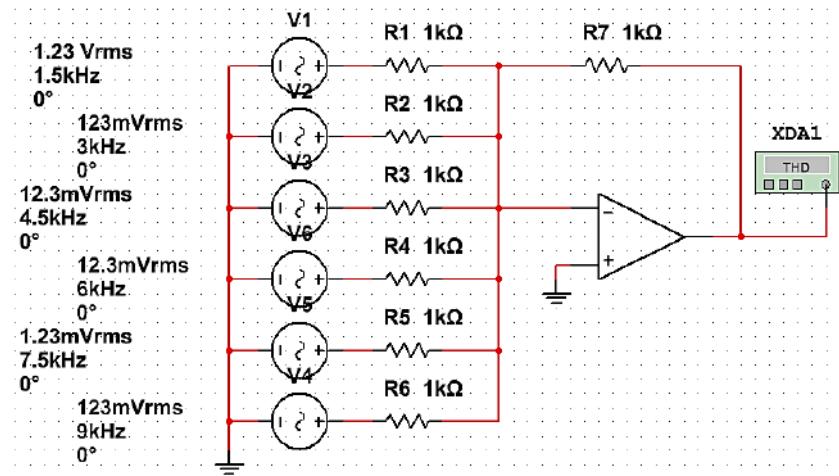
$$\text{THD\%} = 100 \cdot \frac{\sqrt{V_{\text{RMS2}}^2 + V_{\text{RMS3}}^2 + V_{\text{RMS4}}^2 + V_{\text{RMS5}}^2 + V_{\text{RMS6}}^2}}{V_{\text{RMS1}}} = 100 \cdot \frac{\sqrt{2(123\text{m})^2 + 2(12,3\text{m})^2 + (1,23\text{m})^2}}{1,23\text{V}} = [14,21\% = \text{THD}_1]$$

Luego calculo THD_2 , que es la THD teniendo en cuenta hasta la componente de $7,5\text{kHz}$.

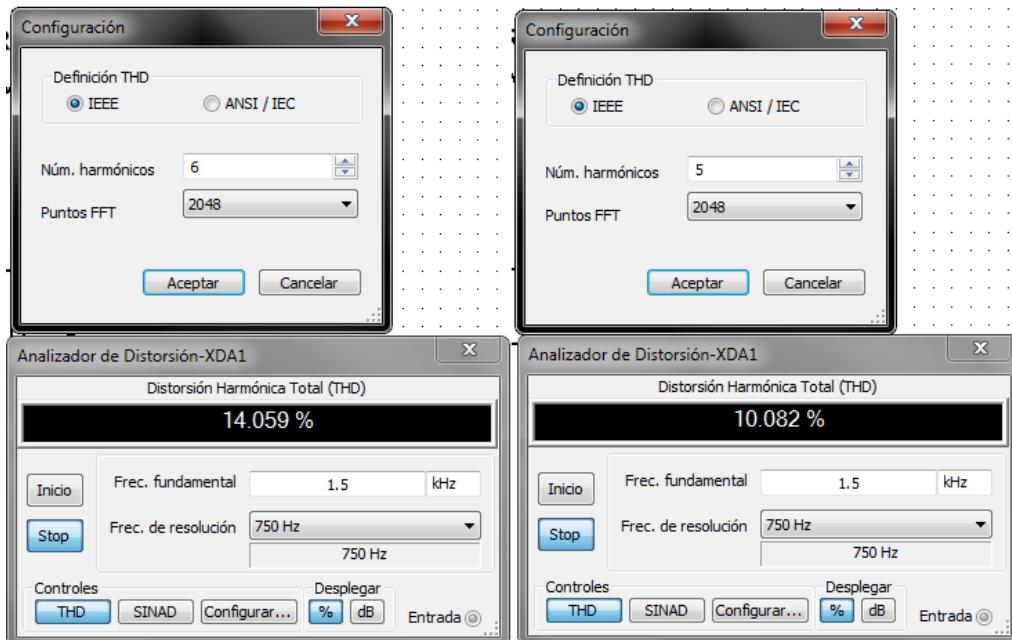
$$\text{THD\%} = 100 \cdot \frac{\sqrt{V_{\text{RMS2}}^2 + V_{\text{RMS3}}^2 + V_{\text{RMS4}}^2 + V_{\text{RMS5}}^2}}{V_{\text{RMS1}}} = 100 \cdot \frac{\sqrt{(123\text{m})^2 + 2(12,3\text{m})^2 + (1,23\text{m})^2}}{V_{\text{RMS1}}} = [10,1\% = \text{THD}_2]$$

Como la especificación del enunciado dice «5th-order», significa que tengo que contar hasta la 5ta armónica, que es la de $7,5\text{kHz}$ (la fundamental —la de $1,5\text{kHz}$ — es la 1ra armónica), así que la especificación se hace con THD_2 . Sin embargo, Zozaya corrige bien a THD_1 , es decir, tiene en cuenta hasta la 6ta armónica. Esto es porque confunde el concepto de las armónicas con el del sobre-tono: la frecuencia de $1,5\text{kHz}$ se llama frecuencia fundamental o 1ra armónica, la frecuencia de 3kHz se llama 1er sobre-tono o 2da armónica, y así.

En el multisim armé un circuito con un AO configurado como inversor, donde las fuentes de CA simulan las componentes espectrales. En la salida coloqué un analizador de distorsión para hallar la THD .



La siguiente figura muestra que se puede entrar la frecuencia fundamental ($1,5\text{kHz}$), y el número de armónicas a tener en cuenta. En este caso para la 5ta armónica me da $\text{THD}=10,082\%$; y para la 6ta, $\text{THD}=14,059\%$. Con esto confirmo que el THD calculado correctamente es THD_2 , aunque Zozaya considere bien THD_1 .



La especificación quedaría THD (5to orden) inferior al $10,1\%$, $+4\text{dBu}$, $20\text{Hz}-20\text{kHz}$, $G=1$.

Punto b)

$$\begin{aligned} \text{THD} + \text{N}\% &= 100 \cdot \frac{\sqrt{V_{\text{RMS}2}^2 + V_{\text{RMS}3}^2 + V_{\text{RMS}4}^2 + V_{\text{RMS}5}^2 + V_{\text{RMS}6}^2 + V_{\text{RMS,ruido}}^2}}{V_{\text{RMS}1}} \\ &= 100 \cdot \frac{\sqrt{2(123\text{m})^2 + 3(12,3\text{m})^2 + (1,23\text{m})^2}}{1,23\text{V}} = 14,24\% = \text{THD} + \text{N}\% \end{aligned}$$

La especificación quedaría THD+N inferior a $10,24\%$, $+4\text{dBu}$, $20\text{Hz}-20\text{kHz}$, $G=1$, $BW=24\text{kHz}$.

Pregunta 13-13: En un amplificador se ha realizado la siguiente medición de voltaje de salida en función de la frecuencia para una señal de entrada fija de $10mV$.

- Especifique según la nota Rane145 la respuesta en frecuencia.
- ¿Cuál es la ganancia de este amplificador si éste presenta una $Z_{in}=600\Omega$ y $Z_{out}=8\Omega$?

F	V _o Volt	F	V _o Volt
50Hz	1,06	6KHz	3,2
100Hz	2,12	7KHz	3,2
200Hz	3,0	8KHz	3,2
400Hz	3,1	9KHz	3,1
800Hz	3,0	10KHz	3,0
1KHz	3,0	11KHz	2,9
2KHz	3,5	12KHz	3,0
3KHz	3,1	13KHz	2,12
4KHz	3,5	14KHz	1,06
5KHz	3,4		

Punto a)

$$dB_{max} = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{out,max}}{V_{out,1kHz}}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{3,5}{3,0}\right) \approx 1,39dB \quad dB_{min} = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{out,min}}{V_{out,1kHz}}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{2,9}{3,0}\right) \approx -0,29dB$$

$2,12V$ corresponde $-3dB$ con respecto a $3V$, que es el voltaje a $1kHz$. Este valor es el que debo usar para los límites, es decir, la frecuencia inferior especificada es $100Hz$; ídem con la frecuencia superior. Hay que tener cuidado con esto porque Zozaya siempre cambia los límites.

$$\text{Respuesta de frecuencia} = 100Hz - 13kHz \quad \circ \quad +1,39dB / -0,29dB \quad \circ \quad +4dBu \quad \circ \quad G=1 \quad \circ \quad 1kHz.$$

Punto b)

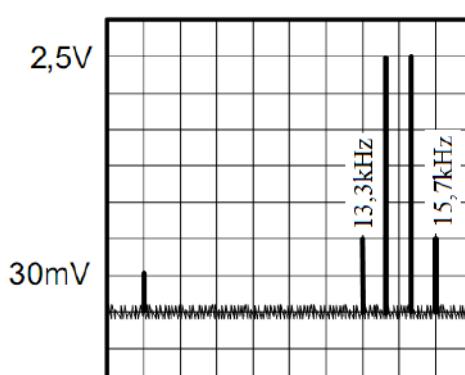
$$G = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{out}}{P_i}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{1,125}{166,67m}\right) \approx [68,3dB = G]$$

$$\bullet P_{out} = \frac{V_{out}^2}{Z_{out}} = \frac{3^2}{8} = 1,125W$$

$$\bullet P_{in} = \frac{V_{in}^2}{Z_{in}} = \frac{(10m)^2}{600} = 166,67mW$$

Pregunta 13-14: En el siguiente grafico muestra el resultado de un ensayo de distorsión por intermodulación

- ¿Qué tipo de ensayo es?
- ¿Qué valor tiene F_1 y F_2 ?
- El ensayo ¿cumple con las normas?
- ¿Qué valor arroja la IMD según IMD less than ____%, ____ kHz / ____ kHz, ____:____, ____Vrms?



Punto a)

Es un ensayo de distorsión por intermodulación, usando el método CCIT.

Punto b)

$$f_1 = f_3 + \frac{f_4 - f_3}{3} = 13,3k + \frac{15,7k - 13,3k}{3} = [14,1\text{kHz} = f_1]$$

$$f_2 = f_3 + 2 \cdot \frac{f_4 - f_3}{3} = 13,3k + 2 \cdot \frac{15,7k - 13,3k}{3} = [14,9\text{kHz} = f_2]$$

Punto c)

La nota Rane145 sugiere que los tonos sean de 19kHz y 20kHz y no dice nada de su amplitud, excepto que tienen que ser iguales. Aunque se recomienda esos valores de frecuencia para que dé el producto de intermodulación en 1kHz , la nota no exige esas frecuencias. Así que yo creo que este ensayo sí cumple con las exigencias.

Punto d)

En este ejercicio las amplitudes de f_3 y f_4 son irrelevantes, al método sólo le interesa la amplitud de la de 1kHz con respecto a las amplitudes de los tonos de prueba. De hecho las amplitudes $30mV$ y $2,5V$ están puestas como dato, pero no se corresponden en dimensión con la cuadrícula, pues $2,5V$ abarca 7 cuadritos, o sea 7 veces $30mV$ igual a $210mV$. Con esto no se puede sacar la amplitud de f_3 , porque no se sabe si es el doble de $30mV$ o las $2/7$ partes de $2,5V$. En algunas ocasiones sólo sirven sus frecuencias si el ejercicio me pide encontrar f_1 y f_2 .

$$D\% = \frac{E_d}{E_o} \cdot 100 = \frac{30m}{5} \cdot 100 = [0,6\% = D\%]$$

- $E_d = V_{f5} = 30\text{mV}$

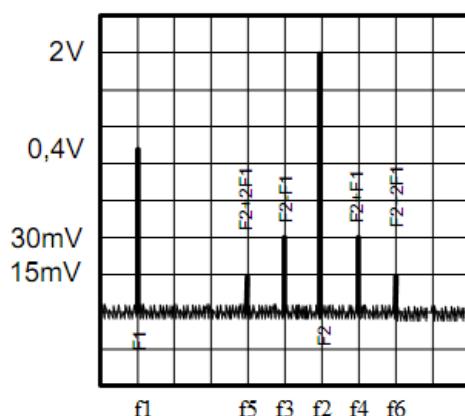
- $E_o = V_{f1} + V_{f2} = 2,5 + 2,5 = 5\text{V}$

$$2,5V_p = \frac{2,5}{\sqrt{2}} =$$

La especificación quedaría *IMD menor al 0,6%, 14,1kHz–14,9kHz, 1:1, 2,5VRMS*.

Pregunta 13-15: En el siguiente gráfico muestra el resultado de un ensayo de distorsión por intermodulación.

- ¿Qué tipo de ensayo es?
- ¿Qué valor tiene F1 y F2?
- El ensayo ¿cumple con las normas?
- Especificar IMD según IMD less than _____ %, _____ kHz / _____ kHz, ____:____, _____ Vrms.

Punto a)

Es un ensayo de distorsión por intermodulación pero no sé qué método usa, porque no sé las frecuencias.

Punto b)

Como no sé las frecuencias de nada, no puedo saber f_1 ni f_2 .

Punto c)

El ensayo no cumple con las normas, porque tanto la SMPTE como la DIN exigen que la relación de los tonos de prueba sea 4:1, y en la figura es 0,2:1.

Punto d)

$$D\% = 100 \cdot \sqrt{m_1^2 + m_2^2} = 100 \cdot \sqrt{(30m)^2 + (15m)^2} = [3,35\% = D\%]$$

$$\bullet m_1 = \frac{E_{f3} + E_{f4}}{E_{f2}} = \frac{30m + 30m}{2} = 30mV$$

$$\bullet m_2 = \frac{E_{f5} + E_{f6}}{E_{f2}} = \frac{15m + 15m}{2} = 15mV$$

La especificación quedaría *IMD (método desconocido) menor al 3,35%, (f_1)Hz-(f_2)kHz, 0,2:1, +0,4 V_{RMS}*.

¡Fin del apunte!

Espero que este escrito te haya servido. Si encontrás algún error escribilo en los comentarios de la publicación de Facebook en donde dejé los enlaces. Mientras recuerde la materia voy a tratar de corregirlos.