

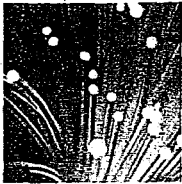
SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE COMUNICACIONES



WWW.AUTOAPRENDIZAJE.INFO

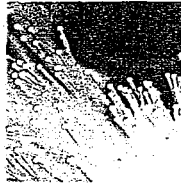
CONTENIDO

PREFACIO IX



Capítulo 1 INTRODUCCIÓN A LAS COMUNICACIONES ELECTRÓNICAS I

- 1-1 El significado de las comunicaciones humanas 2
- 1-2 Sistemas de comunicaciones 5
- 1-3 Tipos de comunicaciones electrónicas 7
- 1-4 Modulación y multiplexado 11
- 1-5 El espectro electromagnético 15
- 1-6 Ancho de banda 24
- 1-7 Revisión de aplicaciones de las comunicaciones 27
- 1-8 Puestos y carreras en la industria de las comunicaciones 27



Capítulo 3 FUNDAMENTOS DE MODULACIÓN DE AMPLITUD O AMPLITUD MODULADA 119

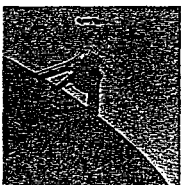
- 3-1 Conceptos de AM 120
- 3-2 Índice de modulación y porcentaje de modulación 125
- 3-3 Bandas laterales y el dominio de la frecuencia 128
- 3-4 Potencia en AM 137
- 3-5 Modulación de banda lateral única 141
- 3-6 Clasificación de las emisiones de radio 147

C
O
N
T
E
N
I
D
O



Capítulo 2 FUNDAMENTOS DE LA ELECTRÓNICA: UN REPASO 39

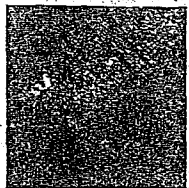
- 2-1 Ganancia, atenuación y decibeles 40
- 2-2 Circuitos sintonizados 51
- 2-3 Filtros 69
- 2-4 Transformadores y circuitos inductivos acoplados 94
- 2-5 Teoría de Fourier 102



Capítulo 4 CIRCUITOS MODULADORES Y DEMULADORES DE AMPLITUD 155

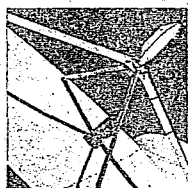
- 4-1 Principios básicos de la modulación de amplitud 156
- 4-2 Moduladores de amplitud 160
- 4-3 Demoduladores de amplitud 173
- 4-4 Moduladores balanceados 179
- 4-5 Circuitos de BLU 187

CONTENIDO  V



Capítulo 5
FUNDAMENTOS DE
MODULACIÓN DE
FRECUENCIA 199

- 5-1 Principios básicos de modulación de frecuencia 200
- 5-2 Principios de modulación de fase 202
- 5-3 Índice de modulación y bandas laterales 206
- 5-4 Efectos de supresión de ruido en FM 214
- 5-5 Modulación de frecuencia contra modulación de amplitud 219



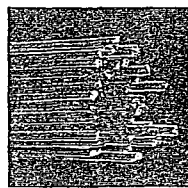
Capítulo 8
RECEPTORES DE
COMUNICACIONES
323

- 8-1 Principios básicos de reproducciones de la señal 324
- 8-2 Receptores superheterodinos 329
- 8-3 Conversión de frecuencia 332
- 8-4 Frecuencia intermedia e imágenes 344
- 8-5 Ruido 348
- 8-6 Circuitos típicos de receptores 360
- 8-7 Receptores y transceptores 382



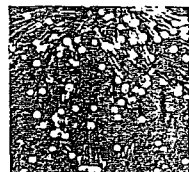
Capítulo 6
CIRCUITOS DE FM
227

- 6-1 Moduladores de frecuencia 228
- 6-2 Moduladores de fase 236
- 6-3 Demoduladores de frecuencia 245



Capítulo 9
TÉCNICAS
DIGITALES EN
COMUNICACIONES
395

- 9-1 Transmisión digital de datos 396
- 9-2 Conversión de datos 399
- 9-3 Transmisión en paralelo y serial 412
- 9-4 Modulación por codificación de pulsos 415
- 9-5 Modulación por pulsos 422
- 9-6 Procesamiento digital de señales 428



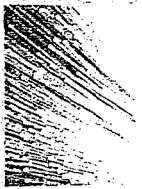
Capítulo 7
TRANSMISORES
DE RADIO 263

- 7-1 Fundamentos del transmisor 264
- 7-2 Generadores de la portadora 270
- 7-3 Amplificadores de potencia 282
- 7-4 Redes de acoplamiento de impedancia 302
- 7-5 Procesamiento de voz 313
- 7-6 Circuito típico de un transmisor 316



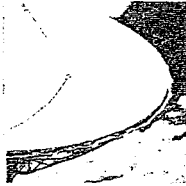
Capítulo 10
MULTIPLEXADO Y
DEMULTIPLEXADO
439

- 10-1 Principios del multiplexado 440
- 10-2 Multiplexado por división de frecuencia 441
- 10-3 Multiplexado por división de tiempo 454
- 10-4 Modulación por codificación de pulsos 465



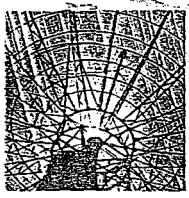
Capítulo 11
TRANSMISIÓN DE
DATOS BINARIOS
EN SISTEMAS DE
COMUNICACIONES
475

- 11-1 Códigos digitales 476
- 11-2 Principios de transmisión digital 480
- 11-3 Eficiencia de transmisión 487
- 11-4 Modems 493
- 11-5 Detección y corrección de errores 511
- 11-6 Protocolos 519
- 11-7 Espectro esparcido 525



Capítulo 14
ANTENAS Y
PROPAGACIÓN DE
LAS ONDAS 631

- 14-1 Fundamentos de antenas 632
- 14-2 Tipos de antenas comunes 641
- 14-3 Propagación de las ondas de radio 669



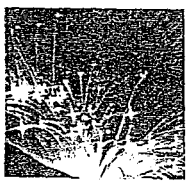
Capítulo 12
REDES DE ÁREA
LOCAL (LAN) 539

- 12-1 Fundamentos de redes 540
- 12-2 Hardware de la LAN 547
- 12-3 Software de la LAN 558
- 12-4 LAN Ethernet 559
- 12-5 LAN Token-Ring 567
- 12-6 Otros tipos de redes 571



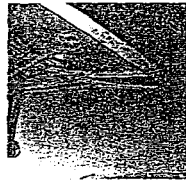
Capítulo 15
COMUNICACIONES
POR MICROONDAS
687

- 15-1 Conceptos de microondas 688
- 15-2 Amplificadores de transistores para microondas 696
- 15-3 Guías de ondas y cavidades resonantes 706
- 15-4 Diodos semiconductores para microondas 719
- 15-5 Tubos de microondas 724
- 15-6 Antenas de microondas 729
- 15-7 Aplicaciones de las microondas 743



Capítulo 13
LÍNEAS DE
TRANSMISIÓN 583

- 13-1 Fundamentos de líneas de transmisión 584
- 13-2 Ondas estacionarias 601
- 13-3 Líneas de transmisión como elementos de circuito 610
- 13-4 Carta Smith 616



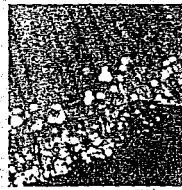
Capítulo 16
COMUNICACIONES
POR SATÉLITE
761

- 16-1 Órbitas de satélites 762
- 16-2 Sistemas de comunicaciones por satélite 769
- 16-3 Subsistemas del satélite 774
- 16-4 Estaciones de tierra 781
- 16-5 Aplicaciones del satélite 790
- 16-6 Sistema de posicionamiento global 794



Capítulo 17
SISTEMAS DE
TELECOMUNICACIONES
805

- 17-1 Teléfonos 806
- 17-2 Sistema telefónico 826
- 17-3 Facsímil 833
- 17-4 Sistemas de telefonía celular 842
- 17-5 Sistemas de localización de personas 850
- 17-6 Red digital de servicios integrados 854



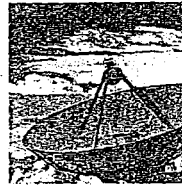
Capítulo 19
TELEVISIÓN 911

- 19-1 La señal de televisión 912
- 19-2 Receptor de televisión 924
- 19-3 Televisión por cable 931
- 19-4 Televisión por satélite 937
- 19-5 Televisión de alta definición 945



Capítulo 18
COMUNICACIONES
ÓPTICAS 865

- 18-1 Principios de óptica 866
- 18-2 Sistemas de comunicaciones ópticas 871
- 18-3 Cables de fibra óptica 876
- 18-4 Transmisores y receptores ópticos 889
- 18-5 Comunicaciones por infrarrojo 899



Capítulo 20
MEDICIONES Y
PRUEBAS EN
COMUNICACIONES
953

- 20-1 Equipo de prueba para comunicaciones 954
- 20-2 Pruebas comunes de comunicaciones 967
- 20-3 Técnicas de localización de fallas 984

RESPUESTAS A LOS PROBLEMAS
SELECCIONADOS 993
ÍNDICE 995

PREFACIO

Este libro está escrito para el curso de introducción en comunicaciones electrónicas al nivel de tecnología y es útil en universidades, institutos técnicos y en universidades tecnológicas. Se supone que los estudiantes ya poseen una buena preparación en álgebra y fundamentos de trigonometría y han tomado un curso de principios de corriente alterna y circuitos.

VENTAJAS DE ESTE LIBRO

Este nuevo texto en comunicaciones electrónicas refleja la experiencia del autor como profesor en el nivel universitario en su comunidad, así como en su actividad como técnico, ingeniero y gerente en la industria.

1. *Amplia cobertura de las tecnologías avanzadas de comunicaciones.* La mayoría de los textos en comunicaciones electrónicas se enfocan en la tecnología de radio de dos vías y sólo ofrecen una selección de aplicaciones avanzadas. Este libro cubre los segmentos principales del campo de las comunicaciones en forma balanceada. La telefonía celular, los satélites, los sistemas de radiolocalización y el fax, son ejemplos de su alcance.

2. *Introducción a circuitos avanzados y procesos.* Este texto incluye circuitos avanzados como los que se utilizan en espectro esparcido, procesamiento digital de señales (DSP) y filtros por capacitores conmutados.

3. *Énfasis en sistemas, no en circuitos.* El técnico debe entender los objetivos y conceptos generales del sistema y conocer cuáles son los componentes principales de un equipo, cómo trabaja cada uno de ellos y cómo se relacionan uno con otro. También necesita conocer acerca del flujo de la señal al nivel del diagrama en bloques: ¿cuáles son las entradas y las salidas y qué pasos del proceso y circuitos están involucrados? Este libro destaca los conceptos y explica "cómo trabajan las cosas".

4. *Amplia cobertura de las comunicaciones de datos.* La tecnología de las comunicaciones electrónicas ha alcanzado un punto en el que las comunicaciones digitales no se pueden separar por

completo de las técnicas tradicionales. Todos los técnicos deben familiarizarse con estos conceptos porque todos los sistemas y técnicas de comunicaciones se relacionan con métodos digitales. Este texto considera esta necesidad y ofrece una amplia cobertura de técnicas digitales y métodos de comunicaciones de datos.

5. *Consideración del equipo de prueba y localización de fallas.* La cobertura de los instrumentos de medición y prueba que utilizan los técnicos en comunicaciones es también una omisión en muchos libros de comunicaciones. Los técnicos en comunicaciones instalan, operan, prueban, localizan fallas, dan mantenimiento, servicio y reparan equipos y sistemas de comunicaciones. El capítulo 20 resume los tipos de instrumentos utilizados en comunicaciones y proporciona una visión general de las pruebas y mediciones que realizan los técnicos.

6. *Organización moderna y flexible.* El material del libro se organiza de manera que facilita su presentación al instructor y su entendimiento al estudiante. La diferencia entre este y otros textos es la ubicación de temas en el contexto con temas relacionados. Por ejemplo, el tema de ruido se incluye en el mismo capítulo con los receptores cuando es relevante. La teoría de modulación y los circuitos moduladores están separados de los transmisores y receptores y el tema de televisión se presenta al final del libro, en vez de al principio e incluye circuitos avanzados utilizados en combinación con videocaseteras y recepción de señal vía cable o antena parabólica.

OBJETIVOS DEL LIBRO

1. *Hacer el libro de fácil lectura.* En la medida que un libro sea fácil de leer, será más fácil que lo comprendan los estudiantes. Este libro contiene más de 1 000 figuras de diagramas esquemáticos y muchas fotografías diseñadas para ayudar a su comprensión.

2. *Hacer de este un libro de nivel técnico.* Muchos libros incluyen material de nivel de ingeniería que los técnicos nunca necesitarán. Los técnicos instalan, localizan fallas, mantienen y

reparan equipo; por ello el texto contiene el material que los técnicos realmente necesitan, como la teoría de operación y flujo de la señal en equipo real.

3. *Destacar en sistemas de comunicación en vez de en circuitos específicos.* El texto se aleja del estándar de "persecución de electrones" y atiende al análisis del flujo de la señal en diagramas en bloques. El énfasis está en el modelo universal de entrada-proceso-salida, descubriendo cuáles son las entradas, cómo se procesan y cuáles son las nuevas salidas. La mayoría de los circuitos actuales son ahora circuitos integrados (CI) y el técnico tiene poco que hacer en el análisis o localización de fallas a nivel de componentes.

UNA RÁPIDA VISIÓN GENERAL

El resumen siguiente da los puntos sobresalientes de varios capítulos para ilustrar el enfoque de este libro y sus ventajas.

Capítulo 1. Está diseñado para introducir al estudiante en el campo de las comunicaciones. Incluye una sección para dar al estudiante algunas ideas sobre oportunidades de trabajo y niveles de educación requeridos para obtener los puestos.

Capítulo 2. En este capítulo se revisan muchos conceptos que los estudiantes deben conocer antes de iniciar un curso en comunicaciones. Las secciones sobre decibeles y filtros son en particular importantes para las técnicas modernas de comunicaciones.

Capítulos 3 y 4. Cubren modulación de amplitud. La teoría y los circuitos específicos se manejan por separado dado que al parecer que los estudiantes tienden a comprender con mayor facilidad, cuando el material se presenta en segmentos discretos. BLU y DBL también se ven en estos capítulos.

Capítulos 5 y 6. En éstos se tratan modulación angular para FM y para modulación de fase (PM). También se ven por separado la teoría y los circuitos actuales para simplificar su presentación.

Capítulo 7. Sobre transmisores trata con circuitos especiales en los transmisores con énfasis en los amplificadores de potencia de RF. Contiene una sección especial sobre conmutación en amplificadores de potencia clase D y clase E. Asimismo se cubren las redes para acoplamiento de impedancias.

Capítulo 8. Dedicado a receptores, cubre con amplitud lo relacionado con circuitos integrados (CI) para receptores y también se incluye síntesis de frecuencia.

Capítulo 9. Se introducen las técnicas digitales y los circuitos más comunes en comunicaciones.

Los estudiantes necesitan esta preparación antes de entrar en técnicas más avanzadas de comunicaciones. Entre los temas del capítulo están los métodos de conversión de analógico a digital y de digital a analógico, métodos básicos de comunicaciones digitales, procesamiento digital de señales y métodos de comunicación por pulsos.

Capítulo 10. Trata de las técnicas de multiplexado de las señales, incluyendo los conceptos de multiplexado por división de frecuencia y por división de tiempo, así como sus circuitos.

Capítulo 11. En este capítulo de comunicación básica de datos se cubren todos los códigos, técnicas de transmisión y teorías, incluyendo la señalización en banda base, codificación y medios de comunicación. Técnicas de modulación como PSK y QAM, modems y se presenta el espectro esparcido.

Capítulo 12. El tema de comunicación de datos amplía en este capítulo los conceptos de redes LAN, topologías, protocolos, equipos y sistemas específicos como Ethernet, Token Ring, y FDDI.

Capítulo 13. Presenta una amplia cobertura de los aspectos prácticos de líneas de transmisión (tipos populares con sus especificaciones y conectores). Debido a que casi todos los equipos actuales de comunicaciones operan en las regiones de las ultra altas frecuencias y microondas, es necesario incluir este tema. El capítulo contiene también una explicación sobre el uso de la carta Smith.

Capítulo 14. Aquí se dan la teoría y los tipos básicos de antenas y se incluyen acoplamientos de impedancias, sintonizadores o acopladores de antena y fundamentos de la propagación de las ondas de radio.

Capítulo 15. Las microondas son el núcleo de los sistemas de comunicaciones más modernos. Aquí se cubren los componentes y los circuitos. Además de otros temas relacionados están la microcinta y la línea en cinta (strip line), cómo se usan en los transmisores y receptores de microondas; componentes semiconductores típicos y circuitos; guías de onda, cuernos, platos parabólicos; y en especial antenas como ranuras y antenas para conexión provisional (antenas de parche); y aplicaciones de microondas incluyendo relevadores para microondas, enlaces y radar.

Capítulo 16. Trata la operación de satélites y sus aplicaciones, cobertura a fondo sobre el sistema de posicionamiento global (GPS, global positional system) para navegación, y una ojeada a los sistemas telefónicos celulares apoyados en satélites.

Capítulo 17. ¿Qué libro sobre comunicaciones

estaría completo sin un capítulo sobre el sistema telefónico? Se dan detalles sobre circuitos telefónicos y sobre operación del sistema. Teléfonos estándar, electrónicos e inalámbricos, como lo es la parte que cubre el sistema telefónico celular. Se estudian también en detalle otras tecnologías relacionadas con la telefonía, como los equipos de localización de personas, el facsímil y la red digital de servicios integrados (ISDN, integrated system digital network).

Capítulo 18. Se da énfasis en las comunicaciones por fibra óptica. El capítulo también cubre otros tipos comunes de comunicaciones ópticas (infrarrojo), como el control remoto inalámbrico de la televisión y la red de área local (LAN) inalámbrica.

Capítulo 19. En este capítulo se estudian en detalle la televisión por cable, radiodifusión directa de televisión, televisión por satélite y televisión de alta definición.

Capítulo 20. El tema de este capítulo es el equipo de prueba y localización de fallas relacionado con equipos y sistemas de comunicaciones.

FLEXIBILIDAD EN EL USO DE ESTE LIBRO

Cada instructor tiene una preferencia con relación a la secuencia de presentación del material. Los libros de texto también difieren en la forma y secuencia de la presentación. La organización de este texto permite al instructor elegir el material de acuerdo con su preferencia personal, al programa escolar, el currículum y el contenido del curso. En este libro se encuentra todo el material necesario para un curso comprensivo de comunicaciones. Si se quiere un curso más corto, el instructor puede utilizar los siguientes capítulos. Esta lista contiene algunas sugerencias para utilizar capítulos utilizados en un curso más corto.

Capítulo 1. Es la panorámica, "la foto grande". Considere iniciar la primera clase con un análisis de la sección 1-8, "trabajos y carreras en la industria de comunicaciones".

Capítulo 2. El tiempo de clase es opcional y dependerá de la necesidad de los estudiantes.

Capítulo 3 a 8. La mayor parte del material de estos capítulos debería tratarse en un curso de comunicaciones aun si es corto.

Capítulos 9 a 12. Sería ideal que parte de lo que

cubren estos capítulos fuera incluido con énfasis en el capítulo 9.

Capítulos 13 y 14. Los tópicos de antenas y líneas de transmisión son esenciales en comunicaciones.

Capítulo 15. No ignore el tema de microondas, es muy importante.

Capítulos 16 a 19. Pueden considerarse opcionales en un curso breve. La decisión de si se usan o no deberá basarse en factores como el interés de los estudiantes y las condiciones de empleo locales.

Capítulo 20. Asegúrese de incluir este capítulo porque analiza lo que hacen los técnicos. Alienta el estudio individual o de grupo y estimula un pensamiento crítico.

El autor agradece al Dr. Foster Chin, Tulsa Junior College, Tulsa, Oklahoma; Walter Brock, McHenry County College, Crystal Lake, Illinois; Anthony Hearn, Community College of Philadelphia; David Heiserman, formalmente en DeVry Institute of Technology, Columbus, Ohio; Dean A. Honadle, State Technical Institute of Memphis, Memphis, Tennessee; Richard A. Honeycutt, Davidson County Community College, Lexington, North Carolina; Donald Markel, DeVry Institute of Technology, Woodbridge, Nueva Jersey; Charles A. Schuler, California University of Pennsylvania, California, Pennsylvania; y Robert Woofen, director de educación, RETS Electronics Institute, Louisville, Kentucky, por sus detalladas sugerencias técnicas y prácticas. El autor agradece en especial al Dr. Abraham Pallas, Dean of Applied Sciences, Columbia State Community College, Columbia, Tennessee, quien analizó el manuscrito original y las pruebas.

Por último, gracias a mi esposa, Joan, por su constante soporte amoroso y experiencia mecanográfica. Un agradecimiento especial también a Olive Collen, de Publishing Advisory Service, y a John J. Beck y Rob Ciccotelli de Glencoe/McGraw-Hill.

Doy la bienvenida a sugerencias de los lectores, quienes pueden comunicarse conmigo a través del editor.

Todas las ideas, necesidades y comentarios se considerarán para su inclusión en ediciones subsiguientes de este libro.

Louis E. Frenzel
Austin, Texas

P R E F A C I O

INTRODUCCIÓN A LAS COMUNICACIONES ELECTRÓNICAS

Objetivos

Al terminar este capítulo, podrá:

- ◆ *Explicar* las funciones de las tres partes principales de un sistema electrónico de comunicaciones.
- ◆ *Describir* el procedimiento utilizado para clasificar diferentes tipos de comunicaciones electrónicas y hacer una *lista* de ejemplos de cada uno.
- ◆ *Estudiar* el papel que juegan la modulación y el multiplexado para facilitar la transmisión de señales.
- ◆ *Definir* el espectro electromagnético y *explicar* por qué la naturaleza de las comunicaciones electrónicas hace necesario establecer regulaciones para el uso del espectro.
- ◆ *Explicar* la relación entre intervalo de frecuencia y ancho de banda, y *dar* los intervalos de frecuencia para usos del espectro, considerando desde la voz hasta la televisión en ultra alta frecuencia.
- ◆ *Enlistar* las ramas principales del campo de las comunicaciones electrónicas y *describir* la preparación necesaria para realizar trabajos diferentes.

I-1 EL SIGNIFICADO DE LAS COMUNICACIONES HUMANAS

Comunicación es el proceso de intercambiar información. La gente se comunica para transmitir a otros sus pensamientos, ideas y sentimientos. El proceso de comunicación es inherente a toda la vida humana. En los anales de la historia, una buena parte del componente de las comunicaciones no era verbal. Los gestos y los movimientos del cuerpo eran formas efectivas de comunicación. Después se inventaron las lenguas, y todavía más tarde se desarrollaron las comunicaciones escritas. Nuestros ancestros aprendieron a dibujar imágenes para describir sus pensamientos. En algunas partes del mundo se desarrollaron alfabetos; en otras se crearon sistemas que se componían de símbolos para representar objetos completos o significados complejos. Los humanos escribieron cartas uno a otro e hicieron historia utilizando estos sistemas. La imprenta se inventó en 1440, y con el tiempo los diarios y los libros se imprimieron, en vez de hacerlos manuscritos. A pesar de que la mayoría de las comunicaciones humanas en la actualidad son todavía orales, se intercambia un volumen considerable de información por medio de la palabra escrita. Hoy, a pesar de la gran abundancia de información impresa de variedad inconcebible, la mayor parte de nuestra comunicación es verbal, al hablar uno a otro frente a frente o mediante el teléfono.

Dos de las barreras principales de la comunicación humana son el lenguaje y la distancia. Los humanos de diferentes tribus, naciones o razas, usualmente no hablan el mismo idioma. Los obstáculos de la lengua pueden, sin embargo, ser salvados. La gente que habla un idioma puede aprender a hablar otros o emplear un intérprete.

La comunicación a grandes distancias es otro problema. La comunicación entre seres humanos primitivos estaba limitada a encuentros cara a cara. La comunicación a larga distancia probablemente pudo realizarse mediante el envío de señales simples con golpes de tambor, por el soplo de un cuerno o por señales de humo, y más tarde haciendo ondear una bandera (semáforos). Con estos métodos, las distancias de transmisión estaban limitadas. Las señales enviadas desde una colina, montaña o cadena de torres muy altas, podrían cubrir distancias de algunos kilómetros. Al repetir los mensajes de sitio en sitio podían alcanzarse aún mayores distancias.

La palabra escrita aumentó la distancia a la que podía enviarse la comunicación. Los mensajes y cartas eran transportados de un lugar a otro. Por muchos años, la comunicación de larga distancia estaba limitada al envío de mensajes verbales o escritos por medio de correos humanos, jinetes, embarcaciones y más tarde el ferrocarril.

A finales del siglo diecinueve, las comunicaciones humanas dieron un salto dramático cuando se descubrió la electricidad y se exploraron sus diversas aplicaciones. El telégrafo se inventó en 1844 y el teléfono en 1876. El radio fue descubierto en 1887 y se demostró en 1895. La figura 1-1 muestra los eventos culminantes en la historia de las comunicaciones.

Las bien conocidas formas de comunicaciones electrónicas, tales como el teléfono, la radio, la televisión, han incrementado nuestra habilidad para intercambiar información. Hoy es difícil imaginar cómo serían nuestras vidas sin el conocimiento y la información que nos llega de todo el mundo por los diferentes medios de comunicaciones electrónicas. La forma en que hacemos las cosas, el éxito en nuestro trabajo y nuestras vidas personales, están directamente relacionados con qué tan bien nos comunicamos. Se ha dicho que el énfasis en nuestra sociedad se ha desplazado de la manufactura y producción en masa de bienes, a la acumulación, empaquetado e intercambio de la información. La nuestra es una sociedad de información y la parte principal de ésta, es la comunicación. Sin comunicaciones electrónicas, no se podría tener acceso ni aplicar la información disponible en una forma ordenada.

¿SABÍA QUE?

Los equipos de fax han estado en uso desde la década de los 30. Fueron utilizados principalmente por servicios de noticias para transmitir fotografías y usaban el espacio libre o las ondas de radio en vez de líneas telefónicas. (Word Book, vol. 7, 1995).

¿CUÁNDO?	¿QUIEN O DONDE?	¿QUE?
ca. 100000 a.C.	Ancestros humano	Desarrollo de la lengua
ca. 35000 a.C.	Africa	Dispositivos usados para contar
25000 a.C.	Africa, Australia	Rocas marcadas, pinturas rupestres
6000 a.C.	Sur America	Pictografía y símbolos repetidos
3000 a.C.	Mesopotamia	Pictografía usada en un sistema de escritura
ca. 1500 a.C.	Siria, Líbano, Israel	Se adopta el primer alfabeto fonético
300 a.C.	Egipto	Se construye la primera biblioteca
105 a.C.	China	Se inventa el papel. Uso del codex precursor del libro, en el cual se podía escribir en los dos lados
780	China	Se usan bloques de madera para la producción masiva de libros
868	China	Se conoce el primer libro impreso con texto e ilustraciones
1041-1048	China	Invencción del tipo móvil
1157	España	Se construye el primer molino de papel europeo
1440	Johann Gutenberg	Invencción de la imprenta
1500	Países, Estados, ciudades	Servicios de mensajes con hombres a caballo
1794	Claude Chappeen en Francia y más tarde Depillion en Bretaña	Torres de semáforos con señales a embarcaciones y envío de mensajes a través del país por medio de luces y banderas
1823-1832	Charles Babbage	Se inventa la "maquina de diferencias", la primera computadora mecánica
1837	Samuel Morse	Invencción del telegrafo (patentado en 1844)
1843	Alexander Bain	Invencción del facsimil
1866	EUA e Inglaterra	Se instala el primer cable telegrafico transatlántico
1876	Alexander Bell	Invencción del telefono
1877	Thomas A. Edison	Invencción del fonógrafo
1879	George Eastman	Invencción de la fotografía
1887	Heinrich Hertz (alemán)	Descubrimiento de las ondas de radio
1887	Guglielmo Marconi (italiano)	Demostración de "las comunicaciones inalámbricas"
1901	Marconi (italiano)	Se establece el primer contacto transatlántico por radio
1903	John Fleming	Invencción del tubo al vacío de dos electrodos, rectificador

(continúa)

FIGURA I-1 Eventos culminantes en la historia de las comunicaciones.



¿CUÁNDO?	¿QUIÉN O DÓNDE?	¿QUÉ?
1906	Reginal Fessenden	Inventión de la modulación de amplitud; se demuestra la primera comunicación electrónica de voz.
1906	Lee de Forest	Inventión del triodo al vacío.
1914	Hiram P. Maxim	Fundación de la primera liga americana de radio aficionados.
1920	KDKA Pittsburgh	Primera radiodifusión.
1923	Vladimir Zworykin	Inventión y demostración de la televisión.
1933-1939	Edwin Armstrong	Inventión del receptor superheterodino y de la modulación de frecuencia.
1939	Estados Unidos	Primer uso de radio de dos vías (walkie talkies).
1940-1945	Inglaterra, Estados Unidos	Inventión y perfeccionamiento del radar (Segunda Guerra Mundial).
1948	John von Neumann y otros	Creación del primer programa almacenado, computador digital electrónico.
1948	Laboratorios Bell	Inventión del transistor.
1953	RCA/NBC	Primera transmisión de televisión a color.
1958-1959	Jack Kilby (Texas Instruments) y Robert Noyce (Fairchild)	Inventión de los circuitos integrados.
1958-1962	Estados Unidos	Se prueba el primer satélite de comunicaciones.
1961	Estados Unidos	Se usa por primera vez la banda civil de radio.
1975	Estados Unidos	Primeras computadoras personales.
1977	Estados Unidos	Se usa por primera vez el cable de fibra óptica.
1983	Estados Unidos	Redes telefónicas celulares.
1990	Estados Unidos	Adopción general y crecimiento de las redes de computadoras, incluyendo redes en área local (LANs). Uso del sistema de posicionamiento global (GPS) para navegación por satélite. La INTERNET y la World Wide Web.

FIGURA 1-1 (continuación)

La llamada supercarretera de la información del futuro es el compendio de la tecnología de las comunicaciones electrónicas.

Este libro trata de las comunicaciones electrónicas y de cómo los principios eléctricos y electrónicos, componentes y circuitos, equipos y sistemas facilitan y mejoran nuestra capacidad para comunicarnos. En nuestro mundo acelerado la comunicación rápida es crítica, y también es adictiva. Una vez que adoptamos y usamos cualquier forma de comunicación electrónica, nos vemos atrapados en sus beneficios. De hecho, no podemos concebir cómo conduciríamos nuestras vidas o nuestros negocios sin ésta. Imaginemos al mundo sin telefonía, radio o tele-

visión. El fax es un buen ejemplo de qué tan rápido una tecnología moderna nos hace dependientes de los beneficios de la comodidad y rapidez de las comunicaciones. La gente de hoy se pregunta cómo se las arreglaron hace sólo unos años, sin sus equipos de fax.

1-2 SISTEMAS DE COMUNICACIONES

Todos los sistemas electrónicos de comunicaciones tienen los componentes básicos mostrados en la figura 1-2: un transmisor, un medio o canal de comunicación y un receptor. El proceso de comunicación empieza cuando alguien genera algún tipo de mensaje, datos u otra señal de inteligencia que debe ser recibida por los demás. En los sistemas electrónicos de comunicaciones, al mensaje se le denomina *información*, o una señal de inteligencia. El mensaje, en la forma de una señal electrónica, es alimentado al transmisor, el cual se encarga de transmitirlo por medio de un canal de comunicaciones. El mensaje es captado por el receptor y transferido a otro humano. En este proceso se capta ruido en el canal de comunicación y en el receptor. Ruido es el término general aplicado a cualquier fenómeno que degrada o interfiere la señal de información transmitida. Veamos ahora más de cerca a cada uno de estos elementos básicos.

TRANSMISOR

El primer paso para enviar un mensaje es convertirlo en una forma electrónica adecuada para su transmisión. Para mensajes de voz se utiliza un micrófono. Éste es un transductor que transforma el sonido en una señal electrónica de *audio*. Para la televisión se utiliza una cámara que convierte la información luminosa de la escena en una señal de *video*. En sistemas de cómputo el mensaje se escribe mediante un teclado y se convierte en códigos binarios que se pueden almacenar en la memoria o transmitir serialmente. Al margen del tipo de información a enviarse, deberá primero ponerse en forma de una señal eléctrica.

El transmisor por sí mismo es una colección de componentes y circuitos diseñados para convertir la señal eléctrica en una forma adecuada para transmitirse a través de un medio de comunicación determinado. Los transmisores se componen de osciladores, amplificadores, circuitos sintonizados y filtros moduladores, mezcladores de frecuencia, sintetizadores de frecuencia y otros circuitos.

La señal original de inteligencia, modula usualmente a una portadora senoidal de mayor frecuencia generada en el transmisor, a la combinación se le aumenta la amplitud mediante amplificadores de potencia dando por resultado una señal que es compatible con el medio seleccionado para su transmisión.

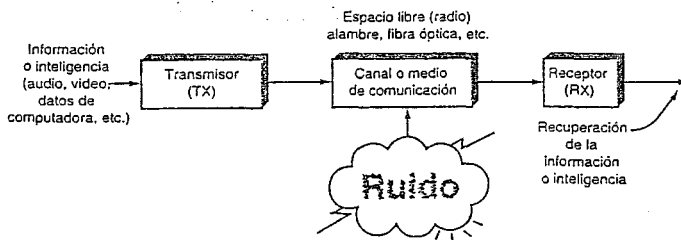


FIGURA 1-2 Un modelo general de todos los sistemas de comunicaciones.

CANAL DE COMUNICACIONES

El canal de comunicaciones es el medio por el cual la señal electrónica se envía de un lugar a otro. En los sistemas de comunicaciones se utilizan muchos medios de diferentes tipos, incluyendo los alambres conductores, el cable de fibra óptica y el espacio libre.

CONDUCTORES ELÉCTRICOS. En su forma más sencilla, el medio puede ser un par de alambres que llevan la señal de voz de un micrófono a unos audífonos; podría ser un cable coaxial como el usado para llevar las señales de televisión, o un cable con un par de hilos trenzados, utilizado en una red de área local (LAN, *local area network*) para las computadoras personales.

MEDIO ÓPTICO. El medio de comunicación también puede ser un cable de fibra óptica que transmite el mensaje en una onda de luz. En la actualidad dicho cable es ampliamente utilizado por las compañías telefónicas para transmitir llamadas de larga distancia. La información se convierte en forma digital que puede ser utilizada para controlar la emisión de luz *apagado* y *encendido* de un diodo emisor de luz (LED, *light emitting diode*) o de un diodo láser a alta velocidad. De otra manera, las señales analógicas de audio y video pueden utilizarse para variar la amplitud de la luz.

ESPACIO LIBRE. Cuando éste es el medio, el sistema resultante se conoce como radio. *Radio* es el término general aplicado a cualquier forma de comunicación inalámbrica de un punto a otro. El radio hace uso del espectro electromagnético. Las señales de inteligencia se convierten en campos eléctricos y magnéticos que se propagan libremente en el espacio a través de grandes distancias.

OTROS TIPOS DE MEDIO. En tanto que los medios que más se utilizan son cables conductores y el espacio libre (radio), en otros sistemas especiales de comunicaciones se usan otros tipos de medios. Por ejemplo, en el sonar se emplea el agua como medio. El sonar pasivo está atento a sonidos submarinos con hidrófonos sensitivos. El sonar activo utiliza una técnica de reflexión de ecos similar a la empleada en los radares para determinar qué tan lejos están los objetos dentro del agua y en qué dirección se mueven.

La tierra misma puede ser utilizada como un medio de comunicaciones, porque conduce electricidad y también puede transmitir ondas de sonido de baja frecuencia.

Las líneas de alto voltaje a través de sus conductores eléctricos que llevan la energía para poder operar de modo virtual todos nuestros dispositivos eléctricos y electrónicos, también pueden utilizarse como canales de comunicación. Las señales a transmitirse, sólo se superponen o añaden al voltaje de la línea de alto voltaje. Esto se conoce como *transmisión en portadora de corriente*. Se usa en algunos tipos de intercomunicación de voz, control remoto de equipo eléctrico y en algunas redes de área local LAN.

RECEPTORES

Un *receptor* es una colección de componentes electrónicos y circuitos que acepta el mensaje transmitido del canal y lo convierte en una forma inteligible para los humanos. Los receptores contienen amplificadores, osciladores, mezcladores, circuitos sintonizados y filtros, y un demodulador o detector que recupera la señal de inteligencia original, de la portadora modulada. La salida es la señal original que luego es leída en voz alta o desplegada. Puede ser una señal de voz enviada a un locutor, una señal de video que se alimenta a un tubo de rayos catódicos para su presentación, o datos binarios que son recibidos en una computadora y luego impresos o presentados en un monitor de video.

TRANSCÉPTORES

La mayoría de las comunicaciones electrónicas son en dos vías, y por lo tanto ambas participantes en la comunicación deben tener un transmisor y un receptor. Como resultado, casi todo el equipo de comunicaciones incorpora circuitos que tanto transmiten como reciben. Estas unidades se conocen como *transceptores*. Todos los circuitos de transmisión y recepción están contenidos en una unidad y suelen compartir algunos circuitos comunes tales como la fuente de alimentación. Los teléfonos, los faxes, los radios de banda civil (CB, *civilizen band*), los teléfonos celulares y los modems de las computadoras son ejemplos de transceptores.

ATENUACIÓN

La *atenuación* o degradación de la señal es inevitable, no importa el medio de transmisión empleado. Los medios son selectivos a la frecuencia en la que un medio dado actuará como un filtro pasobajas para una señal transmitida, el cual distorsiona los pulsos digitales y reduce considerablemente la amplitud de la señal en transmisiones a distancias grandes. Por lo tanto es necesario contar con una amplificación considerable de la señal tanto en el transmisor como en el receptor para una transmisión satisfactoria. Cualquier medio también frenará la propagación de la señal a una velocidad menor que la velocidad de propagación de la luz.

RUIDO

Todos los sistemas de comunicaciones están sujetos al ruido tanto en el canal de comunicaciones como en el receptor. El ruido es una energía aleatoria indeseable que entra en los sistemas de comunicaciones vía el medio de comunicación e interfiere con el mensaje transmitido. Algunos ruidos también se producen en el receptor. El ruido viene de la atmósfera (por ejemplo, de rayos que producen estática); del espacio exterior, donde el sol y otras estrellas emiten varias clases de radiación que puede interferir con las comunicaciones; y a partir de equipos manufacturados, tales como los sistemas eléctricos de ignición de los coches, de motores eléctricos, de lámparas fluorescentes, y otros tipos de equipo que generan señales que pueden interferir con la transmisión.

Por último, muchos componentes electrónicos generan ruido internamente debido a la agitación térmica de los átomos. Los resistores y los transistores son componentes comunes que producen ruido. No obstante que estas señales de ruido son de bajo nivel, con frecuencia pueden interferir en forma grave con las señales de nivel en extremo bajo, que llegan al receptor muy atenuadas después de transmitirse desde muy larga distancia. En algunos casos, el ruido borra por completo el mensaje, en otros, resulta en interferencia parcial. El ruido es uno de los problemas más serios en las comunicaciones electrónicas. A pesar de que tal vez no puede eliminarse por completo, hay formas de tratarlo, como se verá en otras secciones.

1-3 TIPOS DE COMUNICACIONES ELECTRÓNICAS

Las comunicaciones electrónicas se clasifican con base en si son 1) transmisiones en un sentido o una vía (simplex) o en dos sentidos (full duplex o half duplex) y 2) señales analógicas o digitales.

COMUNICACIÓN EN UN SENTIDO (SIMPLEX)

La forma más sencilla en que puede conducirse una comunicación electrónica es en un sentido, conocida como *simplex*. En una comunicación *simplex*, la información viaja en una sola dirección. La figura 1-3 muestra ejemplos de esto. La forma más común de comunicaciones simplex, es la radiodifusión de radio y televisión. La audiencia no responde. Otro ejemplo de comunicación en una sola dirección son las transmisiones de radiolocalización a través de un receptor personal, sistema de radiolocalización (beeper).

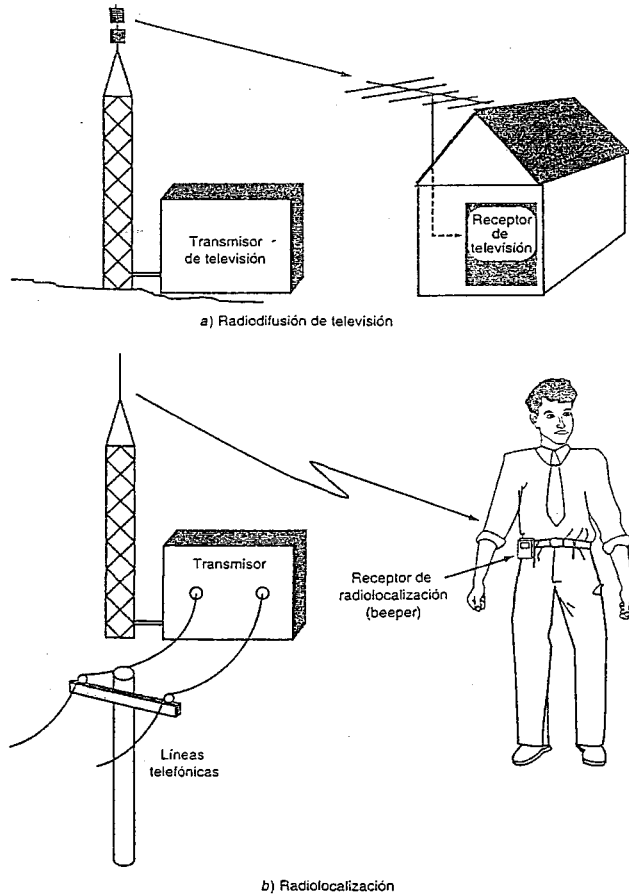


FIGURA 1-3 Comunicaciones simplex.

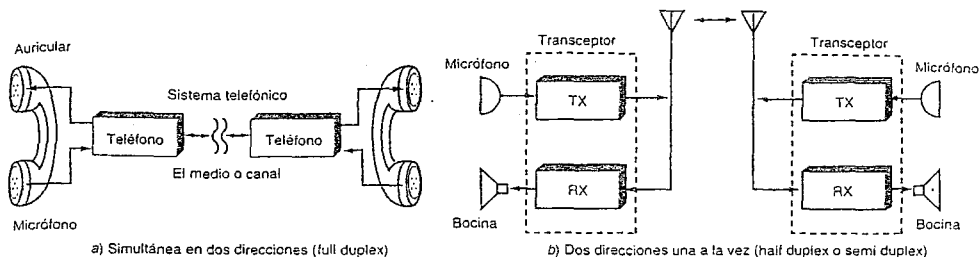


FIGURA 1-4 Comunicaciones en dos direcciones (duplex): a) full duplex (simultáneas en dos direcciones). b) half duplex (una dirección a la vez).

FULL DUPLEX

La mayoría de las comunicaciones electrónicas son en dos direcciones, o *duplex*. La figura 1-4 muestra dos aplicaciones típicas en duplex. Por ejemplo, la gente cuando se comunica por teléfono puede hablar y escuchar al mismo tiempo, como se ilustra en la figura 1-4a). Estas comunicaciones simultáneas de transmitir y recibir se conocen como *full duplex*.

HALF DUPLEX

La forma de comunicaciones en ambos sentidos, en la cual sólo una de las partes puede transmitir a un tiempo, se conoce como *half duplex* (figura 1-4b). La comunicación es en ambos sentidos, pero las direcciones se alternan: las partes en comunicación se turnan para transmitir y para recibir. La mayoría de las transmisiones de radio, tales como las utilizadas por los servicios militares, de bomberos, policías, navegación aérea, marina y otros, son comunicaciones en half duplex. La banda civil y las comunicaciones de los radio aficionados en general también son en half duplex. La mayor parte de los sistemas de intercomunicación permiten sólo a una de las partes transmitir cada vez.

SEÑALES ANALÓGICAS

Una señal *analógica* es un voltaje o corriente que varía suave y continuamente. La figura 1-5 muestra algunas señales analógicas típicas. Una onda senoidal es una señal analógica de una sola frecuencia. Los voltajes de la voz y del video son señales analógicas que varían de acuerdo con el sonido o variaciones de la luz que corresponden a la información que se está transmitiendo.

SEÑALES DIGITALES

Las señales digitales, en contraste con las señales analógicas, no varían en forma continua, sino que cambian en pasos o en incrementos discretos. La mayoría de las señales digitales uti-

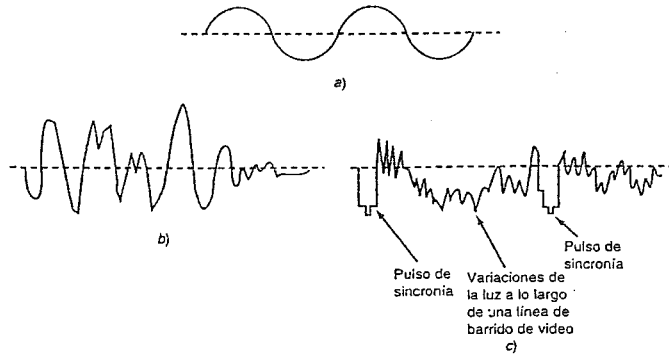


FIGURA 1-5 Señales analógicas: a) onda senoidal "tono", b) voz, c) señal de video (televisión).

lizan códigos binarios o de dos estados. La figura 1-6 muestra unos ejemplos. Las primeras formas de las comunicaciones tanto por línea física como por radio, utilizaron un tipo de código digital encendido-apagado (on-off). El telégrafo utilizó código Morse, con su sistema de señales corta y larga (puntos y rayas) para designar letras y números, (figura 1-6a). En la telegrafía por radio, también conocida como transmisión de onda continua (CW, *continuous wave*), una señal de forma senoidal se conmuta en la forma encendido (está) apagado (no está) por una duración corta o larga para representar los puntos y las rayas, vea la figura 1-6b).

Los datos utilizados en las computadoras también son digitales. Los códigos binarios que representan números, letras y símbolos especiales se transmiten en forma serial por líneas, radio o un medio óptico. El código digital más común utilizado en comunicaciones es el *código estándar americano para intercambio de la información* (ASCII, *American Standard Code for Information Interchange*, pronunciado "asqui"). La figura 1-6c) muestra un código binario serial.

Muchas transmisiones son de señales que se originan en forma digital, por ejemplo, los mensajes telegráficos o datos de computadora, pero que tienen que convertirse en forma analógica para acoplarlas al medio de transmisión. Un ejemplo es la transmisión de datos digitales por una red telefónica que fue diseñada para manejar sólo señales analógicas de voz. Si la señal digital se convierte en señales analógicas, tales como tonos en el intervalo de frecuencias de audio, puede ser transmitida en la red telefónica. En la figura 1-7 se presentan dos ejemplos típicos. En la figura 1-7a) los datos se convierten en tonos de frecuencia variable. A esto se le llama corrimiento de frecuencia por llaveo (FSK, *frequency-shift keying*). En la figura 1-7b), los datos introducen un corrimiento o desplazamiento de la fase de 180 grados. A esto se le llama corrimiento de fase por llaveo (PSK,

phase-shift keying). Los equipos denominados modems (contracción de *modulador-demodulador*) cambian los datos de digital a analógico y viceversa.

Las señales analógicas también pueden transmitirse digitalmente. Es muy común hoy en día tomar señales analógicas de voz o de video y digitalizarlas con un convertidor de analógico a digital (A/D). Los datos pueden transmitirse eficientemente en forma digital y procesarlos por computadoras y otros circuitos digitales.

¿SABÍA QUE?

La industria de la televisión está estudiando la comunicación duplex o en ambas direcciones. La industria de televisión por cable explora la forma de utilizar modems de alta velocidad, tanto con los aparatos de televisión como con las computadoras personales. (*Business Week*, Abril 8, 1996, p75).

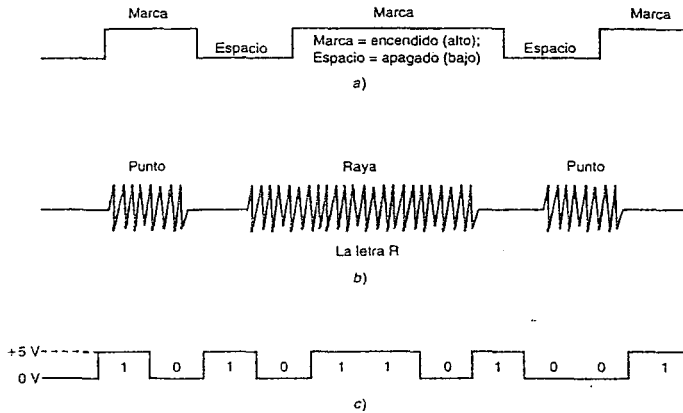


FIGURA 1-6 Señales digitales: a) telégrafo (código Morse), b) onda continua (CW), c) código serial binario.

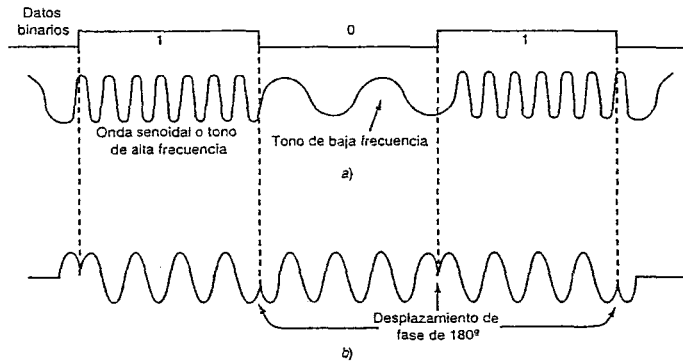


FIGURA 1-7 Transmisión de datos binarios en forma analógica: a) FSK, b) PSK.

I-4 MODULACIÓN Y MULTIPLEXADO

La modulación y la multiplexión son técnicas electrónicas para transmitir la información de manera eficiente de un sitio a otro. La *modulación* permite a la señal de información ser más compatible con el medio, y el *multiplexado* permite que más de una señal coincidan para su transmisión en un medio común. Las técnicas de modulación y multiplexado son básicas para las comunicaciones electrónicas. Una vez que se hayan entendido los fundamentos de estas técnicas, se podrán entender cómo trabaja la mayoría de los sistemas modernos de comunicaciones.

TRANSMISIÓN EN BANDA BASE

Antes de que pueda transmitirse, la información o señal de inteligencia debe convertirse en una señal electrónica compatible con el medio. Por ejemplo, un micrófono cambia señales de voz (ondas de sonido) en un voltaje analógico de frecuencia y amplitud variables. Esta señal se transfiere después por medio de alambres a una bocina o a unos auriculares. Así trabaja el sistema telefónico.

¿SABÍA QUE?

La técnica de multicanalización ha sido utilizada en la industria de la música para crear el sonido estéreo. En estéreo radio, se transmiten y reciben dos señales, una para el canal derecho y una para el izquierdo del sonido.

(Si desea más información sobre multicanalización, vea el capítulo 10).

Una cámara de video genera una señal analógica que representa las variaciones de luz a lo largo de una línea de barrido de la imagen.

Esta señal analógica se transmite por medio de un cable coaxial. Del teclado adjunto a una computadora se obtienen datos binarios. Ésta almacena datos y los procesa de alguna forma. Los datos se transmiten por cables a equipos periféricos tales como una impresora o a otras computadoras por la red de área local LAN. Independientemente de que la información o inteligencia original sea analógica o digital, se les denomina señales de banda base.

En un sistema de comunicaciones, las señales de información de banda base pueden enviarse de modo directo y sin modificación por un medio o ser utilizadas para modular a una portadora para su transmisión por el medio. Cuando se ponen las señales originales de voz, video o señales digitales, directamente dentro del medio, se dice que es una *transmisión en banda base*. Por ejemplo, en muchos sistemas telefónicos y de intercomunicación, es la misma voz la que se conecta

a los alambres y se transmite a alguna distancia hasta el receptor. En algunas redes de computadoras, las señales digitales se aplican directamente al cable coaxial para su transmisión a otra computadora.

En muchas situaciones, las señales de banda base son incompatibles con el medio. No obstante que en teoría es posible transmitir señales de voz directamente por radio, en forma realista esto es impráctico. Las señales de voz se presentan en el intervalo de frecuencias de 300 a 3 000 hertz (Hz). Después de incrementar la amplitud en un amplificador de potencia como los utilizados en un sistema estereofónico común, la señal podría enviarse a una antena muy larga en vez de a una bocina. Las ondas electromagnéticas resultantes serían propagadas en el espacio hasta un receptor, compuesto por un amplificador de audio conectado a una antena muy larga. Para que un sistema como éste trabaje eficientemente, la antena tiene que ser enorme. La longitud usual de una antena es de un cuarto o media longitud de onda de la señal que se va a transmitir. Así que la antena para señales de audio tendrá que ser de muchos kilómetros de largo, lo que es casi imposible.

Segundo, si se transmiten simultáneo señales de audio, éstas interfieren una con otra ya que ocupa el mismo intervalo de frecuencias. La porción de audio del espectro (300 a 3 000 Hz) será nada menos que una mezcla de comunicaciones simultáneas de voz. La antena las tomará a todas al mismo tiempo y el receptor las amplificará al mismo tiempo. No habrá modo de separarlas y de seleccionar la señal deseada.

Por estas razones, la señal de información de la banda base, sea de audio, video o datos, se utiliza normalmente para modular a otra señal de alta frecuencia llamada *portadora*. Las portadoras de alta frecuencia, se radian al espacio con mayor efectividad que las señales de banda base. Las señales inalámbricas consisten en campos eléctrico y magnético. Estas señales electromagnéticas, que son capaces de viajar por el espacio a grandes distancias, se conocen también como *ondas de radio frecuencia (RF)* o simplemente como ondas de radio.

SUGERENCIAS Y AYUDAS

Aunque desde el punto de vista teórico es posible transmitir señales de voz por radio sin modificarlos, esto es impráctico. Este es el porqué con frecuencia es necesario alguna forma de modulación.

TRANSMISIÓN EN BANDA ANCHA

Modulación es el proceso de hacer que una señal de banda base de voz, de video o señal digital, modifique a otra señal de más alta frecuencia, la portadora. El proceso se ilustra en la figura 1-8. Se dice que la información o inteligencia por enviarse, se *imprime* en la portadora. Ésta es una onda senoidal generada por un oscilador. La portadora se alimenta a un circuito llamado modulador junto con la señal de inteligencia de banda base. Dicha señal modifica a la portadora en una forma única. La portadora se amplifica y se envía a la antena para su transmisión. Este proceso se denomina *transmisión en banda ancha*.

En el receptor, la antena recibe la señal que luego se amplifica y procesa en otras formas. Se aplica a un demodulador o detector donde se recupera la señal original de banda base (figura 1-9).

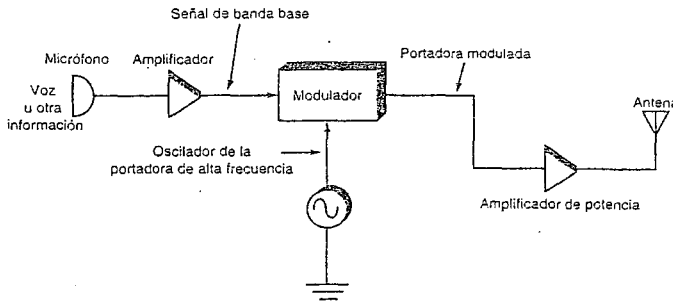


FIGURA 1-8 Modulación en el transmisor.

Considere la expresión matemática común para una onda senoidal:

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

- donde v = valor instantáneo de la onda senoidal de voltaje
 V_p = valor pico de la onda senoidal
 f = frecuencia en Hz
 ω = velocidad angular = $2\pi f$
 t = tiempo, s
 ωt = $2\pi ft$ = ángulo, rads ($360^\circ = 2\pi$ rad)
 θ = ángulo de fase

Hay tres formas de cambiar a la portadora senoidal por medio de la señal en banda base: variar su amplitud, variar su frecuencia o variar su ángulo de fase. Los dos métodos más comunes de modulación son: *Modulación de amplitud (AM)* y *modulación de frecuencia (FM)*. En AM, la señal de información de banda base, llamada la señal moduladora, hace variar la amplitud de la señal portadora de alta frecuencia, como puede verse en la figura 1-10a). Ésta cambia la parte V_p de la ecuación. En FM, la señal de información hace variar la frecuencia de la portadora, como se muestra en la figura 1-10b). La amplitud de la portadora permanece constante. FM hace variar el valor de f en el primer término angular dentro del paréntesis.

Al variar el ángulo de fase se produce la *modulación de fase (PM)*. Aquí la señal de inteligencia cambia el segundo término dentro del paréntesis (θ) se hace variar. La modulación de fase, produce *modulación de frecuencia*; por lo tanto, la señal de *PM* es similar en apariencia a una portadora modulada en frecuencia. Ambas *FM* y *PM* son formas de *modulación angular*.

En el receptor, la portadora con la señal de inteligencia se amplifica y luego se demodula para extraer la señal de banda base original. Otro nombre para el proceso de demodulación es *detección*.

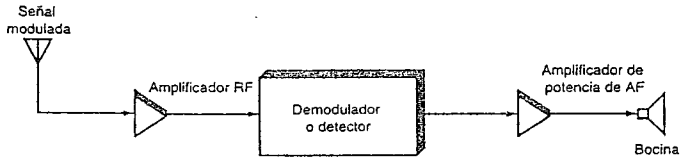


FIGURA 1-9 Recuperación de la señal de inteligencia en el receptor.

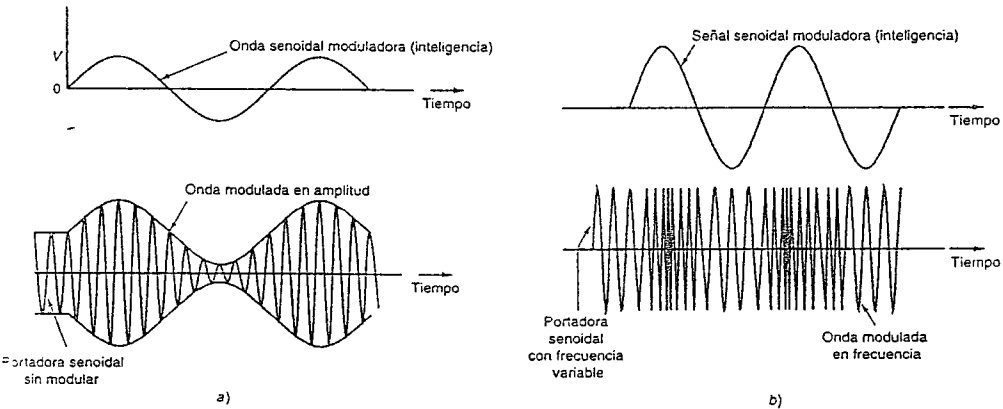


FIGURA 1-10 Tipos de modulación: a) modulación de amplitud, b) modulación de frecuencia.

MULTIPLEXADO

El uso de la modulación, también permite utilizar otra técnica conocida como *multiplexado*, que es el proceso mediante el cual dos o más señales pueden compartir el mismo medio o canal; (figura 1-11). Un *multiplexor* convierte las señales individuales de banda base en una señal compuesta que se utiliza para modular a una portadora en el transmisor. En el receptor, la señal compuesta se recupera en el demodulador y luego se envía a un *demultiplexor* en donde se regeneran las señales originales de banda base (figura 1-12).

Hay dos tipos de *multiplexores*: por división de frecuencia y por división de tiempo. En el *multiplexado por división de frecuencia*, las señales de inteligencia modulan subportadoras que luego se suman, y la señal compuesta se usa para modular la portadora. En el *multiplexado por*

división de tiempo, las señales múltiples de inteligencia se muestrean consecutivamente y una pequeña parte de cada una se usa para modular la portadora. Si las señales de información se muestrean muy rápido, se transmite una cantidad suficiente de detalle, de tal forma que en la terminal receptora puede reconstruirse la señal con mucha precisión.

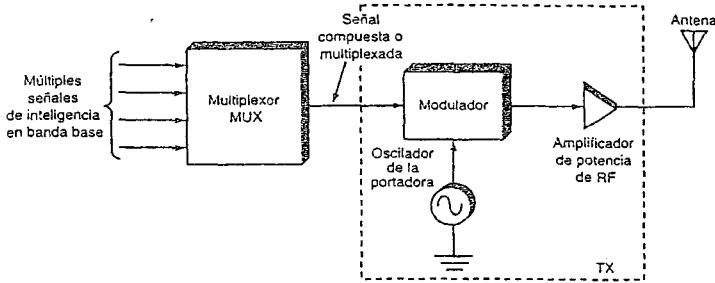


FIGURA 1-11 Multiplexado en el transmisor.

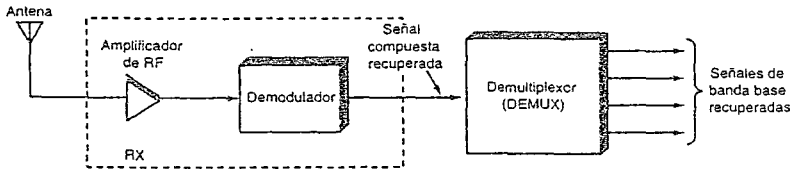


FIGURA 1-12 Demultiplexado en el receptor.

1-5 EL ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO

Las ondas electromagnéticas son señales que oscilan; esto es, las amplitudes de los campos eléctrico y magnético varían a una razón específica. Las intensidades de campo fluctúan hacia arriba y hacia abajo y las polaridades se invierten un número dado de veces por segundo. Las ondas electromagnéticas varían senoidalmente. Su frecuencia se mide en ciclos por segundo (cps) o en hertz (Hz). Estas oscilaciones pueden ocurrir a muy bajas frecuencias o a frecuencias extremadamente altas. El intervalo de señales electromagnéticas que comprende a todas las frecuencias se llama *espectro electromagnético*.

Todas las señales eléctricas y electrónicas que radian al espacio libre, caen dentro del espectro electromagnético. No quedan incluidas las señales conducidas por cables. Éstas pueden compartir las mismas frecuencias de señales similares en el espectro, pero no son señales de radio. La figura 1-13 muestra el espectro electromagnético completo, dando tanto la frecuencia como las longitudes de onda. En los intervalos centrales se encuentran las frecuencias que más se utilizan para comunicaciones en ambos sentidos, por la televisión y por otras aplicaciones. En la parte superior del espectro están las ondas infrarrojas y la luz visible. La figura

1-14 es un listado de los segmentos reconocidos en general en el espectro utilizado para las comunicaciones electrónicas.

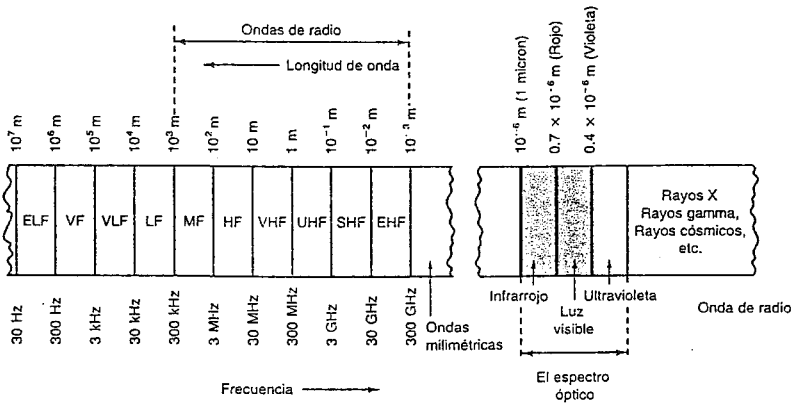


FIGURA 1-13 El espectro electromagnético.

Nombre	Frecuencia	Longitud de onda
Extremadamente baja frecuencia (ELF)	30-300 Hz	10^7-10^6 m
Frecuencia de voz (VF)	300-3 000 Hz	10^6-10^5 m
Muy baja frecuencia (VLF)	3-30 kHz	10^5-10^4 m
Baja frecuencia (LF)	30-300 kHz	10^4-10^3 m
Frecuencia media (MF)	300 kHz-3 MHz	10^3-10^2 m
Alta frecuencia (HF)	3-30 MHz	10^2-10^1 m
Muy alta frecuencia (VHF)	30-300 MHz	10^1-1 m
Ultra alta frecuencia (UHF)	300 MHz-3 GHz	$1-10^{-1}$ m
Super alta frecuencia (SHF)	3-30 GHz	$10^{-1}-10^{-2}$ m
Extremadamente alta frecuencia (EHF)	30-300 GHz	$10^{-2}-10^{-3}$ m
Infrarrojo	—	$0.7-10$ μ m
El espectro visible (luz)	—	$0.4 \times 10^{-6}-0.8 \times 10^{-6}$ m

Unidades de medida y abreviaturas	
kHz	= 1 000 Hz
MHz	= 1 000 kHz = 1×10^5 = 1 000 000 Hz
GHz	= 1 000 MHz = 1×10^9 = 1 000 000 kHz
	= 1×10^9 = 1 000 000 000 Hz
m	= metro
μ m	= micro = $\frac{1}{1\,000\,000}$ m = 1×10^{-6} m

FIGURA 1-14 El espectro electromagnético utilizado en comunicaciones electrónicas.

FRECUENCIA Y LONGITUD DE ONDA

Una señal dada se localiza en el espectro de frecuencias de acuerdo a su frecuencia y longitud de onda.

FRECUENCIA. Es el número de veces que un fenómeno particular ocurre en un intervalo (período) dado. En electrónica, frecuencia es el número de ciclos de una onda repetitiva que ocu-

re en un periodo determinado. Un ciclo consiste en dos inversiones de la polaridad del voltaje, de la corriente o de las oscilaciones del campo magnético por segundo. Los ciclos se repiten, formando una onda continua pero repetitiva. La frecuencia se mide en ciclos por segundo (cps). En electrónica, la unidad de frecuencia es el hertz, llamado así por el físico alemán Heinrich Hertz, quien fue un pionero en el campo del electromagnetismo. Un ciclo por segundo es igual a un hertz (Hz). Por lo tanto, 440 cps = 440 Hz. La figura 1-15a) muestra la variación en voltaje de una onda senoidal. Una alternancia positiva y una negativa forman un ciclo. Si ocurren 2 500 ciclos en un segundo, la frecuencia es 2 500 Hz. A menudo se utilizan prefijos representando potencias de 10 para expresar las frecuencias. Los prefijos que más se usan son:

- k = kilo = 1 000 = 10^3
- M = mega = 1 000 000 = 10^6
- G = giga = 1 000 000 000 = 10^9
- T = tera = 1 000 000 000 000 = 10^{12}

Por lo tanto 1 000 Hz = 1kHz (kilohertz). Una frecuencia de 9 000 000 Hz se expresa como 9 MHz (megahertz). Una frecuencia de 15 700 000 000 Hz se escribe 15.7 GHz (gigahertz).

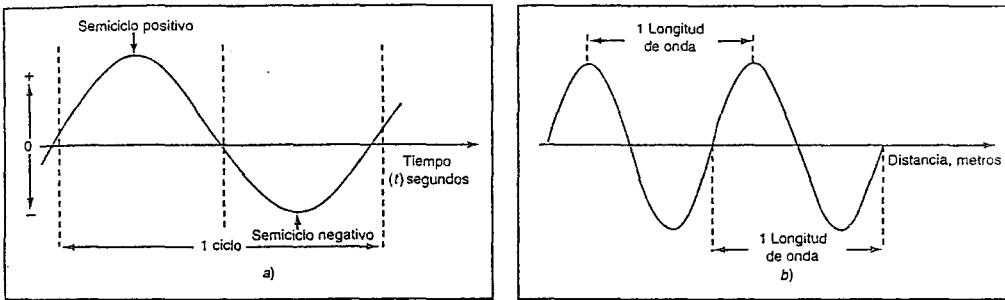


FIGURA 1-15 Frecuencia y longitud de onda: a) un ciclo, b) una longitud de onda.

Ejemplo 1-1

Uso de las reglas generales para convertir una frecuencia en otra.

Para convertir	a	efectuar esta operación
Hz	kHz	dividir entre 10^3
Hz	MHz	dividir entre 10^6
Hz	GHz	dividir entre 10^9
kHz	Hz	multiplicar por 10^3
MHz	Hz	multiplicar por 10^6

(continúa)

GHz	Hz	multiplicar por 10^9
kHz	MHz	dividir entre 10^3
kHz	GHz	dividir entre 10^6
MHz	kHz	multiplicar por 10^3
MHz	GHz	dividir entre 10^3
GHz	kHz	multiplicar por 10^6
GHz	MHz	multiplicar por 10^3

- a) Convierta 31.5 kHz en Hz
 $31.5 \text{ kHz} \times 10^3 = 31\,500 \text{ Hz}$
- b) Convierta 980 kHz en MHz
 $\frac{980 \text{ kHz}}{10^3} = 0.980 \text{ MHz}$
- c) Convierta 2.45 GHz a MHz
 $2.45 \times 10^3 = 2\,450 \text{ MHz}$
- d) Convierta 17 030 MHz en GHz
 $\frac{17\,030}{10^3} = 17.03 \text{ GHz}$
- e) Convierta 1.9 GHz en Hz
 $1.9 \times 10^9 = 1\,900\,000\,000 \text{ Hz}$

NOTA HISTÓRICA

En 1887 el físico alemán Heinrich Hertz fue el primero en demostrar el efecto de la radiación electromagnética a través del espacio. La distancia fue de unos cuantos pies, pero esto fue suficiente para probar que las ondas de radio podían viajar de un lugar a otro, sin necesidad de alambres conductores. Hertz también demostró que las ondas de radio, a pesar de ser invisibles, viajan a la misma velocidad que las ondas luminosas. (Grob, *Basic Electronics*, 8th. ed., Glencoe/McGraw-Hill, 1997, p. 2)

LONGITUD DE ONDA. Es la distancia ocupada por el ciclo de una onda, y casi siempre se expresa en metros. Un metro (m) es igual a 39.37 pulg (un poco más de 3 pie. o 1 yd). La longitud de onda se mide entre dos puntos idénticos en ciclos sucesivos de una onda (como muestra la figura 1-15b). Si la señal es una onda electromagnética, una longitud de onda es la distancia que ocupa un ciclo en el espacio libre. Ésta es la distancia entre crestas o valles adyacentes de los campos eléctrico y magnético que forman la onda.

Longitud de onda es también la distancia recorrida por una onda electromagnética durante el tiempo de un ciclo. Las ondas electromagnéticas viajan a la velocidad de la luz, o sea 299 792 800 m/s. La velocidad de la luz y de las ondas de radio en el vacío o en la atmósfera se redondea usualmente a 300 000 000 m/s (3×10^8 m/s) o 186 000 mi/s. La velocidad de transmisión en otro medio es menor.

La longitud de onda de una señal, representada por la letra griega (λ) lambda, se calcula dividiendo la velocidad de la luz entre la frecuencia (f) de la onda expresada en hertz: $\lambda = 300\ 000\ 000/f$. Por ejemplo, la longitud de onda de una señal de 4 000 000 Hz es:

$$\lambda = 300\ 000\ 000/4\ 000\ 000 = 75\text{ m}$$

Si la frecuencia se expresa en megahertz, la fórmula puede simplificarse a $\lambda = 300/f$.

La señal de 4 000 000 Hz puede expresarse como 4 MHz, por lo tanto $\lambda = 300/4 = 75\text{ m}$.

Una longitud de onda de 0.697 m, como la indicada en la segunda ecuación del ejemplo 1-2, es lo que se conoce como longitud de onda de una *señal de longitud de onda de muy alta frecuencia*. Las longitudes de onda de muy alta frecuencia se expresan en general en centímetros (cm). Un metro es igual a 100 centímetros, así que tendríamos $0.697\text{ m} = 69.7$ (casi 70) cm.



Agentes de bolsa y negociantes en mercancías haciendo uso de múltiples líneas telefónicas para transmitir órdenes de compra y venta a nivel mundial.

a, metros

Ejemplo 1-2

Encuentre las longitudes de onda de: a) una señal de 150 MHz, b) una de 430 MHz, c) una de 8 MHz y d) una de 750 kHz.

a) $\lambda = \frac{300}{150} = 2\text{ m}$

b) $\lambda = \frac{300}{430} = 0.697\text{ m}$

c) $\lambda = \frac{300}{8} = 37.5\text{ m}$

d) Para Hz (750 kHz = 750 000 Hz):

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

Para MHz (750 KHz = 0.75 MHz):

$$\lambda = \frac{300}{0.75} = 400\text{ m}$$

Si se conoce la longitud de onda de una señal o se puede medir, la frecuencia de la señal puede calcularse adecuando la fórmula básica $f = 300/\lambda$. Aquí, f está en megahertz y λ está en metros. Como ejemplo, una señal con una longitud de onda de 14.29 m, tiene una frecuencia de $f = 300/14.29 = 21$ MHz.

Ejemplo 1-3

Una señal con una longitud de onda de 1.5 m tiene una frecuencia de:

$$f = \frac{300}{1.5} = 200 \text{ MHz}$$

Ejemplo 1-4

Una señal viaja una distancia de 75 pies en el tiempo que le toma completar un ciclo. ¿Cuál es la frecuencia?

$$1 \text{ m} = 3.28 \text{ pies}$$

$$\frac{75 \text{ pies}}{3.28} = 22.86 \text{ m}$$

$$f = \frac{300}{22.86} = 13.12 \text{ MHz}$$

Ejemplo 1-5

Los picos máximos de una onda electromagnética están separados por una distancia de 8 pulgadas. ¿Cuál es la frecuencia en megahertz? ¿En gigahertz?

$$1 \text{ m} = 39.37 \text{ pulg}$$

$$8 \text{ pulg} = \frac{8}{39.37} = 0.203 \text{ m}$$

$$f = \frac{300}{0.203} = 1\,477.8 \text{ MHz}$$

$$\frac{1\,476.375}{10^3} = 1.4778 \text{ GHz}$$

INTERVALOS DE FRECUENCIA DE 30 Hz A 300 GHz

Para propósitos de clasificación, el espectro electromagnético de frecuencias se divide en segmentos como se muestra en la figura 1-13. A continuación se dan las características y aplicaciones de las señales para cada segmento.

FRECUENCIAS EXTREMADAMENTE BAJAS. ELF son aquellas que se encuentran en el intervalo de 30 a 300 Hz. Éste incluye frecuencias de las líneas de energía de ca (50 y 60 Hz son comunes) así como aquellas frecuencias en la parte baja del intervalo de audio del oído humano.

FRECUENCIAS DE VOZ. VF son aquellas en el intervalo de 300 a 3 000 Hz. Este es el intervalo normal de la palabra humana. No obstante que el oído humano cubre aproximadamente de 20 a 20 000 Hz, la mayoría de los sonidos inteligibles se presentan en el intervalo de VF.

FRECUENCIAS MUY BAJAS. VLF incluye la parte alta de lo que captá el oído humano, de 15 a 20 kHz. Muchos instrumentos musicales producen sonidos en este intervalo, así como en los de ELF y VF. El intervalo de VLF es también utilizado en comunicaciones de gobierno y militares. Por ejemplo, la marina usa las transmisiones de radio en VLF para comunicarse con los submarinos.

FRECUENCIAS BAJAS. LF son aquellas en el intervalo de 30 a 300 kHz. Los principales servicios de comunicaciones que utilizan este intervalo están en la navegación aeronáutica y marina. Las frecuencias de este intervalo se usan también como *subportadoras*, las cuales son moduladas por la información de banda base. A menudo se suman dos o tres subportadoras juntas y la combinación se emplea para modular la portadora final de alta frecuencia.

FRECUENCIAS MEDIAS. MF están en el intervalo de 300 a 3 000 kHz (0.3 a 3.0 MHz). La mayor aplicación de las frecuencias de este intervalo está en la radiodifusión de AM (535 a 1 605 kHz). En este mismo intervalo se incluyeron varias aplicaciones en las comunicaciones marítimas y aeronáuticas.

FRECUENCIAS ALTAS. HF son aquellas comprendidas dentro del intervalo de 3 a 30 MHz. Estas son las frecuencias conocidas generalmente como *onda corta*. En este intervalo se tiene todo tipo de radiocomunicaciones, como radiodifusión en simplex y comunicaciones semiduplex en ambos sentidos. Las transmisiones de la *Voice of America* y la *British Broadcasting Company*, ocurren en este intervalo de frecuencias. El gobierno y los servicios militares hacen también uso de estas frecuencias para comunicaciones en dos sentidos. Un ejemplo son las comunicaciones diplomáticas entre embajadas. Las comunicaciones en la banda de aficionados y en la banda civil también ocurren en esta parte del espectro.

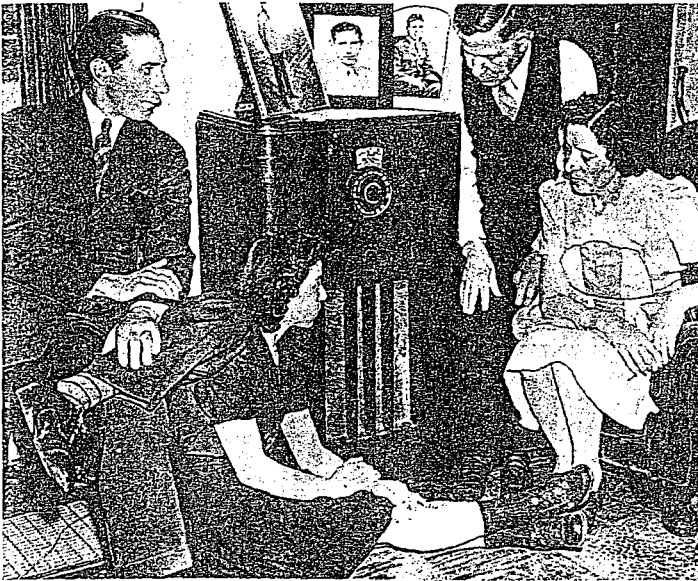
FRECUENCIAS MUY ALTAS. VHF abarca el intervalo de 30 a 300 MHz. Este popular intervalo de frecuencias se utiliza para muchos servicios, incluyendo radio móvil, comunicaciones marinas y aeronáuticas, radiodifusión por FM (88 a 108 MHz) y los canales de televisión del 2 al 13. Los radioaficionados también tienen numerosas bandas en este intervalo de frecuencias.

FRECUENCIAS ULTRA ALTAS. UHF abarcan de 300 a 3 000 MHz. Este intervalo es también una porción del espectro de frecuencias ampliamente utilizadas. Incluye los canales de televisión de ultra alta frecuencia UHF del 14 al 67, y se usa para servicios móviles de comunicación en tierra y para servicios como la telefonía celular, así como para comunicaciones militares. Algunos servicios de radar y de navegación también ocupan esta porción del espectro de frecuencias, y los radioaficionados también tienen bandas en este intervalo.

MICROONDAS Y FRECUENCIAS SUPER ALTAS. Las frecuencias entre 1 000 MHz (1 GHz) y 30 GHz son llamadas *microondas*. Los hornos de microondas operan en 2.45 GHz. Las frecuencias super altas SHF son aquellas en el intervalo de 3 a 30 GHz. Estas frecuencias de microondas son ampliamente utilizadas para comunicaciones por satélite y en el radar. Algunas formas especiales de comunicaciones de radio en dos sentidos, por ejemplo las redes inalámbricas también ocupan esta región.

FRECUENCIAS EXTREMADAMENTE ALTAS. EHF se extienden de 30 a 300 GHz. El equipo utilizado para generar y recibir señales en este intervalo de frecuencias es en extremo complejo y caro. En el presente sólo hay un número limitado de actividades en este intervalo, pero incluye comunicaciones por satélite y algunos radares especializados. A medida que los desarrollos tecnológicos permitan el avance de estos equipos, este intervalo de frecuencias será utilizado con mejor amplitud.

FRECUENCIAS ENTRE 300 GHz Y EL ESPECTRO ÓPTICO. Las señales electromagnéticas cuyas frecuencias son mayores de 300 GHz se conocen como ondas milimétricas. Esta porción del espectro ahora mismo se está desarrollando. A medida que las técnicas de hardware avanzan, se incrementará sin duda el uso de ondas de frecuencias milimétricas, principalmente para aplicaciones militares, radar y otros usos especializados.



Con tres hijos prestando servicio en el extranjero durante la Segunda Guerra Mundial, la familia Rubis de Muse, Pennsylvania, escucha el mensaje por radio del presidente Roosevelt un domingo de 1943.

EL ESPECTRO ÓPTICO

Exactamente arriba de la región de las ondas milimétricas está lo que se llama el *espectro óptico*, la región ocupada por las ondas luminosas. Hay tres tipos diferentes de ondas de luz, infrarrojo, visible y ultravioleta.

INFRARROJO. La región de infrarrojas está inserta entre las frecuencias de radio más altas (por ejemplo, las ondas milimétricas) y la porción visible del espectro electromagnético. Las infrarrojas ocupan el intervalo entre aproximadamente 0.1 milímetro (mm) y 700 nanómetros (nm), o 0.7 a 100 micrones, donde 1 micrón es la millonésima parte de un metro, llamada micrómetro (μm). Las longitudes de onda de frecuencias infrarrojas se dan a menudo en micrones.

La radiación infrarroja se asocia generalmente con el calor. Ésta es producida por lámparas infrarrojas, por nuestros cuerpos y por cualquier equipo físico que genere calor. Las señas

les infrarrojas también pueden ser generadas por tipos especiales de diodos emisores de luz y por láseres.

Las señales infrarrojas se utilizan para varias formas especiales de comunicaciones. Por ejemplo, se usan señales infrarrojas en astronomía para detectar estrellas y otros cuerpos físicos en el universo, y para guías en sistemas de armas, donde el calor radiado por aeronaves o misiles puede ser tomado por detectores infrarrojos y utilizado para guiar los misiles a su blanco. Las señales infrarrojas se usan también en la mayoría de los controles remotos nuevos para la televisión que transmite señales codificadas por un diodo emisor de luz (LED) infrarroja al receptor de televisión con el propósito de cambiar canales, fijar el volumen y otras funciones.

El infrarrojo es la base para algunas de las más recientes redes de área local (LAN). Las señales infrarrojas tienen muchas de las propiedades que poseen las señales en el espectro visible. Los dispositivos ópticos tales como lentes y espejos por lo general son utilizados para procesar y manipular señales infrarrojas y la luz infrarroja es la señal que se propaga en cables de fibra óptica.

EL ESPECTRO VISIBLE. Justamente arriba de la región de infrarrojas está el espectro visible al que de manera ordinaria nos referimos como luz. Ésta es un tipo especial de radiación electromagnética que tiene una longitud de onda en el intervalo de 0.4 a 0.8 μm . Las longitudes de onda de la luz se expresan en términos de angstroms (\AA). Un angstrom es la diezmilésima parte de un μm ; por ejemplo, $1 \text{\AA} = 10^{-10} \text{ m}$. El intervalo visible es aproximadamente 8 000 \AA (rojo) a 4 000 \AA (violeta).

Rojo es baja frecuencia o luz de longitud de onda grande, mientras que violeta es luz de alta frecuencia o de longitud de onda corta.

La luz se usa para varios tipos de comunicaciones. Las ondas de luz pueden modularse y transmitirse a través de fibras de vidrio, de la misma forma que las señales eléctricas pueden transmitirse por medio de alambres. La fibra óptica es una de las especialidades de las comunicaciones electrónicas de mayor crecimiento. La gran ventaja de las señales de ondas de luz es que debido a su muy alta frecuencia les da la habilidad de manejar una cantidad enorme de información. Esto es, el ancho de banda de la señal de banda base puede ser muy amplia.

Las ondas de luz también pueden, transmitirse a través del espacio libre. Se han creado varios tipos de sistemas de comunicaciones utilizando un láser que genera un haz de luz a una frecuencia específica visible. Los láseres generan haces de luz extremadamente angostos que son modulados con facilidad con voz, video o información de datos.

ULTRAVIOLETA. La luz ultravioleta (UV) cubre el intervalo de más o menos 4 a 400 nm. La luz ultravioleta generada por el sol es la que causa las quemaduras de éste; una exposición frecuente a los rayos ultravioleta puede resultar en cáncer de la piel. Las luces de vapor de mercurio también generan radiaciones ultravioleta, así como otros tipos de lámparas como las fluorescentes y las de sol. Las ondas ultravioleta no se utilizan en comunicaciones; su uso principal es en medicina.

Más allá de la región visible, se encuentran los rayos X, rayos gamma y los rayos cósmicos. Todos son formas de radiación electromagnética, pero no figuran dentro de los sistemas de comunicaciones y no se incluyen aquí.

SUGERENCIAS Y AYUDAS

Las ondas infrarrojas viajan en línea recta y no pueden atravesar paredes. Como resultado, el transmisor y el receptor tienen que estar a la vista uno del otro. Las distancias de transmisión son limitadas a algunos cientos de pies, y aun así debe ser un espacio libre de obstáculos. (Si desea más información sobre los principios de infrarrojos vea la sección 18-5).

¿SABÍA QUE?

No obstante que es muy caro construir una red de fibra óptica o inalámbrica, es rentable servir a cada cliente adicional. Mientras más usuarios tenga la red, más bajas serán las tarifas. (*Business Week*, Abril 8, 1996, p. 65).

1-6 ANCHO DE BANDA (BW)

Ancho de banda es la porción del espectro electromagnético ocupada por una señal. Es también el intervalo de frecuencia dentro del cual opera un receptor u otro circuito electrónico. Más específico, ancho de banda (BW) es la diferencia entre los límites de frecuencias superior e inferior de la señal o el intervalo de operación del equipo. La figura 1-16 muestra el ancho de banda del intervalo de frecuencia de la voz de 300 a 3 000 Hz. La frecuencia superior es f_2 y la inferior es f_1 . Entonces el ancho de banda es

$$\begin{aligned} BW &= f_2 - f_1 \\ &= 3\,000 - 300 \\ &= 2\,700 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Ejemplo 1-6

Un ancho de banda con frecuencia utilizado es 902 a 928 MHz. ¿Cuál es el ancho de esta banda?

$$\begin{aligned} f_1 &= 902 \text{ MHz} & f_2 &= 928 \text{ MHz} \\ BW &= f_2 - f_1 = 928 - 902 = 26 \text{ MHz} \end{aligned}$$

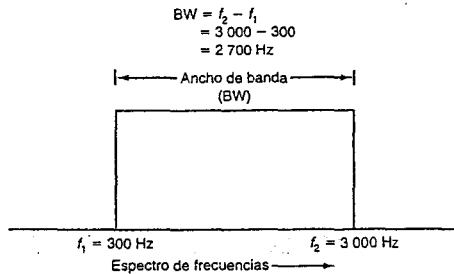


FIGURA 1-16 Ancho de banda es el intervalo de frecuencias dentro del cual opera el equipo o la porción del espectro ocupada por la señal. Este es el ancho de banda de la frecuencia de voz.

Ejemplo 1-7

Una señal de televisión ocupa un ancho de banda de 6 MHz. Si el límite inferior de la frecuencia del canal 2 es 54 MHz, ¿cuál es la frecuencia del límite superior?

$$\begin{aligned} BW &= 6 \text{ MHz} & f_1 &= 54 \text{ MHz} \\ f_2 &= BW + f_1 = 6 + 54 = 60 \text{ MHz} \end{aligned}$$

ANCHO DE BANDA DE UN CANAL

Cuando la información modula a una portadora en alguna parte de espectro electromagnético, la señal resultante ocupa una pequeña porción de éste alrededor de la portadora. El proceso de modulación origina otras señales llamadas *bandas laterales*, generadas a frecuencias por arriba y por abajo de la portadora y de un valor igual al de la frecuencia moduladora. Por ejemplo, en radiodifusión de AM se pueden transmitir señales de audio de hasta 5 kHz. Si la frecuencia de la portadora es de 1 000 kHz o 1 MHz, y la frecuencia moduladora es de 5 kHz, se producirán bandas laterales a $1\ 000 - 5 = 995$ kHz y a $1\ 000 + 5 = 1\ 005$ kHz. En otras palabras, el proceso de modulación genera otras señales que utilizan espacio del espectro. No es solamente la portadora en 1 000 kHz la que se transmite. Por lo tanto, el término *ancho de banda de un canal* se refiere al intervalo de frecuencias requerido para transmitir la información deseada.

El ancho de banda de la señal de AM descrito antes es la diferencia entre las frecuencias más alta y la más baja transmitidas: $BW = 1\ 005\ \text{kHz} - 995\ \text{kHz} = 10\ \text{kHz}$. En este caso, el ancho de banda es 10 kHz. Por lo tanto, una señal de radiodifusión de AM ocupa una porción de 10 kHz del espectro.

Las señales que se transmiten en la misma frecuencia o en frecuencias que se traslapan, por supuesto que se interfieren una a la otra. Por eso sólo un número limitado de frecuencias pueden ser transmitidas en el espectro de frecuencias. Como las actividades en comunicaciones han crecido a través de los años, se ha incrementado la continua demanda por más canales de frecuencia en los que puedan transmitirse las comunicaciones. Esto ha ocasionado la presión hacia el desarrollo de equipos que operen en frecuencias más altas. Antes de la Segunda Guerra Mundial, casi no se utilizaban frecuencias por arriba de 1 GHz, ya que no había componentes adecuados para generar señales a estas frecuencias. Pero los desarrollos tecnológicos a través de los años nos han proporcionado muchos componentes de microondas tales como klystrons, magnatrones y tubos de ondas viajeras, y más recientemente transistores y otros dispositivos semiconductores que trabajan en el intervalo de las microondas.

MÁS ESPACIO EN LA CUMBRE

El beneficio de usar frecuencias más altas para las comunicaciones es que una señal de determinado ancho de banda, representa 1% menor del espectro a las frecuencias más altas que a las frecuencias más bajas. Por ejemplo a 1 000 kHz, la señal de AM de 10 kHz de ancho discutida con anterioridad representa 1% del espectro:

$$\begin{aligned}\% \text{ de espectro} &= \frac{10\ \text{kHz}}{1\ 000\ \text{kHz}} \times 100 \\ &= 1\%\end{aligned}$$

Pero a 1 GHz o 1 000 000 kHz representa solamente una milésima de 1%:

$$\begin{aligned}\% \text{ de espectro} &= \frac{10\ \text{kHz}}{1\ 000\ 000\ \text{kHz}} \times 100 \\ &= 0.001\%\end{aligned}$$

En la práctica, esto significa que hay muchos más canales de 10 kHz en las frecuencias altas que en las bajas. En otras palabras, hay más espacio en el espectro para las señales de información a las frecuencias altas.

Las frecuencias altas también permiten usar señales de mayor ancho de banda. Por ejemplo, una señal de televisión ocupa un ancho de banda de 6 MHz. Esta señal no puede ser utilizada para modular una portadora en los intervalos de frecuencias medias MF o altas frecuencias HF porque usaría todo el espacio del espectro disponible. Las señales de televisión se transmiten en las porciones de VHF y UHF del espectro, donde tienen espacio suficiente.

Hoy en día, de un modo tácito se ha hablado a favor de todo el espectro entre aproximadamente 30 kHz y 300 MHz. Algunas partes o porciones del espectro no son utilizadas intensivamente, pero para la mayoría del mismo, está saturado con actividades de comunicaciones de todos los tipos generadas en todo el mundo. Hay una competencia enorme por las frecuencias, no sólo entre compañías, individuos y servicio del gobierno en portadoras individuales, sino también entre las diferentes naciones del mundo. El espectro electromagnético es uno de nuestros más preciados recursos naturales. Debido a esto, la ingeniería de comunicaciones está empeñada en obtener el mejor uso del espectro finito. Se dedica un esfuerzo considerable a desarrollar tecnologías de comunicaciones que minimicen los requerimientos de ancho de banda para transmitir determinada información y al mismo tiempo conservar espacio en el espectro. Esto proporciona más espacio para canales de comunicación adicionales y da oportunidad a otros servicios o usuarios de beneficiarse con ello. Muchas de las técnicas discutidas más adelante en este libro, resultaron de un esfuerzo para reducir el ancho de banda de transmisión.

ADMINISTRACIÓN DEL ESPECTRO

Los gobiernos de Estados Unidos y de otros países reconocieron a tiempo que el espectro de frecuencias era un recurso natural finito y valioso y establecieron agencias para controlar su uso. En Estados Unidos, el congreso aprobó el Acta de Comunicaciones de 1934. Esta acta y sus revisiones establecieron las regulaciones para el uso del espacio del espectro. También instituyeron la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC, *Federal Communications Commission*), un cuerpo regulatorio cuya función es asignar espacio del espectro, conceder licencias, fijar estándares y vigilar las transmisiones. La FCC controla todas las comunicaciones telefónicas y de radio en este país, y en general regula todas las emisiones electromagnéticas. La Administración Nacional de Telecomunicaciones e Información (NTIA, *National Telecommunications Information on Administration*) desarrolla una función similar para el gobierno y los servicios militares. En otros países se tienen organizaciones similares.

La Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU, *International Telecommunications Union*), una agencia de las Naciones Unidas con sede en Ginebra, Suiza, tiene 154 países miembros que se reúnen a intervalos regulares para promover la cooperación y negociar intereses nacionales. La Conferencia Administrativa Mundial de Radio que tiene lugar cada dos años aproximadamente, es un ejemplo de este tipo de reuniones. Varios comités de la ITU fijan estándares para variar áreas dentro del campo de las comunicaciones. Los dos comités más importantes son el Comité Consultivo Internacional de Radio (CCIR, *Comité Consultatif International des Radiocommunications*) y el Comité Consultivo Internacional de Telegrafía y Telefonía (CCITT, *Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique*). Al CCITT se le ha cambiado a ITU-T (donde el sufijo T significa *telecomunicaciones*). La ITU reúne a todos los países para discutir cómo se divide y comparte el espectro de frecuencias. Como muchas de las señales generadas en el espectro no viajan a grandes distancias, los países pueden utilizar estas frecuencias de forma simultánea sin causarse interferencias. Por otro lado, algunos intervalos de frecuencias del espectro pueden, literalmente, contener señales que viajan alrededor del mundo. Un ejemplo de esto son las señales de onda corta de alta frecuencia. Co-

mo resultado, los países deben negociar entre ellos para coordinar el uso de varias porciones del espectro de altas frecuencias.

1-7 REVISIÓN DE APLICACIONES DE LAS COMUNICACIONES

Las aplicaciones de las tecnologías electrónicas a las comunicaciones son tan comunes y generalizadas que uno está familiarizado con casi todas ellas. Se usa el teléfono, se escucha la radio, se ve la televisión. Se puede también hacer uso o estar enterado de otras formas de comunicaciones electrónicas como el teléfono celular, los radios de aficionados, los radios de banda civil, los radiolocalizadores, el correo electrónico y los controles remotos para abrir la puerta del garage. Hay muchas más. La figura 1-17 es una lista de todas las aplicaciones principales de comunicaciones electrónicas. La lista está dividida entre categorías de comunicación simplex y duplex. Al leer la lista se refresca la memoria y es posible que se descubra alguna nueva aplicación de la que no se tenía conocimiento.

1-8 PUESTOS Y CARRERAS EN LA INDUSTRIA DE LAS COMUNICACIONES

La industria electrónica está dividida en forma arbitraria en cuatro especialidades principales. La mayor, en términos de personas empleadas y valor en dólares del equipo comprado, es la de computación, seguida de cerca por el campo de las comunicaciones. Los campos de control industrial y de instrumentación son menores de manera considerable. Hay cientos de miles de empleados en el campo de las comunicaciones y miles de millones de dólares se gastan anualmente en equipos. La tasa de crecimiento varía año con año dependiendo de la economía, los desarrollos tecnológicos y otros factores. Pero como en casi todas las áreas de la electrónica, el campo de las comunicaciones ha crecido de modo regular al paso de los años, creando una oportunidad de empleo relativamente constante. Si su interés está en las comunicaciones, le agradecerá saber que hay muchas oportunidades para puestos y carreras de largo tiempo. La siguiente sección del capítulo resume los tipos de puestos disponibles y a los empleadores principales.

TIPOS DE TRABAJOS O EMPLEOS

Los dos tipos principales de posiciones técnicas disponibles en el campo de las comunicaciones son el de ingeniero y el de técnico. Un tercer tipo, tecnólogo, puede desarrollar trabajo de ingeniero o de técnico o alguna combinación.

INGENIEROS. Los *ingenieros* diseñan sistemas y equipos de comunicaciones. Tienen grados de licenciatura, maestrías o doctorados en ingeniería eléctrica, que les da una preparación importante en ciencias y matemáticas combinada con educación especializada en equipos y circuitos electrónicos. Los ingenieros trabajan con especificaciones y crean nuevos equipos y sistemas que luego son manufacturados.

COMUNICACIÓN SIMPLEX (EN UN SENTIDO)

1. Radiodifusión en AM y FM.

Estaciones comerciales, música continua, noticias, reportes del tiempo, así como otros programas de entretenimiento e información.

2. Radiodifusión de televisión.

Las estaciones comerciales difunden una amplia variedad de entretenimiento, de información y programas educacionales.

3. Televisión por cable.

La distribución de películas, eventos deportivos y otros programas por las compañías locales de cable a sus subscriptores, por cable coaxial. Algunas estaciones de cable crean programas, pero principalmente distribuyen programas "empaquetados" recibidos por satélite de servicios tales como HBO y CNN.

4. Facsímile. La transmisión de material visual impreso por medio de las líneas telefónicas.

Un facsímile o equipo de fax escanea una foto u otro documento y lo convierte en señales electrónicas que se envían por el sistema telefónico para su reproducción en forma impresa original por otro equipo de fax en el lado receptor.

5. Control remoto inalámbrico. Un mecanismo que controla misiles, satélites, robots y otros vehículos o plantas remotas o estaciones. Una unidad para abrir la puerta del garage, es una forma especial de control remoto que usa un pequeño

transmisor de radio alimentado por un acumulador en el automóvil para operar un receptor en el garage que activa un motor para abrir o cerrar la puerta. El control remoto en el aparato de televisión utiliza datos digitales para modular un haz de luz infrarroja para controlar el volumen, los canales y otras funciones.

6. Servicios de radiolocalización.

Un sistema de radio para localizar personas, en general relacionado con su trabajo. Las personas llevan consigo un pequeño receptor de baterías llamado "beeper" que puede recibir señales de una estación de localización, que a su vez recibe llamadas telefónicas para localizar e informar a individuos cuando éstos son requeridos.

7. Servicios de navegación y dirección.

La transmisión por medio de estaciones especiales de señales que pueden ser recibidas por receptores con antenas altamente direccionales con el propósito de identificar la localización exacta (latitud y longitud) o determinar la dirección y/o la distancia de una estación. Este tipo de sistemas emplean tanto infraestructura terrestre como satelital. Los servicios son utilizados principalmente por botes, embarcaciones o aeronaves, aunque también se están desarrollando sistemas para autos y camiones.

8. Telemetría. La transmisión de medidas a larga distancia. Los sistemas de telemetría utilizan sensores para determinar

(continúa)

FIGURA 1-17 Aplicaciones de la comunicación electrónica.

condiciones físicas (temperatura, presión, gasto, tensiones, frecuencia, etc.) en el punto remoto. La señal de los sensores modula a la señal portadora que se envía por hilos o por radio a un receptor remoto que almacena o presenta la señal para su análisis. Los sistemas de telemetría permiten monitorear equipos y sistemas con el propósito de determinar su estado y condición. Como ejemplos se tiene a los satélites, cohetes, las tuberías, plantas y fábricas.

9. Radio astronomía. Todos los cuerpos celestes, como las estrellas y planetas, emiten señales de radio. Utilizando antenas altamente direccionales y receptores de muy alta ganancia, estas señales se pueden captar y utilizar para trazar la ubicación de las estrellas y estudiar el universo. La radioastronomía es una alternativa y un suplemento de la astronomía óptica tradicional.

10. Vigilancia. La vigilancia quiere decir llevar a cabo un monitoreo discreto o "espionaje". Las técnicas electrónicas se utilizan ampliamente en las fuerzas policíacas, los gobiernos, los militares, los negocios, la industria y otros, para obtener información con el propósito de ganar alguna ventaja competitiva. Las tecnologías incluyen derivaciones telefónicas, pequeños insectos "bugs" inalámbricos, estaciones de escucha clandestinas, así como aviones de reconocimiento y satélites.

11. Teletexto y videodatos. La transmisión de textos y de datos

gráficos para ser presentados en un receptor de televisión con un adaptador apropiado. El teletexto se transmite por líneas telefónicas, mientras que los videodatos o los video textos se transmiten durante el intervalo de borrado vertical de la imagen de televisión estándar.

12. Servicios de música. La transmisión de los servicios de música continúa para consultorios, oficinas, tiendas, elevadores y demás, se hace por medio de las estaciones locales de FM en subportadoras especiales de alta frecuencia que no pueden ser detectadas por los receptores convencionales de FM.

COMUNICACIÓN DÚPLEX (EN DOS SENTIDOS)

13. Teléfonos. Comunicaciones verbales de persona a persona a través de las vastas redes telefónicas mundiales empleando líneas, estaciones de retransmisión de radio y satélites. Los teléfonos inalámbricos proporcionan comunicaciones de corta distancia sin las restricciones de las líneas físicas. Los sistemas celulares proporcionan servicio telefónico en vehículos y para usos portátiles. La información digital puede también transmitirse a través del sistema telefónico.

14. Radio en dos direcciones. Comunicaciones comerciales, industriales, de gobierno, comunicaciones entre vehículos y una estación base. Ejemplos: policía, bomberos, taxis, servicios forestales, compañías.

FIGURA 1-17 (continuación)

transportistas, etc. Otras formas de comunicación en ambos sentidos, las tenemos en aplicaciones en aeronáutica, marina, militares y del espacio. Las aplicaciones en el gobierno son muy amplias y diversas e incluyen comunicaciones de embajadas, el tesoro, los servicios secretos y la CIA.

15. Radar. Una forma especial de comunicaciones que hace uso de las ondas reflejadas de microondas con el propósito de localizar embarcaciones, aviones y misiles y para determinar su alcance, dirección y velocidad. La mayoría de los radares se utilizan en aplicaciones militares, pero las aeronaves civiles y los servicios marinos también lo usan. La policía emplea el radar para detectar la velocidad y aplicación de la ley.

16. Sonar. Comunicaciones submarinas en las cuales las señales de banda base de audio usan el agua como medio de transmisión. Los submarinos y las embarcaciones utilizan el sonar para detectar la presencia de submarinos enemigos. Los sonares pasivos utilizan receptores de audio para detectar agua, propulsores y otros ruidos. Los sonares activos son como radares submarinos en donde las reflexiones de un pulso ultrasónico transmitido se utilizan para determinar dirección, alcance, y velocidad de un blanco submarino.

17. Radio aficionados. Una distracción para personas interesadas en las comunicaciones por radio. Las personas pueden obtener una licencia de amateur

para construir y operar equipo de radio en dos direcciones para sus comunicaciones personales con otros radio aficionados.

18. Banda civil. La banda civil (CB) de radio es un servicio especial que cualquier persona puede utilizar para comunicaciones personales con otros. La mayoría de los radios en banda civil se utilizan en camiones y autos para intercambio de información sobre las condiciones del tráfico, embotellamientos y para emergencias.

19. Comunicación de datos. La transmisión de datos binarios entre computadoras. Las computadoras utilizan a menudo el sistema telefónico como medio. Los aparatos llamados módems hacen compatibles a las computadoras con las redes telefónicas. La comunicación de datos también se lleva a cabo por medio de pares trenzados y cables coaxiales, así como cables de fibra óptica y por enlaces terrestres de microondas y por satélites. Las técnicas de comunicación de datos hacen posible los servicios en línea (on-line) y compartir la información vía la internet.

20. Redes de área local (LAN). Interconexiones alámbricas o inalámbricas de computadoras personales (PC) o PC y minicomputadoras o grandes computadoras dentro de una oficina o edificio con el propósito de compartir almacenamiento en masa, periféricos y datos.

FIGURA 1-17 (continuación)

Algunos ingenieros se especializan en diseño; otros trabajan en manufacturas, pruebas, control de calidad y administración, entre otras cosas. Los ingenieros también pueden servir como personal de servicio de campo, instalando y dando mantenimiento a equipos y sistemas complejos. Si su interés está en el diseño de equipo de comunicaciones, entonces un puesto en ingeniería puede ser para usted.

No obstante que el grado en ingeniería eléctrica es por lo general el mínimo requerido para puestos de ingenieros en la mayoría de las organizaciones, personas con otros conocimientos (por ejemplo físicos y matemáticos) también se convierten en ingenieros. Los técnicos que obtienen una educación adicional suficiente y una experiencia apropiada pueden seguir hasta convertirse en ingenieros.



Las tiendas modernas de electrónica manejan una gran variedad de equipos estereofónicos, receptores de televisión, cámaras de video, teléfonos celulares y otros equipos de comunicaciones. Muchos técnicos en electrónica buscan oportunidades como vendedores de equipo.

TÉCNICOS. Los *técnicos* tienen algún tipo de educación en electrónica después de la secundaria, ya sea de una escuela técnica o vocacional, un colegio de la comunidad o de un instituto. Algunos de ellos se educan en programas de entrenamiento militar. La mayoría de los técnicos tienen un promedio de dos años de educación formal después de la educación media.

Se emplean principalmente en puestos de servicio. Por lo general el trabajo involucra instalación de equipos, localización de fallas y reparación, mantenimiento y ajuste, u operación de los equipos. Los técnicos que ocupan estas posiciones son llamados algunas veces técnicos de servicio de campo, ingenieros de servicio de campo o representantes ante el cliente.

Pueden involucrarse en ingeniería. Los ingenieros pueden utilizar a uno o más técnicos como asistentes en el diseño de equipo. Construyen y localizan fallas de los prototipos y en algunos casos participan en el diseño de equipo. Una buena parte del trabajo consiste en pruebas y mediciones. En esta actividad, es conocido como técnico en ingeniería, técnico en laboratorio, asistente de ingeniería o ingeniero asociado.

También trabajan en la industria manufacturera. Pueden emplearse en la construcción y ensamble del equipo, pero es más común que estén dedicados a mediciones y pruebas finales de los productos terminados. Otros puestos están relacionados con el control de calidad y la reparación de unidades defectuosas.

TECNÓLOGOS. Una posición menos conocida es la del *tecnólogo*. Éste tiene un grado de licenciatura en tecnología electrónica de una escuela técnica o de una universidad.

Los programas de licenciatura en tecnología, son por lo general extensiones de dos años de los programas para el grado de asociado. En estos dos años el estudiante toma cursos más complejos en electrónica junto con cursos adicionales en ciencia, matemáticas y humanidades. La diferencia principal entre un egresado de la licenciatura en tecnología y uno de ingeniería está en que el tecnólogo lleva menos ciencias y matemáticas y los cursos en electrónica son más prácticos y de aplicación más directa que los cursos de ingeniería. Mientras que sólo unas cuantas escuelas de ingeniería tienen laboratorios asociados con sus cursos, todos los cursos en tecnología cuentan con secciones importantes de laboratorios. Los tenedores de un grado de licenciado en tecnología pueden diseñar equipos y sistemas, pero no tienen la preparación necesaria en ciencias y análisis matemático que se requiere para puestos de diseños complejos. Sin embargo, los tecnólogos por lo general son empleados como ingenieros. Mientras que muchos hacen trabajo de diseño, otros laboran en puestos de ingeniería en manufactura o servicio, en vez de diseño.

OTRAS POSICIONES. Existen muchos empleos en la industria de las comunicaciones, además de los de ingeniero o técnico. Por ejemplo, hay varios puestos excelentes en ventas técnicas. La venta de equipo complejo de comunicaciones requiere con frecuencia una educación técnica sólida y una buen preparación. El trabajo puede consistir en determinar las necesidades del cliente y las especificaciones del equipo requerido, escribiendo propuestas técnicas, haciendo presentaciones de ventas a los clientes, y participando en exhibiciones y conferencias relacionadas con venta de equipo. El sueldo potencial en ventas es en general mucho mayor que en los empleos de ingeniería o servicio.

Otro puesto es el de escritor técnico. Los escritores técnicos generan la documentación técnica para los sistemas y equipo de comunicaciones, produciendo manuales de instalación y servicio, procedimientos de mantenimiento y manuales de operación del cliente. Esta tarea importante requiere una educación profunda y considerable, además de experiencia.

Por último, existe el cargo de entrenador. Los ingenieros y los técnicos con frecuencia son empleados para capacitar a otros ingenieros, técnicos o clientes. Con la alta complejidad existente hoy en día en los equipos de comunicaciones, hay una necesidad imperiosa de capacitar. Muchos individuos encuentran los empleos en educación y entrenamiento como muy deseables y satisfactorios. El trabajo implica por lo general el desarrollo de un curriculum y de programas, la generación de manuales de entrenamiento y los materiales para presentaciones y la conducción de sesiones de entrenamiento en salones de clase, en casa o en el domicilio del cliente.

EMPLEADORES PRINCIPALES

La estructura general de la industria de las comunicaciones electrónicas se muestra en la figura 1-18. Los cuatro segmentos principales son fabricantes, revendedores, organizaciones de servicios y usuarios finales.

¿SABÍA QUE?

A pesar de que la mayoría de los técnicos se emplean en trabajos de servicios, también laboran como ayudantes de ingenieros en el desarrollo y prueba de nuevos equipos o productos.

FABRICANTES. Todo empieza, por supuesto, con las necesidades del cliente. Los fabricantes transforman dichas necesidades en productos, comprando componentes y materiales de otras compañías electrónicas para usarlos en crear los productos. Los ingenieros diseñan los productos y el proceso de manufactura los produce. Hay trabajo para ingenieros, técnicos, vendedores, personal de servicio de campo, escritores técnicos y entrenadores.

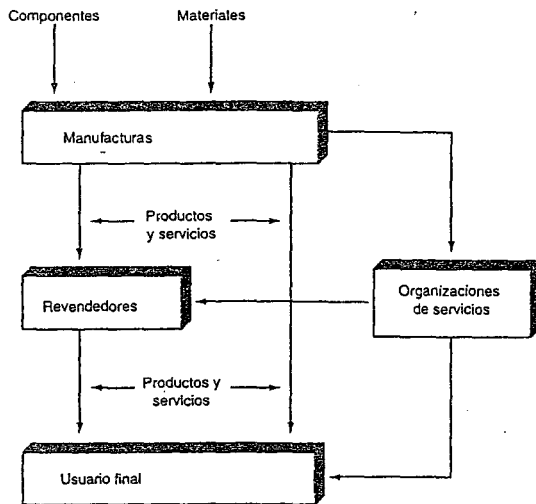


FIGURA 1-18 Estructura de la industria de comunicaciones electrónicas.

REVENDEDORES. Los fabricantes que no venden sus productos directamente a los usuarios finales, los venden a organizaciones revendedoras, que a su vez los venden al usuario final. Por ejemplo, un fabricante de equipos marinos de comunicaciones puede no vender de modo directo al dueño de una embarcación, pero sí a un distribuidor regional o a una empresa de equipo marino electrónico. La empresa no sólo vende el equipo, sino que también se encarga de su instalación, servicio y reparaciones. Un fabricante de teléfonos celulares o de faxes también vende a un distribuidor o representante que se encarga de las ventas y el servicio. La mayoría de los puestos disponibles en la división de reventa de la industria están en ventas, servicio y entrenamiento.

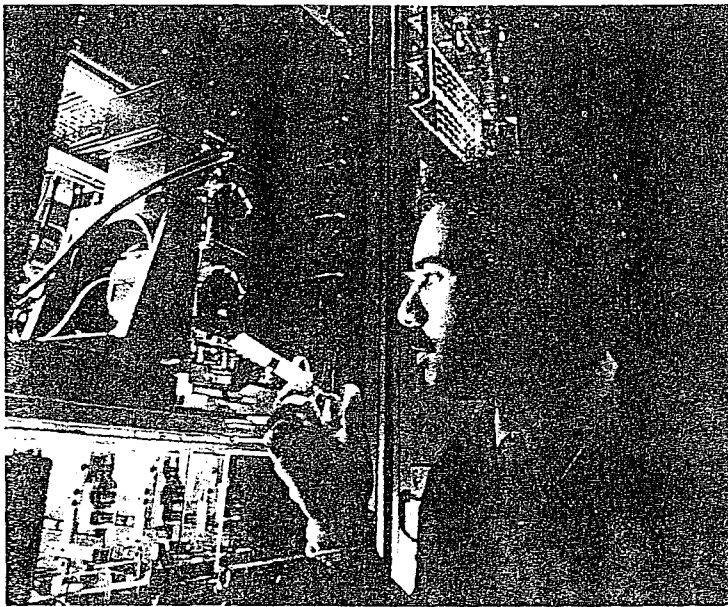
ORGANIZACIONES DE SERVICIOS. Estas compañías usualmente desempeñan algún tipo de servicio, tal como reparación, instalación o mantenimiento. Un ejemplo es una empresa que se dedica a instalar o dar servicio a equipo electrónico para aviones privados. Otro es un integrador de sistemas, una compañía que diseña y ensambla un equipo de comunicaciones o con más frecuencia un sistema completo utilizando los productos de otras empresas. Los integradores de sistemas reúnen sistemas completos para llenar requerimientos especiales y adaptan sistemas existentes a tareas particulares.

USUARIOS FINALES. El usuario final es el último cliente y el principal empleador. Hoy en día casi toda persona y organización es un usuario final de equipo de comunicaciones. Las categorías principales de usuarios finales en el campo de las comunicaciones son:



- Las compañías telefónicas
- Los usuarios de radio-móvil, marino, aeronáutico, etc.
- Las estaciones radiodifusoras de audio y televisión y las compañías de televisión por cable.
- Usuarios de negocios y de industrias de satélites, redes, etc.
- Compañías de transporte (líneas aéreas, navieras, ferrocarriles).
- Sector gobierno y militar.
- Personal y de entretenimiento.

Hay un número enorme de empleos en comunicaciones con los usuarios finales. La mayoría son del tipo de servicio: instalación, reparación, mantenimiento y operación del equipo.



La mayoría de los técnicos en comunicaciones realizan instalación, mantenimiento, y localización de fallas en equipo como éste.



RESUMEN



Todos los dispositivos de comunicaciones electrónicas consisten en tres componentes básicos: un transmisor, un canal de comunicaciones (medio) y un receptor. Los mensajes se convierten en señales eléctricas y se envían por medio de cable eléctrico o de fibra óptica o a través del espacio libre a un receptor. La atenuación (disminución del nivel) y el ruido pueden interferir la transmisión.

Las comunicaciones electrónicas se clasifican como transmisiones (1) simplex (en una sola dirección) o duplex en dos direcciones (full duplex o half duplex) y (2) señales analógicas o digitales. Las señales analógicas son señales continuas con variaciones suaves. Las señales digitales son discretas, con códigos de dos estados (on-off). Las señales electrónicas con frecuencia se convierten de analógica a digital y viceversa. Antes de su transmisión, las señales electrónicas se conocen como señales de banda base.

La modulación de amplitud y de frecuencia hacen a una señal de información compatible con el canal por donde deberá enviarse, modificando su amplitud, frecuencia o ángulo de fase y enviándola a una antena para su transmisión. A este proceso se le conoce como co-

municaciones de banda ancha. El multicanalizado por división de frecuencia y por división de tiempo permite que más de una señal pueda transmitirse al mismo tiempo a través del mismo medio.

Todas las señales electrónicas que se radian al espacio son parte del espectro electromagnético; su lugar dentro del espectro se determina por la frecuencia. La mayoría de las señales de información para transmitirse ocurren en bajas frecuencias y modulan a una onda portadora de frecuencia más alta.

La cantidad de información que puede transmitir una señal dada depende en parte de su ancho de banda. El espacio disponible para la transmisión de las señales es limitado y las señales en la misma frecuencia o en frecuencias que se superpongan, interfieren entre ellas. Se están realizando esfuerzos para desarrollar el uso de señales de frecuencias más altas y minimizan así el ancho de banda requerido.

Hay muchas oportunidades de trabajo en el campo de las comunicaciones electrónicas. Las cuatro especialidades principales son, computadoras, comunicaciones, control industrial e instrumentación.

R
E
S
U
M
E
N

TÉRMINOS CLAVE

Administración Nacional
de Telecomunicaciones
e Información (NTIA)
Alta frecuencia (HF)
Ancho de banda
Ancho de banda de un
canal
Atenuación
Comité Consultivo
Internacional de
Radiocomunicaciones
(CCIR)

Comité Consultivo
Internacional de
Telegrafía y Telefonía
(CCITT)
Comunicaciones duplex
Comunicación simplex
Espectro electromagnético
Espectro óptico
Espectro visible
Frecuencia
Frecuencia baja (LF)

Frecuencia de voz
Frecuencia media (MF)
Ingenieros
Longitud de onda
Módem
Multiplexor
Muy alta frecuencia
(VHF)
Muy baja frecuencia
(VLF)
Portadora



Radio
Receptor
Región de infrarrojos
Ruido
Señales analógicas
Señales digitales
Sistemas de comunicaciones electrónicas

Super alta frecuencia (SHF)
Técnicos
Tecnólogos
Transceptores
Transmisión en banda ancha
Transmisión en banda base

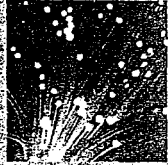
Transmisores
Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU)
Ultra alta frecuencia (UHF)

REPASO


PREGUNTAS

1. ¿En qué siglo empezaron las comunicaciones electrónicas?
2. Mencione los cuatro elementos principales de un sistema de comunicaciones y dibuje un diagrama que muestre su interrelación.
3. Enliste cinco tipos de medios empleados en comunicaciones y defina los tres más usados.
4. Nombre el dispositivo utilizado para convertir una señal de información en una señal compatible con el medio por el que será transmitida.
5. ¿Qué parte de un equipo toma la señal de un medio de comunicación y recupera la señal de información original?
6. ¿Qué es un transceptor?
7. ¿Cuáles son las dos formas en las que un medio de comunicación puede afectar a una señal?
8. ¿Qué otro nombre tiene el *medio de comunicación*?
9. ¿Cuál es el nombre que se da a una interferencia no deseada que se suma a la señal que se transmite?
10. Mencione tres fuentes comunes de interferencia.
11. ¿Cuál es el nombre que se da a las señales de información original o inteligencia que se transmiten directamente vía un medio de comunicaciones?
12. Mencione las dos formas en que pueden existir las señales de inteligencia.
13. ¿Cuál es el nombre que se da a las comunicaciones en un solo sentido? Dé tres ejemplos.
14. ¿Cuál es el nombre que se da a las comunicaciones simultáneas en ambos sentidos? Dé tres ejemplos.
15. ¿Cuál es el término utilizado para describir las comunicaciones en ambos sentidos en donde cada parte toma turno para transmitir? Dé tres ejemplos.
16. ¿Qué tipo de señales electrónicas son las señales de voz y de video variando continuamente?
17. ¿Cómo se llaman las señales de inteligencia de encendido-apagado?
18. ¿Cómo se transmiten digitalmente las señales de voz y de video?
19. ¿Qué términos se utilizan con frecuencia para referirse a las señales de voz, video o datos?

R
E
P
A
S
O



20. ¿Qué técnica debe utilizarse algunas veces para que una señal de información sea compatible con el medio por el cual se transmite?
21. ¿Cómo se llama el proceso de recuperación de la señal original?
22. ¿Qué es una señal de banda ancha?
23. Nombre el proceso utilizado para transmitir simultáneamente dos o más señales de banda base a través de un medio común.
24. Mencione la técnica utilizada para extraer las múltiples señales de inteligencia que han sido transmitidas simultáneamente a través de un solo canal de comunicación.
25. ¿Cuál es el nombre que se da a las señales que viajan a través del espacio por largas distancias?
26. ¿En qué consiste una onda de radio?
27. Calcule la longitud de onda de las señales con las frecuencias de 1.5 kHz, 18 MHz y 22 GHz.
28. ¿Por qué no se transmiten las señales de audio directamente por medio de ondas electromagnéticas?
29. ¿Cuál es el intervalo de frecuencia audible del ser humano?
30. ¿Cuál es el intervalo de frecuencia aproximado de la voz humana?
31. ¿Existen transmisiones de radio en los intervalos de VLF y LF?
32. ¿Cuál es el intervalo de frecuencias de las estaciones radiodifusoras de AM?
33. ¿Cuál es el nombre dado a las señales de radio en el intervalo de HF?
34. ¿En qué segmentos del espectro aparecen los canales de televisión 2 a 13 y las estaciones de radiodifusión de FM?
35. Mencione cinco usos principales de la banda de UHF.
36. ¿Cómo se llaman las frecuencias arriba de un GHz?
37. ¿Cómo se llaman las frecuencias que están justamente arriba del intervalo de EHF?
38. ¿Qué es un micrón y para qué mediciones se usa?
39. Mencione los tres segmentos del espectro de frecuencias ópticas.
40. ¿Cuál es una fuente común de señales infrarrojas?
41. ¿Cuál es el intervalo aproximado del espectro de señales infrarrojas?
42. Defina el término angstrom y explique cómo se usa.
43. ¿Cuál es la gama de longitudes de onda de la luz visible?
44. ¿Cuáles son los dos canales o medios que usan las señales de luz para comunicaciones electrónicas?
45. Mencione dos métodos para transmitir datos visuales a través de la red telefónica.
46. ¿Cuál es el nombre que se da a la localización de individuos en lugares remotos por medio de radio?
47. ¿Qué término se usa para describir el proceso de hacer mediciones a distancia?
48. Mencione cuatro formas de uso del radio en el sistema telefónico.
49. ¿Qué principio se utiliza en radar?
50. ¿Cómo se llama el radar submarino? Dé dos ejemplos.
51. ¿Cuál es el nombre del entretenimiento popular de comunicación por radio?
52. ¿Qué dispositivo permite a las computadoras intercambiar datos digitales a través de la red telefónica?
53. ¿Cómo se llama el sistema de interconexiones de PC y computadoras dentro de oficinas o edificios?
54. ¿Cuál es un sinónimo genérico para radio?
55. Mencione las tres posiciones principales (puestos) disponibles en el campo de las comunicaciones.
56. ¿Cuál es el trabajo principal de un ingeniero?
57. ¿Cuál es el primer grado para un ingeniero?
58. ¿Cuál es el primer grado para un técnico?
59. Mencione un tipo de grado técnico en ingeniería distinto de ingeniero o técnico.

- 
60. ¿Puede el portador de un grado de asociado de tecnología transferir los créditos a un programa para grado de ingeniería?
 61. ¿Qué tipo de trabajo desempeña ordinariamente un técnico?
 62. Mencione otros tres tipos de trabajo en el campo de las comunicaciones electrónicas que no consideren trabajo de ingeniería o de técnicos.
 63. ¿Cuáles son los tres primeros segmentos de la industria de comunicaciones? Explique brevemente la función de cada uno.

PROBLEMAS

1. Calcule la frecuencia de señales con longitudes de onda de 40 m, 5 m y 8 cm. ◀
2. ¿En qué intervalo de frecuencia cae la frecuencia de las líneas de energía de ca?
3. Convierta las siguientes frecuencias en unidades diferentes como se indica: 2.2 GHz en MHz, 8 333 kHz en MHz, 27 875 kHz en MHz y 17 500 MHz en GHz. ▶
4. ¿Cuál es el uso principal de los intervalos de SHF y EHF?

Las respuestas a los problemas seleccionados se dan al final del libro. El símbolo ◀ al final de un problema indica que se proporciona la respuesta.

PREGUNTAS PARA REFLEXIONAR

1. Mencione tres formas por las que una alta frecuencia denominada portadora puede variarse para transmitir inteligencia.
2. Mencione dos unidades electrodomésticas de control remoto comunes y precise el tipo de medio e intervalos de frecuencia utilizados por cada una.
3. ¿Cómo se utiliza la radioastronomía para localizar y trazar las estrellas y otros cuerpos celestes?
4. ¿En qué sección del campo de las comunicaciones está interesado en trabajar y por qué?
5. Considere que todo el espectro electromagnético de ELF hasta las microondas estuviera ocupado. Explique algunas formas de cómo se pueden incrementar las capacidades de comunicación.
6. ¿Cuál es la velocidad de la luz en pies por segundo? ¿En pulgadas por segundo?
7. Haga una exposición general comparando la velocidad de la luz con la velocidad del sonido. Dé un ejemplo sobre cómo podrían demostrarse los principios mencionados.
8. Mencione cinco aplicaciones de comunicaciones de la vida real no mencionadas específicamente en este capítulo.
9. "Invente" cinco nuevas formas de comunicación, alámbrica o inalámbrica, que considere serían prácticas.
10. Suponga que tiene una aplicación inalámbrica que quisiera diseñar, construir y vender como un producto comercial. Ha seleccionado una frecuencia que estaría en el intervalo de UHF. ¿Cómo decidiría qué frecuencia utilizar y cómo obtendría el permiso para usarla?
11. Haga una lista exhaustiva de todos los productos de comunicaciones electrónicas que poseen acceso al hogar o la oficina y los use en una forma regular.
12. Usted probablemente ha visto y oído hablar del sistema de comunicación simple, hecho con dos vasos o conos de papel y un hilo largo. ¿Cómo podría trabajar tal sistema simple?

CAPÍTULO 2

FUNDAMENTOS DE ELECTRÓNICA: UN REPASO

C
A
P
Í
T
U
L
O

D
O
S

Objetivos

Al terminar este capítulo, podrá

- ◊ *Calcular* voltaje, corriente, ganancia y atenuación en decibeles y *utilizar* estas fórmulas en aplicaciones que involucren circuitos en cascada.
- ◊ *Explicar* la relación que existe entre Q, frecuencia de resonancia y ancho de banda.
- ◊ *Describir* la configuración básica de los diferentes tipos de filtros que se usan en redes de comunicaciones, así como *comparar* y *contrastar* filtros activos con pasivos.
- ◊ *Explicar* cómo el uso de filtros con capacitores conmutados mejora la selectividad.
- ◊ *Describir* cómo se utilizan los transformadores en aislamiento eléctrico, para aumentar y disminuir el voltaje, transformar la impedancia e invertir la fase.
- ◊ *Calcular* el ancho de banda mediante el análisis de Fourier.

Para entender la electrónica de las comunicaciones como se presenta en este libro, se necesita el conocimiento de algunos principios básicos de electrónica, incluyendo los fundamentos de corriente alterna y directa, circuitos de ca y cd, operación de semiconductores y sus características y la operación básica de circuitos electrónicos (amplificadores, osciladores, fuentes de alimentación y circuitos digitales lógicos). Algunos de estos principios básicos en particular son importantes para entender los capítulos siguientes. Éstos incluyen la expresión de ganancia y pérdida en decibeles, circuitos sintonizados *LC*, resonancia y filtros, así como la teoría de Fourier. El propósito de este capítulo es repasar de manera breve todos estos temas. Si ya los ha estudiado, sólo le servirá de repaso y referencia. Si debido a su preparación anterior o programas escolares no ha estudiado estos temas, utilice este capítulo para conocer la información necesaria antes de continuar.

2-1 GANANCIA, ATENUACIÓN Y DECIBELES

La mayoría de los circuitos electrónicos en comunicaciones se utilizan para procesar señales, esto es, manipular éstas para obtener el mejor resultado. Todos los circuitos para el procesamiento de las señales implican ganancia o atenuación.

GANANCIA

Ganancia significa amplificación. Si se aplica una señal a un circuito como el del amplificador que muestra la figura 2-1, y la salida de circuito tiene una amplitud mayor que la de la señal de entrada, el circuito tiene ganancia. Ésta es sólo el cociente entre la salida y la entrada. Para voltajes de entrada (V_{ent}) y de salida (V_{sal}) la ganancia en voltaje, A_v , se expresa como sigue:

$$A_v = \frac{\text{salida}}{\text{entrada}} = \frac{V_{sal}}{V_{ent}}$$

La cantidad obtenida de dividir la salida entre la entrada muestra qué tan grande es la primera respecto de la segunda. Por ejemplo, si la entrada es de $150 \mu\text{V}$ y la salida es $75 \mu\text{V}$, la ganancia es $A_v = (75 \times 10^{-3}) / (150 \times 10^{-6}) = 500$.

La fórmula se puede reordenar para obtener la entrada o salida dadas las otras dos variables: $V_{sal} = V_{ent} \times A_v$ y $V_{ent} = V_{sal} / A_v$.

Si la salida es 0.5 V y la ganancia 240 , la entrada es $V_{ent} = 9.6 / 240 = 2.5 \times 10^{-3} = 2.5 \text{ mV}$.

Ejemplo 2-1

¿Cuál es la ganancia en voltaje de un amplificador que produce una salida de 720 mV con una entrada de $30 \mu\text{V}$?

$$A_v = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{720 \times 10^{-3}}{30 \times 10^{-6}} = 24000$$

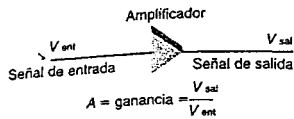


FIGURA 2-1 Un amplificador tiene ganancia.

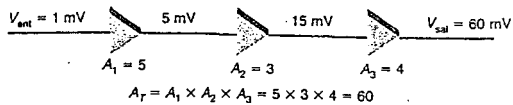


FIGURA 2-2 La ganancia total de circuitos en cascada es el producto de las ganancias de los pasos individuales.

Como la mayoría de los amplificadores son también de potencia, se puede emplear el mismo procedimiento para calcular la ganancia en potencia A_P :

$$A_P = P_{sal}/P_{ent}$$

Donde P_{ent} es la potencia de entrada y P_{sal} la potencia de salida.

Ejemplo 2-2

Si la potencia de salida de un amplificador es de 6 watts (W) y la ganancia en potencia de 80, ¿cuál es la potencia de entrada?

$$A_P = \frac{P_{sal}}{P_{ent}} \quad \text{por lo tanto} \quad P_{ent} = \frac{P_{sal}}{A_P}$$

$$P_{ent} = \frac{6}{80} = 0.075 \text{ W} = 75 \text{ mW}$$

Cuando se conectan en cascada dos o más etapas de amplificación u otras formas de procesamiento de la señal, la ganancia total de la combinación es el producto de las ganancias individuales de los circuitos. La figura 2-2 muestra tres amplificadores conectados uno después de otro, de manera que la salida de uno es la entrada del siguiente. Las ganancias en voltaje de los circuitos individuales son como lo indica la figura. Para encontrar la ganancia total de este circuito, sólo multiplique las ganancias individuales de los circuitos:

$$A_T = A_1 \times A_2 \times A_3 = 5 \times 3 \times 4 = 60$$

Si se aplica una señal de entrada de 1 mV al primer amplificador, la salida del tercero será de 60 mV. Las salidas de los amplificadores individuales dependerán de sus ganancias individuales. El voltaje de salida de cada amplificador se muestra en la figura 2-2.

Ejemplo 2-3

Si tres amplificadores conectados en cascada tienen ganancias de 5, 2 y 17 y la potencia de entrada es de 40 mW, ¿cuál es la potencia de salida?

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

$$A_P = \frac{P_{sal}}{P_{ent}} \quad \text{por lo tanto} \quad P_{sal} = A_P P_{ent}$$

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

Ejemplo 2-4

Un amplificador de dos etapas tiene una potencia de entrada de $25 \mu\text{W}$ y una potencia de salida de $1.5 \mu\text{W}$. Si una de las etapas tiene una ganancia de 3, ¿cuál es la ganancia de la segunda etapa?

$$A_p = \frac{P_{\text{sal}}}{P_{\text{ent}}} = \frac{1.5 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-6}} = 60 \quad A_p = A_1 \times A_2$$

Si $A_1 = 3$, por lo tanto $60 = 3 \times A_2$ y $A_2 = 60/3 = 20$.

ATENUACIÓN

La *atenuación* se relaciona con una pérdida introducida por un circuito. Muchos circuitos electrónicos reducen la amplitud de una señal en lugar de amplificarla. Si la señal de salida es menor en amplitud, el circuito tiene pérdida o atenuación. Como la ganancia, la atenuación es sólo el cociente de la salida respecto a la entrada. La letra A se emplea para representar tanto la atenuación como la ganancia.

$$\text{Atenuación } A = \frac{\text{salida}}{\text{entrada}} = \frac{V_{\text{sal}}}{V_{\text{ent}}}$$

Los circuitos que introducen atenuación tienen una ganancia que es menor que 1; en otras palabras, la salida es alguna fracción de la entrada.

Un ejemplo de un circuito simple con atenuación es el divisor de voltaje que muestra la figura 2-3. El voltaje de salida es igual al de entrada multiplicado por un factor que determinan los valores de los resistores. Con los valores mostrados, el factor de ganancia o atenuación del circuito es $A = R_2/(R_1 + R_2) = 100/(200 + 100) = 100/300 = 0.3333$. Si se aplica una señal de 10 V al atenuador, la salida es $V_{\text{sal}} = V_{\text{ent}}A = 10(0.3333) = 3.333$ V.

Cuando se conectan en cascada varios circuitos con atenuación, la atenuación total de nuevo es el producto de las atenuaciones individuales. El circuito de la figura 2-4 es un ejemplo donde se muestran los factores de atenuación de cada circuito. La atenuación total es

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

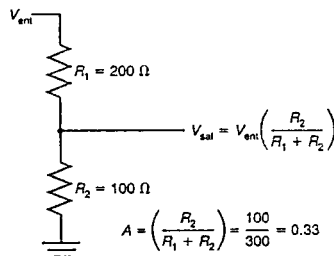


FIGURA 2-3 Un divisor de voltaje introduce atenuación.

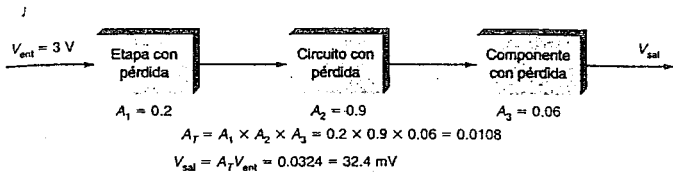


FIGURA 2-4 La atenuación total es el producto de las atenuaciones individuales de las etapas que se conectan en cascada.

Con los valores que describe en la figura 2-4, la atenuación total es

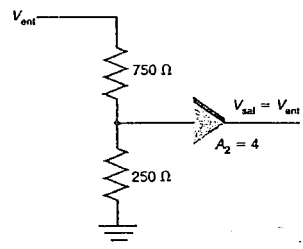
$$A_T = 0.2 \times 0.9 \times 0.06 = 0.0108$$

Dada una entrada de 3 V, el voltaje de salida es:

$$V_{sal} = A_T V_{ent} = 0.0108(3) = 0.0324 = 32.4 \text{ mV}$$

En sistemas de comunicación y en equipos es común conectar en cascada circuitos y componentes que tengan ganancia y atenuación; por ejemplo, la pérdida introducida por un circuito se puede compensar añadiendo una etapa de amplificación para anularla; la figura 2-5 muestra un ejemplo. Aquí el divisor de voltaje introduce una pérdida de 4 a 1, o una atenuación de 0.25. Para compensar esto, le sigue un amplificador cuya ganancia es 4. La ganancia total o atenuación del circuito es sólo el producto de los factores de atenuación y de ganancia. En este caso, la ganancia total es $A_T = A_1 A_2 = 0.25 (4) = 1$.

La figura 2-6 muestra otro ejemplo donde se observan dos circuitos con atenuación y dos circuitos amplificadores. Se indican los factores de ganancia y atenuación individuales. La ganancia total del circuito es $A_T = A_1 A_2 A_3 A_4 = (0.1)(10)(0.3)(15) = 4.5$.



$$A_1 = \frac{250}{(750 + 250)} \quad A_T = A_1 A_2 = 0.25(4) = 1$$

$$A_1 = \frac{250}{1000} = 0.25$$

FIGURA 2-5 La ganancia anula por completo a la atenuación.

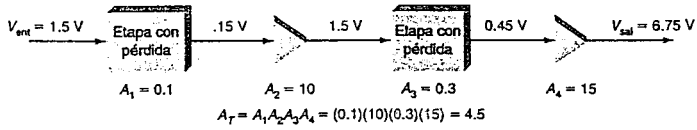


FIGURA 2-6 La ganancia total es el producto de las ganancias y atenuaciones de cada etapa individual.

Para un voltaje de entrada de 1.5 V, el voltaje de salida en cada circuito se muestra en la figura 2-6.

En este ejemplo, el circuito en general tiene una ganancia neta. Pero en otros casos, el circuito global o el sistema pueden tener una pérdida neta. En cualquier caso, la ganancia o pérdida total neta se obtiene al multiplicar los factores individuales de ganancia y atenuación.

Ejemplo 2-5

Un divisor de voltaje como el que muestra la figura 2-5 tiene valores de $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ and $R_2 = 470\ \Omega$.

a) ¿Cuál es la atenuación?

$$A_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{470}{10\,470} \quad A_1 = 0.045$$

b) ¿Qué ganancia de amplificador se necesitará para contrarrestar la pérdida y obtener una ganancia total de 1?

$$A_T = A_1 A_2$$

c) ¿En dónde A_1 es la atenuación y A_2 la ganancia del amplificador?

$$1 = 0.045 A_2 \quad A_2 = \frac{1}{0.045} = 22.3$$

Nota: para encontrar la ganancia necesaria para contrarrestar la pérdida y obtener una ganancia unitaria, basta con tomar el recíproco de la atenuación: $A_2 = 1/A_1$.

Ejemplo 2-6

Se tiene un amplificador con una ganancia de 45 000, la cual es muy grande para su aplicación. Con un voltaje de entrada de $20\ \mu\text{V}$, ¿qué factor de atenuación será necesario para evitar que el voltaje de salida exceda $100\ \text{mV}$?

Se tiene $A_1 =$ ganancia del amplificador = 45 000; $A_2 =$ factor de atenuación; $A_T =$ ganancia total.

$$A_T = \frac{V_{\text{sal}}}{V_{\text{ent}}} = \frac{100 \times 10^{-3}}{20 \times 10^{-6}} = 5000$$

$$A_T = A_1 A_2 \quad \text{por lo tanto} \quad A_2 = \frac{A_T}{A_1} = \frac{5000}{45\,000} = 0.1111$$

DECIBELES

La ganancia o pérdida de un circuito se expresa en *decibeles*, una unidad de medida que en un principio se creó como la forma de expresar la respuesta del oído humano a las variaciones de nivel de los sonidos. Un *decibel* es la décima parte de un bel.

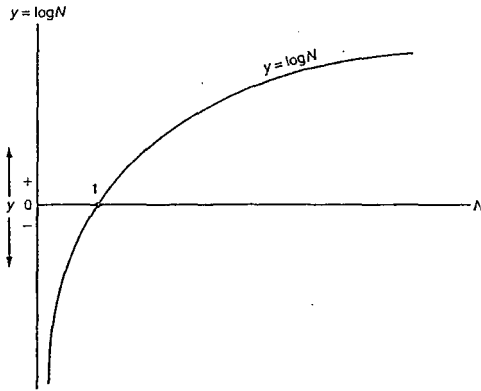


FIGURA 2-7 Curva logarítmica.

Cuando la ganancia y la atenuación se convierten en decibeles, la ganancia o atenuación total de un circuito electrónico se puede calcular como la simple suma de estas ganancias o atenuaciones, expresadas en decibeles.

En los circuitos y sistemas electrónicos es común encontrar ganancias o atenuaciones muy altas, algunas veces mayores que un millón. Al convertir estos factores en decibeles y usando logaritmos se obtienen cifras menores de ganancia y atenuación que hacen el trabajo más fácil.

LOGARITMOS. La figura 2-7 muestra la curva logarítmica, que es un trazo de la expresión

$$y = \log N$$

El eje horizontal es el número N , cuyo logaritmo deberá tomarse, y el eje vertical es el logaritmo y . Observe que a medida que el número se hace más grande, su logaritmo también crece pero no en la misma proporción. La curva logarítmica es *aplanada*, lo que significa que el logaritmo es un número menor.

Advierta también que para números mayores que 1, el logaritmo es positivo y que para números menores que 1 el logaritmo es negativo. Cuando $N = 1$, el logaritmo es cero.

Recuerde que el logaritmo y es el exponente al cual se deberá elevar una base o radical, B , para obtener el número N ; $N = B^y$. Si se reescribe en forma logarítmica se obtiene

$$y = \log_B N$$

Las bases utilizadas son 10 y e ; $e = 2.71828$. Los logaritmos base 10 se llaman *logaritmos comunes* y los logaritmos base e *logaritmos naturales*. En cálculos con decibeles se utilizan logaritmos comunes.

No obstante que en muchos libros científicos de referencia aparecen tablas de logaritmos, la forma más fácil y práctica de obtener el logaritmo de un número es mediante una calculadora científica. Sólo ingrese el número y presione la tecla (\log) para obtener el logaritmo común o la tecla (\ln) para obtener el logaritmo natural.

SUGERENCIAS Y AYUDAS

La ganancia o pérdida global se obtiene mediante la multiplicación de los factores de ganancia o atenuación individual.

CÁLCULO DE DECIBELAS. Las fórmulas para calcular la ganancia o pérdida en decibeles de un circuito son

$$\text{dB} = 20 \log \frac{V_{\text{sal}}}{V_{\text{ent}}} \quad (1)$$

$$\text{dB} = 20 \log \frac{I_{\text{sal}}}{I_{\text{ent}}} \quad (2)$$

$$\text{dB} = 10 \log \frac{P_{\text{sal}}}{P_{\text{ent}}} \quad (3)$$

La fórmula (1) se utiliza para expresar la ganancia o atenuación en voltaje de un circuito; la fórmula (2) para ganancia o atenuación en corriente. La relación del voltaje o corriente de salida al voltaje o corriente de entrada se determina en la forma común. El logaritmo común o base 10 de la relación de entrada/salida multiplicado por 20 da la ganancia o atenuación expresada en decibeles.

La fórmula (3) se utiliza para calcular la ganancia o atenuación en potencia. El logaritmo se obtiene de la relación de la potencia de salida con la potencia de entrada y se multiplica por 10.

Ejemplo 2-7

- a) Un amplificador tiene una entrada de 3 mV y una salida de 5 V. ¿Cuál es la ganancia en decibeles?

$$\text{dB} = 20 \log \frac{5}{0.003} = 20 \log 1\,666.67 = 20 (3.22) = 64.4$$

- b) Un filtro tiene a su entrada 50 mW y a su salida 2 mW. ¿Cuál es la ganancia o atenuación?

$$\text{dB} = 10 \log \left(\frac{2}{50} \right) = 10 \log (0.04) = 10 (-1.398) = -13.98$$

Observe que cuando el circuito tiene ganancia, la cifra en decibeles es positiva. Si la ganancia es menor que 1, indicando que se trata de una atenuación, el número en decibeles será negativo.

Ahora, para calcular la ganancia o atenuación global de un circuito o sistema sólo sume los factores de ganancia o atenuación en decibeles de cada circuito. La figura 2-8 muestra un ejemplo en el cual hay dos etapas con ganancia y un block con atenuación.

La ganancia total de este circuito es

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

Los decibeles se usan bastante en la expresión de ganancia o atenuación en circuitos de comunicaciones. La tabla 2-1 muestra algunos factores de ganancia o atenuación comunes y sus correspondientes equivalencias en decibeles.

Cocientes menores que 1 dan valores en decibeles negativos, lo que indica atenuación. Observe que la razón 2:1 representa 3 dB de ganancia de potencia y 6 dB de ganancia de voltaje.

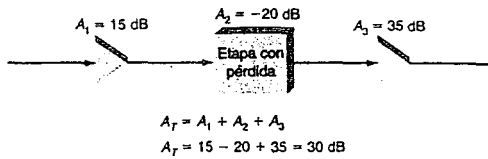


FIGURA 2-8 La ganancia total es la suma algebraica de las ganancias individuales de las etapas expresadas en decibeles.

ANTILOGARITMOS. Para calcular el voltaje o potencia de entrada o de salida dadas la ganancia o atenuación y la salida o entrada, se utiliza el *antilogaritmo*. Éste es el número que se obtiene cuando la base se eleva al logaritmo que es el exponente.

$$\text{dB} = 10 \log \frac{P_{\text{sal}}}{P_{\text{ent}}} \quad \text{y} \quad \frac{\text{dB}}{10} = \log \frac{P_{\text{sal}}}{P_{\text{ent}}}$$

y

$$\frac{P_{\text{sal}}}{P_{\text{ent}}} = \text{antilog} \frac{\text{dB}}{10}$$

El antilogaritmo es sólo la base 10 elevada a la potencia dB/10.

TABLA 2-1

Cociente (potencia o voltaje)	Ganancia o atenuación en dB	
	Potencia	Voltaje
0.000001	-60	-120
0.00001	-50	-100
0.0001	-40	-80
0.001	-30	-60
0.01	-20	-40
0.1	-10	-20
0.5	-3	-6
.1	0	0
2	3	6
10	10	20
1 00	20	40
1 000	30	60
1 0000	40	80
1 00000	50	100

Recuerde que el logaritmo y de un número N es la potencia a la cual la base 10 deberá elevarse para obtener el número.

$$N = 10^y \quad y = \log_{10} N$$

Por lo tanto

$$\frac{P_{sal}}{P_{ent}} = 10^{dB/10}$$

Para encontrar el antilogaritmo de un logaritmo común o en base 10, con una calculadora científica primero se presiona la tecla (Inv) o (2nd) función de la calculadora, luego la tecla (log). Algunas veces la tecla (log) se marca con 10^x, que corresponde al antilogaritmo. El antilogaritmo base e se encuentra en forma similar mediante la función (Inv) o (2nd) en la tecla (ln). Algunas veces está marcada e^x que es lo mismo que antilogaritmo.

Ejemplo 2-8

Si un amplificador de potencia con ganancia de 40 dB tiene una potencia de salida de 100 W, ¿cuál es la potencia de entrada?

$$dB = 10 \log \frac{P_{sal}}{P_{ent}}$$

$$\frac{dB}{10} = \log \frac{P_{sal}}{P_{ent}}$$

$$\frac{40}{10} = \log \frac{P_{sal}}{P_{ent}}$$

$$\frac{P_{sal}}{P_{ent}} = \text{antilog } 4$$

$$\frac{P_{sal}}{P_{ent}} = 10^4 = 10\,000$$

$$P_{ent} = \frac{P_{sal}}{10\,000} = \frac{100}{10\,000} = 0.01 \text{ W} = 10 \text{ mW}$$

Ejemplo 2-9

Un amplificador tiene una ganancia de 60 dB. Si el voltaje de entrada es 50 μV , ¿cuál es el voltaje de salida? (Para cálculos con voltaje use la fórmula $V_{sal}/V_{ent} = 10^{dB/20}$)

$$\frac{V_{sal}}{V_{ent}} = 10^{dB/20}$$

$$\frac{V_{sal}}{50 \times 10^{-6}} = 10^{60/20} = 10^3$$

$$\frac{V_{sal}}{V_{ent}} = 10^3 = 1\,000$$

$$V_{sal} = 1\,000 V_{ent} = 1\,000 (50 \times 10^{-6}) = 0.05 \text{ V} = 50 \text{ mV}$$

dBm. Cuando la ganancia o atenuación de un circuito se expresa en decibeles, de modo implícito se está haciendo la comparación entre dos valores, la salida y la entrada. Al calcular el cociente, las unidades de voltaje o de potencia se cancelan haciendo una relación adimensional o una figura relativa. Cuando se ve un valor en decibeles, en realidad no se saben los valores reales de voltaje o de potencia. En ocasiones esto no representa problema, en otros es conveniente o necesario conocer los valores reales considerados. Cuando se requiere un valor absoluto puede utilizarse una *valor de referencia* para compararlo con cualquier otro valor.

Un nivel de referencia que con frecuencia se emplea en comunicaciones es 1 mW. Cuando se calcula un valor en decibeles comparando el valor de la potencia con 1 mW, resulta un valor llamado *dBm*. Se calcula con la fórmula estándar de potencia en decibeles con 1 mW como denominador en el cociente.

$$dBm = 10 \log \frac{P_{sal}}{0.001}$$

Aquí P_{sal} es la potencia de salida, o algún valor de potencia que se quiere comparar con 1 mW y 0.001 es 1 mW expresado en watts. La salida de un amplificador de 1 W en dBm es, por ejemplo:

$$dBm = 10 \log \frac{1}{0.001} = 10 \log 1\,000 = 10(3) = 30 \text{ dBm}$$

Algunas veces la salida de un circuito o dispositivo está dada en dBm; por ejemplo, si un micrófono tiene una salida de -50 dBm la potencia actual de salida puede calcularse como sigue:

$$\frac{dBm}{10} = \frac{-50}{10} = -5$$

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

$$P_{sal} = 10^{-5} \times 0.001 = 10^{-8} \text{ W} = 10 \times 10^{-9} = 10 \text{ nW}$$

El niño disfruta la "música" a medida que juega con su trompeta en la oreja de su abuelo. El sonido se mide en dB.



¿SABÍA QUE?

Desde el punto de vista de mediciones del sonido, 0 dB es el sonido menos perceptible (umbral del oído), y 120 dB equivale al umbral de dolor causado por el sonido.

La siguiente lista muestra los niveles de intensidad de algunos sonidos familiares (Tippens, Physics, 5a. ed., Glencoe/McGraw-Hill, 1995, p. 497)

Sonido	Nivel de intensidad en dB
Umbral del oído	0
Susurro de hojas	10
Cuchicheo	20
Radio bajito	40
Conversación normal	65
Calle comercial ruidosa	80
Vagón del metro	100
Umbral del dolor	120
Turbina de avión	140-160

Ejemplo 2-10

Si un amplificador de potencia tiene una entrada de 90 mV a través de un resistor de 10 k Ω y su salida es de 7.8 V a través de una bocina de 8 Ω , ¿cuál es la ganancia de potencia en decibelés?

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

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

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

$$A_P = \frac{P_{\text{sal}}}{P_{\text{ent}}} = \frac{7.605}{8.1 \times 10^{-7}} = 9.39 \times 10^6$$

$$A_P \text{ (dB)} = 10 \log A_P = 10 \log 9.39 \times 10^6 = 69.7 \text{ dB}$$

Ejemplo 2-11

Si un amplificador tiene una ganancia en potencia de 28 dB y la potencia de entrada es de 36 mW, ¿cuál es la potencia de salida?

$$\frac{P_{\text{sal}}}{P_{\text{ent}}} = 10^{\text{dB}/10} = 10^{2.8} = 630.96$$

$$P_{\text{sal}} = 630.96 P_{\text{ent}} = 630.96 (36 \times 10^{-3}) = 22.71 \text{ W}$$

Ejemplo 2-12

Un circuito consta de dos amplificadores con ganancias de 6.8 y 14.3 dB y dos filtros con atenuaciones de -16.4 y -2.9 dB. Si el voltaje de salida es 800 mV, ¿cuál es el voltaje de entrada?

$$A_T = A_1 + A_2 + A_3 + A_4 = 6.8 + 14.3 - 16.4 - 2.9 = 1.8 \text{ dB}$$

$$A_T = \frac{V_{\text{sal}}}{V_{\text{ent}}} = 10^{\text{dB}/20} = 10^{1.8/20} = 10^{0.09}$$

$$\frac{V_{\text{sal}}}{V_{\text{ent}}} = 10^{0.09} = 1.23$$

$$V_{\text{ent}} = \frac{V_{\text{sal}}}{1.23} = \frac{800}{1.23} = 650.4 \text{ mV}$$

Ejemplo 2-13

Expresar $P_{\text{sal}} = 123 \text{ dBm}$ en watts.

$$\frac{P_{\text{sal}}}{0.001} = 10^{\text{dBm}/10} = 10^{123/10} = 10^{12.3} = 2 \times 10^{12}$$

$$P_{\text{sal}} = 0.001 \times 2 \times 10^{12} = 2 \times 10^9 = 2 \text{ GW}$$

2-2 CIRCUITOS SINTONIZADOS

En apariencia todo equipo de comunicaciones tiene "circuitos sintonizados", circuitos construidos con inductores y capacitores que resuenan a frecuencias específicas. En esta sección se estudiará cómo calcular la reactancia, frecuencia de resonancia, impedancia, Q , y ancho de banda de circuitos resonantes serie y paralelo.

COMPONENTES REACTIVOS

Todos los circuitos sintonizados y muchos filtros se construyen con elementos inductivos y capacitivos, entre ellos componentes discretos como inductores y capacitores, y las inductancias y capacitores parásitos y distribuidos que aparecen en todos los circuitos electrónicos. Ambos, inductores y capacitores, ofrecen oposición al flujo de la corriente alterna llamada *reactancia*, que se expresa en ohms. Como la resistencia, la reactancia es una oposición que afecta de manera directa la cantidad de corriente en un circuito. Además, los efectos reactivos producen un corrimiento de fase entre las corrientes y voltajes de un circuito. La capacitancia provoca que la corriente se adelante al voltaje aplicado, mientras que la inductancia que la corriente se atrase a éste. Los inductores y capacitores que se utilizan juntos forman circuitos sintonizados o circuitos resonantes.

CAPACITORES. Un capacitor consta de dos conductores paralelos separados por un medio aislante conocido como *dieléctrico*. Los capacitores pueden almacenar energía en forma de carga y de campo eléctrico y su función básica es cargarse y descargarse mientras la energía se almacena y se libera con alternación.

La capacitancia depende de las características físicas del capacitor, como tamaño de la placa, espaciamiento de las placas, número de éstas y tipo del material dieléctrico y se expresa en farads (F). El farad es una unidad muy grande y la mayoría de los capacitores que se utilizan en circuitos de comunicaciones tienen valores en los intervalos de microfarad ($\mu\text{F} = 10^{-6} \text{ F}$) y picofarad ($\text{pF} = 10^{-12} \text{ F}$). La unidad nanofarad ($\text{nF} = 10^{-9} \text{ F}$) también se usa en algunos casos.

Un capacitor utilizado en un circuito de ca se carga y descarga de manera continua. El capacitor tiende a oponerse a cambios de voltaje a través de él.

¿SABÍA OUE?

Las capacitancias e inductancias parásitas y distribuidas pueden alterar en gran medida la operación y desempeño de un circuito.

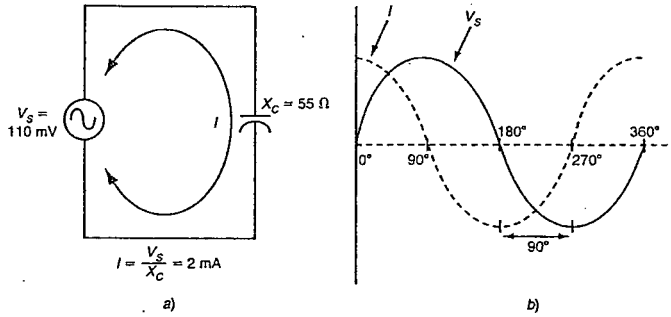


FIGURA 2-9 Un circuito capacitivo básico.

Esto se transforma en una oposición a la corriente alterna llamada reactancia capacitiva, X_C . En el circuito capacitivo básico que muestra la figura 2-9, la corriente en el circuito es inversamente proporcional a la reactancia capacitiva, lo cual se expresa con la ley de Ohm.

$$I = \frac{V_s}{X_C}$$

Si la reactancia capacitiva es de 55Ω y el voltaje aplicado (V_s) de 110 mV , según la ley de Ohm la corriente del circuito es

$$I = \frac{110 \times 10^{-3}}{55} = 2 \times 10^{-3} \text{ A o } 2 \text{ mA}$$

La reactancia de un capacitor es inversamente proporcional al valor de su capacitancia, C , y la frecuencia de operación, f . Está dada por la expresión

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC}$$

La reactancia de un capacitor de 100 pF a 2 MHz es

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

La fórmula también se puede utilizar para calcular la frecuencia o capacitancia, dependiendo de la aplicación. Las fórmulas son:

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

Cuando el circuito sólo tiene capacitancia, la corriente en él estará adelantada al voltaje en 90° como indican las ondas senoidales de la figura 2-9b). Si un capacitor se combina con un resistor, en serie o en paralelo (figura 2-10), la corriente todavía adelantará al voltaje por un ángulo de fase θ entre 0 y 90° , dependiendo de los valores de resistencia y capacitancia o frecuencia.

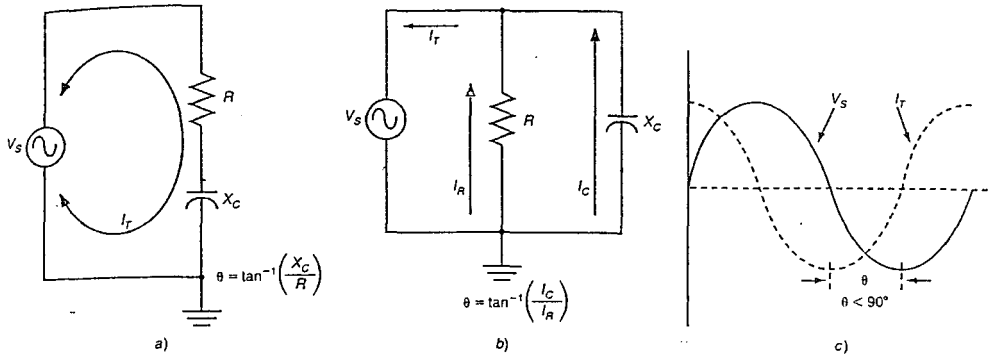


FIGURA 2-10 Circuitos RC: a) en serie, b) en paralelo y c) corrimiento de la fase.

Combinar resistencia y capacitancia, en serie o en paralelo, también produce una oposición total de la combinación de los componentes conocida como *impedancia* (Z). La impedancia de un circuito serie RC como el que muestra la figura 2-10a) está dada por la expresión

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

Para un circuito RC en paralelo como el que ilustra la figura 2-10b), la impedancia total se puede calcular con la expresión

$$Z = \frac{RX_C}{\sqrt{(R)^2 + (X_C)^2}}$$

Las puntas de alambre de un capacitor tienen resistencia e inductancia, y el dieléctrico tiene pérdidas que se presentan como un valor de resistencia en paralelo con el capacitor. Estas características, que se ilustran en la figura 2-11, en ocasiones se denominan *residuales*. La resistencia e inductancia en serie son muy pequeñas y la resistencia de fuga muy grande, por lo que estos factores pueden ignorarse a frecuencias bajas; sin embargo, a radiofrecuencias estos residuales se consideran importantes y el capacitor funciona como un circuito RLC complicado. La mayoría de estos efectos puede minimizarse en forma considerable si se utilizan puntas muy cortas para el capacitor.

En general, la capacitancia se agrega a un circuito por medio del valor específico de un capacitor, pero la capacitancia también puede ocurrir entre cualquiera de dos conductores que separa un aislador. Por ejemplo, hay capacitancia entre los dos alambres paralelos de un cable; entre un alambre y el chasis de metal, y entre dos pistas paralelas de la tarjeta de un circuito impreso.

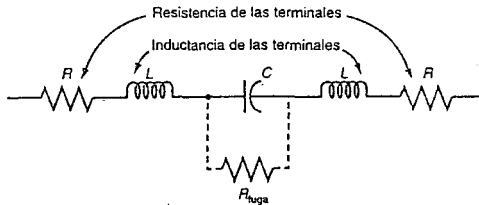


FIGURA 2-11 Cómo se ve un capacitor a frecuencias altas.

NOTA HISTÓRICA

La unidad de medida de la capacitancia es el farad (F), llamada así en honor a Michael Faraday, físico y químico inglés que descubrió el principio de inducción. En 1831 encontró que al mover un imán a través de un inductor de alambre de cobre provocaba un flujo de electricidad en el alambre. El generador y el motor eléctrico están basados en este principio. Como investigador, Faraday también formuló dos leyes de electroquímica y descubrió la teoría del campo. Su trabajo dio las bases para muchos descubrimientos en el campo de la electricidad y la electrónica. (Grob, *Basic Electronics*, 8a ed., Glencoe/McGraw-Hill, 1997; *World Book*, vol. 7, 1995, p. 28.)

Éstas se conocen como *capacitancias parásita* o *capacitancia distribuida*. Las capacitancias parásitas por lo común son pequeñas, pero no se pueden ignorar, en especial las frecuencias altas que se utilizan en comunicaciones. La capacitancia parásita y la capacitancia distribuida pueden afectar en gran medida el comportamiento de un circuito.

INDUCTORES. Un *inductor* también llamado *bobina* o *choque*, es sólo el arrollamiento de múltiples vueltas de alambre. Cuando se hace pasar corriente a través de un inductor, se produce un campo magnético alrededor de éste. Si el voltaje y la corriente son variables, el campo magnético se expandirá y colapsará alternativamente. Esto autoinducirá un voltaje en el arrollamiento del inductor, que tiene el efecto de oponerse a cambios de corriente en él, efecto que se conoce como inductancia.

La unidad básica de inductancia es el henry (H). La inductancia es afectada directamente por las características físicas del inductor, como el número de vueltas de alambre en éste, el espaciamiento de las vueltas, longitud y diámetro del inductor y el tipo de material magnético del núcleo. Los valores prácticos de la inductancia están en milihenrys ($\text{mH} = 10^{-3} \text{ H}$) y microhenrys ($\mu\text{H} = 10^{-6} \text{ H}$).

La figura 2-12 muestra diferentes tipos de inductores de inducción.

- ◀ La figura 2-12a) es un inductor de una bobina autosoportada de alambre grueso.
- ◀ La figura 2-12b) es un inductor formado por una espiral de cobre recortada directamente en la placa del circuito.
- ◀ En la figura 2-12c) el inductor se enrolla en una forma aislante que contiene hierro pulverizado o ferrita en su núcleo para incrementar su inductancia.
- ◀ La figura 2-12d) muestra otro tipo común de inductor, que usa vueltas enrolladas sobre un núcleo toroidal o en forma de dona.
- ◀ La figura 2-12e) muestra un inductor formado con un alambre cubierto de un pequeño forro de ferrita; la cama aumenta la pequeña inductancia del alambre.

En un circuito de cd, un inductor tendrá poco o nada que hacer. Sólo la resistencia óhmica del alambre afecta el flujo de la corriente; sin embargo, cuando ésta cambia, como durante el tiempo en que la energía se conecta o desconecta, el inductor se opondrá a estos cambios en la corriente.

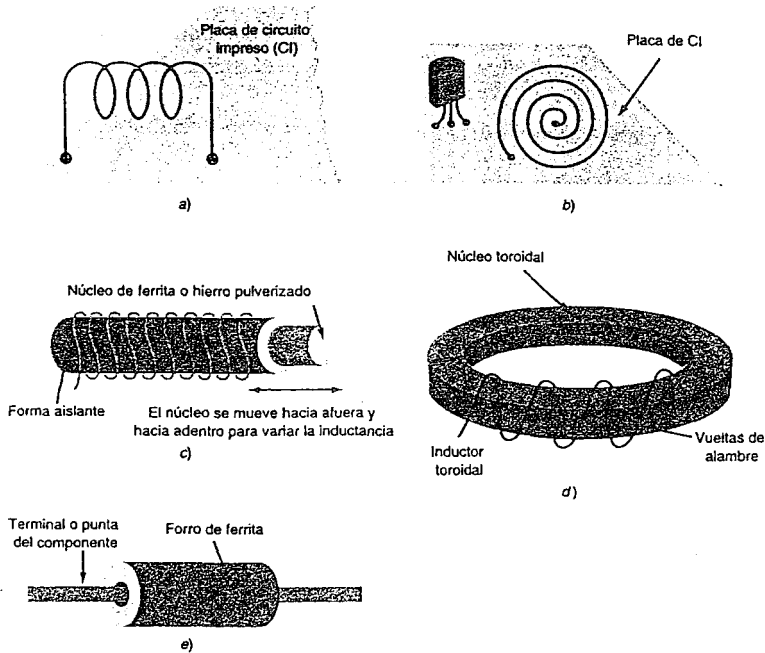


FIGURA 2-12 Tipos de inductores: a) inductor autoportado de alambre grueso, b) inductor como patrón de cobre, c) forma aisladora, d) inductor toroidal, e) inductor de forro de ferrita.

Cuando un inductor se utiliza en un circuito de ca, esta oposición se hace continua y constante y se conoce como *reactancia inductiva*. Ésta se expresa en ohms y se calcula con la expresión

$$X_L = 2\pi fL$$

Por ejemplo, la reactancia inductiva de una bobina de $40 \mu\text{H}$ a 18 MHz es

$$X_L = 6.28 (18 \times 10^6) (40 \times 10^{-6}) = 4\,522 \Omega$$

El inductor tiene resistencia y, por lo tanto, su circuito equivalente tiene la forma que describe la figura 2-13a). La combinación de reactancia y resistencia forma una oposición total llamada *impedancia (Z)* que se calcula utilizando la misma expresión para calcular la impedancia en un circuito RC:

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

En circuitos donde la reactancia es mucho mayor que la resistencia, en esencia ésta se puede ignorar. En este caso, la impedancia es casi igual a la reactancia inductiva. Como se verá, en la mayoría de los circuitos prácticos, la resistencia es lo bastante grande como para ser un factor que no sólo controle la corriente, sino también afecte otras características del circuito.

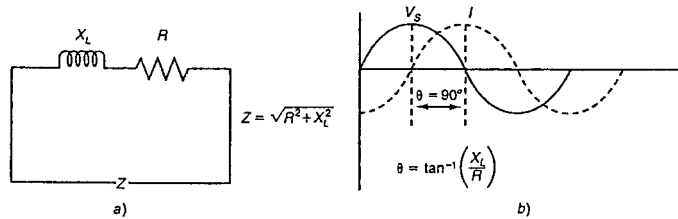


FIGURA 2-13 Circuitos inductivos: a) circuito en serie RL b) corriente de fase en un conductor inductivo.

Cuando se aplica voltaje en forma senoidal a un inductor, fluye la corriente. La amplitud de la corriente, I , es una función del voltaje aplicado y la impedancia del inductor.

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

Si la resistencia es mucho más pequeña que la reactancia, la impedancia será casi igual a la reactancia; por lo tanto, la corriente en el inductor será

$$I = \frac{V_s}{X_L}$$

Un inductor provoca que la corriente en el circuito se atrase con respecto al voltaje aplicado. En un circuito sólo inductivo, la corriente se atrasa con relación al voltaje aplicado en 90° . Con alguna resistencia en el circuito, la corriente se atrasa al voltaje aplicado por un ángulo menor que 90° , siendo su valor exacto dependiente de los valores de reactancia y resistencia. (figura 2-13b).

Además de la resistencia del alambre de un inductor, existe capacitancia distribuida entre las vueltas del inductor (figura 2-14a). El efecto global es como si un pequeño capacitor se conectará en paralelo con el inductor, como muestra la figura 2-4b). Éste es el circuito equivalente de un inductor a frecuencias altas. A frecuencias bajas, la capacitancia se puede ignorar, pero a frecuencias de radio, es tan grande como para afectar la operación del circuito. Entonces el inductor funciona no como un inductor puro, sino como un circuito RLC complicado con una frecuencia autorresonante.

Cualquier alambre o conductor exhibe características de inductancia y mientras más largo sea el alambre, mayor será la inductancia. En tanto que la inductancia de un alambre recto es de sólo una fracción de microhenry, a muy altas frecuencias, su reactancia puede ser significativa. Por ello es importante mantener cortas todas las longitudes de las puntas en los com-

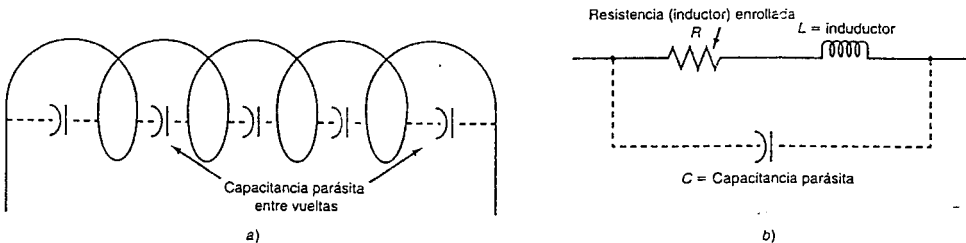


FIGURA 2-14 Circuito equivalente de un inductor a frecuencias altas. a) Capacitancia parasita entre vueltas, b) circuito equivalente de un inductor a frecuencias altas.

ponentes interconectados en los circuitos de RF. Esto es especialmente cierto en las puntas de los capacitores y los transistores, ya que la inductancia parásita o la inductancia distribuida puede afectar en forma significativa el comportamiento y características de un circuito.

Otra característica importante de un inductor es su factor de calidad, Q , que es el cociente de la potencia inductiva a la potencia resistiva.

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

Éste es el cociente de potencia retornada al circuito contra la potencia en realidad disipada por la resistencia del inductor. Por ejemplo, el Q de un inductor de $3 \mu\text{H}$ con una resistencia total de 45Ω a 90 MHz se calcula como sigue:

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

RESISTORES. A frecuencias bajas, un resistor estándar de baja potencia codificada en colores, ofrece casi pura resistencia, pero a frecuencias altas, sus puntas tienen considerable inductancia y una capacitancia parásita entre sus puntas, causando que la resistencia se comporte como un circuito RLC complicado, como muestra la figura 2-15. Para minimizar los efectos inductivos y capacitivos, en las aplicaciones de radio las puntas se mantienen muy pequeñas.

Los pequeños chips de resistores que se utilizan en la construcción de circuitos electrónicos de montaje superficial, preferidos en los equipos de radio, de hecho no tienen puntas, excepto por unas piezas terminales metálicas soldadas a la placa del circuito impreso. En apariencia no poseen inductancia de puntas y muy poca capacitancia parásita.

Muchos resistores se fabrican con un material de compuesto de carbón en forma de polvo, que se sella dentro de un pequeño espacio al cual se conectan las puntas. El tipo y cantidad de material de carbón determinan el valor del resistor. Estos resistores ocasionan ruido al circuito en el que se usan, que se debe a los efectos térmicos y la naturaleza granular del material.

El ruido que estos resistores ocasionan en un amplificador para señales de radio de muy bajo nivel puede ser tan alto que borra la señal deseada.

Para superar este problema se desarrollaron resistores de película, que se obtienen del depósito de una película de carbón o de metal en espiral sobre una forma de cerámica. El tamaño de la espiral y el tipo de la película de metal determinan el valor del resistor. Los resistores de película de carbón producen menos ruido que los resistores con composición de carbón y los resistores con película de metal producen menos ruido que los de película de carbón. Los resistores de película de metal deberán usarse en circuitos amplificadores que manejen muy bajos niveles de señales de RF. La mayoría de los resistores de montaje superficial son del tipo de película de metal.

SUGERENCIAS Y AYUDAS

En aplicaciones de radio mantenga las puntas de los resistores cortas, para minimizar los efectos inductivos y capacitivos.

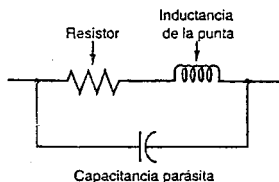


FIGURA 2-15 Circuito equivalente de un resistor a frecuencias altas (radio).

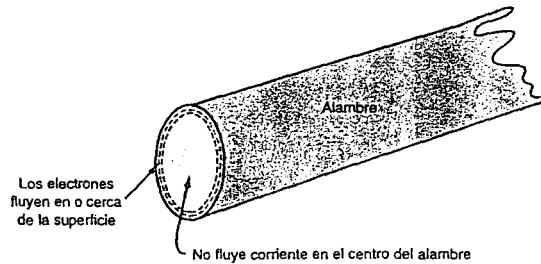


FIGURA 2-16 El efecto de película o superficial aumenta la resistencia e inductancia de un conductor a frecuencias altas.

EFFECTO DE PELÍCULA. La resistencia de cualquier alambre conductor, sean las puntas de un resistor o de un capacitor o el alambre de un inductor, en un principio la determina la resistencia óhmica del mismo alambre; sin embargo, otros factores influyen en ella. El más significativo es el efecto de película o superficial, es decir, la tendencia de los electrones a fluir cerca o en la superficie exterior del conductor a frecuencias en las regiones VHF, UHF y microondas (figura 2-16). Esto reduce de manera considerable el área de la sección transversal del conductor, incrementando por lo tanto su resistencia y afectando en forma significativa el funcionamiento del circuito en que se usa el conductor. Por ejemplo, el efecto de película reduce el Q de un inductor a frecuencias altas, causando efectos no previstos e indeseados. Por ello muchos inductores de alta frecuencia se fabrican con tubo de cobre. Si la corriente no fluye en el centro del conductor, sino sólo en la superficie, el tubo proporciona el conductor más eficiente. También se usan conductores muy delgados como las pistas de cobre de un circuito impreso, y a menudo estos conductores se recubren de plata o de oro para reducir aún más la resistencia.

CIRCUITOS SINTONIZADOS Y RESONANCIA

Un circuito sintonizado se compone de inductancia y capacitancia y resuena a una frecuencia específica. En general los términos *circuito sintonizado* y *circuito resonante* se utilizan en forma indistinta. Por ser los circuitos sintonizados selectivos en frecuencia, responden mejor a sus frecuencias de resonancia y a un intervalo de frecuencias angosto alrededor de la frecuencia de resonancia.

CIRCUITOS RESONANTES SERIE. Un circuito resonante serie consta de inductancia, capacitancia y resistencia como muestra la figura 2-17. Estos circuitos suelen llamarse *LCR* o *RLC*. Las reactancias inductiva y capacitiva dependen de la frecuencia del voltaje aplicado y la resonancia ocurre cuando las reactancias inductiva y capacitiva son iguales. Una gráfica de la reactancia contra la frecuencia se muestra en la figura 2-18, donde f_r es la frecuencia de resonancia.

Como antes se mencionó, la impedancia total del circuito está dada por la expresión

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

Cuando X_L es igual a X_C , se cancelan ambas dejando sólo la resistencia del circuito para oponerse a la corriente. En resonancia, la impedancia total del circuito es sólo el valor de todas las resistencias en serie del circuito. Esto incluye la resistencia del inductor y la resistencia de las puntas de los componentes, así como cualquier resistencia física en el circuito.

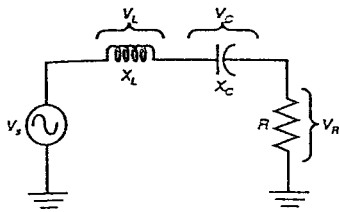


FIGURA 2-17 Circuito serie RLC.

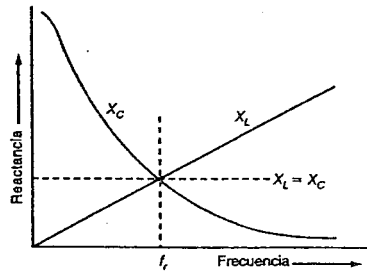


FIGURA 2-18 Variación de la reactancia con la frecuencia.

La frecuencia de resonancia puede expresarse en términos de inductancia y capacitancia. Se puede derivar fácilmente una fórmula para la frecuencia de resonancia; primero exprese la igualdad de X_L y X_C . Reordenando la ecuación $X_L = 2\pi fL$ para despejar f , se tiene

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

En esta fórmula la frecuencia está en hertz, la inductancia en henrys y la capacitancia en farads.

Ejemplo 2-14

¿Cuál es la frecuencia de resonancia de un capacitor de 2.7 pF y un inductor de 33 nH?

$$\begin{aligned} f_r &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{6.28\sqrt{33 \times 10^{-9} \times 2.7 \times 10^{-12}}} \\ &= 5.33 \times 10^8 \text{ Hz o } 533 \text{ MHz} \end{aligned}$$

A menudo es necesario calcular capacitancia e inductancia, dado alguno de estos valores y la frecuencia de resonancia. La fórmula básica de la frecuencia de resonancia para encontrar cualquier inductancia o capacitancia se puede reordenar como sigue:

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

Por ejemplo, la capacitancia de que resonará a una frecuencia de 18 MHz con un inductor de 12 μH se determina como sigue:

$$\begin{aligned} C &= \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L} = \frac{1}{39.478(18 \times 10^6)^2(12 \times 10^{-6})} \\ &= \frac{1}{39.478(3.24 \times 10^{14})(12 \times 10^{-6})} = 6.5 \times 10^{-12} \text{ F o } 6.5 \text{ pF} \end{aligned}$$

Ejemplo 2-15

¿Qué valor de inductancia resonará con un capacitor de 12 pF a 49 MHz?

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C} = \frac{1}{39.478 (49 \times 10^6)^2 (12 \times 10^{-12})}$$
$$= 8.79 \times 10^{-7} \text{ H o } 879 \text{ nH}$$

Como ya se indicó, la definición básica de resonancia en un circuito sintonizado serie es el punto en el cual X_L es igual a X_C . Con esta condición, sólo la resistencia del circuito impide el paso de la corriente. Puesto que la impedancia total del circuito en resonancia es $Z = R$, la resonancia en un circuito sintonizado serie también se puede definir como el punto en el cual la impedancia del circuito es la mínima y la corriente del circuito es la máxima. Como el circuito es resistivo en resonancia, la corriente está en fase con el voltaje aplicado. Por encima de la frecuencia de resonancia, la reactancia inductiva es mayor que la reactancia capacitiva y la caída de voltaje en el inductor es mayor que la caída de voltaje en el capacitor; por lo tanto, el circuito es inductivo y la corriente estará atrasada con respecto al voltaje aplicado. Abajo de resonancia, la reactancia capacitiva es mayor que la reactancia inductiva; la reactancia neta es capacitiva, por lo que producirá una corriente adelantada en el circuito. La caída de voltaje en el capacitor es mayor que la caída de voltaje en el inductor.

La respuesta de un circuito resonante serie se ilustra en la figura 2-19, y representa el trazo de la frecuencia y el corrimiento de fase de la corriente en el circuito con respecto a la frecuencia.

A frecuencias muy bajas, la reactancia capacitiva es mucho mayor que la reactancia inductiva; por lo tanto, la corriente en el circuito es muy baja debido a la alta impedancia. Además, a causa de que el circuito es casi siempre capacitivo, la corriente adelanta al voltaje por casi 90° . A medida que la frecuencia aumenta, X_C baja y X_L se hace mayor. El valor del corrimiento de fase en adelante decrece. Conforme los valores de las reactancias se acercan, la corriente empieza a subir. Si X_L iguala a X_C sus efectos se cancelan y la impedancia en el circuito sólo es la de la resistencia. Esto produce un pico en la corriente, donde ésta se encuen-

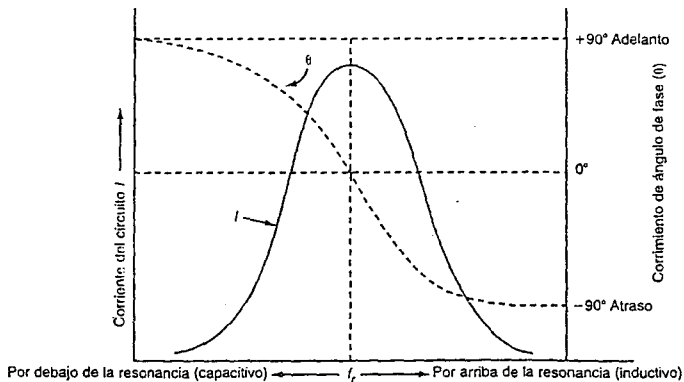


FIGURA 2-19 Curvas de respuesta en magnitud y fase de un circuito resonante serie.

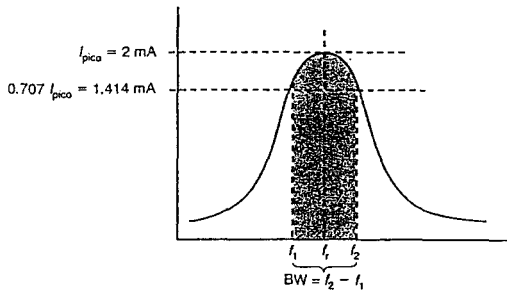


FIGURA 2.20 Ancho de banda de un circuito resonante serie.

tra en fase con el voltaje (0°). A medida que la frecuencia continúa subiendo, X_L se hace más grande que X_C . La impedancia del circuito aumenta y la corriente decrece. Con el circuito predominantemente inductivo, la corriente se atrasa con respecto al voltaje aplicado. Si el voltaje de salida se tomara a través del resistor de la figura 2-17, la curva de respuesta y el ángulo de fase del voltaje corresponderían a los que describe la figura 2-19. Como indica la figura 2-19, la corriente es máxima en una región centrada alrededor de la frecuencia de resonancia. El angosto intervalo de frecuencia dentro del cual la corriente es máxima se denomina *ancho de banda*, área que se ilustra en la figura 2-20.

Las fronteras superior e inferior del ancho de banda se definen por dos frecuencias de corte, f_1 y f_2 . Estas frecuencias de corte ocurren donde la amplitud de la corriente es 70.7% de la corriente pico. En la figura, la corriente pico del circuito es 2 mA y la corriente en f_1 y f_2 es 0.707 de 2 mA, o sea, 1.414 mA.

Los niveles de corriente a los cuales la respuesta baja a 70.7% se llaman *puntos de media potencia*, porque la potencia a estas frecuencias de corte es la mitad de la potencia del pico de la curva.

$$P = I^2 R = (0.707 I_{\text{pico}})^2 R = 0.5 T_{\text{pico}}^2 R$$

El ancho de banda de un circuito sintonizado, se define como la diferencia entre las frecuencias de corte superior e inferior.

$$BW = f_2 - f_1$$

Por ejemplo, si se considera una frecuencia de resonancia de 75 kHz y frecuencias de corte superior e inferior de 76.5 y 73.5 kHz, respectivamente, el ancho de banda es $BW = 76.5 - 73.5 = 3\text{kHz}$.

El ancho de banda de un circuito resonante se determina con el Q del circuito. Recuerde que el Q de un inductor es el cociente de la reactancia inductiva entre la resistencia del circuito. Esto resulta cierto para un circuito resonante serie, donde Q es la relación de la reactancia inductiva a la resistencia total del circuito que incluye la resistencia del inductor más cualquier resistencia adicional en serie.

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

El ancho de banda se calcula como

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

Si el Q de un circuito resonante a 18 MHz es 50, el ancho de banda será $BW = 18/50 = 0.36 \text{ MHz} = 360 \text{ kHz}$.

Ejemplo 2-16

¿Cuál es el ancho de banda de un circuito resonante con una frecuencia de 28 MHz y un Q de 70?

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

Al reordenar la ecuación para encontrar Q dada la frecuencia y el ancho de banda

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

Por lo tanto, el Q del circuito cuyo ancho de banda se calculó antes será $Q = 75 \text{ kHz}/3 \text{ kHz} = 25$

Como el ancho de banda está centrado casi alrededor de la frecuencia de resonancia, f_1 está a la misma distancia que f_2 igual que f_2 lo está de f_r . Saber esto permite calcular la frecuencia de resonancia conociendo sólo las frecuencias de corte.

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

Por ejemplo, si $f_1 = 175 \text{ kHz}$ y $f_2 = 178 \text{ kHz}$, la frecuencia de resonancia es

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

Para una escala lineal de frecuencias, se puede calcular la frecuencia central o frecuencia de resonancia mediante el promedio de las frecuencias de corte.

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

Si el Q real es muy alto (>100) entonces la curva de respuesta es casi simétrica alrededor de la frecuencia de resonancia. Las frecuencias de corte estarán más o menos equidistantes de la frecuencia de resonancia por un valor de $BW/2$. Por lo tanto, las frecuencias de corte pueden calcularse si se conocen el ancho de banda y la frecuencia.

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

Por ejemplo, si la frecuencia de resonancia es 49 MHz (49 000 kHz) y el ancho de banda 10 kHz, las frecuencias de corte serán

$$f_1 = 49\,000\text{ k}\Omega - \frac{10\text{k}}{2} = 49\,000\text{ k}\Omega - 5\text{ k}\Omega = 48\,995\text{ kHz}$$

$$f_2 = 49\,000\text{ k}\Omega + 5\text{ k}\Omega = 49\,005\text{ kHz}$$

Recuerde que no obstante que este procedimiento es una aproximación, es útil en muchas aplicaciones.

El ancho de banda de un circuito resonante define su selectividad, es decir, cómo responde el circuito al variar las frecuencias. Si la respuesta es para que produzca una corriente alta sólo en un intervalo de frecuencias estrecho, un ancho de banda estrecho, se dice que el circuito es muy selectivo.

Si la corriente es alta dentro de un intervalo mayor de frecuencias, esto es, el ancho de banda es más amplio, el circuito es menos selectivo. En general, son más deseables los circuitos de selectividad alta y anchos de banda estrechos; sin embargo, la selectividad y el ancho de banda de un circuito deben optimizarse para cada aplicación.

La relación entre la resistencia del circuito, Q , y el ancho de banda, es muy importante. El ancho de banda de un circuito es inversamente proporcional a su Q . Mientras más alto sea éste, el ancho de banda será menor. Los Q bajos producen anchos de banda muy amplios y menor selectividad. Por su parte, el Q está en función de la resistencia del circuito. Una resistencia baja proporciona un Q alto, un ancho de banda angosto y un circuito altamente selectivo; una resistencia alta del circuito proporciona un Q bajo, un ancho de banda amplio y una selectividad pobre. En la mayoría de los circuitos de comunicaciones, los Q son de al menos 10 y en general mayores. En muchos casos, el Q es directamente controlado por la resistencia del inductor. La figura 2-21 muestra el efecto de diferentes valores de Q sobre el ancho de banda.

Ejemplo 2-17

Las frecuencias de corte superior e inferior de un circuito resonante son 8.07 y 7.93 MHz. Calcule a) el ancho de banda, b) la frecuencia de resonancia aproximada y c) el Q .

$$a) \text{ BW} = f_2 - f_1 = 8.07\text{ MHz} - 7.93\text{ MHz} = 0.14\text{ MHz} = 140\text{ kHz}$$

$$b) f_r = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{(8.07 \times 10^6)(7.93 \times 10^6)} = 8\text{ MHz}$$

$$c) Q = \frac{f_r}{\text{BW}} = \frac{8 \times 10^6}{140 \times 10^3} = 57.14$$

Ejemplo 2-18

¿Cuáles son las frecuencias de casi 3 dB abajo de un Q de 200 a 16 MHz?

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

$$f_1 = f_r - \frac{\text{BW}}{2} = 16\,000\,000 - \frac{80\,000}{2} = 15.96\text{ MHz}$$

$$f_2 = f_r + \frac{\text{BW}}{2} = 16\,000\,000 + \frac{80\,000}{2} = 16.04\text{ MHz}$$

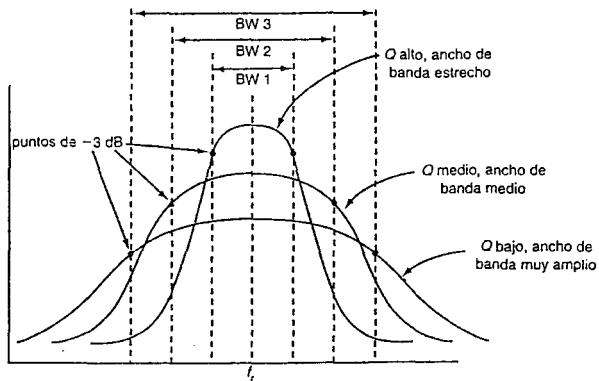


FIGURA 2-21 Efecto de Q sobre el ancho de banda y selectividad de un circuito resonante.

La resonancia produce un fenómeno interesante y útil en un circuito resonante serie RLC . Considere el circuito de la figura 2-22a). Suponga que la resonancia $X_L = X_C = 500 \Omega$ y que la resistencia total del circuito es 10Ω . El Q del circuito será

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{500}{10} = 50$$

Si el voltaje aplicado o voltaje de la fuente, V_s , es 2 V, la corriente del circuito en resonancia será

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

Conociendo las reactivancias, resistencias y corriente, se puede calcular la caída de voltaje a través de cada componente:

$$V_L = IX_L = 0.2(500) = 100 \text{ V}$$

$$V_C = IX_C = 0.2(500) = 100 \text{ V}$$

$$V_R = IR = 0.2(10) = 2 \text{ V}$$

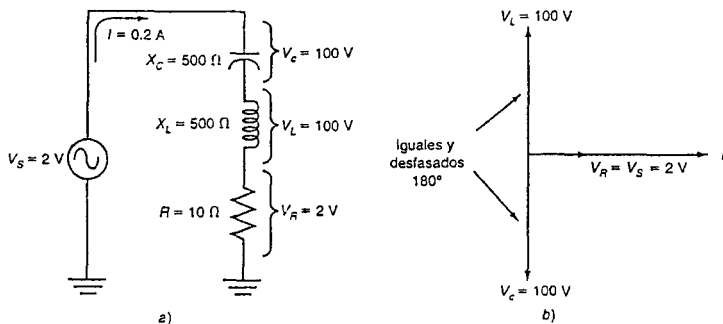


FIGURA 2-22 Voltaje elevado en resonancia en un circuito resonante serie.

Como se observa, las caídas de voltaje en el inductor y el capacitor son bastante mayores que el voltaje aplicado y se conoce como *voltaje elevado en resonancia*. Sin embargo, la suma de las caídas de voltaje alrededor del circuito serie se conserva igual al voltaje aplicado, la resonancia; el voltaje a través del inductor adelanta a la corriente en 90° y el voltaje a través del capacitor va atrasado a la corriente en 90° (figura 2-22b). Por lo tanto, los voltajes inductivo y reactivo son iguales pero están desfasados 180° . En consecuencia, cuando se suman se cancelan uno a otro, dejando un voltaje reactivo total de 0. Esto significa que el voltaje total aplicado aparece a través de la resistencia del circuito.

El voltaje elevado en resonancia a través del inductor o el capacitor es fácil de calcular multiplicando el voltaje aplicado de la fuente por Q .

$$V_L = V_C = QV_s$$

En el ejemplo de la figura 2-22, $V_L = 50(2) = 100$ V.

Este interesante y útil fenómeno significa que con pequeños voltajes aplicados pueden alcanzarse voltajes mucho mayores; una forma de aplicación simple sin circuitos activos que se emplea bastante en circuitos de comunicaciones.

Ejemplo 2-19

Si un circuito resonante serie tiene un Q de 150 a 3.5 MHz y el voltaje aplicado es de $3 \mu\text{V}$. ¿cuál es el voltaje a través del capacitor?

$$V_C = QV_s = 150(3 \times 10^{-6}) = 450 \times 10^{-6} = 450 \mu\text{V}$$

CIRCUITOS RESONANTES PARELOS. Un *circuito resonante paralelo* se forma al conectar en paralelo el inductor y el capacitor con el voltaje aplicado, como muestra la figura 2-23a). En general, la resonancia en un circuito sintonizado paralelo también puede definirse como el punto en el cual las reactancias inductiva y capacitiva son iguales. La frecuencia de resonancia puede, por consiguiente, calcularse por su fórmula, antes dada. Si se consideran componentes sin pérdidas en el circuito (sin resistencia), entonces la corriente en el inductor es igual a la corriente en el capacitor.

$$I_L = I_C$$

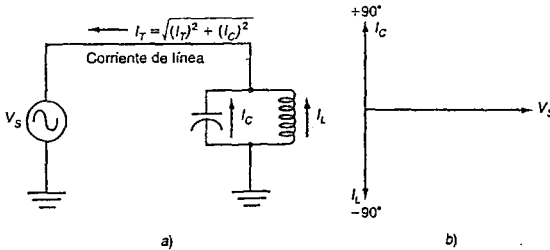


FIGURA 2-23 Corrientes en el circuito resonante paralelo: a) circuito resonante paralelo. b) relación de las corrientes en el circuito paralelo.

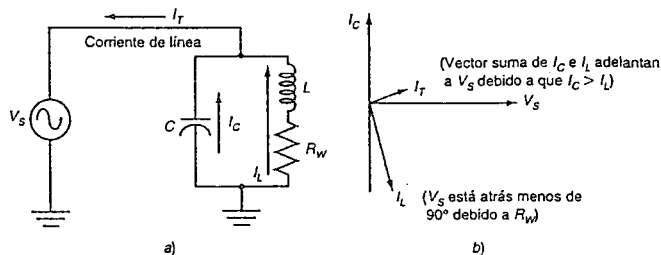


FIGURA 2-24 Circuito resonante paralelo práctico: a) circuito resonante práctico con resistencia en el inductor R_w , b) relación de fase.

En tanto que las corrientes son iguales, están defasadas 180° , como en el diagrama fasorial de la figura 2-23b). La corriente en el inductor está atrasada con respecto al voltaje aplicado en 90° y la corriente en el capacitor está adelantada con relación al voltaje aplicado en 90° , dando en total 180° .

Ahora, aplicando la ley de las corrientes de Kirchoff al circuito, la suma de las corrientes individuales de las ramas es igual a la corriente total demandada desde la fuente. Con las corrientes inductiva y capacitiva iguales y defasadas, la suma es 0. Por lo tanto, en resonancia, un circuito sintonizado paralelo aparenta tener una resistencia infinita, actuando como circuito abierto. Sin embargo, existe una corriente que circula entre el inductor y el capacitor. La energía se ha almacenado y se transfiere del inductor al capacitor. Debido a que este circuito actúa como tanque de almacenamiento de energía eléctrica, a menudo se le llama *circuito tanque* y, a la corriente circulante, *corriente del tanque*.

En un circuito resonante práctico en el cual los componentes sí tienen pérdida (resistencia) el circuito aún se comporta como antes se describió. En general se puede suponer que el capacitor prácticamente tiene cero pérdidas y el inductor cierta resistencia como ilustra la figura 2-24a). En resonancia, donde $X_L = X_C$, la impedancia de la rama inductiva del circuito es mayor que la impedancia de la rama capacitiva debido a la resistencia del inductor. La corriente capacitiva es un poco mayor que la corriente inductiva; aun siendo iguales las reactancias, las corrientes de las ramas serán desiguales y, por consiguiente, habrá alguna corriente neta en la línea de la fuente. La corriente de la fuente adelantará al voltaje aplicado como muestra la figura 2-24b); sin embargo, las corrientes inductiva y capacitiva se cancelarán en la mayoría de los casos porque son casi iguales y de fases opuestas y, en consecuencia, la corriente de línea o de la fuente será mucho menor que las corrientes de las ramas individuales. En consecuencia, se da una impedancia resistiva muy alta casi igual a

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

El circuito de la figura 2-24a) no es fácil de analizar. Una forma para simplificar las matemáticas implicadas es convertir el circuito en uno equivalente en el que la resistencia del inductor se traslada a una resistencia en paralelo que proporciona los mismos resultados generales. Como muestra la figura 2-25, la inductancia equivalente, L_{eq} y la resistencia equivalente, R_{eq} se calculan con la fórmula

$$L_{eq} = \frac{L(Q^2 + 1)}{Q^2} \quad \text{y} \quad R_{eq} = R_w(Q^2 + 1)$$

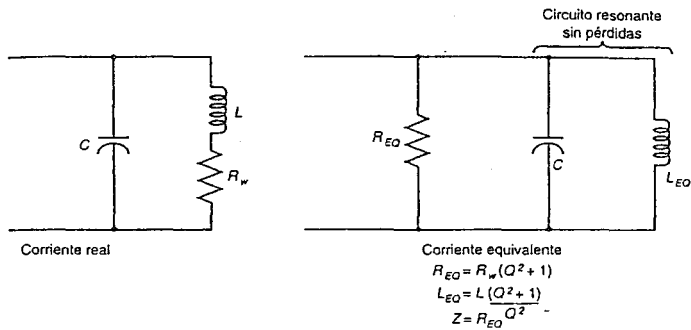


FIGURA 2-25 Un circuito equivalente hace más sencillo el análisis de un circuito resonante paralelo.

Q se determina a partir de la fórmula

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

Donde R_w es la resistencia óhmica del devanado del inductor.

Si Q es alto, en general mayor que 10, L_{eq} es casi igual al valor real de la inductancia, L . La impedancia total del circuito en resonancia es la misma que la resistencia equivalente en paralelo.

$$Z = R_{eq}$$

Ejemplo 2-20

¿Cuál es la impedancia de un circuito LC paralelo con una frecuencia de resonancia de 52 MHz y un Q de 12? $L = 0.15 \mu\text{H}$.

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

$$X_L = 2\pi fL = 6.28 (52 \times 10^6)(0.15 \times 10^{-6}) = 49 \Omega$$

$$R_w = \frac{X_L}{Q} = \frac{49}{12} = 4.1 \Omega$$

$$Z = R_{eq} = R_w(Q^2 + 1) = 4.1(12^2 + 1) = 4.1(145) = 592 \Omega$$

Si el Q del circuito resonante paralelo es mayor que 10, puede utilizarse la siguiente fórmula simplificada para calcular la impedancia resistiva en resonancia

$$Z = \frac{L}{CR}$$

El valor de R es el de la resistencia óhmica del inductor.

Ejemplo 2-21

Calcule la impedancia del circuito dado en el ejemplo 2-20 con la fórmula $Z = L/CR$.

$$f_r = 52 \text{ MHz} \quad R_w = 4.1 \ \Omega \quad L = 0.15 \ \mu\text{H}$$

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L} = \frac{1}{[39.478(52 \times 10^6)^2(0.15 \times 10^{-6})]}$$

$$= 6.245 \times 10^{-11}$$

$$Z = L/CR_w = \frac{0.15 \times 10^{-6}}{(62.35 \times 10^{-12})(4.1)} = 586 \ \Omega$$

Este valor es cercano al antes calculado de 592 Ω . La fórmula $Z = L/CR_w$ es una aproximación.

La figura 2-26 muestra la curva de respuesta en frecuencia, en magnitud y fase de un circuito resonante paralelo. Abajo de la frecuencia de resonancia, X_L es menor que X_C ; por lo tanto, la corriente inductiva es mayor que la corriente capacitiva y el circuito se muestra como inductivo.

La corriente de la línea está atrasada con respecto al voltaje aplicado. Arriba de la frecuencia de resonancia, X_L es mayor que X_C ; por consiguiente, la corriente capacitiva es mayor que la corriente inductiva y el circuito se muestra capacitivo. En consecuencia, la corriente de la línea se adelanta al voltaje aplicado. En la frecuencia de resonancia, la impedancia del circuito alcanza el máximo, lo cual significa que en ese momento la corriente de línea está en su mínimo. En resonancia, el circuito parece tener una resistencia muy alta y la pequeña corriente de línea está en fase con el voltaje aplicado.

Vea que el Q de un circuito paralelo expresado como $Q = X_L/R_w$, también puede calcularse con la expresión

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

¿SABÍA QUE?

El ancho de banda de un circuito es inversamente proporcional al Q del mismo. A más alto Q , menor ancho de banda. Los Q bajos determinan anchos de banda amplios o menor selectividad.

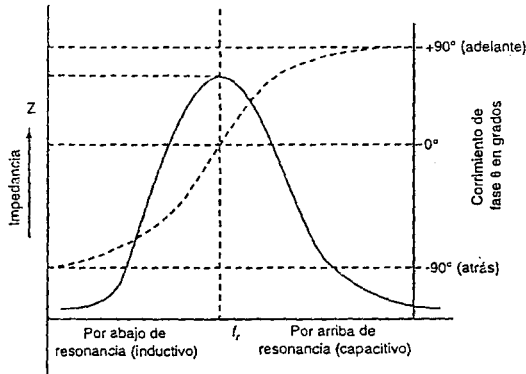


FIGURA 2-26 Respuesta de un circuito resonante paralelo.

donde R_p , es la resistencia equivalente en paralelo, R_{eq} está en paralelo con cualquier otra resistencia en paralelo y X_L es la reactancia inductiva de la inductancia equivalente, L_{eq} .

2-3 FILTROS

Un *filtro* es un circuito selectivo en frecuencia. Los filtros se diseñan para dejar pasar algunas frecuencias y rechazar otras. Los circuitos resonantes serie y paralelo que se analizaron en la sección anterior son ejemplos de filtros.

Hay numerosas formas para utilizar los circuitos de filtros. Los filtros sencillos creados con el uso de resistores y capacitores o con inductores y capacitores, se denominan *filtros pasivos* porque utilizan componentes pasivos que no amplifican. En trabajos relacionados con las comunicaciones, la mayoría de los filtros son pasivos, de la variedad *LC*, aun cuando también se utilizan otros tipos. Un tipo especial son los filtros activos que emplean redes *RC* con realimentación en circuitos con amplificadores operacionales, filtros con capacitores conmutados, filtros de cerámica y cristal, filtros (SAW), y filtros digitales hechos con técnicas de procesamiento de señales (DSP).

Los cinco tipos básicos de circuitos de filtros son:

Filtro pasobajas. Pasa frecuencias abajo de una frecuencia crítica denominada frecuencia de corte, y atenúa de manera considerable las que están arriba de la frecuencia de corte.

Filtro pasoaltas. Pasa frecuencias que están por arriba de la frecuencia de corte, pero rechaza las que se encuentran por abajo de ésta.

Filtro pasobanda. Pasa frecuencias dentro de un intervalo angosto comprendido entre las frecuencias de corte inferior y superior.

Filtro supresor de banda. Rechaza o impide el paso de las frecuencias comprendidas dentro de un intervalo angosto, pero deja pasar las frecuencias que están por arriba y por abajo de las frecuencias de corte.

Filtro pasotodo. Pasa bien todas las frecuencias dentro del intervalo de su diseño, pero tiene una característica fija o predecible en cuanto al corrimiento de fase.

FILTROS RC

Los filtros *RC* utilizan una combinación de resistores y capacitores para obtener la respuesta deseada. La mayoría de los filtros son del tipo pasoaltas. Aunque filtros supresores de banda o filtros de muesca se construyen también con circuitos *RC*, los filtros pasobanda pueden obtenerse combinando secciones de *RC* con filtros pasobajas y pasoaltas, pero esto se hace en raras ocasiones.

FILTRO PASOBAJAS. Un filtro pasobajas es un circuito que no introduce atenuación a frecuencias por abajo de la frecuencia de corte, pero que elimina por completo todas las señales con frecuencias arriba de la frecuencia de corte. Algunas veces estos filtros se denominan *filtro de corte en altas*.

La figura 2-27, muestra la curva de respuesta ideal para un filtro pasobajas, curva que no puede realizarse en la práctica. En circuitos prácticos, en lugar de tener una transición brusca en la frecuencia de corte, existe una transición más gradual entre la pequeña o no atenuación y la atenuación máxima.

La forma más sencilla de un filtro pasobajas es el circuito *RC* que describe en la figura 2-28a). El circuito forma un simple divisor de voltaje con un componente sensible a la frecuencia, en este caso el capacitor. A frecuencias muy bajas, el capacitor tiene una reactancia muy alta en

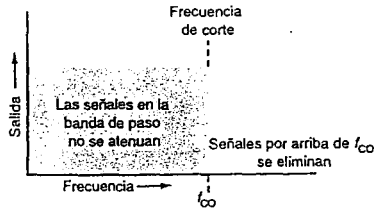


FIGURA 2-27 Curva de respuesta ideal de un filtro pasobajas.

comparación con la resistencia y, por lo tanto, la atenuación es mínima. A medida que la frecuencia aumenta, la reactancia capacitiva decrece. Cuando la reactancia se hace más pequeña que la resistencia, la atenuación aumenta con rapidez. La figura 2-28b) muestra la respuesta en frecuencia del circuito básico; la frecuencia de corte de este filtro es el punto en el que R y X_C son iguales. La frecuencia de corte, también conocida como frecuencia crítica, la determina por la expresión

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

Por ejemplo, si $R = 4.7\text{ k}\Omega$ y $C = 560\text{ pF}$, la frecuencia de corte es

$$f_{co} = \frac{1}{2\pi(4700)(560 \times 10^{-12})} = 60\,499.87\text{ Hz} \text{ o } 60.5\text{ kHz}$$

Ejemplo 2-22

¿Cuál es la frecuencia de corte de un filtro pasobajas RC de una sola sección con $R = 8.2\text{ k}\Omega$ y $C = 0.0033\text{ }\mu\text{F}$?

$$f_{co} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(8.2 \times 10^3)(0.0033 \times 10^{-6})} \\ = 5\,884.54\text{ Hz} \text{ o } 5.88\text{ kHz}$$

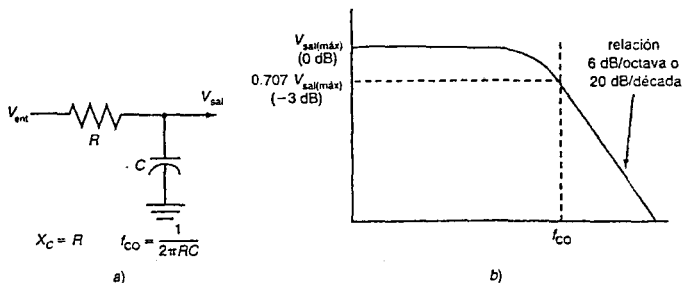


FIGURA 2-28 Filtro pasobajas RC : a) circuito. b) filtro pasobajas.

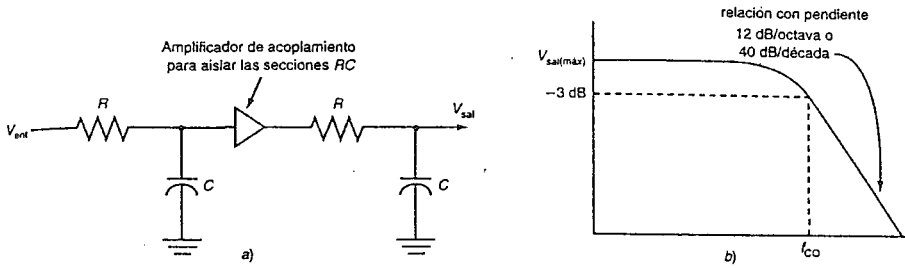


FIGURA 2-29 Un filtro RC de dos etapas mejora la respuesta pero incrementa la pérdida de la señal. a) Circuito, b) curva de respuesta.

En la frecuencia de corte, la amplitud de la salida es 70.7% de la amplitud de entrada de bajas frecuencias, que se denomina punto de 3 dB abajo; en otras palabras, este filtro tiene una ganancia en voltaje de -3 dB a la frecuencia de corte. En frecuencias por arriba de la frecuencia de corte, la amplitud decrece en una relación lineal de 6 dB por octava o de 20 dB por década. Una *octava* se define como el doble o la mitad de la frecuencia, mientras que una *década* representa un décimo o 10 veces de relación de las frecuencias. Suponga que un filtro tiene una frecuencia de corte de 60 Hz. Si la frecuencia se dobla a 1 200 Hz, la atenuación aumentará en 6 dB o de 3 dB a la frecuencia de corte de 9 dB a 1 200 Hz. Si la frecuencia se incrementa por un factor de 10 de 600 Hz a 6 kHz, la atenuación aumentaría por un factor de 20 dB, de 3 dB en la frecuencia de corte a 23 dB a 6 kHz.

Si se requiere una relación más rápida de atenuación, se pueden utilizar dos secciones RC a la misma frecuencia de corte. Con este circuito que se muestra en la figura 2-29a) la relación de atenuación es de 12 dB por octava o 40 dB por década. Se emplean dos circuitos idénticos RC, pero también un amplificador de aislamiento o búfer como un seguidor de voltaje (ganancia ≈ 1) entre los dos circuitos para prevenir que la segunda sección represente una carga para la primera. Si se conectaran en cascada dos secciones RC sin el aislamiento, se obtendría una relación de atenuación menor que la teoría ideal de 12 dB por octava debido al efecto de carga.

Con una curva de atenuación más pronunciada se dice que el circuito es más selectivo. La desventaja de conectar las secciones en cascada es que la mayor atenuación causa que la señal de salida sea bastante menor. Esta atenuación de la señal en la banda de paso del filtro se llama *pérdida de inserción*.

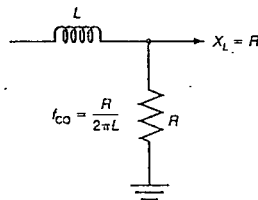


FIGURA 2-30 Filtro pasobajas usado con un inductor.

El filtro pasobajas también puede utilizarse con un inductor y un resistor como muestra la figura 2-30. La curva de respuesta para este filtro RL es la misma que la que describe la figura 2-28b). La frecuencia de corte se determina mediante la fórmula

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

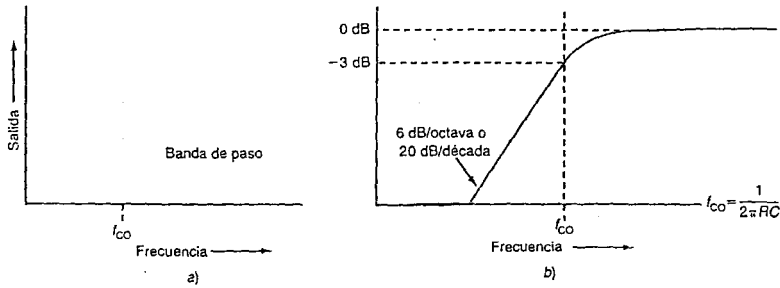


FIGURA 2-31 Curva de respuesta de frecuencia de un filtro paso dealtas: a) ideal. b) práctico.

Los filtros RL pasobajas no tienen un uso tan amplio como los filtros RC debido a que los inductores, por lo general, son más grandes, pesados y caros que los capacitores. Los inductores también tienen mayores pérdidas que los capacitores debido a la resistencia inherente a su embobinado.

FILTRO PASOALTAS. Un filtro pasoaltas pasa frecuencias superiores a la frecuencia de corte con poca o nada de atenuación, pero atenúa en forma considerable las señales por abajo del corte. La curva ideal pasoaltas se muestra en la figura 2-31a). Las aproximaciones a la curva ideal pasoaltas que muestra la figura 2-31b) se pueden obtener con una variedad de filtros RC y LC .

El filtro básico pasoaltas RC se muestra en la figura 2-32a). De nuevo, no es algo más que un divisor de voltaje con el capacitor utilizado como el componente sensible a la frecuencia en el divisor de voltaje. A frecuencias bajas X_C es muy alta; cuando X_C es mucho más grande que R , el efecto del divisor de voltaje produce una atenuación alta de las señales de baja frecuencia. A medida que la frecuencia aumenta, la reactancia capacitiva decrece y cuando la reactancia capacitiva es igual o menor que la resistencia, el divisor de voltaje proporciona muy poca atenuación. Por lo tanto, las frecuencias altas pasan relativamente sin atenuación.

La frecuencia de corte de este filtro es la misma que para el circuito pasobajas y se deriva haciendo X_C igual a R y despejando la frecuencia.

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

La pendiente es 6 dB por octava o 20 dB por década.

El filtro pasoaltas también puede utilizarse con un inductor y un resistor, como muestra la figura 2-32b). La frecuencia de corte es

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

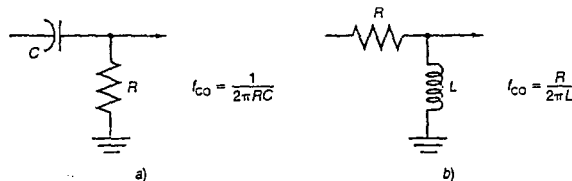


FIGURA 2-32 a) Filtro pasoaltas RC ; b) filtro pasoaltas RL .

La curva de respuesta de este filtro es la misma que la que describe la figura 2-31b). La relación de atenuación es de 6 dB por octava o 20 dB por década, como sucedió con el filtro pasobajas. Para obtener una mejor atenuación se pueden conectar secciones en cascada.

Ejemplo 2-23

¿Cuál es el valor del resistor estándar EIA comercial más cercano que produce una frecuencia de corte de 3.4 kHz con un capacitor de 0.047 μF en un filtro RC pasoaltas?

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

$$R = \frac{1}{2\pi f_{co} C} = \frac{1}{2\pi(3.4 \times 10^3)(0.047 \times 10^{-6})} = 996 \Omega$$

El valor más cercano es 910 Ω o 1 000 Ω , siendo 1 000 el más aproximado.

FILTRO RC DE MUESCA. Los filtros de muesca también se llaman filtros de obstrucción de banda o de supresor de banda. Estos filtros supresores de banda se emplean para atenuar de manera considerable un intervalo de frecuencias estrecho alrededor de un punto central. Los filtros de muesca obtienen el mismo propósito pero para una sola frecuencia; un filtro sencillo de muesca que se usa con resistores y capacitores como el que muestra la figura 2-23a) se llama filtro de muesca *T paralelo* o *doble T*. Éste es una variación de un circuito puente. Recuerde que en dicho circuito la salida es cero si el puente está balanceado y si los valores de los componentes se igualan con precisión, el circuito estará en equilibrio y producirá atenuación en una señal de entrada a una frecuencia del diseño tan alta como 30 o 40 dB. La figura 2-33b) muestra una curva típica de respuesta.

La frecuencia central de muesca se calcula con la fórmula

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

¿SABÍA QUE?
 Los filtros de muesca doble T se utilizan a bajas frecuencias para eliminar el ruido de línea en los circuitos de audio y en los amplificadores de equipos médicos.

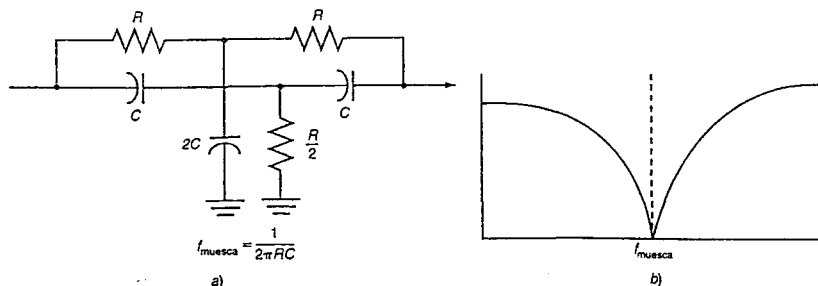


FIGURA 2-33 Filtro RC de muesca.

Por ejemplo, si los valores de una resistencia y una capacitancia son 100 kΩ y 0.02 μF, la frecuencia de muesca es

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

Los filtros de muesca doble T en general se emplean a frecuencias bajas. Un uso común es para eliminar el ruido de la línea de alimentación de 60 Hz en los circuitos de audio y en los amplificadores de baja frecuencia de equipos médicos. La clave para una atenuación alta a la frecuencia de muesca son los valores precisos de los componentes. Los valores de los resistores y capacitores se deben igualar para alcanzar atenuación alta.

Ejemplo 2-24

¿Qué valores de capacitores se utilizarán en un filtro RC de muesca doble T para eliminar 120 Hz si $R = 220 \text{ k}\Omega$?

$$\begin{aligned} f_{\text{muesca}} &= \frac{1}{2\pi RC} \\ C &= \frac{1}{2\pi f_{\text{muesca}} R} = \frac{1}{6.28(120)(220 \times 10^3)} \\ &= 6.03 \times 10^{-9} = 6.03 \text{ nF o } 0.006 \mu\text{F} \\ 2C &= 0.012 \mu\text{F} \end{aligned}$$

FILTROS LC

Los filtros RC sobre todo se utilizan en frecuencias bajas. Son muy comunes a frecuencias de audio pero rara vez se usan por arriba de 100 kHz. A frecuencias de radio su pérdida de inserción es muy grande y la pendiente de corte es demasiado gradual. Es más común ver filtros LC construidos con inductores y capacitores. Los inductores para frecuencias bajas son grandes, voluminosos y caros, pero los que se utilizan en frecuencias altas son muy pequeños, ligeros y baratos. A través de los años se ha desarrollado una multitud de tipos de filtros, que incluye los filtros básicos de constante k y derivados m , así como muchas variaciones especiales que se diseñan para mejorar algunas características especiales del filtro.

TERMINOLOGÍA DE FILTROS. Cuando se trabaja con filtros se escucha una gran variedad de términos para describir la operación y características de los mismos. Las definiciones siguientes ayudarán a entender las especificaciones y operación de los filtros.

1. **Banda de paso.** Es el intervalo de frecuencias entre las frecuencias de corte o entre la frecuencia de corte y cero (para el pasobajas) o entre la frecuencia de corte e infinito (para el pasoaltas).
2. **Banda de rechazo.** Es el intervalo de frecuencias fuera de la banda de paso, esto es, el intervalo de frecuencias que en forma considerable es atenuado por el filtro. En este intervalo se rechazan las frecuencias.
3. **Atenuación.** Es la cantidad por la cual se reducen las frecuencias no deseadas en la banda de rechazo. Puede expresarse como un cociente de potencias o como un cociente de voltajes de salida a entrada. En general la atenuación se expresa en decibeles.



4. **Pérdida de inserción.** Es la pérdida que el filtro introduce a las señales dentro de la banda de paso.
5. **Impedancia.** Es el valor resistivo de la carga y las terminales de entrada del filtro. Es muy común designar los filtros por sus impedancias de entrada y de salida que deberán conservarse para una operación correcta.
6. **Rizo.** Son variaciones de la amplitud con la frecuencia dentro de la banda de paso, o el repetitivo subir y bajar del nivel de la señal en la banda de paso de algunos tipos de filtros. Se conoce como rizo. Por lo general se mide en decibeles y también puede haber rizo dentro de la banda de rechazo en algunos tipos de filtros.
7. **Factor de forma.** También se conoce como relación de ancho de banda y es la relación del ancho de banda de paso al ancho de banda de rechazo de un filtro pasobanda. Compara el ancho de banda a atenuación mínima, en general en los puntos de -3 dB o frecuencias de corte, a esa atenuación máxima y, por lo tanto, da una indicación relativa de relación de atenuación o selectividad. El ideal es una relación de 1, que por lo general no puede obtenerse con filtros prácticos. El filtro que muestra la figura 2-34 tiene un ancho de banda de 6 kHz en el punto de 3 dB de atenuación y un ancho de banda de 14 kHz en el punto de -40 dB de atenuación; por lo tanto, el factor de forma es $14 \text{ kHz}/6 \text{ kHz} = 2.333$. Los puntos de comparación varían con diferentes filtros y fabricantes. Los puntos de comparación pueden estar en los puntos de 6 dB abajo y 60 dB abajo o a cualesquiera otros dos niveles designados.
8. **Polo.** Es la frecuencia en la que hay una impedancia alta en el circuito. También se utiliza para describir una sección de un filtro RC o LC . Un simple filtro pasobajas RC como el de la figura 2-8a) tiene un polo. El filtro de dos secciones de la figura 2-2 posee dos polos.
9. **Cero.** Este término se usa para referir una frecuencia en la que la impedancia del circuito es cero.
10. **Retardo de envolvente.** También se conoce como tiempo de retardo y es el tiempo que le toma a un punto específico de una forma de onda de entrada para pasar por el filtro.
11. **Pendiente de caída.** También llamada relación de atenuación, la pendiente es la relación del cambio de amplitud con la frecuencia en un filtro. La pendiente más pronunciada o la mayor relación de atenuación determinan una mayor selectividad del filtro, esto es, la mayor capacidad de diferenciar entre dos señales cercanas, una deseada y la otra no.

FILTROS PASOBAJAS LC. Hay dos tipos básicos de filtros LC : filtros de constante k y filtros derivados m . Los primeros hacen del producto de las reactancias capacitiva e inductiva un

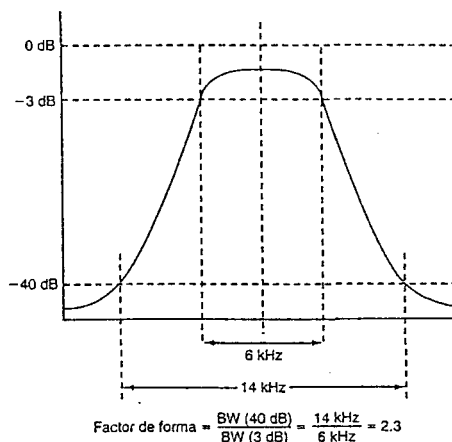


FIGURA 2-34 Factor de forma.

valor constante k . Este tipo de filtro tiene impedancias resistivas constantes en la entrada y la salida. Los filtros derivados m utilizan un circuito sintonizado en el filtro, para introducir un punto de atenuación infinita con el propósito de hacer que la relación de pendiente o atenuación sea más rápida. La relación de atenuación es una función de la relación de la frecuencia de corte del filtro a la frecuencia de atenuación infinita, o m .

Los filtros de constante k pueden realizarse en tres formas diferentes, como muestra la figura 2-35. El circuito de la figura 2-35a) se llama medio filtro o filtro de sección L . En la figura 2-35b) y 2-35c) se muestran las versiones de los filtros T y π . Observe los valores de L y C . Los filtros deben trabajarse junto con un generador que tenga impedancia interna igual a R_L y terminados por su impedancia característica o impedancia de carga R_L , la cual se determina de la expresión

$$R_L = k = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

La frecuencia de corte de -3 dB debajo de este circuito es

$$f_{co} = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}}$$

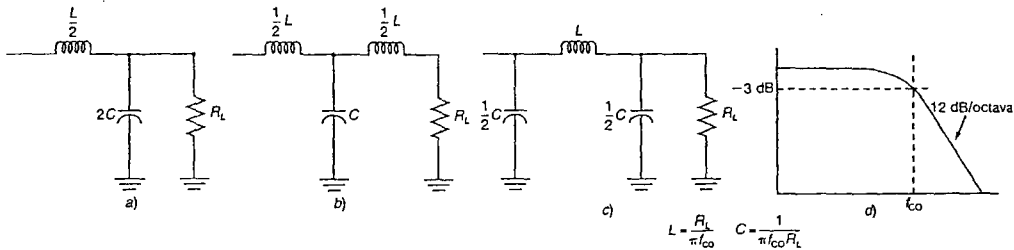


FIGURA 2-35 Filtro de constante k pasobajas; a) sección L , b) sección T, c) sección π , d) curva de respuesta.

La relación con pendiente de caída de los filtros en la figura 2-35 es 12 dB por octava, como muestra la figura 2-35d).

También se pueden agregar secciones en cascada para obtener mayor atenuación de las frecuencias por arriba del corte y una curva de mayor pendiente para mejor selectividad.

Ejemplo 2-25

Calcule los valores de inductancia y capacitancia para un filtro pasobajas de constante k y de sección π con una carga de 50Ω a 40 MHz. Utilice las ecuaciones de la figura 2-35 para hacer el cálculo.

$$L = \frac{R_L}{\pi f_{co}} = \frac{50}{3.14(40 \times 10^6)} = 3.98 \times 10^{-7} = 398 \times 10^{-9} = 398 \text{ nH}$$

$$C = \frac{1}{\pi f_{co} R_L} = \frac{1}{3.14(40 \times 10^6)(50)} = 1.592 \times 10^{-10} = 1.592 \times 10^{-12} = 159.2 \text{ pF}$$

Como se especifica un filtro de sección π , cada capacitor valdrá $C/2 = 159.2/2 = 79.61 \text{ pF}$.

Cuando se requiere buena selectividad cerca del punto de corte, el filtro pasobajas puede modificarse incluyendo un circuito sintonizado o resonante. La figura 2-36 muestra dos ejemplos de filtros derivados m ; en la figura 2-36a) un circuito paralelo LC forma alta impedancia cerca del punto de corte, lo que produce una atenuación pronunciada de muesa cerca de la frecuencia de corte, como muestra la figura 2-37. El mismo efecto se puede lograr con un circuito resonante serie conectado en derivación como indica la figura 2-36b). Los filtros derivados m proporcionan una pendiente más pronunciada en la curva de respuesta y, por lo tanto, mejoran su selectividad. La principal desventaja es que hay menos atenuación más allá del punto de corte debido al efecto del circuito resonante.

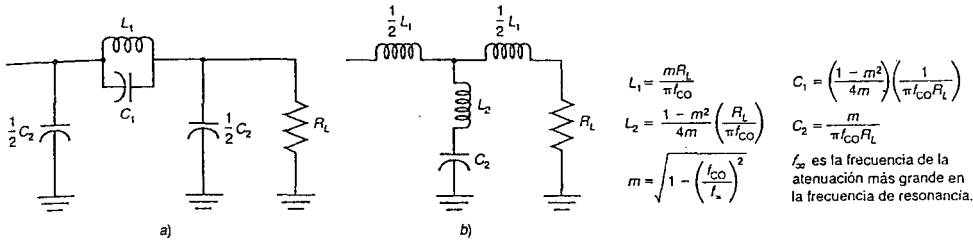


FIGURA 2-36 Filtros derivados m pasobajas: a) red tipo π , b) red tipo T.

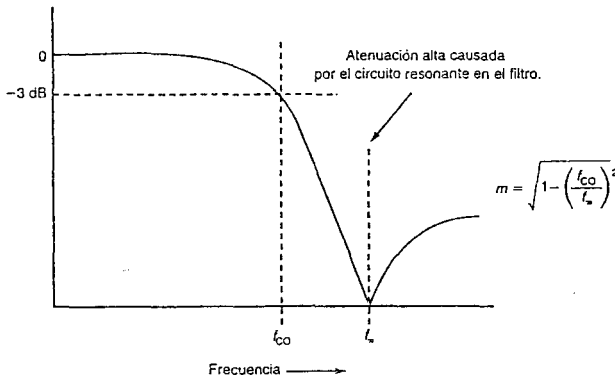


FIGURA 2-37 Respuesta en frecuencia de un filtro derivado m pasobajas.

El valor de m en el intervalo de 0.5 a 0.9 lo determina en general la relación de la frecuencia de corte con la frecuencia de atenuación infinita.

$$m = \sqrt{1 - \left(\frac{f_{co}}{f_{co}} \right)^2}$$

A mayor valor de m , mayor selectividad pero también mayor salida después de la frecuencia de corte. Un valor apropiado para m es 0.6 y representa un balance adecuado entre selectividad y atenuación arriba del punto de corte.

FILTROS LC PASOALTAS. Los filtros de constante k pasoaltas se muestran en la figura 2-38 las fórmulas para el cálculo de estos filtros se dan en la misma ilustración. La figura 2-39 muestra algunos de los circuitos para filtros derivados m paso altas. La curva de respuesta se describe en la figura 2-39c). Ambas secciones LC , en paralelo y en serie, se combinan con los otros componentes para producir un punto de atenuación pronunciada para mejorar la selectividad.

Hay dos temas importantes que se deberán recordar acerca de circuitos de filtros como éstos: primero, los circuitos LC se diseñan para trabajar con impedancias específicas de entrada y de salida, pero si no se proporcionan los valores correctos de impedancias de entrada, no se podrán obtener los resultados correctos de filtrado. Segundo, los resultados de atenuación y selectividad son dependientes no sólo de la configuración del filtro, sino también del número de secciones L , T o π conectadas en cascada. El nivel de selectividad y atenuación deseado puede lograrse conectando secciones en cascada para obtener el nivel buscado; sin embargo, la atenuación total de la señal en la banda de paso se incrementará. A menudo es necesario añadir ganancia al circuito para contrarrestar la atenuación alta introducida al mismo dentro de la banda de paso. Esta atenuación se conoce como *pérdida de inserción*.

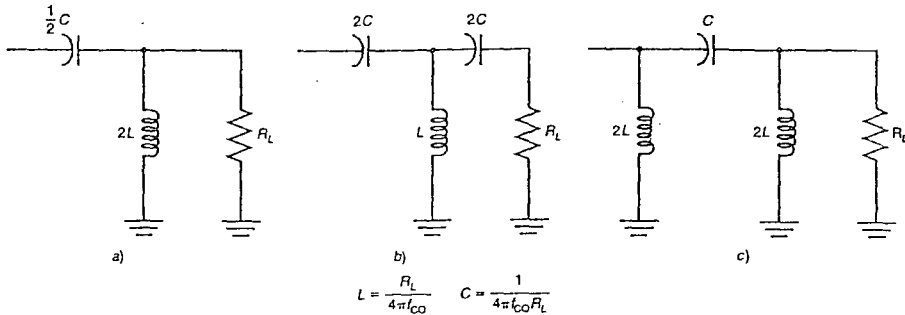


FIGURA 2-38 Filtros pasoaltas de constante k : a) sección L , b) sección T , c) sección π .

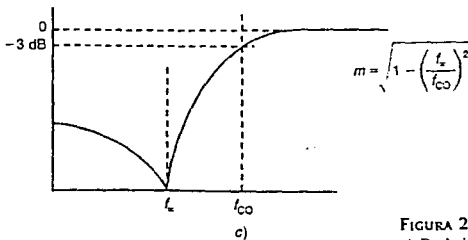
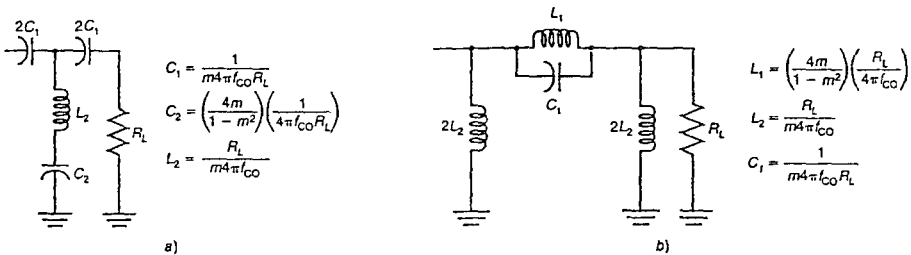


FIGURA 2-39 Filtros derivados m pasoaltas y sus respuestas. a) Red tipo T , b) red tipo π , c) curva de respuesta.

Ejemplo 2-26

Calcule los valores de L y C para un filtro derivado m pasoaltas tipo I con $m = 0.6$, $f_{co} = 28$ MHz y $R_L = 75 \Omega$.

$$L_2 = \frac{R_L}{m^4 \pi f_{co}} = \frac{75}{(0.6)(4)(3.14)(28 \times 10^6)} = 3.55 \times 10^{-7}$$

$$= 0.355 \times 10^{-6} = 0.355 \mu\text{H} \text{ o } 355 \text{ nH}$$

$$C_1 = \frac{1}{m^4 \pi f_{co} R_L} = \frac{1}{(0.6)(4)(3.14)(28 \times 10^6)(75)}$$

$$= 6.32 \times 10^{-12} = 63.2 \text{ pF}$$

$$2C_1 = 2(63.2) = 126 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{4m}{1 - m^2} \frac{1}{4 \pi f_{co} R_C}$$

$$= \frac{4(0.6)}{1 - (0.6)^2} \frac{1}{4(3.14)(28 \times 10^6)(75)}$$

$$= (3.75)(3.79 \times 10^{-11}) = 1.42 \times 10^{-10}$$

$$= 142 \times 10^{-12} \text{ F o } 142 \text{ pF}$$

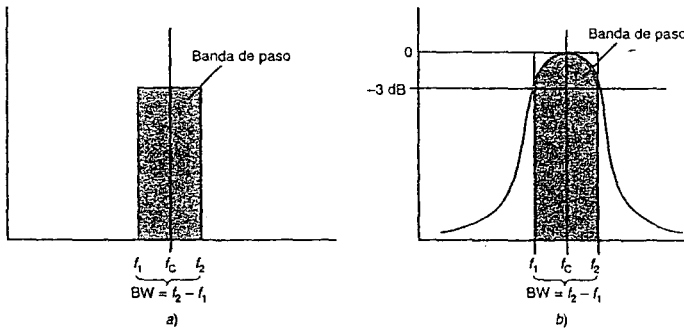


FIGURA 2-40 Curvas de respuesta de un filtro pasobanda: a) ideal, b) práctico.

FILTROS PASOBANDA. Un filtro pasobanda, es el que permite el paso de un intervalo de frecuencias angosto alrededor de una frecuencia central, f_c , con una atenuación mínima, pero que rechaza las frecuencias por arriba y por abajo de este intervalo. La curva ideal de respuesta de un filtro pasobanda, que se muestra en la figura 2-40a), como antes se indicó, tiene frecuencias de corte superior e inferior f_2 y f_1 . El ancho de banda de este filtro es la diferencia entre las frecuencias de corte superior e inferior, o $BW = f_2 - f_1$. Las frecuencias por arriba y por abajo de las frecuencias de corte se eliminan.

La curva ideal de respuesta no se obtiene con circuitos prácticos, pero sí puede lograrse una aproximación. La curva de respuesta práctica de un filtro pasobanda se muestra en la figura 2-40b). Los circuitos resonantes serie y paralelo, descritos en la sección anterior, tienen una curva de respuesta como la de la figura y proporcionan filtros pasobanda buenos. Las frecuencias de corte son aquellas en que el voltaje de salida baja al 0.707% del voltaje pico de salida, estos son los puntos de -3 dB de atenuación.

La figura 2-41 muestra dos tipos de filtros pasobanda: en la 2-41a), un circuito resonante serie se conecta en serie con un resistor de salida, formando así un divisor de voltaje. En frecuencias por arriba y por abajo de la frecuencia de resonancia, la reactancia inductiva o la reactancia capacitiva serán altas en comparación con la resistencia de salida; por lo tanto, la amplitud de salida será muy pequeña. Sin embargo, a la frecuencia de resonancia, se cancelan las reactancias inductiva y capacitiva, dejando sólo la resistencia pequeña del inductor. La mayor parte del voltaje de entrada aparece a través de la resistencia de salida grande. La figura 2-40b) muestra la curva de respuesta de este circuito. Recuerde que el ancho de banda de un circuito como éste es función de la frecuencia de resonancia y del Q : $BW = f_c/Q$.

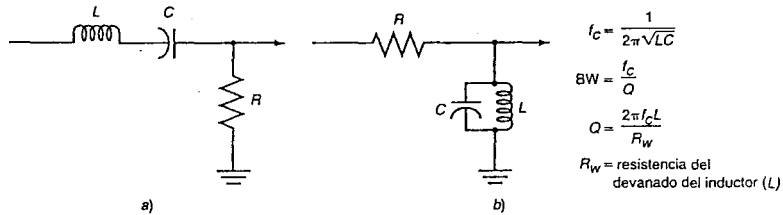


FIGURA 2-41 Filtros pasobanda simples.

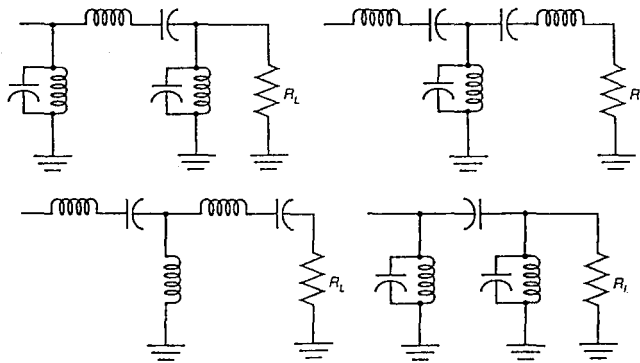


FIGURA 2-42 Circuitos comunes de filtros pasobanda.

La figura 2-41b) muestra un filtro pasobanda con circuito resonante paralelo. De nuevo se forma un divisor de voltaje con el resistor R y el circuito sintonizado. Esta vez la salida se toma a través del circuito resonante paralelo. A frecuencias por arriba y por abajo de la frecuencia de resonancia central, la impedancia del circuito sintonizado paralelo es baja en comparación con el valor del resistor; por lo tanto, el voltaje de salida es muy pequeño. Las frecuencias por arriba y por abajo de la frecuencia central son atenuadas en forma considerable. En la frecuencia de resonancia, las reactancias son iguales y la impedancia del circuito sintonizado paralelo es muy grande en comparación con el valor de la resistencia. Por consiguiente, la mayoría del voltaje de entrada aparecerá a través del circuito sintonizado. La curva de respuesta es similar a la de la figura 2-40b).

Se puede obtener una mejor selectividad con *bordes más pronunciados* en la curva de respuesta al conectar varias secciones de circuitos pasobanda en cascada. Algunas formas de ha-

cerlo se muestran en la figura 2-42. A medida que aumenta el número de secciones en cascada, el ancho de banda se hace más estrecho y la curva de respuesta adquiere una pendiente más pronunciada; la figura 2-43 muestra un ejemplo. Como ya se indicó, al utilizar múltiples secciones de filtros se mejora la selectividad, pero también se incrementa la atenuación en la banda de paso (pérdida de inserción), la cual deberá contrarrestarse añadiendo ganancia.

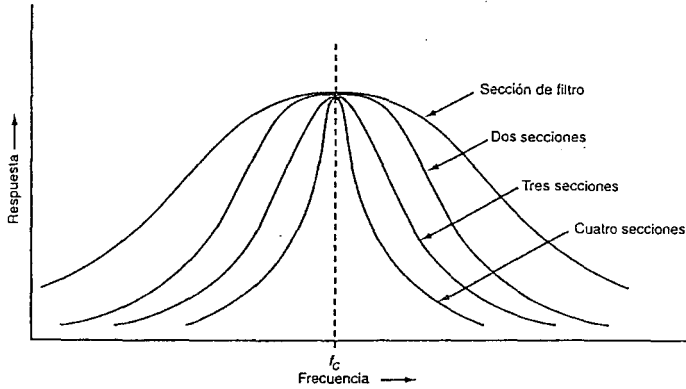


FIGURA 2-43 Cómo se mejora el ancho de banda y la selectividad al conectar varias secciones de filtro en cascada.

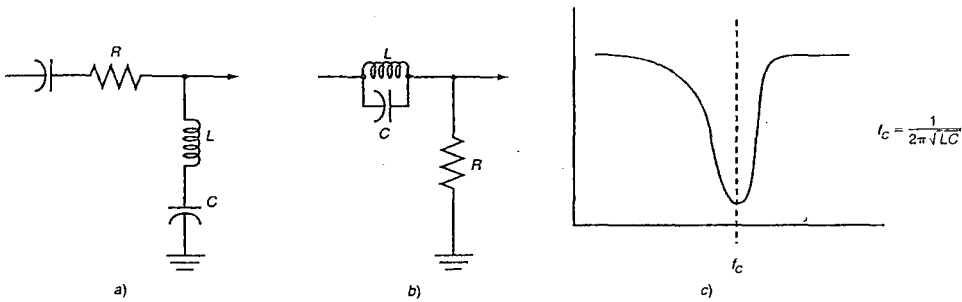


FIGURA 2-44 Filtros supresores de banda LC sintonizados: a) en derivación, b) en serie, c) curva de respuesta.

FILTROS SUPRESORES DE BANDA. También se conocen como de obstrucción de banda. Rechazan una banda de frecuencia angosta alrededor de una frecuencia central o de muesca; en la figura 2-44 se muestran dos filtros supresores de banda LC típicos; en la 2-44 a) el circuito LC resonante serie forma un divisor de voltaje con el resistor de entrada, R. En frecuencias por arriba y por abajo de la frecuencia central de supresión o de muesca, la impedancia del circuito LC es alta en comparación con la de la resistencia; por lo tanto, las señales por arriba y por abajo de la frecuencia central pasarán con una atenuación mínima. En frecuencia central, el circuito sintonizado resuena dejando sólo la pequeña resistencia del inductor, lo que forma un divisor de voltaje con el resistor de entrada. Como la impedancia es muy baja en re-

sonancia en relación con la resistencia, la señal de salida será muy pequeña en amplitud. La figura 2-44c) muestra una curva de respuesta típica.

La figura 2-44b) muestra una versión de este circuito en paralelo, donde el circuito resonante paralelo se conecta en serie con un resistor del cual se saca la salida. En frecuencias por arriba y por abajo de la frecuencia de resonancia, la impedancia del circuito en paralelo es muy pequeña; hay, sin embargo, algo de atenuación de la señal y la mayor parte del voltaje de entrada aparecerá a través del resistor de salida. En frecuencia de resonancia el circuito en paralelo LC tiene una impedancia resistiva bastante alta en comparación con la resistencia de salida dando, por lo tanto, un voltaje mínimo a la frecuencia central. Los filtros LC a menudo utilizados en esta forma se llaman *trampas*.

Otro tipo de filtro de muesca es el denominado filtro puente en T que describe la figura 2-45c). Este filtro que se utiliza ampliamente en circuitos de RF , usa inductores y capacitores y, por lo tanto, tiene una curva de respuesta con pendiente más pronunciada que el filtro RC de muesca en doble T. Como L es variable, la muesca se puede sintonizar.

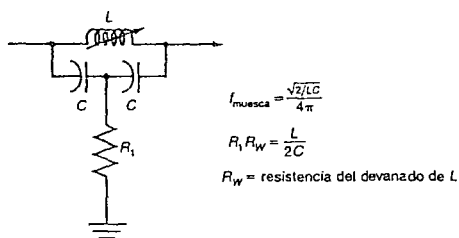


FIGURA 2-45 Filtro de muesca puente en T.

TIPOS DE FILTROS

Los filtros son una de las piezas clave de los sistemas de comunicaciones. Los principales tipos de filtros LC en uso se llaman de acuerdo con el nombre de quien los descubrió y desarrolló el análisis y método de diseño de cada uno. Los filtros de mayor uso son Butterworth, Chebyshev, Cauer (elíptico) y Bessel. Cada uno puede utilizarse en las formas constante k y derivado m .

Butterworth. Este tipo de filtro tiene respuesta plana máxima dentro de su banda de paso y atenuación uniforme con la frecuencia. La atenuación justo fuera de la banda de paso no es tan grande como la que se puede obtener con otros filtros. La figura 2-46 es un ejemplo del filtro Butterworth pasobajas.

Chebyshev. Los filtros Chebyshev (o Tchebyshev) tienen una selectividad muy buena; esto es, su relación de atenuación o pendiente es alta, mucho más alta que la del filtro Butterworth (figura 2-46). La atenuación justo fuera de la banda de paso es también muy alta, o tal vez



mejor que la del Butterworth. El problema principal con el filtro Chebyshev es que tiene rizo dentro de la banda de paso, como se hace evidente en la figura. La respuesta no es plana o constante, como lo es en el filtro Butterworth, lo que puede representar una desventaja en algunas aplicaciones.

Cauer (elíptico). El filtro Cauer produce todavía mayor atenuación o relación de pendiente que los filtros Chebyshev y mayor atenuación fuera de la banda de paso. Sin embargo, esto se logra con un rizo aún mayor en la banda de paso así como fuera de ésta.

Bessel. También llamados filtros *Thomson*, estos circuitos proporcionan la deseada respuesta de frecuencia (esto es, pasobajas, pasobanda, etcétera), pero tienen un retardo de tiempo constante en la banda de paso. Los filtros Bessel tienen lo que se conoce como *retardo de grupo plano*; a medida que la frecuencia de la señal varía en la banda de paso, la fase cambia o el retardo de tiempo que introduce es constante. En algunas aplicaciones el retardo de grupo constante es necesario para prevenir distorsión de las señales dentro de la banda de paso, debida a cambios de fase variables con la frecuencia. Un ejemplo son los filtros que deben pasar pulsos. Para lograr esta respuesta deseada, el filtro Bessel tiene una atenuación un poco menor afuera de la banda de paso.

Cualquiera que sea el tipo, por lo general los filtros pasivos se diseñan y construyen con componentes discretos. No es práctico ponerlos en forma de circuitos integrados. Está disponible un buen número de paquetes de *Software* para simplificar y acelerar el proceso de diseño; sin embargo, los filtros también se pueden comprar como componentes. Estos filtros se prediseñan y empaquetan o encapsulan con terminales sólo para la entrada, la salida y la tierra, y pueden utilizarse como circuitos integrados. Se puede obtener un amplio intervalo de frecuencias, características de respuesta y relaciones de atenuación

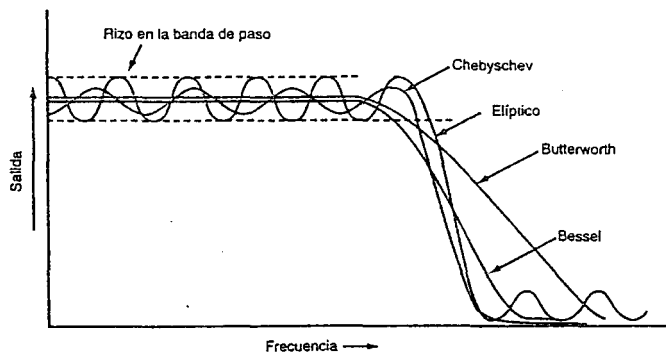


FIGURA 2-46 Curvas de respuesta: Butterworth, elíptico, Bessel y Chebyshev.



FILTROS ACTIVOS

Los filtros activos son circuitos selectivos en frecuencia que incorporan redes RC y amplificadores con realimentación para producir desempeño pasobajas, pasohaltas, pasobanda y supresor de banda. Estos filtros pueden reemplazar a los filtros pasivos LC estándar en muchas aplicaciones. Ofrecen las siguientes ventajas sobre los filtros pasivos LC .

1. **Ganancia.** Debido a que los filtros activos utilizan amplificadores, pueden diseñarse para amplificar y filtrar, lo que evita las pérdidas de inserción.
2. **No requieren inductores.** En general, los inductores son grandes, más pesados y caros que los capacitores y tienen mayores pérdidas. Los filtros activos utilizan sólo resistores y capacitores.
3. **Fáciles de sintonizar.** Debido a que pueden tenerse de resistores selectos o variables, la frecuencia de corte del filtro, la frecuencia central, la ganancia, el Q y el ancho de banda son ajustables.
4. **Aislamiento.** Los amplificadores proporcionan un aislamiento muy grande entre los circuitos en cascada debido al circuito del amplificador, disminuyendo, por lo tanto, la interacción entre los circuitos del filtro.
5. **Acoplamiento más sencillo de las impedancias.** El acoplamiento de las impedancias no es tan difícil como con los filtros LC .

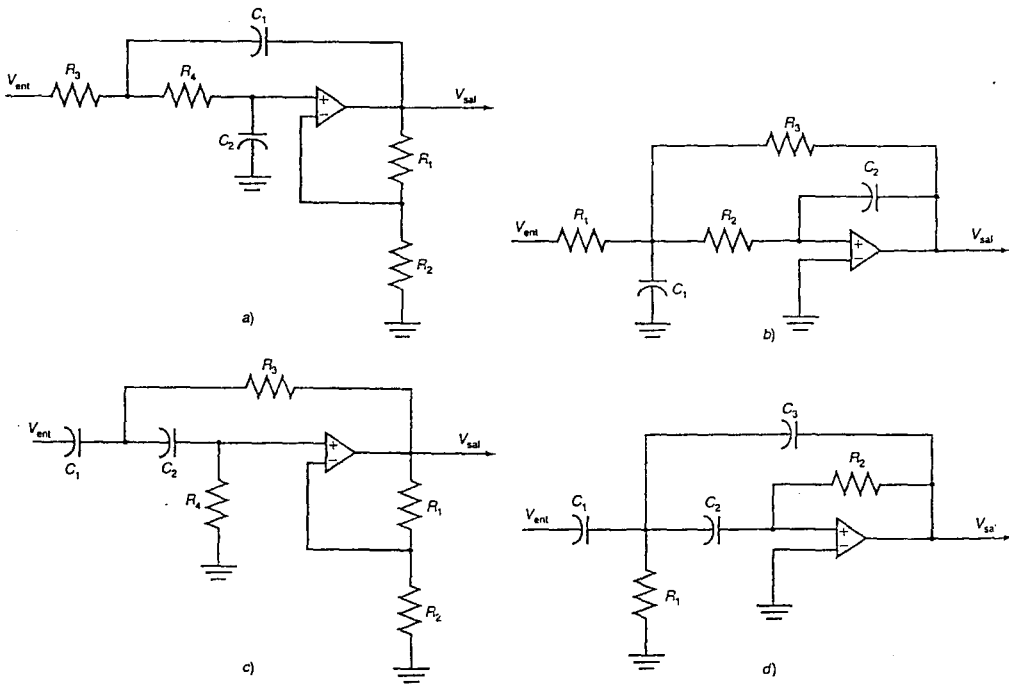


FIGURA 2-47 Tipos de filtros activos: a) pasobajas, b) pasohaltas, c) pasobandas, d) pasohaltas.

La figura 2-47 muestra dos tipos de filtros pasobajas activos y dos tipos de filtros pasoaltas activos. Observe que estos filtros activos utilizan amplificadores operacionales para proporcionar la ganancia. El divisor de voltaje que forman R_1 y R_2 fija la ganancia en los circuitos de las figuras 2-47a) y c) como en cualquier amplificador operacional no inversor. En la figura 2-47b) la ganancia la fijan R_3 y/o R_1 y, C_3 y/o C_1 en la figura 2-47d). Todos los circuitos tienen lo que se llama *respuesta de segundo orden*, que significa que pueden proporcionar la misma acción de filtrado que un filtro de LC , L , T o π constante k . La relación de la pendiente de salida es de 12 dB por octava o 40 dB por década. Se pueden conectar varios filtros en cascada para aumentar la relación de la pendiente.

La figura 2-48 se muestran dos filtros activos pasobanda y de muesca. En la figura 2-48a) ambas secciones RC , pasobajas y pasoaltas, se combinan con realimentación para proporcionar un pasobanda. En la figura 2-48b) se utiliza un filtro de muesca RC doble T con realimentación negativa para dar un pasobanda. En la figura 2-48c) se ilustra un filtro de muesca utilizando una doble T. La realimentación propicia una respuesta mejor delineada que con filtro estándar pasivo doble T.

Una forma especial de filtro activo es el filtro en variables de estado que de manera simultánea puede proveer comportamientos pasobajas, pasoaltas, y pasobanda con un solo circuito en operación. El circuito básico que se muestra en la figura 2-49a), utiliza amplificadores operacionales, redes RC y un arreglo de realimentación. Los amplificadores operacionales 2 y 3 están conectados como integradores o filtros de pasobajas; el amplificador operacional 1 está conectado como un amplificador sumador que agrega la señal de entrada a las señales de realimentación de los amplificadores operacionales 2 y 3. Observe las salidas de los amplificadores operacionales. La frecuencia central y la frecuencia de corte se fijan por capacitores integradores de realimentación y el valor de R_f , R_q y R_g fijan el Q y la ganancia del circuito. El circuito puede hacerse sintonizable variando en forma simultánea los valores de R_f .

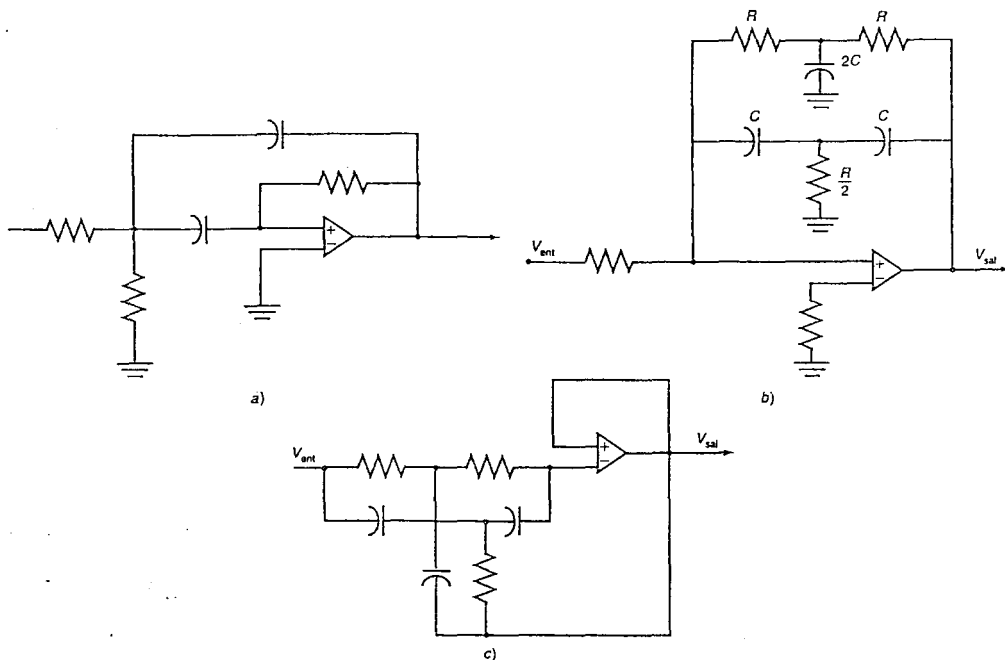


FIGURA 2-48 Filtros activos pasobanda y de muesca: a) pasobanda, b) pasobanda, c) muesca de alto Q .

Una variación de filtro en variables de estado es el filtro *biquad* que muestra la figura 2.49b). Este también usa dos amplificadores operacionales integradores y un amplificador sumador. De nuevo, se pueden obtener características pasobajas, pasobajas y pasobanda de manera simultánea; sin embargo, el uso primario del filtro *biquad* es filtrado pasobanda. Otra vez las frecuencias central o de corte se fijan por el valor de los capacitores integradores de realimentación y R_f . El ancho de banda del filtro lo fija R_b , y R_g establece la ganancia del circuito.

Los filtros activos pueden construirse con circuitos integrados, con amplificadores operacionales y con redes de componentes discretos RC. Pueden diseñarse para obtener cualquiera de las respuestas analizadas, tales como Butterworth y Chebyshev, y son fáciles de conectar en cascada para proporcionar aun mayor selectividad. Los filtros activos también están disponibles como un paquete de componentes encapsulados. La desventaja principal de los filtros activos es que su operación a frecuencias altas está limitada por la respuesta de los amplificadores operacionales y por el tamaño práctico de resistores y capacitores. La mayoría de los filtros activos está restringida a frecuencias menores que 1 MHz y la mayor parte de los circuitos activos operan en bandas de audio y algo más.

FILTROS DE CRISTAL Y DE CERÁMICA

La selectividad de un filtro está limitada por el Q de los circuitos, lo que en general es el Q de los inductores utilizados. Con circuitos LC es difícil alcanzar valores de Q arriba de 200. De hecho, los Q de los circuitos LC se encuentran en el intervalo de 10 a 100 y, en consecuencia, la relación de la pendiente es limitada; sin embargo, en algunas aplicaciones es necesario seleccionar la señal deseada, distinguiéndola de otra señal cercana no deseada (figura 2-50). Un filtro convencional tiene una relación de pendiente de caída lenta y, por lo tanto, la señal no deseada no se atenúa por completo. La forma para obtener una selectividad mayor y un Q más alto, de manera que la señal no deseada se elimine casi del todo, es utilizar filtros contruidos con placas de cristal de cuarzo delgadas o de algunos tipos de materiales cerámicos. Como estos materiales exhiben lo que se llama *piezoelectricidad*, cuando sufren algún esfuerzo mecánico desarrollan un voltaje entre las caras del cristal. Por lo contrario, si se aplica un voltaje de ca entre las caras del cristal o el material cerámico, éste vibrará a una frecuencia muy precisa, frecuencia que se determina por el espesor, forma y tamaño del cristal, así como por el ángulo de corte de las caras del cristal. En general, mientras más delgado sea el elemento de cristal o de cerámica, mayor será la frecuencia de oscilación.

Los elementos de cristal o de cerámica tienen amplio uso en osciladores para fijar la frecuencia de operación en un valor preciso que se mantiene a pesar de variaciones de temperatura o de voltaje que pudieran presentarse en el circuito.

Los elementos de cristal o de cerámica también pueden usarse como elementos de circuito para formar filtros, en especial filtros pasobanda. El circuito equivalente de un cristal o elemento de cerámica es un circuito sintonizado con un Q que va de 10 000 a 1 000 000, permitiendo construir filtros de selectividad muy alta.

FILTROS DE CRISTAL. Estos filtros se construyen con los mismos cristales de cuarzo que normalmente se utilizan en los osciladores de cristal. Cuando se aplica un voltaje a las caras del cristal, éste vibra a una frecuencia de resonancia específica, la cual es en función de su tamaño, espesor y dirección del corte. Los cristales se pueden cortar y pulir para casi cualquier frecuencia entre 100 kHz y 100 MHz; su frecuencia de vibración es muy estable y, por lo tanto, tienen amplio uso para proporcionar señales en frecuencias exactas con buena estabilidad.

El circuito equivalente y el símbolo esquemático de un cristal de cuarzo se muestran en la figura 2-51. El cristal actúa como circuito resonante LC; la parte LCR en serie del circuito equi-

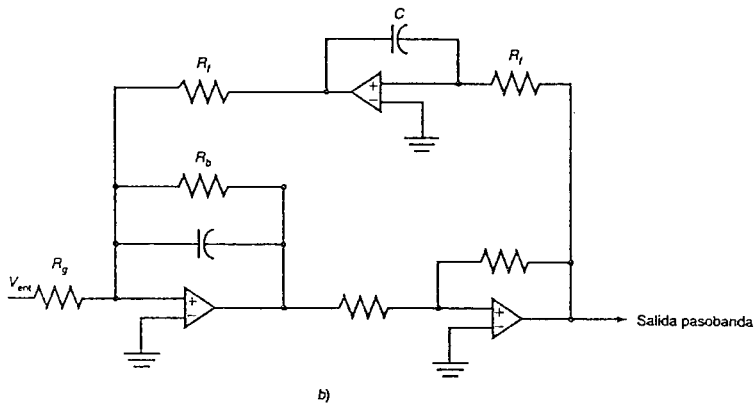
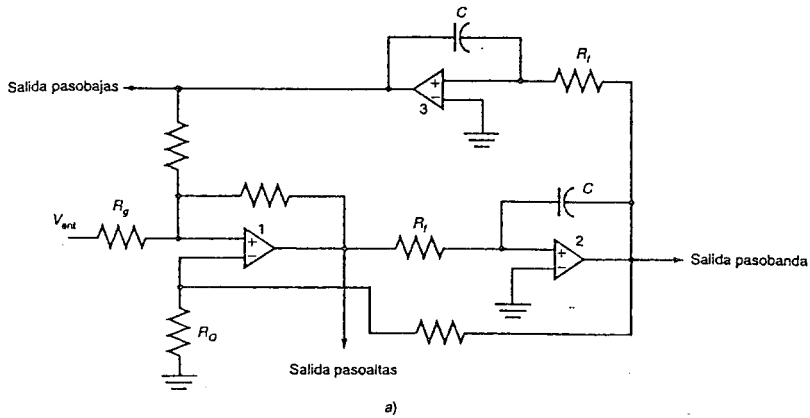


FIGURA 2-49 Filtro activo multifunción: a) filtro en variable de estado, b) filtro *biquad*.

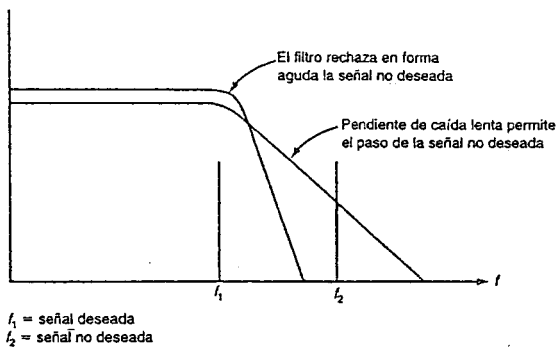


FIGURA 2-50 Cómo la selectividad afecta la capacidad para discriminar las señales.

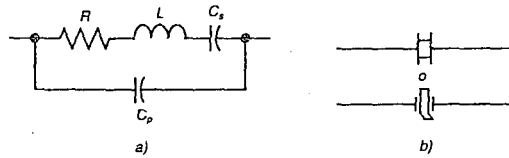


FIGURA 2-51 Cristal de cuarzo: a) circuito equivalente, b) símbolo esquemático.

valente representa al mismo cristal, mientras que la capacitancia, C_p , en paralelo es la capacitancia de las placas en que se monta el cristal como dieléctrico.

La figura 2-52 muestra las variaciones de impedancia del cristal en función de la frecuencia. A frecuencias por abajo de la frecuencia de resonancia del cristal, el circuito aparece capacitivo y tiene alta impedancia; sin embargo, en alguna frecuencia, las reactancias de la inductancia equivalente L y la capacitancia en serie son iguales, y el circuito resuena. El circuito serie es resonante cuando $X_L = X_C$. A esta frecuencia de resonancia en serie, f_s , el circuito es resistivo. La resistencia del cristal es bastante baja, dando al circuito un Q muy alto. En la práctica se encuentran valores de Q entre 10 000 y 1 000 000, lo que hace al cristal un circuito resonante serie altamente selectivo.

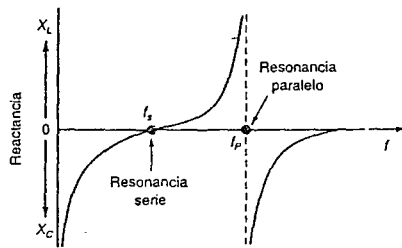


FIGURA 2-52 Variación de la impedancia con la frecuencia de un cristal de cuarzo.

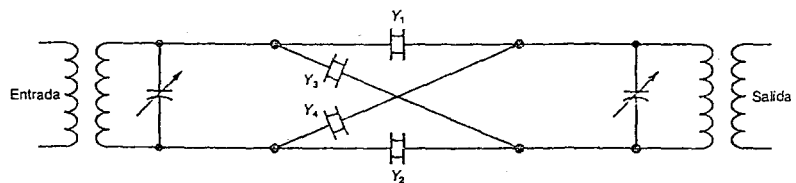


FIGURA 2-53 Filtro de celosía a cristal.

Si la frecuencia de la señal que se aplica al cristal está por arriba de f_s , el cristal se muestra inductivo. En frecuencias un poco mayores, la reactancia de la capacitancia, C_p , en paralelo iguala a la reactancia de la inductancia neta. Al ocurrir esto, se forma un circuito resonante paralelo. En esta frecuencia de resonancia en paralelo, f_p , la impedancia del circuito es resistivo pero muy alta.

El cristal es un componente ideal para usarse en filtros debido a que tiene ambas frecuencias de resonancia serie y paralelo que se encuentran cerca una de la otra. Si se combinan cris-



tales con puntos de resonancia serie y paralelo seleccionados, se pueden construir filtros bastante selectivos con una banda de paso deseada.

El filtro de cristal más común es el de celosía todo a cristal que muestra la figura 2-53, que es un filtro pasobanda. Observe que se utilizan transformadores para proporcionar la entrada al filtro y la salida del mismo. Los cristales Y_1 y Y_2 resuenan a una frecuencia, mientras que los cristales Y_3 y Y_4 lo hacen a otra. La diferencia entre las de dos frecuencias los cristales determina el ancho de banda del filtro. El ancho de banda en el punto 3 dB abajo es casi 1.5 veces el espaciamiento en frecuencia de los cristales; por ejemplo, si Y_1 y Y_2 tienen una frecuencia de 9.000 MHz y Y_3 y Y_4 tienen 9.002 MHz, la diferencia es $9.002 - 9.000 = 0.002$ MHz = 2 kHz; el ancho de banda a -3 dB es entonces 1.5×2 kHz = 3 kHz.

Los cristales también se escogen de manera que la frecuencia de resonancia de Y_3 y Y_4 iguale a la frecuencia de resonancia serie de Y_1 y Y_2 . La frecuencia de resonancia serie de Y_3 y Y_4 es igual a la frecuencia de resonancia en paralelo de Y_1 y Y_2 . El resultado es una banda de paso con atenuación muy pronunciada. Las señales fuera de esta banda se rechazan en más de 50 o 60 dB por debajo de las señales dentro de la banda. Este tipo de filtro puede discriminar entre señales deseadas y no deseadas colocadas una muy cerca de la otra.

Otro tipo de filtro de cristal es el de escalera que describe la figura 2-54, que también es un filtro pasobanda, en el que todos los cristales están cortados a la misma frecuencia. El número de cristales que se utilicen y los valores de los capacitores en derivación fijan el ancho de banda. Por lo menos se deben conectar seis cristales en cascada para alcanzar la selectividad necesaria en aplicaciones de comunicaciones.

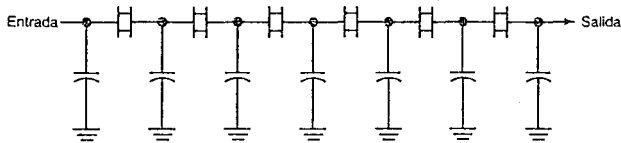


FIGURA 2-54 Filtro de cristal en escalera.

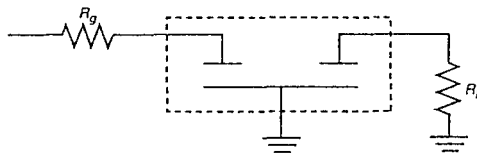


FIGURA 2-55 Símbolo esquemático de un filtro de cerámica.

FILTROS DE CERÁMICA. La cerámica es un compuesto manufacturado que se parece al cristal y tiene las mismas propiedades piezoeléctricas del cuarzo. Los discos de cerámica pueden fabricarse de manera que pueden vibrar a una frecuencia determinada y, por lo tanto, proporcionar las acciones de un filtro. Los filtros de cerámica son muy pequeños y baratos, por lo que tienen amplio uso en transmisores y receptores, no obstante que el Q de la cerámica no alcanza los valores del cuarzo, por lo general de algunos miles, que es muy alto en comparación con el Q que se obtiene con filtros LC . Los filtros de cerámica comunes son del tipo pasobanda con frecuencias de 455 KHz y 10.7 MHz. Están disponibles en diferentes anchos de banda de acuerdo con de su aplicación y son muy utilizados en receptores de comunicaciones.

La figura 2-55 muestra un diagrama esquemático de un filtro de cerámica. Para una operación correcta, al filtro debe alimentarlo un generador con una impedancia de salida R_g y terminado con una carga R_L . Los valores de R_g y R_L por lo común son 1.5 o 2 k Ω .

¿SABÍA QUE?

Los filtros de cerámica se utilizan en la mayoría de los receptores y transmisores de comunicaciones porque son relativamente pequeños y baratos. (Para mayor información sobre transmisores y receptores, vea los capítulos 7 y 8).

FILTROS DE ONDA ACÚSTICA SUPERFICIAL. El filtro de onda acústica superficial (SAW, *surface acoustic wave*) es una forma especial del filtro de cristal. Este filtro sintonizado en frecuencia fija pasobanda está diseñado para proporcionar la selectividad exacta requerida para una aplicación determinada. La figura 2-56 muestra el diseño esquemático de un SAW, que están hechos de una sustancia de cerámica piezoeléctrica como el niobato de litio. Una plantilla de barras entrelazadas en la superficie convierte las señales en ondas acústicas que viajan a través de la superficie del filtro. Controlando la forma, tamaño y espaciado de las barras entrelazadas, puede obtenerse la respuesta para cualquier aplicación. Las barras entrelazadas de la salida convierten las ondas acústicas nuevamente en señales eléctricas.

Los filtros SAW en general son pasobanda y se utilizan a frecuencias muy altas de radio donde es difícil obtener la selectividad deseada. Su intervalo común de frecuencias es de 10 MHz a 1 GHz y tienen un bajo factor de forma, dando así una selectividad bastante buena a frecuencias altas. También poseen una pérdida de inserción significativa, en general del orden de los 10 a los 35 dB, que deberá ser compensada con un amplificador que lo acompañe. El SAW se emplea mucho en receptores de televisión modernos y en receptores de radar.

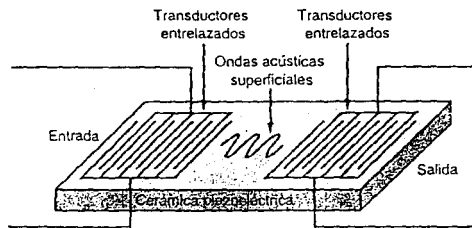


FIGURA 2-56 Filtro de onda acústica superficial.

FILTROS DE CAPACITORES CONMUTADOS

Los *filtros de capacitores conmutados* (SCF, *switched capacitor filters*) son filtros activos encapsulados hechos de amplificadores operacionales, capacitores e interruptores transistorizados y también se conocen como *filtros analógicos de datos muestreados* o *filtros conmutados*. Estos dispositivos por lo general se usan con circuitos MOS o CMOS y pueden diseñarse para operar como pasoaltas, pasobajas, pasobanda o supresores de banda. La principal ventaja de los SCF es que proporcionan la forma de hacer circuitos sintonizados o selectivos en un circuito integrado (CI) sin necesidad de utilizar componentes discretos como inductores, capacitores o resistores.

Los filtros de capacitores conmutados se hacen de amplificadores operacionales, interruptores MOSFET y capacitores. Como todos los componentes están integrados en un solo chip, es innecesario el uso de componentes externos. El secreto del SCF es que todos los resistores son reemplazados por capacitores, que son conmutados por interruptores MOSFET. Los resistores son más difíciles de hacer en un circuito integrado y toman más espacio en el chip que los transistores y capacitores. Con capacitores conmutados es posible hacer filtros activos com-

piejos en un mismo chip. Otras ventajas son la selectividad del tipo de filtros, la facilidad para ajustar su frecuencia de corte o su frecuencia central y la facilidad de ajustar su ancho de banda. Un circuito de filtro tiene muchas aplicaciones, que se ajustan a un amplio intervalo de frecuencias y anchos de banda.

INTEGRADORES CONMUTADOS. El bloque funcional básico de un SCF es el clásico integrador con amplificadores operacionales, como muestra la figura 2-57a). La entrada se aplica por medio de un resistor y la realimentación se proporciona mediante un capacitor; con este arreglo, la salida es una función de la integral de la entrada.

$$V_{sal} = \int \frac{-1}{RC} V_{ent} dt$$

Con señales de ca, el circuito funciona esencialmente como filtro pasobajas con ganancia de $1/RC$.

Para trabajar dentro de un intervalo de frecuencias amplio, los valores del integrador RC deben cambiarse. Es difícil lograr valores de resistores y capacitores bajos y altos en un circuito integrado; sin embargo, el problema se puede resolver reemplazando el resistor de entrada con un capacitor conmutado como muestra la figura 2-57b). Los interruptores MOSFET son manejados por un generador de reloj cuya frecuencia es en general 50 a 100 veces la frecuencia máxima de la señal de ca que va a filtrarse. La resistencia de un interruptor MOSFET, cuando está en el modo de conducción *encendido*, en general es menor que $1\ 000\ \Omega$. Cuando el interruptor está en el modo abierto *apagado*, la resistencia es de muchos megohms.

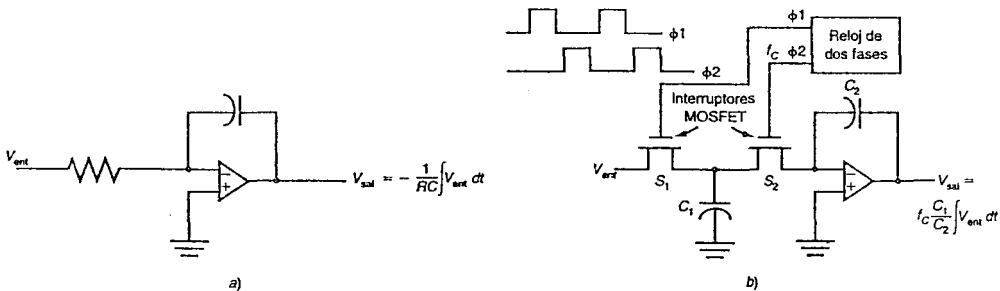


FIGURA 2-57 Integradores CI: a) integrador convencional, b) integrador de capacitores conmutados.

El reloj tiene dos salidas, ϕ_1 y ϕ_2 , que alimentan los interruptores MOSFET. Cuando S_1 está encendido (cerrado) S_2 está en apagado (abierto) y viceversa. Los interruptores son del tipo abrir antes de cerrar, indicando que un interruptor abre antes que el otro cierre. Cuando S_1 está cerrado, la carga en el capacitor sigue a la señal de entrada. En vista de que el periodo del reloj y el tiempo que el interruptor está cerrado son muy pequeños en comparación con la variación de la señal de entrada, se almacenará una pequeña muestra del voltaje de entrada en C_1 y S_1 se abrirá.

Ahora S_2 se cierra. La carga en el capacitor C_1 se aplica al punto suma del amplificador operacional. Se descarga, causando el flujo de una corriente en el capacitor de realimentación C_2 . El voltaje de salida resultante es proporcional a la integral de la entrada, pero esta vez la ganancia del integrador es

SUGERENCIAS Y AYUDAS

Los valores exactos de los capacitores son menos importantes que su relación. Es mucho más fácil controlar la relación de dos capacitores iguales que encontrar valores precisos de capacitores para un circuito integrado.

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

donde f es la frecuencia del reloj. El capacitor C_1 , que se conmuta a la frecuencia f del reloj con un periodo T , es equivalente a un resistor de valor $R = T/C_1$.

Lo atractivo de este arreglo es que es innecesario hacer resistores en el chip del CI. En lugar de ello, se utilizan capacitores e interruptores MOSFET, que son más pequeños que los resistores. Aún más, como la ganancia es una función de la relación entre C_1 y C_2 el valor exacto de los capacitores es menos importante que su relación; es más fácil controlar la relación de un par de capacitores igualados que lograr valores precisos de capacitancia.

Combinando varios de estos integradores conmutados, es posible crear filtros pasobajas, pasoaltas, pasobanda y supresor de banda tipos Butterworth, Chebyshev, elípticos y Bessel con casi cualquier selectividad que se desee. Las frecuencias central o de corte de un filtro quedan fijadas por el valor de la frecuencia del reloj, lo que significa que el filtro puede sintonizarse sobre la marcha variando la frecuencia del reloj.

Una característica única pero a veces indeseable de un SCF es que la señal de salida en realidad es una aproximación escalonada de la señal de entrada. Debido a la acción de conmutación de los MOSFET y la carga y descarga de los capacitores, la señal toma forma digital escalonada. Mientras mayor sea la frecuencia del reloj en comparación con la frecuencia de la señal de entrada, menor será este efecto. La señal se puede aplanar o alisar a su forma original mediante un filtro simple RC cuya frecuencia de corte se fija un poco arriba de la señal.

Se puede obtener una variedad de SCF en la forma de CI para un solo propósito o tipo universal por menos de 2 dólares en volumen; uno de los más populares es el MF10 que fabrica National Semiconductor. Éste es un SCF universal que puede ajustarse como pasobajas, pasoaltas, pasobanda o supresor de banda en su operación y puede utilizarse para frecuencias centrales o de corte de 50 a 100 veces la frecuencia de operación.

FILTROS CONMUTADOS. Una variedad interesante de un filtro de capacitores conmutados es el que muestra la figura 2-58, que está construido con resistores y capacitores discretos con interruptores MOSFET, alimentado por un contador y decodificador. El circuito asemeja un filtro RC pasobajas pero la acción de conmutación hace que el filtro funcione como un filtro pasobanda. La frecuencia de salida, f_{sal} , está relacionada con la frecuencia del reloj, f_r , y el número, N , de interruptores y capacitores que utiliza.

$$f_c = Nf_{sal} \quad \text{y} \quad f_{sal} = \frac{f_c}{N}$$

El ancho de banda del circuito está relacionado con los valores de RC y el número de capacitores e interruptores utilizados, como sigue:

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

Para el filtro de la figura 2-58, el ancho de banda es $BW \approx 1/8 \pi RC$.

Se pueden obtener Q muy altos y anchos de banda muy angostos y, variando el valor del resistor, ajustar el ancho de banda.

Las formas de onda en operación de la figura 2-58 muestran que cada capacitor es conmutado de cerrado a abierto en forma secuencial, de manera que solo esté conectado al circuito

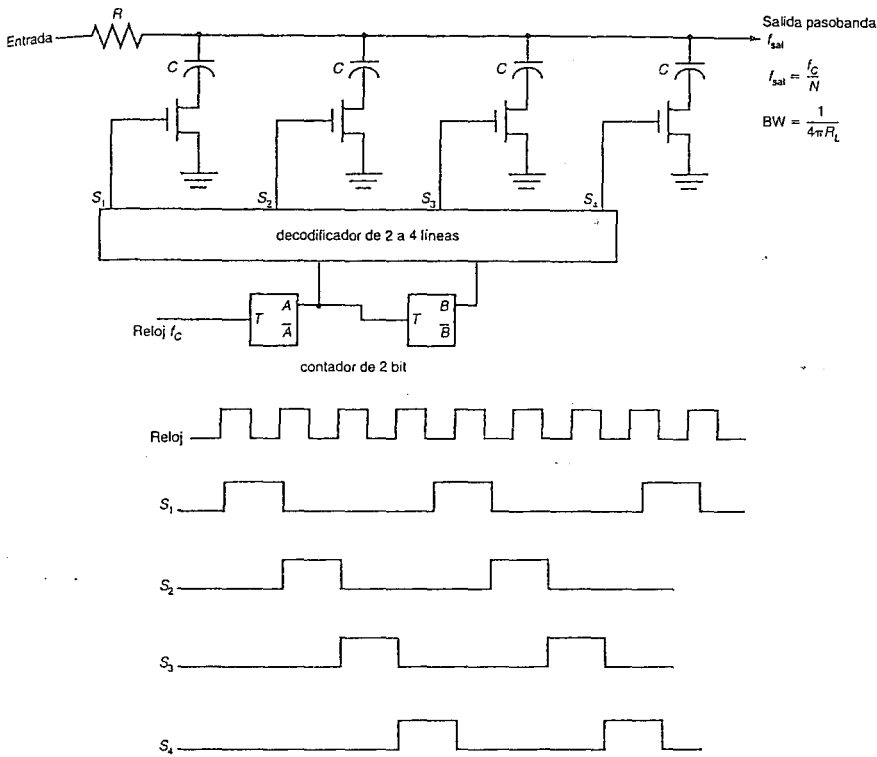


FIGURA 2-58 Un SCF conmutado.

un capacitor en un momento dado. Cuando a la entrada se conecta un capacitor se almacena una muestra del voltaje de entrada. El voltaje del capacitor es el promedio de la variación del voltaje durante el tiempo que el capacitor está conectado al circuito.

La figura 2-59a) muestra las formas típicas de entrada y salida suponiendo una señal senoidal de entrada. La salida es la aproximación escalonada de la entrada debida a la acción de muestreo de los capacitores conmutados. Los escalones son grandes, pero su tamaño puede reducirse con sólo aumentar el número de interruptores y capacitores. Aumentando el número de capacitores de cuatro a ocho, como en la figura 2-54b), hace más pequeños a los escalones y, por lo tanto, la salida se aproxima más a la entrada. Los escalones se pueden eliminar o minimizar mucho al pasar la salida por un simple filtro RC paso bajas, cuyo corte se fija al valor de la frecuencia central o un poco mayor.

Una característica del filtro conmutado es su sensibilidad a las armónicas de la frecuencia central para la que se diseñó. Las señales cuya frecuencia es un múltiplo integral de la frecuencia central del filtro también pasan por el filtro aun cuando su amplitud es menor. La respuesta del filtro, también llamada *respuesta de peine*, se muestra en la figura 2-60. Si tal respuesta es indeseable, las frecuencias más altas pueden eliminarse con un filtro convencional pasobajas RC o LC conectado a la salida.

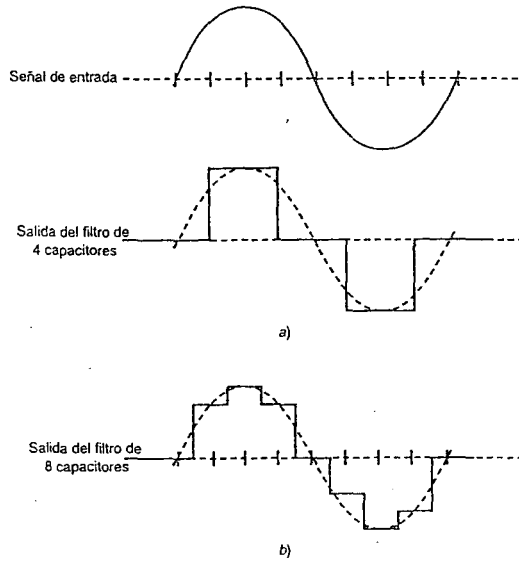


FIGURA 2-59 Entrada y salida de un filtro conmutado: a) filtro de cuatro capacitores, b) filtro de ocho capacitores.

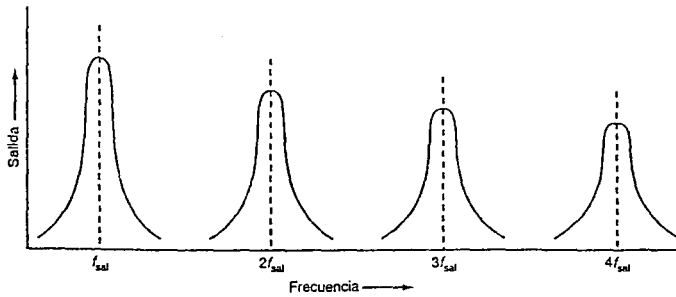


FIGURA 2-60 Respuesta de peine de un filtro conmutado.

2-4 TRANSFORMADORES Y CIRCUITOS INDUCTIVOS ACOPLADOS

Los *circuitos inductivos acoplados* son los que se conectan uno al otro vía inducción electromagnética. Estos circuitos no están conectados eléctricamente, pero sí enlazados por un campo magnético mediante un transformador. Muchos circuitos de RF y de comunicaciones utilizan el acoplamiento por transformador como aislamiento y acoplamiento de impedancias. Se

utilizan tanto transformadores con núcleo de hierro como con núcleo de aire y en esta sección se analizará de manera breve los principios de inducción mutua y las aplicaciones y operación de los transformadores.

INDUCTANCIA MUTUA

Si dos inductores se colocan uno cerca del otro, la corriente en uno de ellos creará un campo magnético que cortará las vueltas del otro, induciendo en él voltaje. Se dice que estos inductores están *acoplados* porque están enlazados por un campo magnético. La cantidad de voltaje inducido dentro de un inductor por el cambio de la corriente en el otro inductor, es una función de la inductancia mutua, L_M , la cual se relaciona con las inductancias de los inductores y el grado de acoplamiento entre ellos y tiene la expresión

$$L_M = \frac{k}{L_1 L_2}$$

donde L_1 y L_2 son las inductancias de los dos inductores en henrys y k es el *coeficiente de acoplamiento* entre los inductores (el porcentaje del número total de líneas magnéticas que produce el primer inductor que corta las vueltas del segundo inductor).

Si los dos inductores están en ángulos rectos uno respecto del otro, ninguna de las líneas de fuerza que genera el primer inductor cortan las vueltas del segundo, de modo que k es cero. Si los inductores se colocan en paralelo uno respecto del otro o embobinados en el mismo núcleo, entonces un alto porcentaje de las líneas que produce el primer inductor cortarán las vueltas del segundo, generando un valor más alto de k . Si se utiliza un núcleo común, el coeficiente de acoplamiento puede aproximarse a 1.

Recuerde que si dos o más inductores se conectan en serie, como muestra la figura 2-61, la inductancia total sólo es la suma de las inductancias individuales.

$$L_T = L_1 + L_2$$

Esto supone que no hay inductancia mutua entre los dos inductores. Si éstos están en serie y hay inductancia mutua entre ellos, la inductancia total es

$$L_T = L_1 + L_2 + 2L_M$$

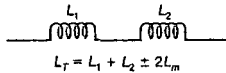


FIGURA 2-61 Inductores en serie con acoplamiento.

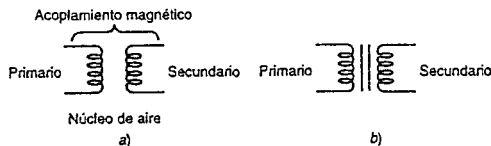


FIGURA 2-62 Transformador: a) núcleo de aire, b) núcleo de hierro.

Esto supone que los campos magnéticos están en la misma dirección y reforzándose uno a otro. Si los campos magnéticos se oponen uno a otro, la inductancia total es

$$L_T = L_1 + L_2 - 2L_M$$

En la mayoría de los casos, los inductores no están conectados para formar una sola inductancia; en lugar de esto, están separados para formar un componente que se conoce como transformador.

Un transformador consta de dos inductores con inductancia mutua. El inductor al que se conecta el voltaje de entrada se llama *devanado primario* y el inductor del cual se toma la salida *devanado secundario*. No obstante que los devanados primario y secundario en general no se conectan eléctricamente uno al otro, sí es frecuente que estén embobinados en forma o núcleo común. El núcleo puede ser sólo aire, pero también puede ser un núcleo magnético de láminas de hierro, hierro en polvo compactado, o ferrita. Los símbolos esquemáticos de estos transformadores con núcleo de hierro laminado se utilizan como transformadores de potencia en el suministro de energía y en aplicaciones de transformadores de audio; los núcleos de aire, polvo de hierro y ferrita se utilizan en RF y en aplicaciones de comunicaciones.

TRANSFORMADORES CON NÚCLEO DE HIERRO

Quando al devanado primario se aplica voltaje, fluye la corriente, lo que produce en el núcleo un campo magnético. Este flujo magnético cortará las vueltas del devanado secundario, induciendo voltaje dentro de ellas. Si se conecta una carga al devanado secundario, fluirá la corriente; por lo tanto, se estará transfiriendo energía eléctrica de una fuente a una carga sin conexión eléctrica directa. La energía se ha transferido por medio del campo magnético. Con un núcleo magnético, la mayoría de las líneas de fuerza producidas por el primario cortan las vueltas del secundario. Hay un poco de flujo disperso, lo que significa que no todas las líneas de fuerza que produce el primario cortan el secundario; sin embargo, el coeficiente de acoplamiento k es muy cercano a 1.

En electrónica se utilizan mucho los transformadores con núcleo de hierro; se encuentran principalmente en fuentes de poder, equipo de audio, equipo telefónico y en transmisores y receptores. En estas aplicaciones ejecutan cuatro funciones primarias:

1. Aislamiento eléctrico.
2. Aumento o disminución del voltaje.
3. Transformación de la impedancia.
4. Inversión de la fase.

AISLAMIENTO ELÉCTRICO. Como se mencionó, en vista de que los devanados del primario y del secundario no están conectados eléctricamente, los circuitos conectados al primario también están aislados eléctricamente de los circuitos conectados al secundario. La transferencia de energía se lleva a cabo por medio del campo magnético, lo que hace posible interconectar circuitos y equipo que por alguna razón deben estar eléctricamente aislados unos de otros; por ejemplo, es posible que un alto voltaje de cd en el circuito del primario necesite ser aislado de los circuitos de menor voltaje del secundario. Otra aplicación común se da en los casos en que las señales deben transferirse entre circuitos o equipos con tierras diferentes. En aplicaciones de potencia se utilizan transformadores de aislamiento de ca para prevenir cruzamiento de tierras accidentales del equipo de potencia de ca.

TRANSFORMACIÓN DE VOLTAJES.

Los transformadores se pueden utilizar para elevar o reducir los niveles de voltaje de ca. El voltaje que se aplica al devanado del primario puede transformarse en un voltaje más elevado o en uno más reducido en las terminales del devanado secundario, transformación que depende de la *relación de vueltas* en el transformador, la relación del número de vueltas de alambre en el secundario al número de vueltas en el primario

$$N = \frac{N_s}{N_p}$$

Si hay más vueltas de alambre en el secundario que en el primario, el transformador se llena. El voltaje de salida es mayor que el voltaje de entrada por un factor igual a la relación de vueltas. Si el número de vueltas en el primario es menor que el número de vueltas en el secundario, el transformador reducirá el voltaje de entrada. La relación entre voltaje de entrada y de salida y la relación de vueltas es



Los operadores en estaciones de radio proporcionan música ligera, de rock y comentarios mientras se va al colegio o al trabajo.

$$\frac{V_s}{V_p} = \frac{N_s}{N_p}$$

Si se conoce el voltaje de entrada y la relación de vueltas se puede calcular el voltaje de salida.

$$V_s = V_p \frac{N_s}{N_p}$$

Conociendo el voltaje de salida y la relación de vueltas puede calcularse el voltaje de entrada o primario.

$$V_p = V_s \frac{N_p}{N_s}$$

Por ejemplo, si hay 550 vueltas en el secundario y 75 vueltas en el primario y se aplican 12 V rms al primario, el voltaje del secundario será $V_{sec} = 12(550/75) = 12(7.333) = 88$ V.

En tanto que es posible elevar o reducir el voltaje por medio de un transformador, siempre deberá tenerse en cuenta que la transferencia de energía entre primario y secundario es constante. Si se considera una eficiencia del 100%, la potencia en el secundario es igual a la potencia en el primario.

$$P_s = P_p \quad \text{o} \quad I_s V_s = I_p V_p$$

Aun cuando los transformadores con núcleo de hierro no son 100% eficientes, la eficiencia en la mayoría de estos dispositivos es mayor que 95% y puede considerarse para casi todas sus aplicaciones.



Como puede verse a partir de las relaciones anteriores las corrientes de entrada y salida son inversamente proporcionales a la relación de voltajes y de vueltas.

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{V_s}{V_p} = \frac{N_s}{N_p}$$

En la práctica, esto significa que un transformador elevador de voltaje es un reductor de la corriente y viceversa.

TRANSFORMACIÓN DE IMPEDANCIA. En circuitos electrónicos con frecuencia es necesario acoplar la impedancia de una carga a la impedancia de un generador o de un circuito. Recuerde que una de las teorías básicas en electrónica es que la máxima transferencia de potencia entre un generador y una carga se logra cuando la resistencia de la carga es igual a la resistencia del generador. Esto es difícil en las aplicaciones en que se requiere la generación y transferencia de potencia de un circuito o pieza de equipo a otro.

En muchas aplicaciones, el valor de la impedancia de la carga y la impedancia del generador son muy diferentes. En algunos casos pueden insertarse circuitos como amplificadores para corregir este problema; sin embargo, una de las formas más simples de acoplar las impedancias de la carga y el generador es usar un transformador que permita que la impedancia de una carga pueda acoplarse con la impedancia del generador. Por ejemplo, suponga que debe acoplar la impedancia de salida de un amplificador de transistores de $1\,000\ \Omega$ a la de una bocina de $8\ \Omega$ como muestra la figura 2-63. La correspondencia entre las impedancias de entrada y de salida y la relación de vueltas del transformador es

$$\frac{N_s}{N_p} = \sqrt{\frac{Z_s}{Z_p}}$$

Por lo tanto, el transformador deberá tener una relación de vueltas de

$$\frac{N_s}{N_p} = \sqrt{\frac{8}{1\,000}} = \sqrt{0.008} = 0.089$$

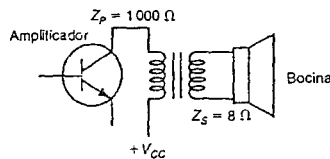


FIGURA 2-63 Acoplamiento de impedancias con un transformador.

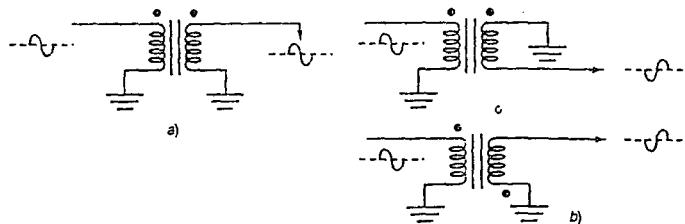


FIGURA 2-64 Inversión de fase con un transformador: a) en fase, b) inversión de fase (180°).

Como puede verse, seleccionando un transformador con una relación correcta de vueltas, pueden acoplarse las impedancias de entrada y de salida para asegurar la transferencia máxima de potencia entre el generador y la carga.

INVERSIÓN DE FASE. Entre las aplicaciones más útiles de un transformador está la *inversión de fase* que permite revertir la polaridad de una señal de ca. Si se quiere, los transformadores pueden utilizarse para introducir una inversión de fase de 180°. Esto es fácil de obtener haciendo las conexiones correctas de los devanados del transformador.

Si los devanados primario y secundario están embobinados sobre el núcleo en la misma dirección y las dos puntas correspondientes a los finales del embobinado están conectadas a la tierra de referencia, el voltaje de salida del secundario estará en fase con el voltaje de entrada del primario; sin embargo, si se invierten, la señal de salida estará desfasada 180° con respecto a la señal de entrada. Los puntos en las puntas del transformador de la figura 2-64 indican la fase de los transformadores. En la figura 2-64a) las señales del primario y del secundario están en fase, como muestran los dos puntos de la parte de arriba; en la figura 2-64b) hay una inversión de fase como indica el punto arriba del primario y el punto abajo del secundario. Esta inversión de fase también puede lograrse invirtiendo las conexiones del devanado primario en lugar de las del secundario. Los transformadores también pueden emplearse para obtener señales con ambas polaridades de manera simultánea. Esto se hace sacando una derivación en el centro del devanado secundario, como muestra la figura 2-65. Con la derivación central conectada a tierra, el voltaje de la parte de arriba del devanado del secundario es la mitad del voltaje total producido en el secundario. El voltaje en la parte de abajo del secundario también es la mitad del voltaje total producido en el secundario con respecto a tierra. Además, la fase del voltaje con respecto a tierra en la punta de más arriba está desfasada 180° fuera de fase con la señal en la punta de abajo. En muchas aplicaciones en electrónica se requieren señales de voltajes iguales, pero de fases opuestas.

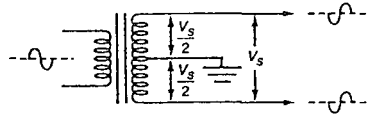


FIGURA 2-65 Uso de un transformador con derivación central para obtener señales de amplitud igual pero de fase opuesta.

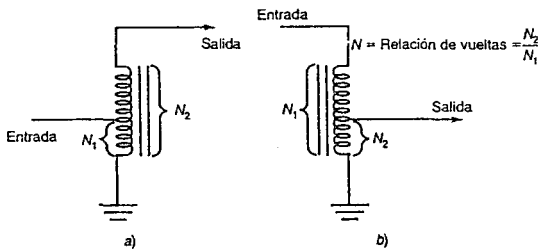


FIGURA 2-66 Autotransformador: a) para elevar, b) para reducir.

AUTOTRANSFORMADORES. Los autotransformadores son transformadores con núcleo de hierro que trabajan de manera similar a los transformadores estándar de dos devanados, excepto

que en ellos se utiliza sólo un devanado con derivación para proporcionar las conexiones de entrada y de salida. La figura 2-66 muestra las conexiones básicas de un autotransformador para ambas aplicaciones de elevar y de reducir. Todas las fórmulas antes dadas respecto de la relación de vueltas, potencia y acoplamiento de impedancias son aplicables en su totalidad.

La ventaja principal de los autotransformadores es su costo en comparación con otros tipos. Su desventaja fundamental es que, debido a utilizar un solo devanado, no se puede obtener aislamiento eléctrico.

Ejemplo 2-27

Un transformador de núcleo de hierro tiene 22 vueltas en el primario y 100 vueltas en el secundario. El voltaje del primario es 37 mV y la impedancia en la carga 93Ω . Encuentre a) la relación de vueltas, el voltaje del secundario, b) la impedancia del primario y c) la corriente del primario.

a) $N = N_s/N_p = 100/22 = 4.545$

b) $V_s/V_p = N_s/N_p$. Por lo tanto,

$$V_s = V_p \left(\frac{N_s}{N_p} \right) = V_p N = (37 \times 10^{-3})(4.545) \\ = 0.168 \text{ V o } 168 \text{ mV} \quad (\text{elevar})$$

c) $\frac{N_s}{N_p} = \sqrt{\frac{Z_s}{Z_p}}$ y $\frac{Z_s}{Z_p} = \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 = N^2$. Por lo tanto,

$$Z_p = \frac{Z_s}{N^2} = \frac{93}{(4.545)^2} = \frac{93}{20.66} = 4.5 \Omega$$

d) $I_p/I_s = N_s/N_p = N$.

$$I_s = \frac{V_s}{R_L} = \frac{168 \times 10^{-3}}{93} = 1.8 \times 10^{-3} = 1.8 \text{ mA}$$

$$I_p = NI_s = 4.545(1.8 \times 10^{-3}) = 8.21 \times 10^{-3} = 8.21 \text{ mA}$$

TRANSFORMADORES DE NÚCLEO DE AIRE

Debido a las grandes pérdidas en los núcleos de hierro de los transformadores, éstos no se usan en aplicaciones de señales de alta frecuencia. A frecuencias superiores del orden de 50 MHz, se utilizan transformadores con núcleos de hierro en polvo compactado o ferritas; sin embargo, también se emplean bastantes transformadores con núcleo de aire. Éstos usan inductores de alambre sin puntas de conexión para los devanados primario y secundario. Los inductores pueden construirse de alambre grueso autosoportable y colocados uno al lado del otro; sin embargo, en la mayoría de los casos comparten la misma forma para su embobinado, la que, por lo general, es de forma tubular y hecha de plástico, cartón recubierto o algún otro material aislante.

Sin el núcleo magnético, el coeficiente de acoplamiento de los transformadores con núcleo de aire es mucho menor que 1. De hecho, los valores típicos de k son menores que 0.1. Como no todas las líneas de fuerza del primario cortan las vueltas del secundario, la transferencia de potencia del primario al secundario es menos eficiente.

No obstante la baja eficiencia en la transferencia de energía, los transformadores con núcleo de aire proporcionan un buen acoplamiento de impedancias y aislamiento del circuito.

Además, en la mayoría de aplicaciones de RF los embobinados del primario y del secundario sirven como inductancias para formar circuitos sintonizados junto con los capacitores conectados en serie o en paralelo con ellos; por lo tanto, los transformadores se convierten en circuitos sintonizados, pues proporcionan selectividad dentro de una banda de frecuencias angosta que dependiendo del Q del circuito.

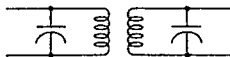


FIGURA 2-67 Transformador de núcleo de aire. Doble-entonado.

Un arreglo común en receptores y transmisores es el uso de circuitos sintonizados acoplados entre etapas de amplificación (figura 2-67). Los devanados del primario y del secundario están en resonancia con capacitores. El voltaje de salida con relación a la frecuencia para este doble circuito sintonizado depende estrictamente del grado de acoplamiento o inductancia mutua entre los embobinados primario y secundario; esto es, el espaciamiento entre los inductores determina cuánto del campo magnético producido por el primario corta las vueltas del secundario. Esto afecta no sólo la amplitud del voltaje de salida, sino también el ancho de banda.

La figura 2-68 muestra el efecto de distintos grados de acoplamiento entre los devanados del primario y del secundario. Cuando los devanados se colocan lejos, se dice que los inductores están *insuficientemente acoplados*. El resultado de un acoplamiento insuficiente es una baja amplitud y un ancho de banda relativamente angosto.

En algunos niveles específicos de acoplamiento, la salida alcanza un valor pico, que se conoce como *punto de acoplamiento crítico*. En la mayoría de las aplicaciones, el acoplamiento crítico proporciona la mejor ganancia si el ancho de banda que se obtiene es el adecuado.

Al acercar los inductores aún más y, por lo tanto, incrementar el acoplamiento, se produce un aumento en el ancho de banda. La amplitud de la señal de salida se encuentra al valor máximo y no aumentará más allá del obtenido en el acoplamiento crítico, pero se podrá hacer más amplio el ancho de banda. Este punto se conoce como *acoplamiento óptimo*. Al incrementar el grado de acoplamiento más allá de este punto, se produce un efecto llamado *sobreacoplamiento*. El resultado es una curva de respuesta de salida con dos picos con un ancho de banda mucho mayor. Fijando el grado de acoplamiento entre los devanados de los transformadores acoplados puede obtenerse el ancho de banda deseado.

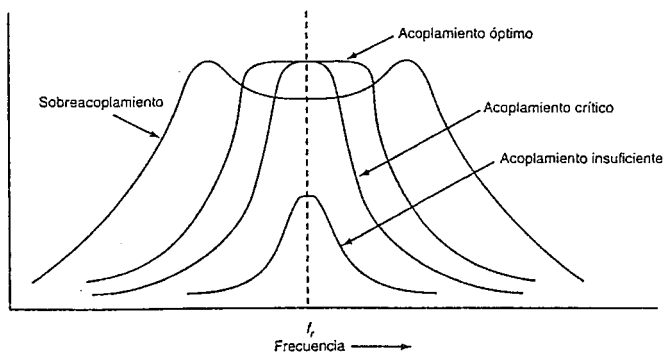


FIGURA 2-68 Curvas de respuesta de un transformador de doble circuito sintonizado para varios grados de acoplamiento.

2-5 TEORÍA DE FOURIER

El análisis matemático de los métodos de modulación y de multicanalización de las señales utilizado en los sistemas de comunicaciones supone portadoras de forma de onda senoidal y señales de información. Esto simplifica el análisis y hace predecible la operación; sin embargo, en el mundo real no todas las señales de información son senoidales. En general las señales de información son señales de voz y de video más complejas y en esencia están compuestas de ondas senoidales de muchas frecuencias y amplitudes. Las señales de información pueden tomar un número infinito de formas, incluyendo ondas rectangulares (por ejemplo, pulsos digitales), ondas triangulares, ondas de diente de sierra y otras formas no senoidales. Estas señales requieren un enfoque no senoidal para determinar las características y el desempeño de cualquier circuito o sistema de comunicaciones. Uno de los métodos utilizados para hacer esto es el análisis de Fourier, que proporciona una forma de analizar con todo detalle el contenido de la mayoría de las señales no senoidales más complejas. No obstante que el análisis de Fourier requiere el uso de cálculo y técnicas de matemáticas avanzadas fuera del contexto de este texto, sus aplicaciones prácticas a la electrónica de las comunicaciones son relativamente accesibles.

CONCEPTOS BÁSICOS

La figura 2-69a) muestra una forma básica de onda senoidal con sus dimensiones más importantes y la ecuación que la representa. En la figura 2-69 se presenta una onda coseno básica; observe que la onda coseno tiene la misma forma que la onda senoidal pero se encuentra adelantada a ésta en 90° . Una *armónica* es una onda senoidal cuya frecuencia es algún múltiplo entero de una onda senoidal fundamental; por ejemplo, la tercera armónica de una onda senoidal de 2 kHz es una onda senoidal de 6 kHz. La figura 2-70 muestra las primeras cuatro armónicas de una onda senoidal fundamental.

Lo que nos dice la teoría de Fourier es que podemos tomar una forma de onda no senoidal y dividirla en componentes individuales de onda senoidal o cosenoidal armónicamente relacionados. El ejemplo clásico de lo anterior es una *onda cuadrada*, la cual es una señal rectangu-

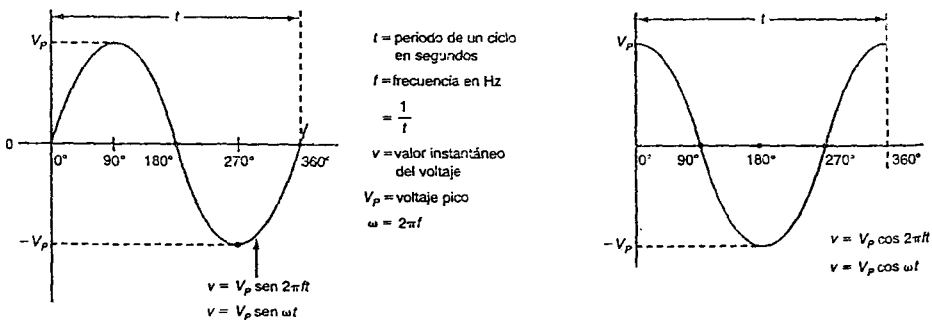


FIGURA 2-69 Onda senoidal y cosenoidal.

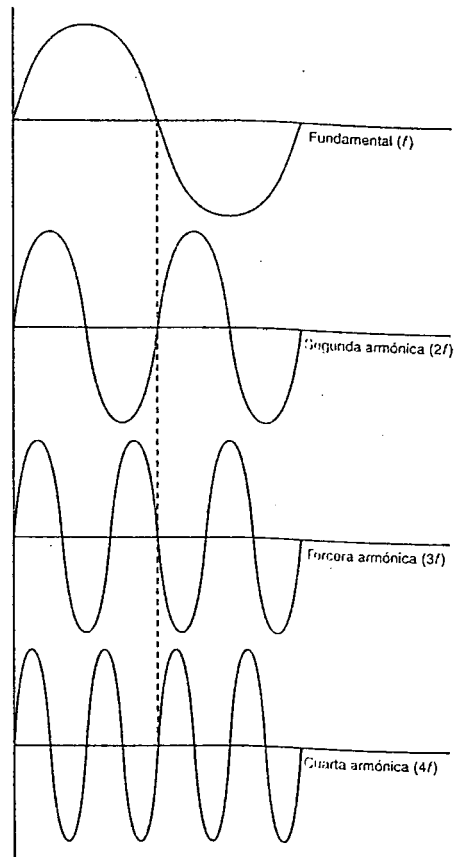


FIGURA 2-70 Onda senoidal y sus armónicas.

lar con semiciclos positivo y negativo de igual duración. En la onda cuadrada de ca de la figura 2-71, lo que significa que t_1 y t_2 son iguales. Otra forma de decir esto es que la onda cuadrada tiene un *ciclo de trabajo*, D , de 50%, o sea, la relación de la duración del semiciclo positivo t_1 , al periodo t expresada en porcentaje.

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

El análisis de Fourier señala que la onda cuadrada consta de una onda senoidal en la frecuencia fundamental de la onda cuadrada, más un número infinito de armónicas impares; por ejemplo, si la frecuencia fundamental de la onda cuadrada es 1 kHz, la onda cuadrada puede ser sintetizada sumando la onda senoidal de 1 kHz y ondas senoidales armónicas de 3 kHz, 5 kHz, 7 kHz, 9 kHz, etcétera.

La figura 2-72 muestra cómo hacer esto. Las ondas senoidales deben ser de amplitud y fase correctas con relación entre ellas. En este caso la onda senoidal fundamental tiene un valor de 20 V pico a pico (un pico de 10 V). Cuando se suman los valores instantáneos de la onda

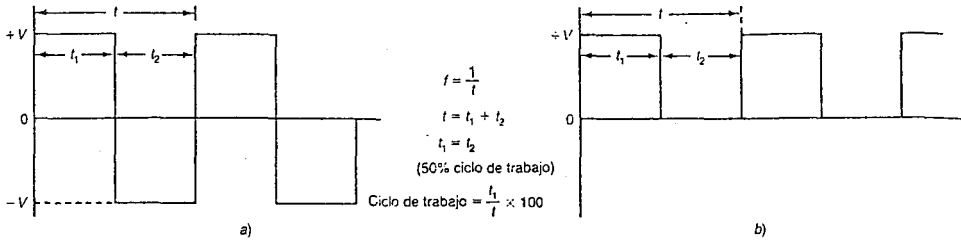


Fig. 2-71 Onda cuadrada.

senoidal, el resultado se aproxima a una onda cuadrada. En la figura 2-72a) se suman la fundamental y la tercera armónica: observe la forma de la onda compuesta con la tercera y la quinta armónicas añadidas, como en la figura 2-72b). Mientras más armónicas superiores se agreguen, más se aproximará la onda compuesta a una onda cuadrada perfecta. La figura 2-73 muestra cómo se vería con 20 armónicas impares sumadas a la fundamental y el resultado se aproxima mucho a la onda cuadrada.

La implicación de lo anterior es que una onda cuadrada debiera analizarse como una colección de ondas senoidales relacionadas armónicamente en vez de como una onda cuadrada

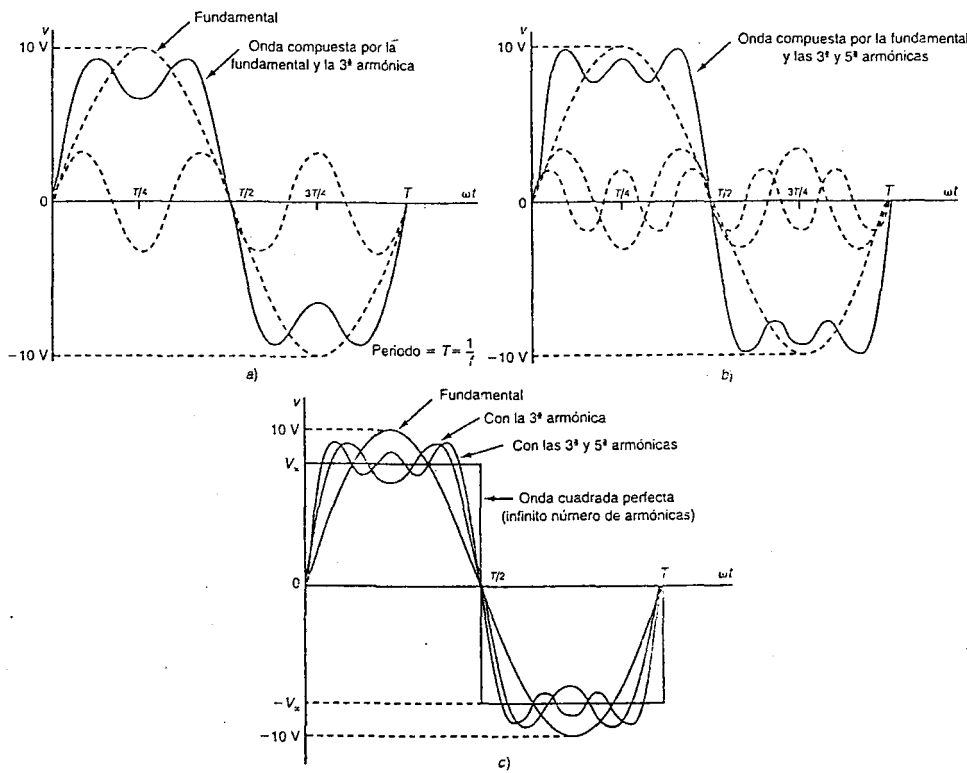


FIGURA 2-72 La onda cuadrada se forma de una onda senoidal fundamental y un número infinito de armónicas.

individual. Esto se confirma desarrollando un análisis matemático de Fourier sobre la onda cuadrada; el resultado es la ecuación siguiente, que expresa el voltaje en función del tiempo.

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

donde el factor $4V/\pi$ es un multiplicador para todos los términos y V es el voltaje pico de la onda cuadrada. El primer término es la onda senoidal fundamental y los términos sucesivos son la tercera, quinta, séptima, etcétera, armónicas. Advierta que los términos también tienen un factor de amplitud. En este caso, la amplitud también es una función de la armónica; por ejemplo, la tercera armónica tiene una amplitud que es un tercio de la amplitud fundamental, y así de manera sucesiva. La expresión también podría ser reescrita con $f = 1/T$. Si la onda cuadrada es corriente directa en vez de corriente alterna, como muestra figura 2-71b), la expresión de Fourier tiene una componente de CD.

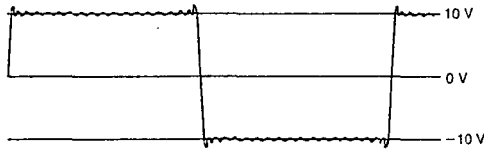
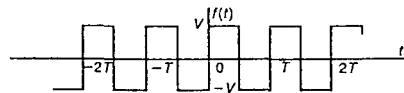


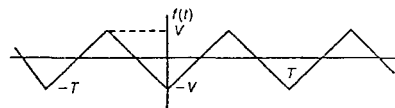
FIGURA 2-73 Onda cuadrada formada con 20 armónicas impares añadidas a la fundamental.

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

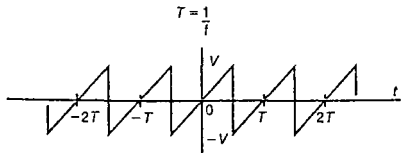
En esta ecuación, $V/2$ es componente de cd, el valor promedio de la onda cuadrada. También es la línea básica sobre la que viajan las ondas senoidales fundamental y armónicas.



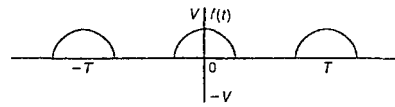
$$f(t) = \frac{4V}{\pi} \left[\sin 2\pi \left(\frac{1}{T} \right) t + \frac{1}{3} \sin 2\pi \left(\frac{3}{T} \right) t + \frac{1}{5} \sin 2\pi \left(\frac{5}{T} \right) t + \dots \right]$$



$$f(t) = -\frac{8V}{\pi^2} \left[\cos 2\pi \left(\frac{1}{T} \right) t + \frac{1}{9} \cos 2\pi \left(\frac{3}{T} \right) t + \frac{1}{25} \cos 2\pi \left(\frac{5}{T} \right) t + \dots \right]$$



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



$$f(t) = \frac{V}{\pi} + \frac{V}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} \cos 2\pi \left(\frac{1}{T} \right) t + \frac{2}{3} \cos 2\pi \left(\frac{2}{T} \right) t - \frac{2}{15} \cos 2\pi \left(\frac{4}{T} \right) t + \frac{2}{35} \cos 2\pi \left(\frac{6}{T} \right) t + \dots \right]$$

FIGURA 2-74 Ondas comunes no senoidales y sus ecuaciones de Fourier: a) onda cuadrada, b) onda triangular, c) diente de sierra, d) onda de medio coseno.

La figura 2-76 muestra cómo se relacionan el dominio del tiempo con el dominio de la frecuencia. Se utiliza como ejemplo la onda cuadrada antes discutida y el resultado es una vista tridimensional en tres ejes.

Las señales y formas de onda en aplicaciones de comunicaciones se expresan trazándolas en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia, pero en muchos casos el trazo en el dominio de la frecuencia es más útil. En particular esto es cierto en el análisis de formas de onda complejas, así como en muchos métodos de modulación y multicanalización de las señales que se utilizan en comunicaciones.

También están disponibles instrumentos de prueba y análisis de las señales en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia. Ya se está familiarizado con el osciloscopio, que presenta la amplitud en voltaje de una señal con respecto a un eje horizontal del tiempo.

El instrumento que se utiliza para obtener un trazo en el dominio de la frecuencia es el *analyzer de espectros*. Como el osciloscopio, un analizador de espectros emplea un tubo de rayos catódicos para observar el trazo, pero el eje de barrido horizontal está calibrado en Hz y el eje vertical en volts, potencia o decibeles.

IMPORTANCIA DE LA TEORÍA DE FOURIER

El análisis de Fourier permite no sólo determinar los componentes de la onda senoidal de una señal complicada, sino también qué ancho de banda ocupa una señal particular. Mientras que la onda senoidal o cosenoidal en una frecuencia fija, en teoría no ocupa un ancho de banda, las señales complicadas ocuparán obviamente más espacio del espectro; por ejemplo, una onda cuadrada de 1 MHz con sus armónicas hasta la undécima ocupa un ancho de banda de 11 MHz. Si esta señal debe pasar sin atenuación y sin distorsión, entonces deben pasar todas las armónicas.

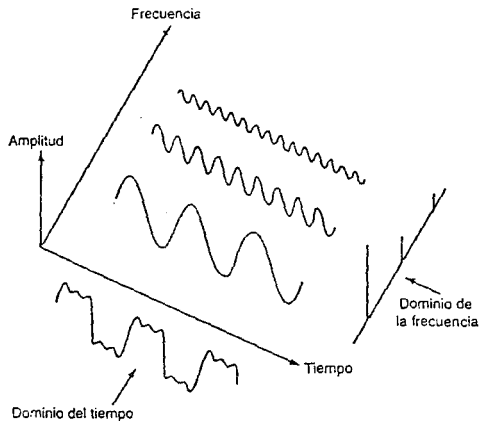


FIGURA 2-76 Relación entre dominio en el tiempo y dominio en la frecuencia.

La figura 2-77 es un ejemplo de lo anterior. Si una onda cuadrada de 1 kHz pasa a través de un filtro pasobajas con una frecuencia de corte de sólo un poco más de 1 kHz, todas las armónicas más allá de la tercera serán atenuadas de manera considerable o el filtro eliminará por

completo a la mayoría. El resultado será que la salida del filtro pasobajas es sólo la onda senoidal fundamental, de la misma frecuencia que la onda cuadrada.

Si el filtro pasobajas fuera para una frecuencia de corte por arriba de la tercera armónica, entonces la salida del filtro consistiría en una onda senoidal fundamental y de la tercera armónica. Esta onda se muestra en la figura 2-72a). Como puede verse, cuando no pueden pasar todas las armónicas superiores, la señal original se ve seriamente distorsionada. Por eso es tan importante para sistemas y circuitos de comunicaciones tener un ancho de banda lo bastante amplio para acomodar todos los componentes armónicos que se hallan dentro de la forma de onda de la señal a procesar.

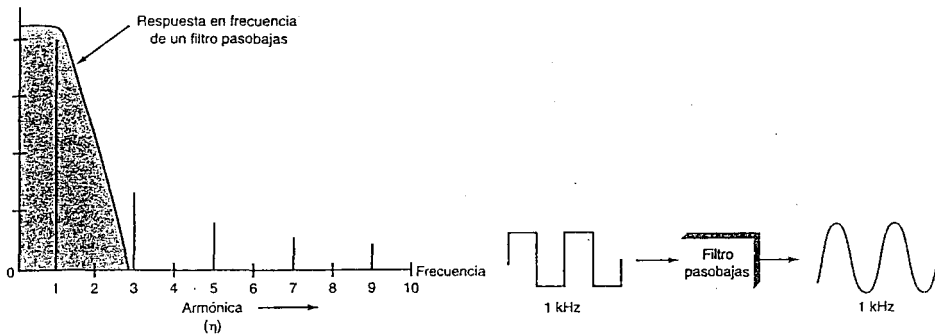


FIGURA 2-77 Conversión de una onda cuadrada en una onda senoidal filtrando todas las armónicas.

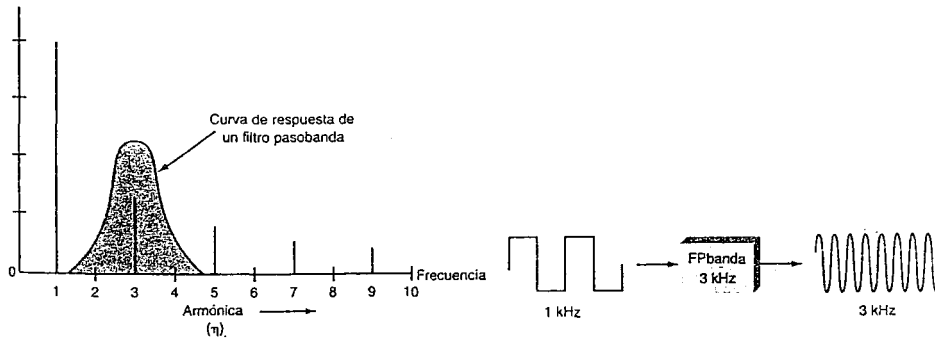


FIGURA 2-78 Selección de la tercera armónica con un filtro pasobanda.

La figura 2-78 muestra un ejemplo en el cual una onda cuadrada de 1 kHz pasa a través de un filtro pasobanda ajustado a la tercera armónica, de lo cual resulta una salida de forma senoidal de 3 kHz. En este caso el filtro que se utiliza es lo bastante selectivo como para extraer sólo el componente deseado.



ESPECTRO DE UN PULSO

El análisis de Fourier de los pulsos binarios en especial es útil en comunicaciones, ya que permite estudiar el ancho de banda necesario para transmitir dichos pulsos. Si bien es cierto que en teoría el sistema debe pasar todas las armónicas de los pulsos, en realidad deberán pasarse sólo unas cuantas para preservar la forma del pulso. Además, el tren de pulsos en las comunicaciones de datos rara vez está compuesto de ondas cuadradas con un ciclo de trabajo de 50%. En realidad los pulsos son rectangulares y exhiben varios ciclos de trabajo, desde muy pequeños hasta muy grandes. (La respuesta de Fourier para este tipo de pulsos se da en la figura 2-74f.)

Retomando a la figura 2-74f), el periodo del tren de pulsos es T y el ancho del pulso es t_0 , el ciclo de trabajo es t_0/T , y el tren de pulsos consiste en pulsos de cd con un valor promedio de cd de V_0/T . En términos del análisis de Fourier, el tren de pulsos se forma de una fundamental y todas las armónicas pares e impares. El caso especial de esta forma de onda es aquella donde el factor de utilización es de 50%; en este caso todas las armónicas pares se eliminan, pero, con cualquier otro factor de utilización, la forma de onda se compone de todas las armónicas pares e impares. Como esto es una serie de pulsos de cd, el valor promedio de cd es V_0/T .

La figura 2-79 muestra una gráfica en el dominio de la frecuencia de las amplitudes de las armónicas con respecto a la frecuencia. El eje horizontal es la frecuencia que se expresa en incrementos de ω (minúscula de omega), donde $\omega = 2\pi f$ o $2\pi/T$ y T es el periodo. El primer componente es el promedio del componente de cd a frecuencia cero, V_0/T , donde V es el valor pico de voltaje del pulso.

Observe ahora las amplitudes de la fundamental y las armónicas, y recuerde que cada línea vertical representa el valor pico de los componentes de la onda senoidal del tren de pulsos. Algunas de las armónicas más altas son negativas, y esto sólo indica que su fase está invertida. La línea de puntos en la figura 2-7, marcada por los picos de los componentes individuales, se conoce como la *envolvente* del espectro de frecuencias. La ecuación para la curva envolvente tiene la forma general $\text{sen } x/x$, donde $x = n2\pi ft_0/2$, y t_0 es el ancho del pulso; esto se conoce como la función seno. En la figura 2-79 la función seno cruza varias veces el eje horizontal. Estos tiempos pueden ser calculados y están indicados en la figura. Nótese que son algún múltiplo de $2\pi/t_0$.

Amplitud del componente promedio de cd a frecuencia cero

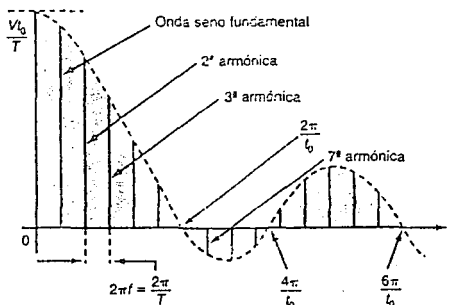


FIGURA 2-79 Tren de pulsos rectangulares en el dominio de la frecuencia calculados.



completo a la mayoría. El resultado será que la salida del filtro pasobajas es sólo la onda senoidal que la onda cuadrada, de la misma frecuencia que la onda cuadrada.

Si el filtro pasobajas fuera para una frecuencia de corte por arriba de la tercera armónica, entonces la salida del filtro consistiría en una onda senoidal fundamental y de la tercera armónica. Esta onda se muestra en la figura 2-72a). Como puede verse, cuando no pueden pasar todas las armónicas superiores, la señal original se ve seriamente distorsionada. Por eso es tan importante para sistemas y circuitos de comunicaciones tener un ancho de banda lo bastante amplio para acomodar todos los componentes armónicos que se hallan dentro de la forma de onda de la señal a procesar.

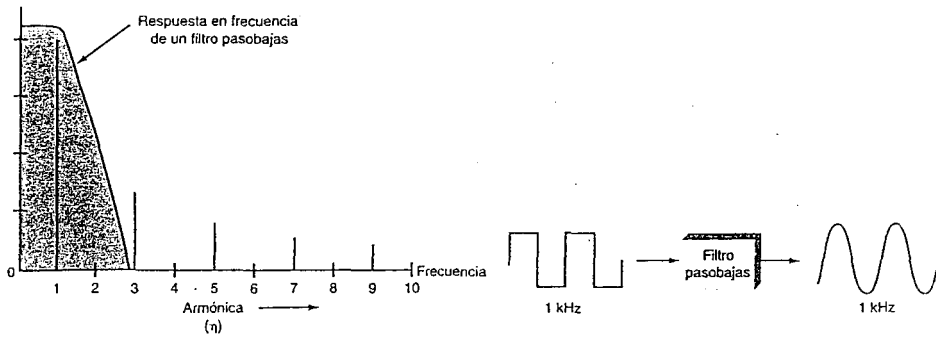


FIGURA 2-77 Conversión de una onda cuadrada en una onda senoidal filtrando todas las armónicas.

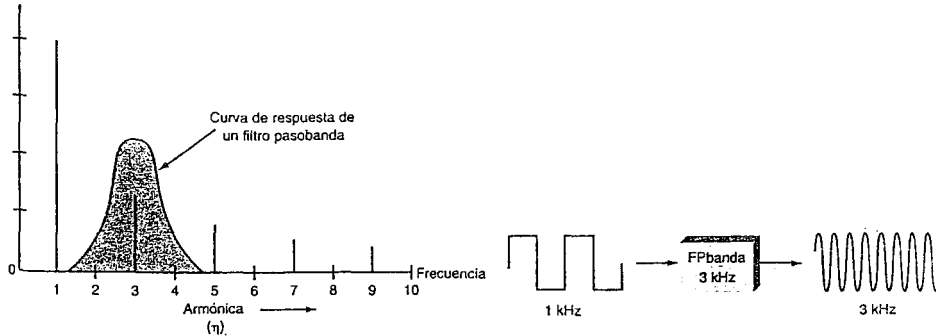


FIGURA 2-78 Selección de la tercera armónica con un filtro pasobanda.

La figura 2-78 muestra un ejemplo en el cual una onda cuadrada de 1 kHz pasa a través de un filtro pasobanda ajustado a la tercera armónica, de lo cual resulta una salida de forma senoidal de 3 kHz. En este caso el filtro que se utiliza es lo bastante selectivo como para extraer sólo el componente deseado.



ESPECTRO DE UN PULSO

El análisis de Fourier de los pulsos binarios en especial es útil en comunicaciones, ya que permite estudiar el ancho de banda necesario para transmitir dichos pulsos. Si bien es cierto que en teoría el sistema debe pasar todas las armónicas de los pulsos, en realidad deberán pasarse sólo unas cuantas para preservar la forma del pulso. Además, el tren de pulsos en las comunicaciones de datos rara vez está compuesto de ondas cuadradas con un ciclo de trabajo de 50%. En realidad los pulsos son rectangulares y exhiben varios ciclos de trabajo, desde muy pequeños hasta muy grandes. (La respuesta de Fourier para este tipo de pulsos se da en la figura 2-74f.)

Retomando a la figura 2-74f), el periodo del tren de pulsos es T y el ancho del pulso es t_0 , el ciclo de trabajo es t_0/T , y el tren de pulsos consiste en pulsos de cd con un valor promedio de cd de Vt_0/T . En términos del análisis de Fourier, el tren de pulsos se forma de una fundamental y todas las armónicas pares e impares. El caso especial de esta forma de onda es aquella donde el factor de utilización es de 50%; en este caso todas las armónicas pares se eliminan, pero, con cualquier otro factor de utilización, la forma de onda se compone de todas las armónicas pares e impares. Como esto es una serie de pulsos de cd, el valor promedio de cd es Vt_0/T .

La figura 2-79 muestra una gráfica en el dominio de la frecuencia de las amplitudes de las armónicas con respecto a la frecuencia. El eje horizontal es la frecuencia que se expresa en incrementos de ω (minúscula de omega), donde $\omega = 2\pi f$ o $2\pi/T$ y T es el periodo. El primer componente es el promedio del componente de cd a frecuencia cero, Vt_0/T , donde V es el valor pico de voltaje del pulso.

Observe ahora las amplitudes de la fundamental y las armónicas, y recuerde que cada línea vertical representa el valor pico de los componentes de la onda senoidal del tren de pulsos. Algunas de las armónicas más altas son negativas, y esto sólo indica que su fase está invertida. La línea de puntos en la figura 2-7, marcada por los picos de los componentes individuales, se conoce como la *envolvente* del espectro de frecuencias. La ecuación para la curva envolvente tiene la forma general $\text{sen } x/x$, donde $x = n2\pi f t_0/2$, y t_0 es el ancho del pulso; esto se conoce como la función seno. En la figura 2-79 la función seno cruza varias veces el eje horizontal. Estos tiempos pueden ser calculados y están indicados en la figura. Nótese que son algún múltiplo de $2\pi/t_0$.

Amplitud del componente promedio de cd a frecuencia cero

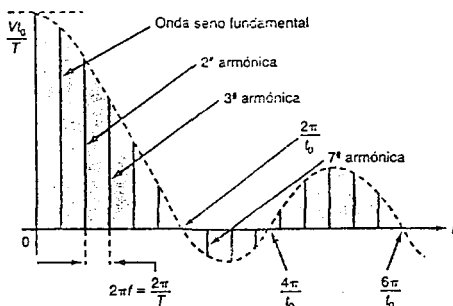


FIGURA 2-79 Tren de pulsos rectangulares en el dominio de la frecuencia calculados.

La función seno que se traza en una curva en el dominio de la frecuencia se usa para determinar el contenido de armónicas de un tren de pulsos y, por lo tanto, el ancho de banda necesario para pasar la onda; por ejemplo, en la figura 2-79, a medida que aumenta la frecuencia del tren de pulsos, el periodo T se hace más pequeño y se amplía el espacio entre armónicas. Esto hace que la curva se mueva hacia la derecha. Y a medida que se reduce la duración del pulso t_0 , lo que significa que el ciclo de trabajo se hace más pequeño, el primer cruce por cero de la envolvente se mueve aún más a la derecha. En la práctica, esto significa que a pulsos

Ejemplo 2-29

Un tren de pulsos de cd como el de la figura 2-74f) tiene un valor pico de voltaje de 5 V, frecuencia de 4 MHz y un ciclo de trabajo de 30%.

a) ¿Cuál es el valor promedio en cd? [$V_{\text{prom}} = V_{t_0}/T$.
Use la fórmula dada en la figura 2-74f)]

$$\text{Ciclo de trabajo} = \frac{t_0}{T} = 30\% \text{ o } 0.30$$

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

$$= 250 \text{ ns}$$

$$t_0 = \text{ciclo de trabajo} \times T = 0.3 \times 250 = 75 \text{ ns}$$

$$V_{\text{prom}} = \frac{V_{t_0}}{T} = V \times \text{ciclo de trabajo} = 5 \times 0.3 = 1.5 \text{ V}$$

b) ¿Cuál es el ancho de banda mínimo necesario para que esta señal pase sin distorsión excesiva?

$$\begin{aligned} \text{Ancho de banda mínimo BW} &= \frac{2\pi}{t_0} = \frac{6.28}{75 \times 10^{-9}} \\ &= 8.373 \times 10^7 \text{ Hz o } 83.73 \times 10^6 \\ &= 83.73 \text{ MHz} \end{aligned}$$

de frecuencias más altas con menores duraciones del pulso se tienen más armónicas con mayores amplitudes y, por lo tanto, se requiere un ancho de banda mayor para pasar la onda con mínima distorsión. Para aplicaciones en comunicaciones de datos, en general se considera que un ancho de banda igual al primer cruce por cero de la envolvente es lo mínimo aceptable para pasar las armónicas suficientes para una forma de onda razonable.

$$\text{BW} = \frac{2\pi}{t_0}$$

La mayoría de las armónicas de mayor amplitud y, por lo tanto, la parte más significativa de la potencia de la señal, está dentro del área más grande comprendida entre cero frecuencia y el punto $2\pi/t_0$ en la curva.

RELACIÓN ENTRE EL TIEMPO DE LEVANTAMIENTO Y EL ANCHO DE BANDA

Debido a que una onda rectangular, igual que una onda cuadrada en teoría tiene un número infinito de armónicas, se puede usar una onda cuadrada como base para determinar el ancho de banda de una señal. Si el circuito procesador debe pasar todas o un número infinito de armónicas, los tiempos de levantamiento y caída de una onda cuadrada serán cero. A medida que decrece el ancho de banda descartando o filtrando las frecuencias más altas, las armónicas más altas serán atenuadas por mucho. El efecto de esto en la onda cuadrada es que los tiempos de levantamiento y caída de la forma de onda se hacen finitos y aumentan a medida que más y más de las armónicas altas se eliminan o filtran. En un ancho de banda más restringido, pasará un número menor de armónicas y mayores serán los tiempos de levantamiento y caída. La última restricción es donde todas las armónicas se eliminan y queda sólo la onda senoidal fundamental (figura 2-77).

El concepto de los tiempos de levantamiento y caída se ilustra en la figura 2-80. Aquí el tiempo de levantamiento, t_r , es el tiempo que toma el voltaje del pulso en pasar del 10% de su valor al 90% del mismo.

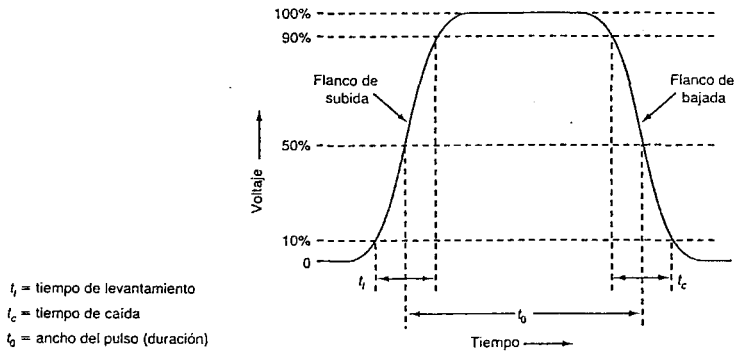


FIGURA 2-80 Tiempos de levantamiento y caída de un pulso.

El tiempo de caída, t_c , es el tiempo que toma el voltaje en caer de 90 a 10% de su valor. El ancho del pulso t_0 en general se mide en los puntos del 50% de amplitud sobre los flancos de subida y bajada del pulso.

La expresión matemática simple que relaciona el tiempo de levantamiento de una onda rectangular con el ancho de banda del circuito requerido para pasar la onda sin distorsión es

$$BW = \frac{0.35}{t_r}$$

Ejemplo 2-30

Un tren de pulsos tiene un tiempo de levantamiento de 6 ns. ¿Cuál es el ancho de banda requerido para pasar este tren de pulsos fielmente?

$$BW = \frac{0.35}{t_r} \quad t_r = 6 \text{ ns} = 0.006 \mu\text{s}$$

$$\text{mínimo BW} = \frac{0.35}{0.006} = 55.333 \text{ MHz}$$

Éste es el ancho de banda del circuito, necesario para que pase una señal que tenga los más altos componentes de frecuencia contenidos en una onda cuadrada con un tiempo de levantamiento, t_r . En esta expresión, el ancho de banda en realidad es la frecuencia de corte superior, 3 dB abajo, del circuito dada en megahertz. El tiempo de subida de la onda cuadrada de salida está en microsegundos. Por ejemplo, si la onda cuadrada de salida de un amplificador tiene un tiempo de levantamiento de 10 ns (0.01 μ s), el ancho de banda del circuito tendrá que ser por lo menos $BW = 0.35/0.01 = 35$ MHz.

Reescribiendo la fórmula, uno puede calcular el tiempo de levantamiento de una señal de salida de un circuito cuyo ancho de banda es conocido $t_r = 0.35/BW$; por ejemplo, un circuito con un ancho de banda de 50 MHz pasará una onda cuadrada con un tiempo de levantamiento mínimo de $t_r = 0.35/50 = 0.007 \mu$ s = 7 ns.

Esta relación simple permite determinar con rapidez el valor aproximado del ancho de banda de un circuito requerido para pasar una forma de onda rectangular con un tiempo de levantamiento dado. Esta relación se utiliza mucho para expresar la respuesta en frecuencia del amplificador vertical de un osciloscopio. Las especificaciones del osciloscopio a menudo sólo mencionan el tiempo de levantamiento para el amplificador vertical. Un osciloscopio con un ancho de banda de 60 MHz pasará formas de onda rectangulares con un tiempo de levantamiento tan corto como $t_r = 0.35/60 = 0.041666 \mu$ s = 4.1666 ns.

Ejemplo 2-31

Si un circuito tiene un ancho de banda de 200 kHz, ¿cuál será el tiempo de levantamiento más corto que pasará el circuito?

$$t_r = \frac{0.35}{f} \text{ MHz} \quad \text{y} \quad 200 \text{ kHz} = 0.2 \text{ MHz}$$

$$t_r = \frac{0.35}{0.2} = 1.75 \mu\text{s}$$

Ejemplo 2-32

Un osciloscopio tiene un ancho de banda de 60 MHz y la onda cuadrada de entrada tiene un tiempo de levantamiento de 15 ns. ¿Cuál es el tiempo de levantamiento de la onda cuadrada que se muestra?

$$t_{ra} \text{ (osciloscopio)} = \frac{0.35}{60} = 0.005833 \mu\text{s} = 5.833 \text{ ns}$$

$$t_{re} = 15 \text{ ns}$$

$$t_{ra} \text{ (compuesto)} = 1.1 \sqrt{t_{re}^2 + t_{ra}^2} = 1.1 \sqrt{(15)^2 + (5.833)^2}$$

$$= 1.1 \sqrt{259} = 17.7 \text{ ns}$$

En forma similar, un osciloscopio cuyo amplificador vertical se fija a 2 ns (0.002 μ s tiene un ancho de banda o frecuencia de corte superior de $BW = 0.35/0.002 = 175$ MHz. Esto significa que el amplificador vertical del osciloscopio tiene un ancho de banda adecuado para pa-

sar el suficiente número de armónicas de modo que la onda rectangular resultante tiene un tiempo de levantamiento de 2 ns, pero no indica el tiempo de levantamiento de la onda cuadrada de entrada. Para tomar esto en consideración, se usa la fórmula

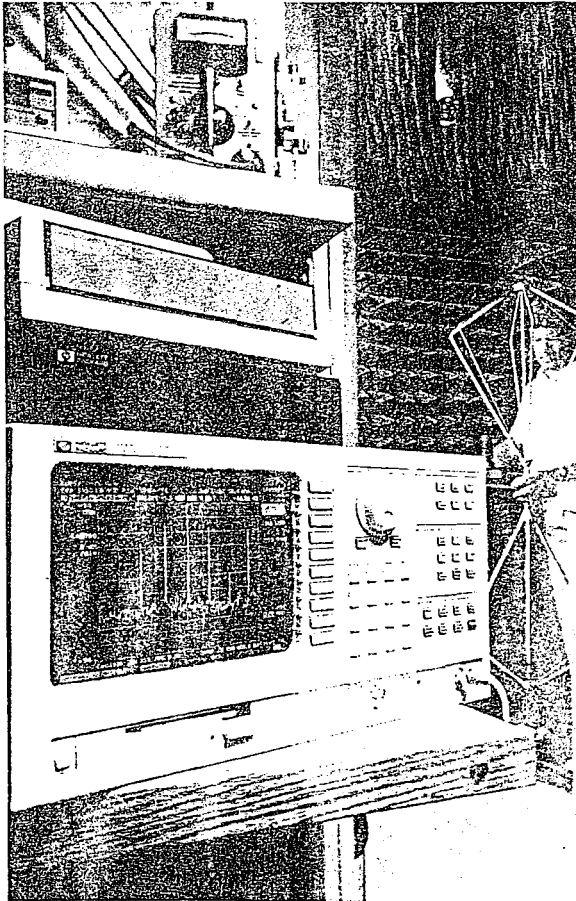
$$t_l = 1.1\sqrt{t_{lc}^2 + t_{la}^2}$$

donde t_{lc} = tiempo de levantamiento de la onda cuadrada de entrada

t_{la} = tiempo de levantamiento del amplificador

t_l = tiempo de levantamiento compuesto de la salida del amplificador

La expresión se puede ampliar para incluir el efecto de etapas adicionales de amplificación añadiendo sólo los cuadrados de los tiempos de levantamiento individuales a la expresión de arriba antes de sacar la raíz cuadrada.



Analizador de espectro que muestra un trazo en el dominio de la frecuencia de las señales electrónicas. Es el instrumento clave en el diseño, análisis y detección de fallas en equipo de comunicaciones.

RESUMEN



En los sistemas de comunicaciones es muy común conectar en cascada componentes que tienen ganancia o pérdida, de manera que ésta puede contrarrestarse añadiendo una etapa con ganancia o viceversa. Las fórmulas para ganancia y pérdida de voltaje, corriente y de potencia por lo común se expresan en decibeles o en dBm. Los circuitos sintonizados serie o paralelo constan de inductores y capacitores resonando a frecuencias específicas. Tanto los inductores como los capacitores ofrecen oposición a la corriente alterna llamada reactancia. Como la resistencia, es una oposición que afecta en forma directa la cantidad de corriente en el circuito. Otro efecto reactivo es la capacitancia. Combinando resistencia, inductancia y capacitancia se produce una oposición total de la combinación de los componentes llamada impedancia.

Cuando se pasa corriente por un inductor, el voltaje inducido tiene el efecto conocido como inductancia, de oponerse a cambios en la corriente del inductor. Otras dos características son Q , o sea, la relación de la potencia inductiva a la potencia resistiva y la frecuencia de resonancia, f_r . El ancho de banda de un circuito determina su selectividad.

Un filtro es un circuito selectivo en frecuencia diseñado para dejar pasar unas frecuencias y rechazar otras. Hay tanto filtros activos como pasivos. Los cinco tipos básicos de circuitos de filtros son pasobajas, pasoaltas, pasobanda, supresor de banda y pasotodo. El material de los filtros (por ejemplo cristal o cerámica) afecta la selectividad.

Para trabajar dentro de un intervalo de frecuencias muy amplio, deben cambiarse los valores RC del integrador. Esto puede hacerse reemplazando el resistor de entrada por un capacitor conmutado. Si se combinan algunos de estos integradores conmutados, es posible crear filtros de cualquier selectividad.

Una de las formas más simples y fáciles de acoplar la carga y las impedancias de alimentación en muchas aplicaciones, es el uso de un transformador. Los transformadores también se pueden emplear para obtener inversión de fase y señales de ambas polaridades de manera simultánea.

El análisis de Fourier proporciona la forma de analizar el ancho de banda necesario para transmitir pulsos binarios, relacionando el tiempo de levantamiento de una onda rectangular y el ancho de banda del circuito necesario para pasar la onda.

R
E
S
U
M
E
N

TÉRMINOS CLAVE

Aislamiento eléctrico

Ancho de banda

Antilogaritmo

Armónica

Atenuación

Autotransformador

Bajada

Capacitor

Circuito acoplado

Circuito resonante paralelo

Circuito resonante serie

Circuito sintonizado

Curva logarítmica

dBm

Decibel

Dieléctrico

Efecto de película o superficial

Envolvente

Espectro de un pulso

Factor de forma

Filtro

Filtro Bessel

Filtro Butterworth

Filtro Cauer

Filtro cerámico

Filtro Chebyshev

Filtro conmutado

Filtro de capacitores conmutados

Filtro de constante k

Filtro de cristal

Filtro de muesca

Filtro de obstrucción de banda

Filtro LC



Filtro de onda acústica superficial (SAW)
Filtro pasoaltas
Filtro pasobanda
Filtro pasotodo
Filtro RC
Filtro supresor de banda
Ganancia
Impedancia
Inductancia mutua

Inductor
Integrador conmutado
Inversión de fase
Levantamiento
Pasobanda
Pérdida de inserción
Reactancia
Relación entre vueltas
Resistor
Rizo

Teoría de Fourier
Tiempo de levantamiento
Transformación de impedancia
Transformador
Transformador con núcleo de aire
Transformador con núcleo de hierro

REPASO

PREGUNTAS

1. ¿Qué pasa con la reactancia capacitiva a medida que aumenta la frecuencia de operación?
2. Cuando la frecuencia disminuye ¿cómo varía la reactancia de un inductor?
3. ¿Qué es el efecto de película o superficial y cómo afecta el Q de una bobina?
4. ¿Qué pasa con un alambre cuando se le pone un forro de ferrita a su alrededor?
5. ¿Qué nombre tiene el inductor ampliamente utilizado con forma de dona?
6. Describa la corriente e impedancia en un circuito serie RLC en resonancia.
7. Describa la corriente e impedancia en un circuito paralelo RLC en resonancia.
8. Explique con sus palabras la relación entre Q y ancho de banda de un circuito sintonizado.
9. ¿Qué tipo de filtro se utiliza para seleccionar una señal de una sola frecuencia entre muchas señales?
10. ¿Qué tipo de filtro utilizaría para eliminar el molesto zumbido de 120 Hz?
11. ¿Qué quiere decir selectividad?
12. Describa la teoría de Fourier con sus palabras.
13. Defina los términos dominio en el tiempo y dominio en la frecuencia.
14. Escriba las primeras cuatro armónicas impares de 800 Hz.
15. ¿Qué forma de onda está formada sólo con armónicas pares? ¿Qué forma de onda está formada sólo con armónicas impares?
16. ¿Por qué se distorsiona una señal no senoidal cuando pasa por un filtro?

PROBLEMAS

1. ¿Cuál es la ganancia de un amplificador con una salida de 1.5 V y una entrada de $30 \mu V$?
2. ¿Cuál es la atenuación de un divisor de voltaje como el de la figura 2-3, donde R_1 es $3.3 k\Omega$ y R_2 es $5.1 k\Omega$?
3. ¿Cuál es la ganancia o atenuación de la combinación que forman los circuitos descritos en las preguntas 1 y 2 puestos en cascada?

4. Tres amplificadores con ganancias de 15, 22 y 7 se conectan en cascada; el voltaje de entrada es $120 \mu\text{V}$. ¿Cuáles son la ganancia total y el voltaje de salida de cada etapa?
5. Una pieza de equipo de comunicaciones tiene dos etapas de amplificación con ganancias de 40 y 60 y dos etapas con factores de atenuación de 0.03 y 0.075 y el voltaje de salida es de 2.2 V. ¿Cuál es la ganancia (o atenuación) total y el voltaje de entrada? ◀
6. Encuentre la ganancia o atenuación de voltaje en decibeles, para cada uno de los circuitos descritos en las preguntas 1 a 5.
7. Un amplificador de potencia tiene una salida de 200 W y una entrada de 8 W. ¿Cuál es la ganancia de potencia en decibeles? ◀
8. Un amplificador tiene una ganancia de 55 dB y la potencia de entrada es de 600 mW. ¿Cuál es la potencia de salida?
9. Un amplificador tiene una salida de 5 W. ¿Cuál es su ganancia en dBm? ◀
10. Un sistema de comunicaciones tiene cinco etapas con ganancias y atenuaciones de 12, -45, 68, -31 y 9 dB. ¿Cuál es la ganancia total?
11. ¿Cuál es la reactancia de un capacitor de 7 pF a 2 GHz?
12. ¿Qué valor de capacitancia se requiere para producir 50Ω de reactancia a 450 MHz?
13. Calcule la reactancia inductiva de un inductor de $0.9 \mu\text{H}$ a 800 MHz.
14. ¿A qué frecuencia un inductor de $2 \mu\text{H}$ tiene una reactancia de 300Ω ?
15. Un inductor de $2.5 \mu\text{H}$ tiene una resistencia de 23Ω . ¿Cuál es su Q a una frecuencia de 35 MHz?
16. ¿Cuál es la frecuencia de resonancia de un inductor de $0.55 \mu\text{H}$ con una capacitancia de 22 pF?
17. ¿Cuál es el valor de inductancia que resonará con un capacitor de 80 pF a 18 MHz?
18. ¿Cuál es el ancho de banda de un circuito resonante paralelo que tiene una inductancia de $33 \mu\text{H}$ con una resistencia de 14Ω y una capacitancia de 48 pF?
19. Un circuito serie resonante tiene frecuencias de corte superior e inferior de 72.9 y 70.5 MHz. ¿Cuál es su ancho de banda?
20. Un circuito resonante tiene un voltaje pico de salida de 4.5 mV. ¿Cuál es la salida de voltaje a las frecuencias de corte superior e inferior?
21. ¿Qué Q de circuito se necesita para dar un ancho de banda de 36 MHz a una frecuencia de 4 GHz?
22. Encuentre la impedancia de un circuito resonante paralelo con $L = 60 \mu\text{H}$, $R_w = 7 \Omega$ y $C = 22 \text{ pF}$.
23. Escriba los primeros cuatro términos de la ecuación de Fourier de una onda diente de sierra que tiene una amplitud de 5 V pico a pico y una frecuencia de 100 kHz.
24. Un osciloscopio tiene un tiempo de levantamiento de 8 ns. ¿Cuál es la frecuencia senoidal más alta que puede reproducir?
25. Un filtro pasobajas tiene una frecuencia de corte de 24 MHz. ¿Cuál es el tiempo de levantamiento más rápido que puede tener una onda rectangular para que pasara por el filtro?



R
E
P
A
S
O

PREGUNTAS PARA REFLEXIONAR

1. Explique cómo pueden existir capacitancia e inductancia en un circuito sin tener capacitores e inductores de parámetros concentrados en el circuito.
2. ¿Cómo es posible que el voltaje a través del inductor o el capacitor de un circuito resonante serie sea mayor del voltaje de alimentación en resonancia?
3. ¿Qué tipo de filtro utilizaría para prevenir que las armónicas de un transmisor alcancen la antena?



4. ¿Qué tipo de filtro utilizaría en un televisor para evitar que una señal en la banda civil en 27 MHz entre a su televisor con la frecuencia del canal 2 en 54 MHz?
5. Explique por qué es posible reducir el Q efectivo de un circuito resonante paralelo conectando con él un resistor en paralelo.
6. Un circuito resonante paralelo tiene una inductancia de 800 nH , una resistencia de 3Ω , una capacitancia de 15 pF . Calcule a) frecuencia de resonancia, b) Q , c) ancho de banda, d) la impedancia en resonancia.
7. Para el circuito anterior, ¿cuál será el ancho de banda si se conecta un resistor de $33 \text{ k}\Omega$ en paralelo con el circuito?
8. Calcule R y C para un filtro de constante k pasoaltas tipo T con una impedancia de carga de 300Ω y una frecuencia de corte de 500 MHz .
9. ¿Cuál es el ancho de banda mínimo necesario para pasar un tren de pulsos periódico cuya frecuencia es 28.8 kHz y el ciclo de trabajo es 20%? ¿50%?
10. Vea la figura 2-74 y examine las diversas formas de onda y expresiones de Fourier. ¿Qué circuito podría ser un bueno pero simple doblador de frecuencia?

R E P A S O

CAPÍTULO 3

FUNDAMENTOS DE MODULACIÓN DE AMPLITUD O AMPLITUD MODULADA

C A P Í T U L O T R E S

Objetivos

Al terminar este capítulo, podrá:

- ◊ **Calcular** índices y porcentajes de modulación de una señal de AM dadas las amplitudes de la portadora y de la señal moduladora.
- ◊ **Definir** sobremodulación y **explicar** cómo aminorar sus efectos.
- ◊ **Explicar** cómo se distribuye la potencia de una señal de AM entre la portadora y las bandas laterales, y **calcular** las potencias de la portadora y de las bandas laterales, dado el porcentaje de modulación.
- ◊ **Calcular** las frecuencias de las bandas laterales dadas las frecuencias de la portadora y de la señal moduladora.
- ◊ **Comparar** representaciones de una señal de AM en el dominio del tiempo, en el dominio de la frecuencia y de diagrama fasorial.
- ◊ **Explicar** qué significan los términos DBL y BLU y **destacar** las ventajas principales de una señal de BLU sobre la señal convencional de AM.
- ◊ **Calcular** la potencia pico de la envolvente (PEP, *peak envelope power*) dados los voltajes de la señal y las impedancias de la carga.

Las señales de información o de inteligencia como voz, video o datos binarios se transmiten algunas veces de un punto a otro a través de un medio de comunicación. Sin embargo, cuando las distancias involucradas son grandes, se utiliza la transmisión por radio. Si la información se transmitiera en sus frecuencias originales produciría interferencia entre las señales, por lo que es necesario recurrir al método de modulación. En el proceso de modulación en banda base, banda de voz, video o señal digital, modifica a otra señal de frecuencia más alta llamada portadora, que en general es de forma senoidal. Una portadora senoidal puede modificarse por la señal de inteligencia mediante modulación de la amplitud, modulación de la frecuencia, o por modulación de la fase. El enfoque de este capítulo es la modulación de amplitud (AM).

3-1 CONCEPTOS DE AM

Como el nombre lo sugiere, en AM, la señal de la información varía la amplitud de la onda senoidal de la portadora. El valor instantáneo de la portadora cambia de acuerdo con las variaciones de amplitud y frecuencia de la señal moduladora. La figura 3-1 muestra una señal de inteligencia de una sola frecuencia modulando a una portadora de frecuencia más alta. La frecuencia de la portadora se mantiene constante durante el proceso de modulación, pero su amplitud varía de acuerdo con la señal moduladora. Un incremento en la amplitud de la señal moduladora incrementa la amplitud de la portadora. Tanto los picos positivos como los negativos de la portadora varían con la señal moduladora. Un incremento o disminución en la amplitud de la señal moduladora causará el correspondiente aumento o disminución en los picos positivos y negativo de la amplitud de la portadora.

La línea imaginaria que conecta los picos positivo y negativo de la forma de onda de la portadora (la línea discontinua de la figura 3-1) proporciona la réplica exacta de la señal de información moduladora. Esta línea imaginaria en la forma de onda de la portadora se denomina *envolvente*.

Dado que es difícil trazar formas de onda complicadas como la que describe la figura 3-1, a menudo se simplifica representando la forma de onda de la portadora de alta frecuencia como muchas líneas verticales espaciadas regularmente, cuyas amplitudes varían de acuerdo con la señal moduladora, como se representa en la figura 3-2. Este método de representación se utiliza en todo el libro.

Las señales que ilustran las figuras 3-1 y 3-2 muestran la variación de la amplitud de la portadora con respecto al tiempo y se dice que están en el dominio del tiempo. Lo que se pre-

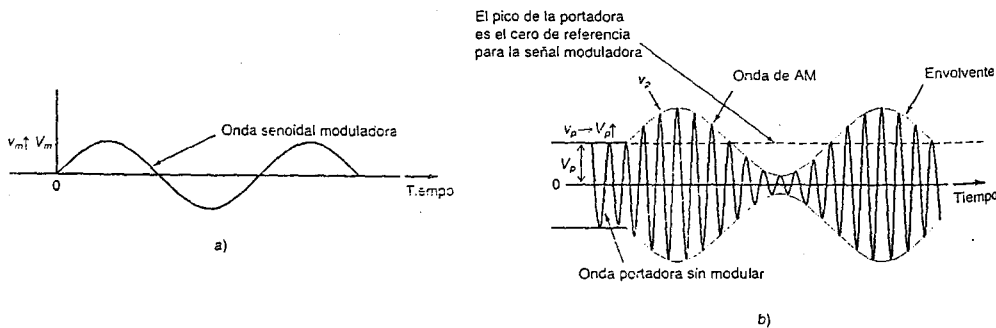


FIGURA 3-1 Amplitud modulada: a) señal moduladora o de información, b) portadora modulada.

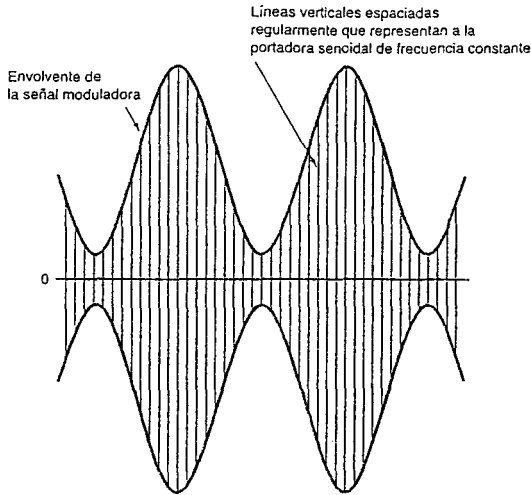


FIGURA 3-2 Método simplificado para representar una onda senoidal de alta frecuencia en AM.

senta en la pantalla de un osciloscopio, variaciones en voltaje o corriente que ocurren en el tiempo, son señales en el dominio del tiempo.

Mediante funciones trigonométricas se puede expresar la onda senoidal de la portadora con la expresión sencilla:

$$v_p = V_p \text{ sen } 2\pi f_p t$$

donde, v_p es el valor instantáneo del voltaje de la onda senoidal de la portadora en un tiempo específico dentro del ciclo; V_p representa el valor pico de la portadora senoidal no modulada medido entre cero y la amplitud máxima de las alternancias positiva o negativa (figura 3-1); f_p es la frecuencia de la onda senoidal de la portadora; y t un punto particular en el tiempo durante el ciclo de la portadora.

Una señal moduladora de forma senoidal también puede expresarse con una fórmula similar.

$$v_m = V_m \text{ sen } 2\pi f_m t$$

donde v_m = valor instantáneo de la señal de inteligencia

V_m = amplitud pico de la señal de inteligencia

f_m = frecuencia de la señal moduladora

En la figura 3-1, la señal moduladora usa el valor pico de la portadora en lugar del cero como su punto de referencia. La envolvente de dicha señal varía arriba y abajo de la amplitud pico de la portadora. Esto es, la línea cero de referencia de la señal moduladora coincide con el valor pico de la portadora no modulada. Debido a esto, las amplitudes relativas de la portadora y la mencionada señal son importantes. En general, la amplitud de la señal moduladora deberá ser menor que la amplitud de la portadora.

SUGERENCIAS Y AYUDAS

En este texto se utilizará el radián (rad) para medir todos los ángulos en tanto no se indique otra cosa. 1 rad es casi 57.3°.

Cuando la amplitud de la señal moduladora es mayor que la amplitud de la portadora, habrá distorsión que causará una transmisión incorrecta de la información. En modulación de amplitud es en particular importante que el valor pico de la señal moduladora sea menor que el valor pico de la portadora. Matemáticamente,

$$V_m < V_p$$

REPRESENTACIÓN TRIGONOMÉTRICA DE ONDAS SENOIDALES

Una onda senoidal puede representarse por una expresión matemática mediante trigonometría. Si dicha onda es un voltaje, como en la figura A, entonces el voltaje instantáneo, v , está dado por la expresión

$$v = V_p \text{ sen } \theta$$

donde V_p es el valor pico de la onda senoidal y θ el ángulo sobre el eje horizontal. El ciclo completo de una onda senoidal se extiende 360° . Para encontrar el valor instantáneo del voltaje, se multiplica el valor pico de la amplitud por el seno del ángulo. Por ejemplo, considere una onda senoidal con amplitud pico de 15 V y ángulo de 60° . El voltaje instantáneo a 60° es (figura A).

$$v = 15 \text{ sen } 60^\circ = 15 (0.866) = 13 \text{ V}$$

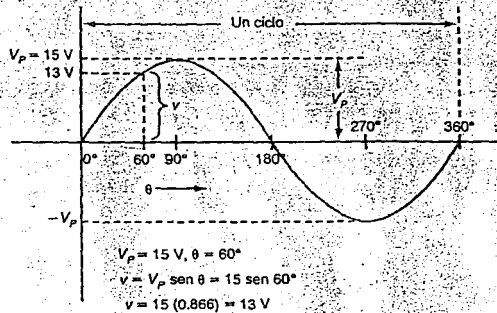


FIGURA A

El ángulo también puede expresarse en radianes. Un radián (rad) es casi igual a 57.3° . Hay 2π radianes por ciclo de una onda senoidal como muestra la figura B. Por lo tanto, hay $2\pi f$ rad en una onda senoidal, donde f es la frecuencia de la onda y t un valor de tiempo en algún punto en el ciclo; $2\pi f$ es la velocidad angular, que en general se representa por la letra griega omega minúscula (ω), el ángulo es igual a ωt radianes y la expresión de la forma de onda toma la forma

$$v = V_p \text{ sen } 2\pi f t = V_p \text{ sen } \omega t$$

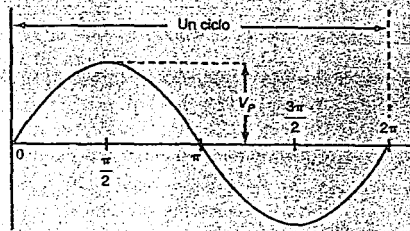


FIGURA B

En algunos casos, el eje horizontal de la onda senoidal se marca en grados o radianes para calcular el valor instantáneo del voltaje o la corriente; por lo común el eje horizontal muestra incrementos de tiempo como en la figura C.

El voltaje instantáneo a un tiempo específico en el ciclo puede calcularse como sigue. Suponga una onda senoidal con voltaje pico de 20 V y frecuencia de 5 MHz (figura C). El tiempo desde el principio del ciclo, t , es 70 ns. El voltaje instantáneo a ese tiempo es

$$v = 20 \text{ sen } 2\pi(5 \times 10^6)(70 \times 10^{-9}) = 20 \text{ sen } 2.198$$

donde 2.198 es el ángulo en radianes (note que la mayoría de las calculadoras obtienen el seno de un ángulo en radianes en forma directa). Entonces

$$v = 20 \text{ sen } 2.198 = 20 (0.80967) = 16.19 \text{ V}$$

Al convertir radianes en grados resulta el mismo valor instantáneo. Un ángulo de 2.198 rad es igual a $2.198 \times 57.3 = 125.9^\circ$. Entonces,

$$v = 20 \text{ sen } 125.9^\circ = 20 (0.80967) = 16.19 \text{ V}$$

En este texto se utilizarán medidas en radianes para todos los ángulos en tanto no se indique otra cosa.

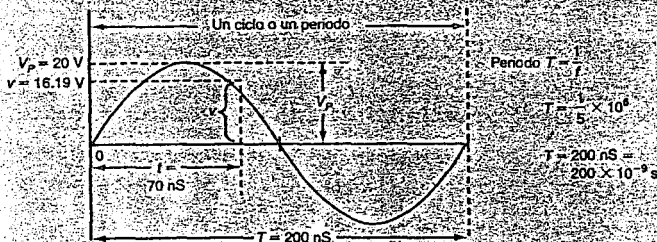


FIGURA C

¿SABÍA QUE?

Si la amplitud de la señal moduladora es mayor que la amplitud de la portadora, se producirá distorsión.

Se pueden utilizar valores de la señal portadora y de la señal moduladora para expresar la onda modulada completa. Primero, recuerde que el valor pico de la portadora es el punto de referencia para la señal moduladora; el valor de la señal moduladora se suma o resta del valor pico de la portadora. El valor instantáneo, ya sea del máximo o del mínimo de la envolvente de voltaje, v_1 , puede calcularse mediante la expresión

$$v_1 = V_p + v_m = V_p + V_m \text{ sen } 2\pi f_m t$$

que representa el hecho de que el valor instantáneo de la señal moduladora se suma en forma algebraica al valor pico de la portadora. Por lo tanto, puede escribirse el valor instantáneo de la onda modulada completa v_2 sustituyendo v_1 por el valor pico del voltaje de la portadora, V_p , como sigue:

$$v_2 = v_1 \text{ sen } 2\pi f_p t$$

Ahora, al sustituir la expresión que antes se obtuvo para v_1 y desarrollarla, se obtiene lo siguiente:

$$v_2 = (V_p + V_m \text{ sen } 2\pi f_m t) \text{ sen } 2\pi f_p t = V_p \text{ sen } 2\pi f_p t + (V_m \text{ sen } 2\pi f_m t) (\text{sen } 2\pi f_p t)$$

donde v_2 es el valor instantáneo de la onda de AM (o v_{AM}), $V_p \text{ sen } 2\pi f_p t$ es la forma de onda de la portadora, y $(V_m \text{ sen } 2\pi f_m t) (\text{sen } 2\pi f_p t)$ es la forma de onda de la portadora multiplicada por la forma de onda de la señal moduladora. La segunda parte de la expresión es característica de la señal de AM. Un circuito debe ser capaz de producir una multiplicación matemática de la portadora y las señales de modulación para que se presente la modulación de amplitud AM. La onda de AM es el producto de la portadora y las señales moduladoras.

El circuito que se utiliza para producir AM se llama *modulador*. Sus dos entradas, la señal portadora, la señal moduladora y las salidas resultantes, se muestran en la figura 3-3. Los moduladores de amplitud realizan el producto de la portadora y las señales moduladoras. Otros circuitos que realizan el producto de dos señales analógicas también se llaman multiplicadores analógicos, mezcladores, convertidores, detectores de producto y detectores de fase. El circuito que convierte una señal de inteligencia o en banda base de baja frecuencia en una señal de frecuencia más alta por lo común se llama modulador. Un circuito que cambia una señal de frecuencia alta a una más baja en general se llama mezclador. El circuito que se utiliza para recuperar la señal de inteligencia original de una onda de AM se conoce como detector o demodulador. Las aplicaciones para la mezcla y detección se discuten con todo detalle en los capítulos siguientes.

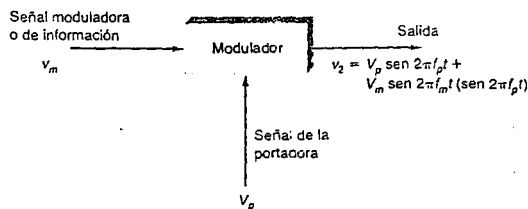


FIGURA 3-3 Modulador de amplitud mostrando las señales de entrada y salida.

3-2 ÍNDICE DE MODULACIÓN Y PORCENTAJE DE MODULACIÓN

Como se estableció, para que haya modulación de amplitud AM sin distorsión, el voltaje de la señal moduladora, V_m , debe ser menor que el voltaje de la portadora, V_p . Por lo tanto, la relación entre la amplitud de la señal moduladora y la amplitud de la señal portadora es importante. La relación, que se conoce como *índice de modulación* m (también llamado factor o coeficiente de modulación, o grado de modulación), es el cociente de

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

Estos son los valores pico de las señales y el voltaje de la portadora es el valor sin modulación.

Al multiplicar el índice de modulación por 100 se obtiene el *porcentaje de modulación*; por ejemplo, si el voltaje de la señal portadora es 9 V y el de la señal moduladora 7.5 V, el factor de modulación es 0.8333 y el porcentaje de modulación $0.8333 \times 100 = 83.33$.

SOBREMODULACIÓN Y DISTORSIÓN

El índice de modulación deberá ser un número entre 0 y 1. Si la amplitud del voltaje de la moduladora es mayor que la del voltaje de la portadora, m será mayor que 1, causando distorsión de la forma de onda modulada. Si la distorsión es lo bastante grande, la señal de inteligencia se torna ininteligible. La distorsión en las transmisiones de voz produce mutilaciones, asperezas o sonidos no naturales en la bocina y la distorsión de las señales de video produce imágenes revueltas y de poca calidad en la pantalla del televisor.

La figura 3-4 muestra un ejemplo sencillo de distorsión. Aquí, una señal de información de forma senoidal está modulando a una portadora senoidal, pero el voltaje de la moduladora es mucho mayor que el voltaje de la portadora, de lo que resulta una condición llamada *sobre-*

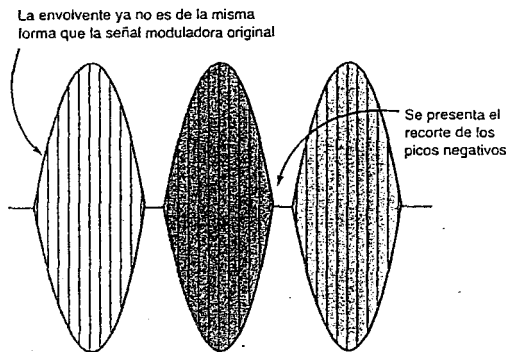


FIGURA 3-4 Distorsión de la envolvente causada por sobremodulación donde la amplitud de la señal moduladora, V_m , es mayor que la de la portadora, V_p .

¿SABÍA QUE?

La distorsión causada por la sobremodulación también produce interferencia con el canal adyacente.

modulación. Como puede verse, la forma de onda es plana en la línea cero. La señal recibida producirá una forma de onda de salida igual que la de la envolvente, que en este caso es una forma de onda senoidal cuyos picos negativos se han recortado. Si la amplitud de la señal moduladora es menor que la amplitud de la portadora, no se producirá distorsión. La condición ideal para AM es donde $V_m = V_p$ o $m = 1$, lo que proporciona 100% de modulación. Esto da una máxima potencia de salida en el transmisor y el máximo voltaje de salida en el receptor, sin distorsión.

Prevenir la sobremodulación es engañoso; por ejemplo, en el tiempo, durante las transmisiones de voz, éstas pasarán de amplitud baja a amplitud alta. Por lo común, la amplitud de la señal moduladora se ajusta para que sólo los picos de la voz produzcan el 100% de modulación, lo que previene la sobremodulación y la distorsión. Sin embargo, se requieren circuitos automáticos llamados *circuitos de compresión* para resolver este problema, amplificando las señales de bajo nivel y suprimiendo o comprimiendo las de alto nivel. En consecuencia hay un nivel promedio de potencia mayor sin caer en la sobremodulación.

La distorsión causada por la sobremodulación también genera interferencia en los canales adyacentes. La distorsión genera una señal de información no senoidal. De acuerdo con la teoría de Fourier, cualquier señal no senoidal se puede tratar como onda senoidal fundamental en la frecuencia de la señal de información, más armónicos. Como se vio en el capítulo 2, éstas son ondas senoidales cuyas frecuencias son múltiplos de la frecuencia fundamental. Una onda senoidal distorsionada de 500 Hz podría contener la segunda, tercera, cuarta, etcétera, armónicas de 1 000 Hz, 1 500 Hz, 2 000 Hz, etcétera. Es obvio que estas armónicas también modulan a la portadora y pueden causar interferencia a otras señales en canales adyacentes a la portadora.

PORCENTAJE DE MODULACIÓN

El índice de modulación puede determinarse midiendo los valores reales de los voltajes de la moduladora y de la portadora y calcular su relación; sin embargo, es más común determinar el índice de modulación partiendo de mediciones tomadas de la forma de onda compuesta. Cuando en la pantalla de un osciloscopio se presenta una señal de AM, el índice de modulación se puede calcular con los valores de $V_{máx}$ y $V_{mín}$ como muestra la figura 3-5. El valor pico de la señal moduladora, V_m , es la mitad de la diferencia entre los valores pico y el mínimo.

$$V_m = \frac{V_{máx} - V_{mín}}{2}$$

Como muestra la figura 3-5, $V_{máx}$ es el valor pico de la señal durante la modulación, y $V_{mín}$ es el valor más bajo de la onda modulada. El $V_{máx}$ es la mitad del valor pico a pico de la señal de AM, o $V_{máx} (p-p)/2$. Restando $V_{mín}$ de $V_{máx}$ produce el valor pico a pico de la señal moduladora. La mitad de esto, por supuesto, es sólo el valor pico.

El valor pico de la señal portadora, V_p , es el promedio de los valores de:

$$V_p = \frac{V_{máx} + V_{mín}}{2}$$

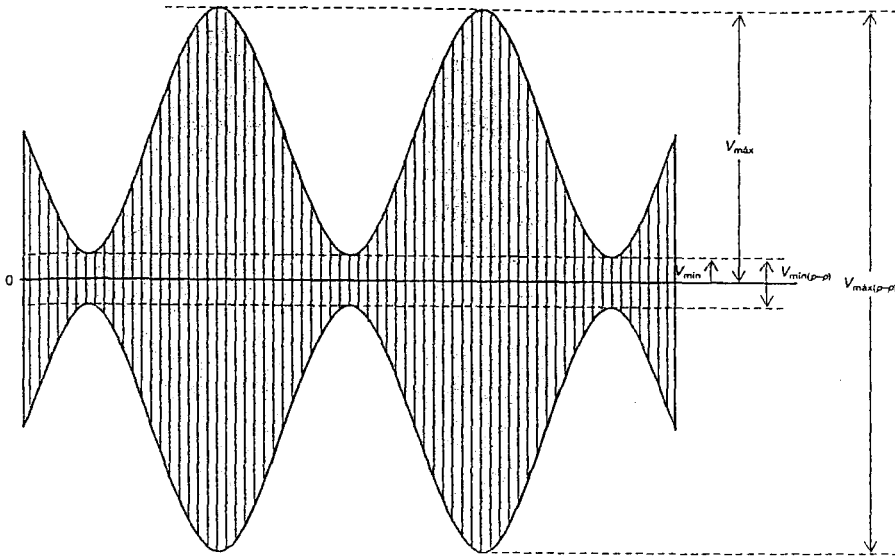


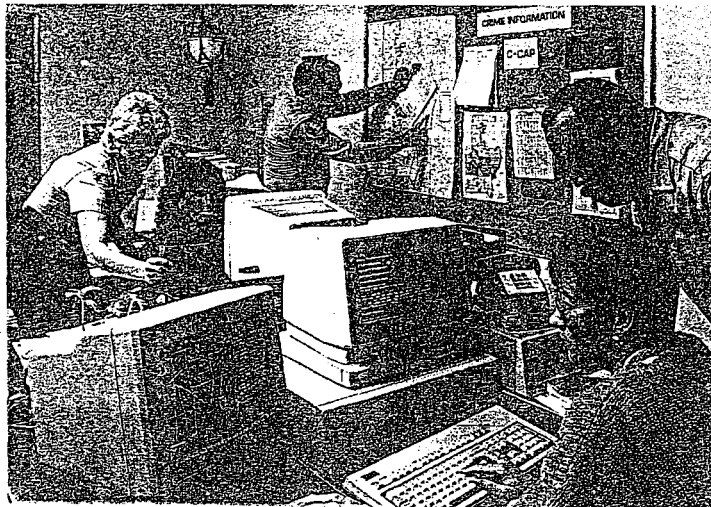
FIGURA 3-5 Onda de AM que describe los picos ($V_{m\acute{a}x}$) y las depresiones ($V_{m\acute{i}n}$).

El \u00cdndice de modulaci\u00f3n es

$$m = \frac{V_{m\acute{a}x} - V_{m\acute{i}n}}{V_{m\acute{a}x} + V_{m\acute{i}n}}$$

Los valores para $V_{m\acute{a}x(p-p)}$ y $V_{m\acute{i}n(p-p)}$ pueden leerse de manera directa en la pantalla del osciloscopio e insertarlos en la f\u00f3rmula para calcular el \u00cdndice de modulaci\u00f3n.

En Carson, California, los colaboradores del alguacil del condado de Los Angeles trabajan muy cerca del personal de comunicaciones para coordinar las actividades polic\u00edacas.



La cantidad o profundidad de AM por lo común se expresa como porcentaje de modulación en vez de valor fraccionario. En el ejemplo 3-1, el porcentaje de modulación es $100 \times m$, o 66.2%. El máximo porcentaje de modulación sin distorsión de la señal es, por supuesto, 100%, donde V_p y V_m son iguales. En este momento, $V_{\min} = 0$ y $V_{\max} = 2 V_m$ donde V_m es el valor pico de la señal moduladora.

Ejemplo 3-1

Si en una señal de AM el valor $V_{\max(p-p)}$ leído en la gráfica de la pantalla del osciloscopio es 5.9 divisiones y $V_{\min(p-p)}$ es 1.2 divisiones.

a) ¿Cuál es el índice de modulación?

$$m = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}} = \frac{5.9 - 1.2}{5.9 + 1.2} = \frac{4.7}{7.1} = 0.662$$

b) Calcule V_p , V_m y m si la escala vertical es 2 V por división. (Sugerencia: haga un croquis de la señal.)

$$V_p = \frac{V_{\max} + V_{\min}}{2} = \frac{5.9 + 1.2}{2} = \frac{7.1}{2} = 3.55 @ \frac{2 \text{ V}}{\text{div}}$$

$$V_p = 3.55 \times 2 \text{ V} = 7.1 \text{ V}$$

$$V_m = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{2} = \frac{(5.9 - 1.2)}{2} = \frac{4.7}{2}$$

$$= 2.35 @ \frac{2 \text{ V}}{\text{div}}$$

$$V_m = 2.35 \times 2 \text{ V} = 4.7 \text{ V}$$

$$m = \frac{V_m}{V_p} = \frac{4.7}{7.1} = 0.662$$

3-3 BANDAS LATERALES Y EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

Siempre que una portadora es modulada por una señal de información, como parte del proceso aparecen nuevas señales en frecuencias diferentes. Estas nuevas frecuencias se llaman *frecuencias laterales* o *bandas laterales* y se presentan en el espectro de frecuencias de manera directa arriba y abajo de la frecuencia de la portadora. Más específicamente, las bandas laterales se presentan en frecuencias que son la suma y diferencia de las frecuencias de la portadora y de la moduladora. Cuando se trata de señales formadas por más de una frecuencia, es mejor mostrar la señal de AM en el dominio de la frecuencia en vez del dominio del tiempo.

CÁLCULOS DE BANDA LATERAL

Al utilizar una sola señal moduladora senoidal, el proceso de modulación genera dos bandas laterales. Si la señal moduladora es una onda complicada, como voz o video, un intervalo de frecuencias amplio modula a la portadora y, en consecuencia, se genera un considerable número de bandas laterales.

La banda lateral superior, f_{BLS} y la banda lateral inferior f_{BLI} se obtienen de

$$f_{BLS} = f_p + f_m \quad \text{y} \quad f_{BLI} = f_p - f_m$$

donde f_p es la frecuencia de la portadora y f_m la frecuencia moduladora.

La existencia de las bandas laterales puede demostrarse matemáticamente, empezando con la ecuación para la señal de AM antes descrita.

$$v_{AM} = V_p \text{ sen } 2\pi f_p t + (V_m \text{ sen } 2\pi f_m t) (\text{sen } 2\pi f_p t)$$

Al utilizar la identidad trigonométrica que dice que el producto de dos ondas senoidales es

$$\text{sen } A \text{ sen } B = \frac{\cos(A - B)}{2} - \frac{\cos(A + B)}{2}$$

y sustituir esta identidad dentro de la expresión de una onda modulada, el valor instantáneo de la amplitud de la señal se expresa

$$V_{AM} = V_p \text{ sen } 2\pi f_p t + \frac{V_m}{2} \cos 2\pi t(f_p - f_m) - \frac{V_m}{2} \cos 2\pi t(f_p + f_m)$$

donde el primer término es la portadora, el segundo que tiene la diferencia $f_p - f_m$ la banda lateral inferior y el tercero, que comprende la suma $f_p + f_m$ la banda lateral superior.

Por ejemplo, si un tono de 400 Hz modula una portadora de 300 kHz, las bandas laterales superior e inferior son

$$\begin{aligned} f_{BLS} &= 300\,000 + 400 = 300\,400 \text{ Hz o } 300.4 \text{ kHz} \\ f_{BLI} &= 300\,000 - 400 = 299\,600 \text{ Hz o } 299.6 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Al observar una señal de AM en un osciloscopio, pueden verse las variaciones de amplitud de la portadora con respecto al tiempo. Esta presentación en el dominio del tiempo no proporciona una indicación visible de la existencia de las bandas laterales, no obstante que éstas se generan en el proceso de modulación, como muestra la ecuación anterior. La señal de AM es en realidad una señal compuesta formada por varios componentes; la onda senoidal de la portadora se suma a las bandas laterales superior e inferior, como indica la ecuación. Esto se ilustra de modo gráfico en la figura 3-6. Al sumar estas señales algebraicamente en cada punto instantáneo a lo largo del eje del tiempo y trazando el resultado, se obtiene la onda de AM que describe la figura, que es una onda senoidal en la frecuencia de la portadora cuya amplitud varía según lo determina la señal moduladora.

REPRESENTACIÓN DE UNA SEÑAL DE AM EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

Otro método para mostrar las señales de las bandas laterales es trazar las amplitudes de la portadora y de las bandas laterales con respecto a la frecuencia, como muestra la figura 3-7. Aquí, el eje horizontal representa frecuencia y el eje vertical las amplitudes de las señales. Las señales pueden ser voltaje, corriente o magnitudes de la potencia y pueden expresarse en valores pico o rms. El trazo de la amplitud de una señal contra la frecuencia se denomina *representación en el dominio de la frecuencia*. El instrumento conocido como *analizador de espectros* se emplea para presentar una señal en el dominio de la frecuencia.

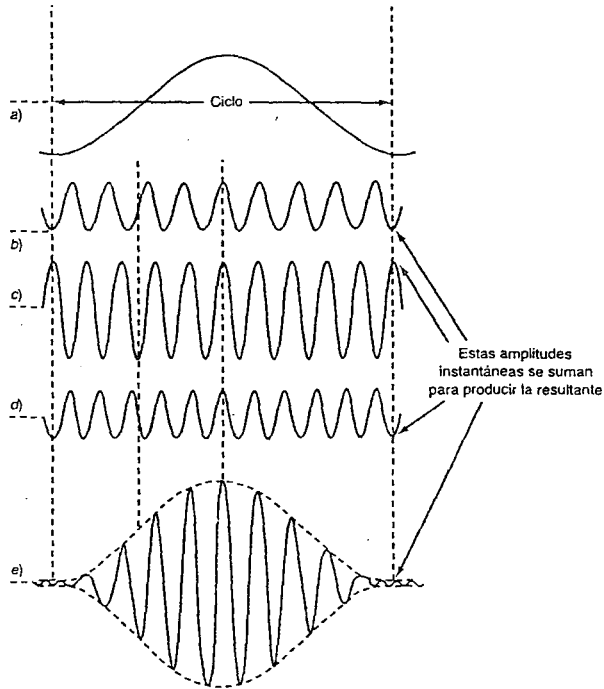


FIGURA 3-6 La onda AM es la suma algebraica de las ondas senoideas de la portadora y de las bandas laterales superior e inferior. a) Inteligencia o señal moduladora, b) banda lateral inferior, c) portadora, d) banda lateral superior, e) onda compuesta de AM.

La figura 3-8 muestra la relación entre las presentaciones en el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia de una señal de AM. Los ejes de tiempo y la frecuencia son perpendiculares. Las amplitudes que se muestran en la representación en el dominio de la frecuencia son los valores pico de la portadora y de las ondas senoideas de las bandas laterales.

Como casi siempre, la señal moduladora es más complicada que un solo tono senooidal, en el proceso de AM se producen múltiples bandas laterales superiores e inferiores; por ejemplo, una señal de voz consiste en muchos componentes senoideas de frecuencias diferentes

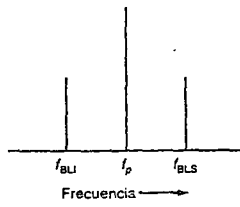


FIGURA 3-7 Representación de una señal de AM en el dominio de la frecuencia.

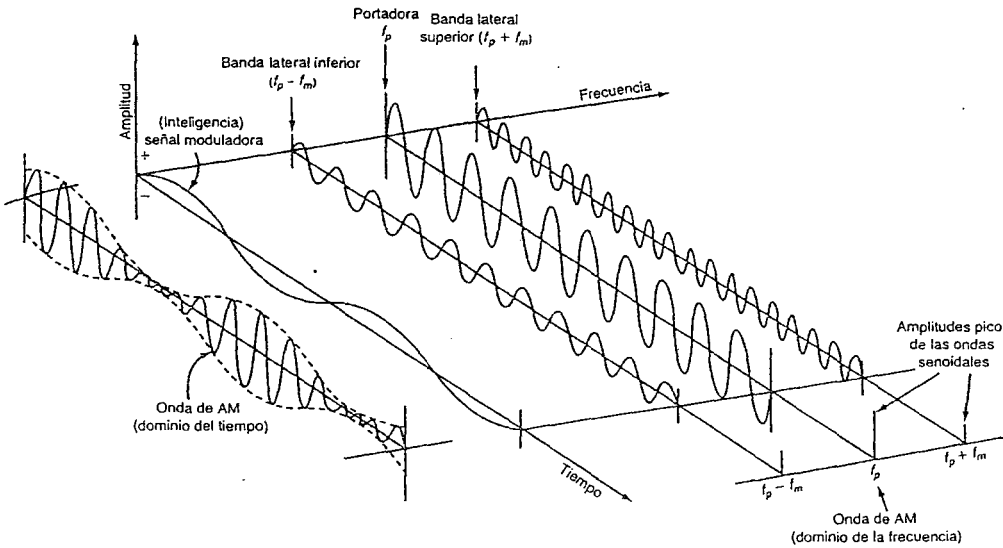


FIGURA 3-8 Relación entre dominio en el tiempo y dominio en la frecuencia.

mezcladas entre ellas. Recuerde que las frecuencias de la voz se presentan en el intervalo de 300 a 3 000 Hz. Por lo tanto, las señales de voz producen un amplio número de frecuencias arriba y abajo de la frecuencia de la portadora como describe la figura 3-9. Estas bandas laterales ocupan espacio en el espectro. El ancho de banda total de una señal de AM se obtiene de las frecuencias laterales máxima y mínima. Esto se hace encontrando la suma y diferencia de la frecuencia portadora y la máxima frecuencia moduladora (3 000 Hz, o 3 kHz de la figura 3-9); por ejemplo, si una frecuencia portadora es de 2.8 MHz (2 800 kHz), entonces las frecuencias máxima y mínima de las bandas laterales son:

$$f_{BLS} = 2\,800 + 3 = 2\,803 \text{ kHz} \quad \text{y} \quad f_{BLI} = 2\,800 - 3 = 2\,797 \text{ kHz}.$$

El ancho total de la banda es sólo la diferencia entre las frecuencias superior e inferior de las bandas laterales

$$BW = f_{BLS} - f_{BLI} = 2\,803 - 2\,797 = 6 \text{ kHz}$$

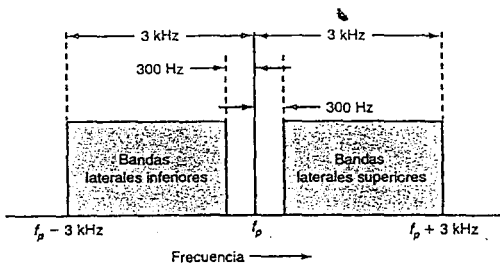


FIGURA 3-9 Bandas laterales superior e inferior de una señal de voz moduladora de AM.



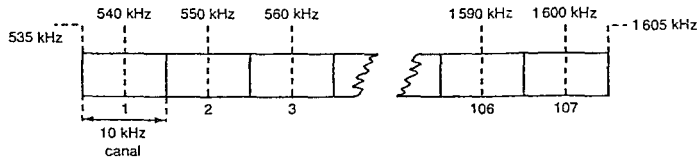


FIGURA 3-10 Espectro de frecuencias de la banda de radiodifusión de AM.

Como puede verse, el ancho de banda de una señal de AM es dos veces la frecuencia más alta de la señal moduladora: $BW = 2f_m$, donde f_m es la máxima frecuencia moduladora. En una señal de voz cuya máxima frecuencia es 3 kHz, el ancho de banda total es sólo

$$BW = 2 (3 \text{ kHz}) = 6 \text{ kHz}$$

Ejemplo 3-2

Una estación de radiodifusión estándar de AM puede transmitir frecuencias moduladoras hasta de 5 kHz. Si la estación de AM está transmitiendo en una frecuencia de 980 kHz, calcule las frecuencias de las bandas laterales máxima superior, mínima inferior y el ancho de banda total ocupado por la estación de AM.

$$\begin{aligned} f_{BLS} &= 980 + 5 = 985 \text{ kHz} \\ f_{BLI} &= 980 - 5 = 975 \text{ kHz} \\ BW &= f_{BLS} - f_{BLI} = 985 - 975 = 10 \text{ kHz} \\ BW &= 2(5 \text{ kHz}) = 10 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Como indica el ejemplo 3-2, una estación de radiodifusión de AM tiene un ancho de banda total de 10 kHz. Además, las estaciones de radiodifusión de AM están espaciadas cada 10 kHz a través del espectro de 540 kHz a 1 600 kHz. Esto se ilustra en la figura 3-10. Las bandas laterales de la primera frecuencia de radiodifusión se extienden hacia abajo hasta 535 kHz y hacia arriba hasta 545 kHz, formando un canal de 10 kHz para la señal. La frecuencia del canal más alto es 1 600 kHz, con bandas laterales que se extienden desde 1 595 kHz hasta 1 605 kHz. Hay en total 107 canales de 10 kHz de ancho para las estaciones de radio de AM.

MODULACIÓN POR PULSOS

Cuando se modula una portadora con señales complicadas como pulsos u ondas rectangulares, se produce un amplio espectro de bandas laterales. De acuerdo con la teoría de Fourier, las señales complicadas como ondas cuadradas, ondas triangulares, diente de sierra, y ondas senoidales distorsionadas, sólo están formadas de una onda senoidal fundamental y numerosas señales de armónicas con diferentes amplitudes. Suponga que una portadora es modulada en amplitud por una onda cuadrada compuesta de una onda senoidal fundamental y todas las ar-

mónicas impares. Una onda moduladora cuadrada, producirá bandas laterales en frecuencias basadas en la onda senoidal fundamental, así como en la tercera, quinta, séptima, etcétera armónicas; en consecuencia resulta una presentación en el dominio de la frecuencia, como muestra la figura 3-11. Como se observa, los pulsos generan señales de ancho de banda muy grandes. Para que una onda cuadrada se pueda transmitir y recibir fielmente, sin distorsión o degradación, todas las bandas laterales más significativas deberán pasar por las antenas y por los circuitos de transmisión y recepción.

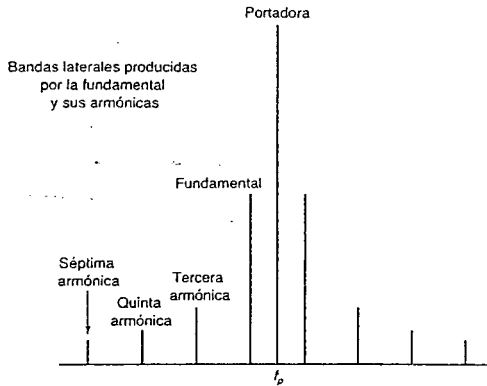


FIGURA 3-11 Espectro de frecuencia de una señal de AM modulada por una onda cuadrada.

La figura 3-12 muestra la forma de onda de AM que se produce cuando una onda cuadrada modula a una portadora dada y modula a una portadora senoidal. En la figura 3-12a), el porcentaje de modulación es 50; en la 3-12b), 100. En este caso, cuando la onda cuadrada va en sentido negativo, la amplitud de la portadora es cero. La modulación de amplitud por ondas cuadradas o pulsos binarios rectangulares se conoce como *corrimiento de amplitud por llaveo* (ASK, *amplitude shift keying*). Se usa en algunos tipos de comunicación de datos donde se transmite información binaria.

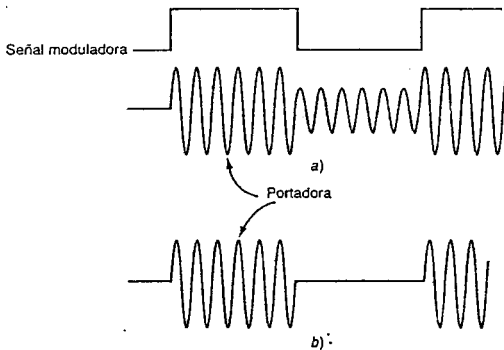


FIGURA 3-12 Modulación de la amplitud de una portadora senoidal por un pulso u onda rectangular, llamada *corrimiento de amplitud por llaveo*. a) 50% de modulación, b) 100% de modulación.

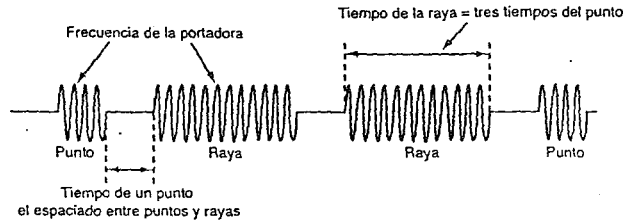


FIGURA 3-13 Envío de la letra P por el código Morse. Ejemplo de llaveo de ENCENDIDO-APAGADO (OOK, on-off keying).

Otro tipo rudimentario de modulación de amplitud puede obtenerse al apagar y encender la portadora. Un ejemplo es la transmisión en código Morse con puntos y rayas. Un punto se forma por unos cuantos ciclos de la portadora, mientras que una raya lo está por más ciclos de la portadora. La figura 3-13 muestra la transmisión de la letra P, la cual es punto-rama-punto (pronunciado tic-tac-tac-tic). La duración de la raya es tres veces la longitud del punto y el espaciado entre puntos y rayas es el tiempo de un punto. Las transmisiones en un código como éste en general se denominan como de onda continua (CW, *continuous wave*). Esta forma de transmisión también se designa llaveo de ENCENDIDO-APAGADO.

A pesar de que sólo se transmite la portadora, estas señales ENCENDIDO-APAGADO generan bandas laterales. Las bandas laterales resultan de la frecuencia o periodo de repetición de los pulsos mismos, más sus armónicas.

Como se indicó al principio, la distorsión de una señal analógica producida por la sobre-modulación, también genera armónicas; por ejemplo, el espectro que produce una onda senoidal moduladora de 500 Hz modulando una portadora de 1 MHz, se muestra en la figura 3-14a). El ancho de banda total de la señal es 1 kHz. Sin embargo, si se distorsiona la señal moduladora, aparecerán las armónicas segunda, tercera, cuarta y otras mayores. Estas armónicas también modularán a la portadora produciendo más bandas laterales como ilustra la figura 3-14b). Ahora suponga que la distribución es de tal naturaleza que las amplitudes de las armónicas más allá de la cuarta son insignificantes (por lo general menos del 1%); entonces el ancho de banda total de la señal resultante será de casi 4 kHz en lugar del ancho de banda de 1 kHz, que resulta sin sobre-modulación y distorsión de la señal. Las armónicas pueden invadir otros canales adyacentes, donde pueden estar presentes otras señales y causarles interferencia. Este tipo de interferencia de armónicas en la banda lateral, se denomina algunas veces radiación espuria (*splatter*) debido a la forma como suena en el receptor. Tanto la sobre-modulación como la radiación espuria se pueden eliminar con facilidad reduciendo el nivel de la señal de modulación, ya sea mediante el control de ganancia o por medio del uso de circuitos limitadores de la amplitud o circuitos de compresión de la señal.

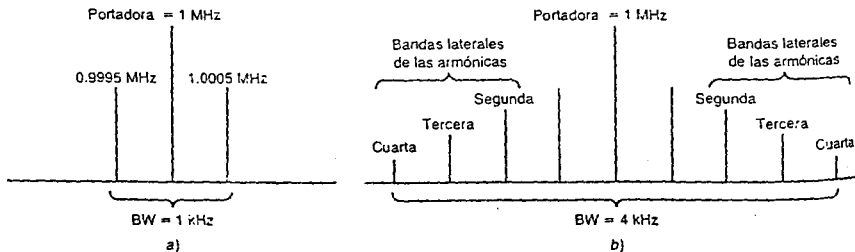


FIGURA 3-14 Efecto de la sobre-modulación y la distorsión sobre el ancho de banda de una señal de AM: a) onda senoidal de 500 Hz modulando a una portadora de 1 MHz; b) onda senoidal distorsionada de 500 Hz con armónicas segunda, tercera y cuarta de nivel significativo.



Fasor es el término que algunas veces se utiliza para representar ondas senoidales en el análisis de circuitos. Un fasor es una línea o flecha cuya longitud es proporcional al valor pico de la onda senoidal que se está representando. Se supone que el fasor está girando sobre un eje en el sentido contrario al de las manecillas del reloj, como muestra la figura 3-15a). El ángulo entre el fasor y el eje horizontal representa el ángulo dentro del ciclo en un tiempo dado.

El fasor forma un triángulo rectángulo con el eje, y la altura de éste es proporcional al seno del ángulo. Al trazar los valores de altura a los ángulos de cero a 360° o 2π rad, se obtiene la curva que muestra la figura 3-15b), que representa un ciclo de la onda senoidal para una rotación completa de 360° del fasor.

En la figura 3-15c) se ilustra la suma de fasores. Esto es el equivalente de sumar dos ondas senoidales de la misma frecuencia, pero con amplitud y fase (tiempo) diferentes. Los fasores tienen distintas longitudes debido a las diferentes amplitudes pico de las ondas senoidales que representan. La suma se obtiene formando un paralelogramo con los fasores y trazando la diagonal cuya longitud es la suma de los fasores.

Para representar una señal de AM con fasores, éstos se utilizan separados para la portadora y para cada banda lateral. Su longitud son los valores pico del voltaje de la portadora, de la banda lateral superior y de la inferior. Suponga la señal sencilla que resulta cuando una portadora senoidal es modulada 100% por una señal de inteligencia de forma senoidal. Al sumar estas tres ondas senoidales se obtiene una onda de AM como la que describe la figura 3-6. En la 3-15d) se muestra la representación fasorial de esta señal de AM. Los fasores de las bandas laterales se ilustran al final del fasor de la portadora. A medida que el fasor de la portadora gira delineando ésta, los dos fasores de las bandas laterales también giran sobre la punta del fasor de la portadora. El fasor de la banda lateral inferior gira a una velocidad un poco más baja que la de la portadora debido a que está en una frecuencia menor. El fasor de la banda lateral superior gira a una velocidad un poco mayor que la de la portadora. Para indicar esto, en los fasores de las bandas laterales las flechas se muestran girando en direcciones opuestas. La resultante o suma de los fasores de las bandas laterales se suma al fasor de la portadora. En el 100% de modulación, la longitud de los fasores de las bandas laterales es de la mitad del fasor de la portadora.

La figura 3-15e) muestra las amplitudes resultantes en el momento que los fasores están en varias posiciones en sus ciclos. En la posición 1, cuando los dos fasores de las bandas laterales coinciden, con ambos apuntando hacia arriba, se suman, lo que produce una resultante del doble de la amplitud de la banda lateral, la cual se suma al fasor de la portadora. Este resultado corresponde al 100% de modulación. En la posición 2, en el momento que los fasores están separados 180° , se cancelan de modo efectivo uno a otro, dando una suma que es justamente la amplitud de la portadora. En la posición 3, cuando coinciden los fasores de banda lateral, con ambos apuntando hacia abajo, de nuevo se suman, formando una resultante del doble de la amplitud de la banda lateral. Sin embargo, ahora se restan de la portadora, dando como resultante cero.

Tal vez es difícil visualizar tres fasores todos girando a diferentes velocidades, sumándose y restándose y produciendo la onda de AM. La figura 3-16 muestra la forma de conceptualizar este proceso. Primero, suponga que el fasor de la portadora permanece fijo, señalando hacia arriba mientras que los fasores de las bandas laterales superior e inferior se dejan girar. La onda resultante trazada por la suma algebraica de los fasores es la envolvente de la onda de AM, que corresponde a la señal de inteligencia o onda senoidal moduladora. Enseguida imagine al fasor de la portadora girando también; la señal resultante es la onda completa de AM.

SUGERENCIAS Y AYUDAS

El ancho de banda total es la diferencia entre las frecuencias de las bandas laterales superior e inferior.

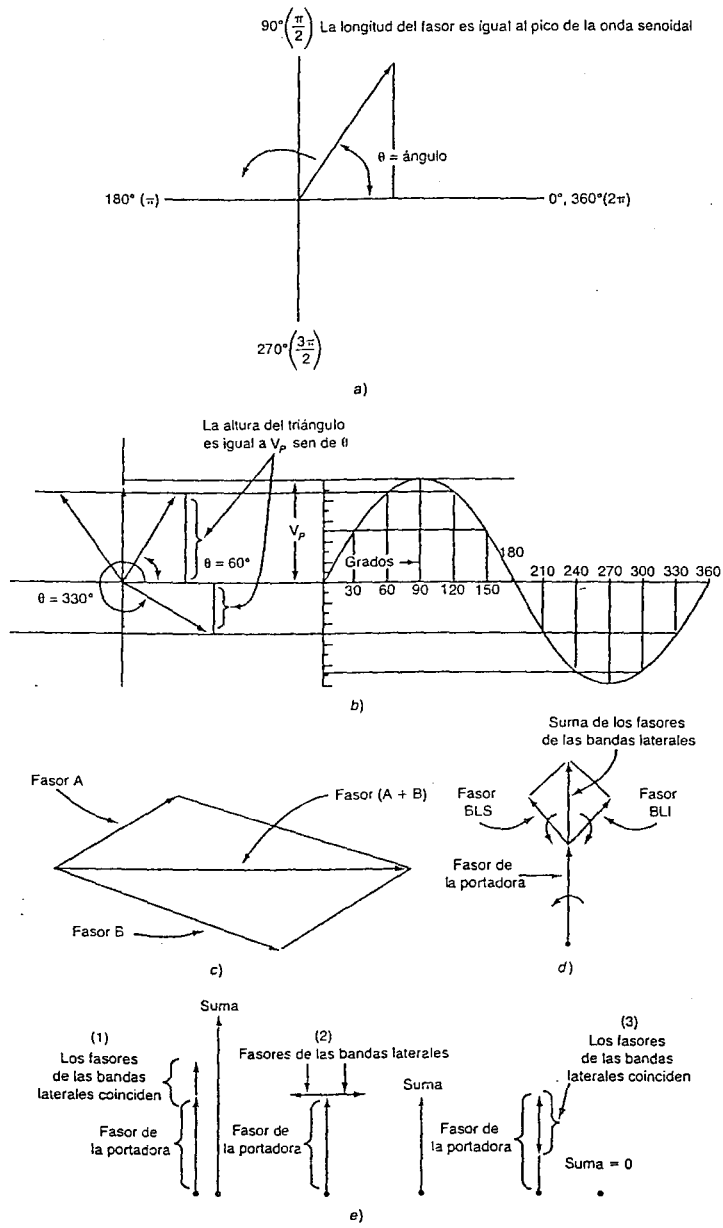


FIGURA 3-15 Representación fasorial de una onda senoidal; a) un vector giratorio o fasor constituye otra forma de representar una onda senoidal; b) fasor relacionado con una presentación en el dominio del tiempo; c) suma de fasores trazando el paralelogramo y su diagonal; d) fasor de AM, e) suma de fasores en varias posiciones.

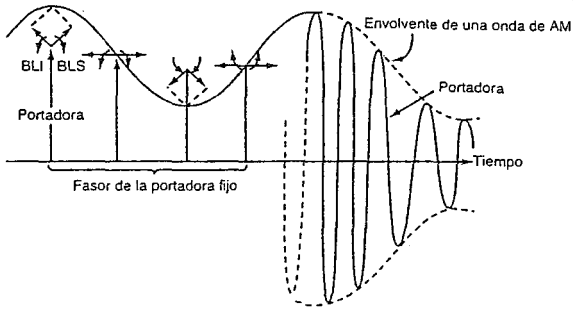


FIGURA 3-16 Suponiendo un fasor de la portadora vertical y fijo, mientras los fasores de las bandas laterales giran, su suma algebraica traza la envolvente de la portadora.

A menudo se utilizan más las presentaciones de señales de AM en el dominio del tiempo o en el de la frecuencia; sin embargo, el uso de los trazos con fasores puede ayudar a dar una representación visual de algunos tipos de circuitos.

3-4 POTENCIA EN AM

En las transmisiones de radio, la señal de AM se amplifica en un amplificador de potencia y se alimenta a la antena con una impedancia característica que, idealmente, es pero no en modo necesario, pura resistencia. La señal de AM en realidad está compuesta de señales de varios voltajes, a saber la portadora y las dos bandas laterales y cada una de estas señales lleva potencia a la antena. La potencia total transmitida, P_T , es sólo la suma de la potencia de las dos bandas: laterales, P_{BLS} y P_{BLI} :

$$P_T = P_p + P_{BLI} + P_{BLS}$$

Regresando a la ecuación original de AM, puede verse cómo se distribuye y calcula la potencia:

$$V_{AM} = V_p \sin 2\pi f_p t + \frac{V_m}{2} \cos 2\pi t(f_p - f_m) - \frac{V_m}{2} \cos 2\pi t(f_p + f_m)$$

donde el primer término es la portadora, el segundo la banda lateral inferior y el tercero la banda lateral superior.

Ahora, recuerde que V_p y V_m son valores pico de las ondas senoidales de la portadora y de la señal moduladora. Para calcular la potencia debemos usar valores rms de los voltajes. Podemos convertir un valor pico en valor rms con sólo dividir el valor pico entre $\sqrt{2}$ o multiplicar por 0.707. El valor rms de los voltajes de la portadora y de las bandas laterales es

$$V_{AM} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \sin 2\pi f_p t + \frac{V_m}{2\sqrt{2}} \cos 2\pi t(f_p - f_m) - \frac{V_m}{2\sqrt{2}} \cos 2\pi t(f_p + f_m)$$

La potencia en la portadora y en las bandas laterales puede calcularse con la fórmula $P = V^2/R$, donde P es la potencia de salida, V el valor rms del voltaje de salida y R la parte resistiva.

tiva de la impedancia de carga, que en general es una antena. Sólo se necesita utilizar los coeficientes en la fórmula de la potencia:

$$P_T = \frac{(V_p/\sqrt{2})^2}{R} + \frac{(V_m/2\sqrt{2})^2}{R} + \frac{(V_m/2\sqrt{2})^2}{R} = \frac{(V_p)^2}{2R} + \frac{(V_m)^2}{8R} + \frac{(V_m)^2}{8R}$$

Si se recuerda que se puede expresar la señal moduladora, V_m , en términos de la portadora mediante la expresión para el índice de modulación, $m = V_m/V_p$, se puede escribir

$$V_m = mV_p$$

Al expresar ahora las potencias de las bandas laterales en términos de la potencia de la portadora, la potencia total es

$$P_T = \frac{(V_p)^2}{2R} + \frac{(mV_p)^2}{8R} + \frac{(mV_p)^2}{8R} = \frac{(V_p)^2}{2R} + \frac{(m^2V_p^2)}{8R} + \frac{(m^2V_p^2)}{8R}$$

Como el término $(V_p)^2/2R$ es igual al valor rms de la potencia de la portadora, puede simplificarse y resulta

$$P_T = \frac{(V_p)^2}{2R} \left(1 + \frac{m^2}{4} + \frac{m^2}{4} \right)$$

Por último se obtiene una fórmula sencilla para calcular la potencia total en una señal de AM cuando se conoce la potencia de la portadora y el porcentaje de modulación.

$$P_T = P_p \left(1 + \frac{m^2}{2} \right)$$

Por ejemplo, si la portadora de un transmisor de AM es de 1 000 W y se modula al 100% ($m = 1$), la potencia total de AM es

$$P_T = 1000 \left(1 + \frac{1^2}{2} \right) = 1\,500\text{ W}$$

De la potencia total, 1 000 W de la misma se encuentran en la portadora. Eso deja 500 W en ambas bandas laterales, pero como éstas son iguales, cada una tiene 250 W.

Para un transmisor de AM que modula al 100%, la potencia total en las bandas laterales es siempre la mitad de la potencia de la portadora. Una portadora de 50 kW de un transmisor que se modula al 100%, tendrá una potencia para las bandas laterales de 25 kW, o sea, 12.5 kW para cada banda lateral. La potencia total para la señal de AM es la suma de las potencias de la portadora y de las bandas laterales, esto es, 75 kW.

En el momento que el porcentaje de modulación es menor que el óptimo de 100, hay mucha menor potencia en las bandas laterales; por ejemplo, para una portadora de 250 W modulada al 70%, la potencia total en la señal de AM compuesta es

$$P_T = 250 \left(1 + \frac{0.7^2}{2} \right) = 250 (1 + 0.245) = 311.25\text{ W}$$

Del total, 250 W están en la portadora, dejando $311.25 - 250 = 61.25$ W en las bandas laterales, o sea, $61.25/2 = 30.625$ W en cada una de éstas.

En el mundo real es difícil determinar la potencia de AM midiendo el voltaje de salida y calculando la potencia con la expresión $P = V^2/R$. Sin embargo, es más fácil medir la corriente en la carga. Es muy común ver un amperímetro de RF conectado en serie con una antena para conocer la corriente. Cuando se conoce la impedancia de la antena, la potencia de salida se calcula con facilidad con la fórmula

$$P_T = (I_T)^2 R$$

donde $I_T = I_p \sqrt{1 + m^2/2}$. I_p es la corriente de la portadora sin modulación en la carga y m , el índice de modulación. Por ejemplo, la potencia al 85% y cuya corriente sin modulación sobre una carga de 50 Ω de impedancia es 10 A es

$$I_T = 10 \sqrt{1 + \frac{0.85^2}{2}} = 10 \sqrt{1.36125} = 11.67 \text{ A}$$

$$P_T = 11.67^2 (50) = 136.2 (50) = 6809 \text{ W}$$

Ejemplo 3-3

Un transmisor de AM tiene una potencia en la portadora de 30 W y el porcentaje de modulación es de 85%. Calcule a) la potencia total, b) la potencia en una de las bandas laterales.

$$\begin{aligned} \text{a) } P_T &= P_p \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) = 30 \left[1 + \frac{(0.85)^2}{2}\right] = 30 \left(1 + \frac{0.7225}{2}\right) \\ &= 30(1.36125) = 40.8 \text{ W} \end{aligned}$$

$$\text{b) } P_{\text{PBL}} (\text{ambas}) = P_T - P_p = 40.8 - 30 = 10.8 \text{ W}$$

$$P_{\text{PBL}} (\text{una}) = \frac{P_{\text{PBL}}}{2} = \frac{10.8}{2} = 5.4 \text{ W}$$

Una forma de encontrar el porcentaje de modulación es midiendo la corriente de antena con modulación y sin modulación. Luego, por transformación algebraica de la fórmula anterior, se puede calcular m .

$$m = \sqrt{2 \left[\left(\frac{I_T}{I_p} \right)^2 - 1 \right]}$$

Suponga que la corriente de antena sin modulación es 2.2 A. Esto es, la corriente producida por la portadora sólo o I_p . Si con la modulación la corriente ahora es 2.6 A, el índice de modulación es

$$m = \sqrt{2 \left[\left(\frac{2.6}{2.2} \right)^2 - 1 \right]} = \sqrt{2[(1.18)^2 - 1]} = \sqrt{0.7934} = 0.89$$

El porcentaje de modulación es 89.

Como puede verse, la potencia en las bandas laterales depende del valor del índice de modulación. Mientras más grande sea el porcentaje de modulación, mayor será la potencia de la banda lateral y mayor también la potencia total transmitida. Por supuesto, cuando la portado-

ra se modula al 100%, se tendrá la máxima potencia en cada banda lateral. La potencia en cada banda lateral, P_{PBL} , está dada por la expresión siguiente:

$$P_{PBL} = P_{ELI} = P_{BLS} = \frac{P_p m^2}{4}$$

Si se considera el 100% de modulación en el momento que el factor de modulación $m = 1$, la potencia en cada banda lateral es un cuarto, o 25% de la potencia de la portadora. Como hay dos bandas laterales, la potencia conjunta representa 50% de la potencia de la portadora. Por ejemplo, si tenemos una portadora de 100 W, entonces al 100% de modulación, se tendrán 50 W en las bandas laterales, 25 W en cada una. La potencia total transmitida será entonces la suma de la potencia de la portadora más la de las bandas laterales, o sea, 150 W. La condición más favorable en AM es conservar el índice de modulación, lo más alto posible sin sobremodulación de manera que se transmita la máxima potencia en las bandas laterales.

La potencia de la portadora representa dos tercios de la potencia total transmitida. Si se consideran 100 W y una potencia total de 150 W, el porcentaje de la potencia de la portadora es $100/150 = 0.667$, o 66.7%, el porcentaje de la potencia de las bandas laterales es $50/150 = 0.333$, o 33.3%.

Por sí misma, la portadora no tiene información. La portadora puede transmitirse y recibirse, pero en tanto no ocurra modulación, no se transmitirá información. Cuando hay modulación, se producen las bandas laterales. Por lo tanto, es fácil concluir que toda la información transmitida está dentro de dichas bandas. Sólo un tercio de la potencia total transmitida se dedica a las bandas laterales, mientras que los dos tercios restantes es literalmente desperdiciada en la portadora.

En bajos porcentajes de modulación, la potencia en las bandas laterales es todavía más baja; por ejemplo, en una portadora de 500 W y una modulación del 70%, la potencia en cada una de las bandas laterales es

$$P_{PBL} = \frac{P_p m^2}{4} = \frac{500(0.7)^2}{4} = \frac{500(0.49)}{4} = 61.25 \text{ W}$$

y la potencia total en las bandas laterales es 122.5 W. La potencia de la portadora, por supuesto, se mantendrá constante en 500 W.

Como ya se estableció, las señales complicadas de voz y de video varían dentro de un amplio intervalo de amplitud y de frecuencia, y el 100% de modulación sólo ocurre durante los picos de la señal moduladora.

Ejemplo 3-4

Una antena tiene una impedancia de 40 Ω . La señal no modulada de AM produce una corriente de 4.8 A y la modulación es del 90%. Calcule a) la potencia de la portadora, b) la potencia total, c) la potencia de la banda lateral.

$$a) P_p = I^2 R = (4.8)^2 (40) = (23.04) (40) = 921.6 \text{ W}$$

$$b) I_T = I_p \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}} = 4.8 \sqrt{1 + \frac{(0.9)^2}{2}} = 4.8 \sqrt{1 + \frac{0.81}{2}}$$

$$= 4.8 \sqrt{1.405} = 5.7 \text{ A}$$

$$P_T = I_T^2 R = (5.7)^2 (40) = 32.49(40) = 1299.6 \text{ W}$$

$$c) P_{PBL} = P_T - P_p = 1299.6 - 921.6 = 378.0 \text{ W (189.0 W cada banda lateral)}$$

Ejemplo 3-5

El transmisor del ejemplo 3-4 experimenta un cambio en la corriente de antena de 4.8 A sin modulación de 5.1 A. ¿Cuál es el porcentaje de modulación?

$$\begin{aligned} m &= \sqrt{2 \left[\left(\frac{I_T}{I_P} \right)^2 - 1 \right]} \\ &= \sqrt{2 \left[\left(\frac{5.1}{4.8} \right)^2 - 1 \right]} \\ &= \sqrt{2[(1.0625)^2 - 1]} \\ &= \sqrt{2(1.13 - 1)} \\ &= \sqrt{2(0.13)} \\ &= \sqrt{0.26} \\ &= 0.51 \end{aligned}$$

El porcentaje de modulación es 51.

Ejemplo 3-6

¿Cuál es la potencia de una de las bandas laterales del transmisor del ejemplo 3-4?

$$P_{PBL} = m^2 \frac{P_P}{4} = \frac{(0.9)^2 (921.6)}{4} = \frac{746.5}{4} = 186.6 \text{ W}$$

Por esta razón, la potencia promedio de las bandas laterales es mucho más baja que su valor ideal de 50%, que sería producido por una modulación del 100%. Con menos potencia en las bandas laterales transmitidas, la señal que se recibe es más débil y la comunicación menos confiable.

No obstante su ineficacia, AM aún se usa bastante debido a que es sencilla y efectiva. Se utiliza en radiodifusión de AM, en radio en la banda civil CB, en radiodifusión de televisión y en algunas comunicaciones aeronáuticas y marinas.

3-5 MODULACIÓN DE BANDA LATERAL ÚNICA

En modulación de amplitud, dos tercios de la potencia que se transmite están en la portadora, que por sí misma no transporta información. La información real está en las bandas laterales. Una forma de mejorar la eficiencia de la modulación de amplitud es eliminar la portadora y suprimir una de las bandas laterales. El resultado es la señal de banda lateral única, BLU (SSB, *single sideband*). La BLU es una forma de AM que ofrece beneficios en algunos tipos de comunicaciones electrónicas.

SEÑALES DE DOBLE BANDA LATERAL

El primer paso para generar una señal de BLU es suprimiendo la portadora, y dejar las bandas laterales superior e inferior. Este tipo de señal se identifica como señal de *doble banda lateral con portadora suprimida*, DBLPS (DSSC, *double sideband suppressed carrier* o DSB, *double sideband*). El beneficio es que no se desperdicia potencia en la portadora. La modulación de doble banda lateral con portadora suprimida es sólo un caso especial de AM sin portadora.

La figura 3-17 muestra un caso típico de una señal de DBL. Esta señal —que es la suma algebraica de las dos bandas laterales senoidales— se produce cuando una portadora se modula mediante una señal de forma senoidal de un solo tono. La portadora se suprime y la señal de DBL en el dominio del tiempo es una onda senoidal en la frecuencia de la portadora, variando en amplitud como muestra la figura. Observe que la envolvente de esta forma de onda no es la misma que la señal modulada, como lo es en una señal pura de AM con portadora. Una característica única de la señal de DBL es la transición de fase que ocurre en la porción de baja amplitud de la onda. Observe en la figura 3-17 que hay dos semiciclos positivos adyacentes en los puntos nulos de la onda. Esta es la forma de cerciorarse en la pantalla de un osciloscopio si la señal que se muestra en realidad es una señal de DBL.

La figura 3-18 muestra una presentación en el dominio de la frecuencia de una señal de DBL. Como se indica, el espacio de espectro que ocupa una señal de DBL es el mismo que el de una señal convencional de AM.

Las señales de doble banda lateral con portadora suprimida, se generan en un circuito llamado *modulador balanceado*. El propósito del modulador balanceado es producir las frecuencias de suma y diferencia para balancear o cancelar la portadora. Los moduladores balanceados se analizan con todo detalle en el capítulo 4.

A pesar de que la eliminación de la portadora en AM de DBL ahorra energía en forma considerable, DBL no se utiliza ampliamente porque es difícil de demodular (recuperar) la señal en el receptor. Sin embargo, en la transmisión de la información de color en una señal de televisión, se tiene una aplicación importante de la DBL.

SEÑALES DE BANDA LATERAL ÚNICA

En las transmisiones de DBL, como las bandas laterales son la suma y diferencia de las señales portadora y moduladora, la información está en ambas bandas laterales. En conclusión, no hay razón de transmitir las dos bandas laterales para recuperar la información.

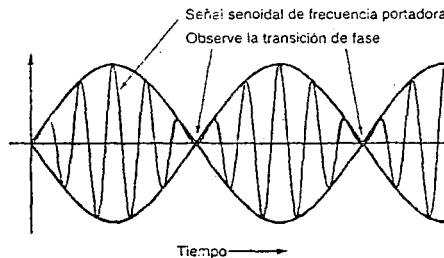


FIGURA 3-17 Presentación en el dominio del tiempo de una señal de DBL.

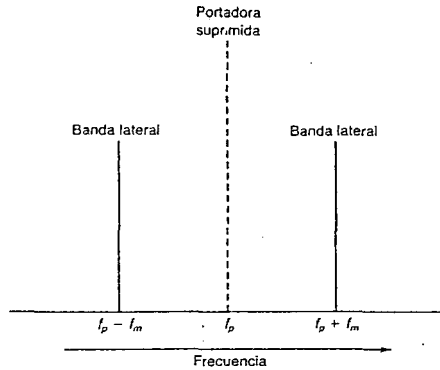


FIGURA 3-18 Presentación en el dominio de la frecuencia de una señal de DBL.

Al suprimir una banda lateral, la que queda se llama *banda lateral única con portadora suprimida* BLUPS (SSSC, *single sideband suppressed carrier* o SSB, *single sideband*). Las señales de BLUPS ofrecen cuatro beneficios principales.

1. El primer beneficio de una señal de BLU es que el espacio de espectro ocupado es sólo la mitad de una señal de AM o de DBL. Esto ayuda a conservar el espacio en el espectro y permite que se transmitan más adelante en el mismo intervalo de frecuencias.
2. Toda la potencia antes asignada a la portadora y la otra banda lateral puede canalizarse a la banda lateral única, produciendo una señal más fuerte que se transportará más lejos y se recibirá con mayor confiabilidad a distancias mayores. En ocasiones, los transmisores de BLU pueden hacerse más pequeños y ligeros que sus equivalentes de AM o de DBL, ya que requerirán menor circuitería y consumirán menos potencia.
3. Debido a que las señales de BLU ocupan un ancho de banda más angosto, se reduce la cantidad de ruido presente en la señal.
4. Hay menos desvanecimiento selectivo en una señal de BLU. Una señal de AM es en realidad un múltiplo de señales, por lo menos la portadora y las dos bandas laterales. Éstas se encuentran en frecuencias diferentes, de manera que son afectadas en formas ligeramente diferentes por la ionosfera y la atmósfera superior, que tienen gran influencia en las señales de radio de menos de alrededor de 50 MHz. La portadora y las bandas laterales pueden arribar al receptor en tiempos ligeramente diferentes causando un corrimiento de fase que a su vez puede propiciar que se sumen en tal forma que se cancelen una a otra en vez de sumarse a la señal original de AM. Esta cancelación, o *desvanecimiento selectivo*, no es problema en BLU ya que sólo se transmite una banda lateral.

Una señal de BLU tiene algunas características no comunes. Primero, cuando no está presente la información o señal moduladora, no se transmite RF. En un transmisor estándar de AM, la portadora se sigue transmitiendo aun cuando no está modulada. Ésta es la condición que puede ocurrir durante una pausa de la voz en la radiodifusora de AM. Pero como no hay transmisión de

¿SABÍA QUE?

A pesar de que al eliminar la portadora en DBL, AM ahorra en forma considerable la potencia, DBL no se utiliza bastante debido a que es difícil demodular la señal en el receptor. Sin embargo, en la transmisión de la información de color en una señal de televisión la DBL se tiene una aplicación importante.

portadora en un sistema de BLU, no hay señales presentes si la señal de información es cero. Las bandas laterales se generan sólo durante el proceso de modulación; por ejemplo, cuando alguien habla por el micrófono. Esto explica por qué BLU es mucho más eficiente que AM.

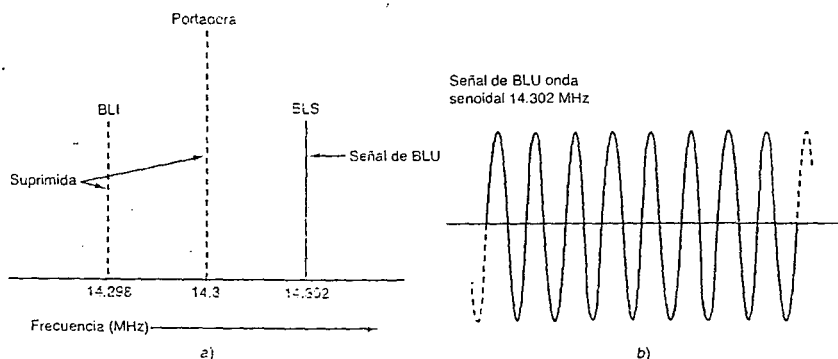


FIGURA 3-19 Señal de BLU producida por una señal senoidal de 2 kHz modulando una portadora senoidal en 14.3 MHz.

La figura 3-19 muestra las representaciones en el dominio de la frecuencia y del tiempo de una señal de BLU producida cuando un tono fijo senoidal de 2 kHz modula a una portadora de 14.3 MHz. En modulación de amplitud se producirían dos bandas laterales en 14.298 y en 14.302 MHz. En BLU sólo se utiliza una banda lateral. La figura 3-19a) muestra que sólo se genera la banda lateral superior. La señal de RF es simplemente una onda senoidal de potencia constante de 14.302 MHz. La figura 3-19b) describe esta señal de BLU en el dominio del tiempo.

Por supuesto, la mayoría de las señales de BLU que se transmiten no son sólo ondas senoidales puras. La señal moduladora más común es la voz, con su contenido de variaciones en frecuencia y amplitud. La señal de voz crea una señal compleja de BLU en RF que varía en frecuencia y amplitud dentro de un espectro angosto definido por el ancho de banda de la señal de voz. La forma de onda a la salida del modulador de BLU tiene la misma apariencia que la forma de onda en banda base, pero ha sido desplazada en frecuencia.

DESVENTAJAS DE LA DBL Y LA BLU

La principal desventaja de las señales de DBL y BLU es que ambas son difíciles de recuperar, o demodular en el receptor. La demodulación depende de la presencia de la portadora. Si ésta no está presente, deberá regenerarse en el receptor y reinsertarse a la señal. Para recuperar fielmente la señal de inteligencia, la portadora reinsertada deberá tener la misma fase y frecuencia que la portadora original. Esto representa un requerimiento difícil. Cuando se utiliza BLU para transmisión de voz, la portadora reinsertada puede hacerse de frecuencia variable para que pueda ajustarse con la mano mientras se escucha, con objeto de recuperar la señal de inteligencia. Esto no es posible con algunas formas de señales de datos.

Para resolver este problema, algunas veces se transmite una portadora de bajo nivel junto con las dos bandas en DBL o con una de ellas en BLU. Como la portadora tiene un nivel de

potencia bajo, se retienen las ventajas de la BLU pero se recibe una portadora débil que luego se amplifica y reinserta para recuperar la información original. Tal portadora de bajo nivel se denomina *portadora piloto*. Esta tecnología se utiliza en los transmisores de FM estéreo, así como en la transmisión de la información del color en la imagen de televisión.

CONSIDERACIONES DE LA POTENCIA DE LA SEÑAL

En AM convencional, la potencia transmitida se distribuye entre la portadora y las dos bandas laterales: por ejemplo, dada una portadora de 400 W con 100% de modulación, cada banda lateral tendrá 100 W de potencia y la potencial total transmitida será 600 W. La potencia efectiva de transmisión es la potencia combinada de las dos bandas laterales, esto es 200 W.

Un transmisor de BLU no envía portadora, así que la portadora es cero. Un transmisor de BLU tendrá la misma eficiencia de comunicación que una unidad AM convencional, consumiendo mucho más potencia. Por ejemplo, un transmisor de BLU de 10 W ofrece los mismos resultados y posibilidades que un transmisor de AM que opera con un total de 40 W, ya que ambos muestran 10 W de potencia en una de las bandas. La ventaja en potencia de BLU sobre AM es 4:1.

En BLU la potencia de salida del transmisor se expresa en términos de *potencia pico de la envolvente* (PPE), y representa la máxima potencia producida por los picos de la amplitud de la voz. La PPE se determina con la ecuación $P = V^2/R$. Por ejemplo, suponga que una señal de voz produce una señal de 360 V pico a pico en una carga de 50 Ω. El valor rms del voltaje es 0.707 veces el valor pico y el valor pico es la mitad del voltaje pico a pico. En este ejemplo, el valor rms del voltaje es $0.707 (360/2) = 127.26$ V.

La potencia pico envolvente es entonces:

$$PPE = V^2/R = \frac{(127.26)^2}{50} = 324 \text{ W}$$

La PPE de entrada es sólo la potencia de entrada en cd de la etapa de amplificación final del transmisor, en el instante del valor pico de la voz en la envolvente. Es el voltaje de cd suministrado a la etapa amplificación final multiplicado por la corriente máxima que ocurre en el pico, o sea,

$$PPE = V_a I_{m\acute{a}x}$$

donde V_a = voltaje de alimentación al amplificador

$I_{m\acute{a}x}$ = corriente pico

Por ejemplo, una alimentación de 450 V con una corriente pico de 0.8 A produce una PPE de $450(0.8) = 360$ W.

Debe destacarse que los picos de amplitud de la voz se producen sólo en el momento que se generan sonidos intensos durante ciertos patrones de la voz o cuando se enfatiza una palabra o sonido. Durante los niveles normales de voz, los niveles de potencia de entrada y de salida son mucho menores que el nivel PPE. La potencia promedio es por lo común un cuarto o un tercio del valor de PPE tratándose de la voz humana.

$$P_{prom} = \frac{PPE}{3} \quad \text{o} \quad P_{prom} = \frac{PPE}{4}$$

SUGERENCIAS Y AYUDAS

Debido a que es difícil demodular las señales de DBL y de BLU, en ocasiones se transmite una señal portadora de bajo nivel junto con la(s) banda(s) lateral(es). Como la portadora es de bajo nivel, se retienen los beneficios de DBL y de BLU. La portadora se amplifica y reinserta para recuperar la información.

Con una PPE de 240 W, la potencia promedio es sólo 60 o 80 W. Los transmisores de BLU se diseñan para manejar sólo el nivel de la potencia promedio sobre una base continua, no la PPE.

Por supuesto que la banda lateral transmitida cambiará en frecuencia y amplitud al aplicarse una señal compleja de voz. Esta banda lateral ocupará el mismo ancho de banda que el de una banda lateral de una señal con su portadora, modulada 100%.

De manera incidental, no importa cuál de las bandas laterales se use, la superior o la inferior, ya que la información está en ambas. Por lo común se utiliza un filtro para remover la banda lateral no deseada.

Ejemplo 3-7

Si un transmisor de BLU producen voltaje de 178 V pico a pico en una carga de antena de 75Ω , ¿cuál es la PPE?

$$V_p = \frac{V_{p-p}}{2} = \frac{178}{2} = 89 \text{ V}$$

$$V_{\text{rms}} = 0.707 V_p = 0.707 (89) = 62.9 \text{ V}$$

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{(62.9)^2}{75} = 52.8 \text{ W}$$

$$\text{PPE} = 52.8 \text{ W}$$

Ejemplo 3-8

Si un transmisor de BLU tiene una fuente de alimentación de 24 Vcd y en los picos de la voz la corriente alcanza un máximo de 9.3 A.

a) ¿Cuál es la PPE?

$$\text{PPE} = V_a I_m = 24 (9.3) 223.2 \text{ W}$$

b) ¿Cuál es la potencia promedio del transmisor?

$$P_{\text{prom}} = \frac{\text{PPE}}{3} = \frac{223.2}{3} = 74.4 \text{ W}$$

$$P_{\text{prom}} = \frac{\text{PPE}}{4} = \frac{223.2}{4} = 55.8 \text{ W}$$

$$P_{\text{prom}} = 55.8 \text{ a } 74.4 \text{ W}$$

APLICACIONES DE DBL Y BLU

Las técnicas de DBL y BLU se utilizan mucho en comunicaciones. Señales puras de BLU se usan en sistemas telefónicos así como en radio de dos vías. En aplicaciones marinas, militares y de aficionados, se utiliza la BLU de dos vías. Las señales de DBL se usan en radiodifusión de FM y de televisión para transmitir señales estéreo en dos canales y para transmitir la información del color de una imagen de televisión. También se usan en algunos tipos de corrimiento de fase por llaveo para transmitir datos binarios.

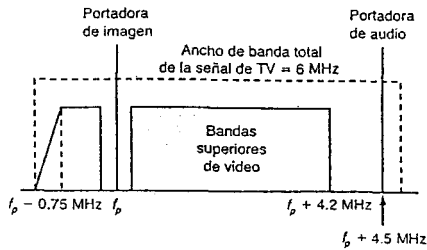


FIGURA 3-20 Transmisión con banda lateral residual de una señal de televisión.

Una forma no usual de AM, es la que se usa en la radiodifusión de televisión. Una señal de televisión consiste en la señal de video (la imagen) y la señal de audio, las cuales tienen portadoras diferentes. La portadora de audio está modulada en frecuencia, pero la información de video modula en amplitud a la portadora de la imagen. Dicha portadora se transmite, pero una banda lateral se suprime en forma parcial.

La información de video tiene por lo común frecuencias tan altas como 4.2 MHz. Una señal de televisión modulada por completo en amplitud ocuparía entonces $2(4.2) = 8.4 \text{ MHz}$. Esta cantidad es excesiva en ancho de banda y representa un desperdicio de espacio en el espectro, ya que no es necesario el total de éste para transmitir de manera confiable la señal de televisión. Para reducir el ancho de banda a los 6 MHz asignados por la FCC para las señales de televisión, se suprime una porción de la banda lateral inferior, dejando sólo una pequeña parte o vestigio de la banda lateral inferior. Este arreglo llamado *banda lateral residual* se ilustra en la figura 3-20. Las señales de video arriba de 0.75 MHz (750 kHz) se eliminan en la banda lateral (residual), en tanto que todas las frecuencias de video se transmiten en la banda lateral superior.

SUGERENCIAS Y AYUDAS

Para transmisiones de BLU no importa dónde se utilice la banda lateral superior o inferior, siempre y cuando la información esté contenida en ambas.

3-6 CLASIFICACIÓN DE LAS EMISIONES DE RADIO

La figura 3-21 muestra los códigos que se utilizan para designar los muchos tipos de señales que pueden transmitirse por radio o líneas físicas. El código básico se forma de una mayúscula y un número, seguidos por letras minúsculas para definiciones más específicas. Por ejemplo, una señal de voz de AM básica como la que se oye en la banda de radiodifusión de AM o en la banda ciudadana o en el radio de una aeronave tiene el código A3. Todas las variaciones de AM que usan señales de inteligencia de voz o video, tienen la designación A3, pero las letras minúsculas se emplean para distinguirlas. A continuación, se dan ejemplos de los códigos designados a las señales descritas en este capítulo.

- DBL dos bandas laterales portadora completa = A3
- DBL dos bandas laterales portadora suprimida = A3_b
- BLU banda lateral única portadora suprimida = A3_j
- BLU banda lateral única 10% portadora piloto = A3_a
- Banda lateral residual TV = A3_c
- OOK y ASK = A1

Letra	A	Modulación de amplitud
	F	Modulación de frecuencia
	P	Modulación de fase
Número	0	Portadora encendida, no hay mensaje (radio faro)
	1	Portadora encendida apagada, no hay mensaje (código morse, radar)
	2	Portadora encendida tono de llaveo encendido apagado (código)
	3	Telefonía, mensaje como voz o música
	4	Fax, gráficas estáticas (TV con barrido lento)a
	5	Banda lateral residual (TV comercial)
	6	Telegrafía cuatro frecuencias
	7	Bandas múltiples c/u con mensajes diferentes
	8	
	9	General (las demás)
Subíndices	Ninguno	Doble banda lateral, portadora completa
	a	Banda lateral única, portadora reducida
	b	Doble banda lateral, sin portadora
	c	Banda lateral residual
	d	Sólo pulsos de portadora, modulación por amplitud de pulsos (PAM, <i>pulse amplitude modulation</i>)
	e	Sólo pulsos de portadora, modulación por ancho de pulsos (PWM)
	f	Sólo pulsos de portadora, modulación por posición de pulsos (PPM, <i>pulse position modulation</i>)
	g	Pulsos cuantificados, video digital
	h	Banda lateral única, portadora completa
	j	Banda lateral única, sin portadora

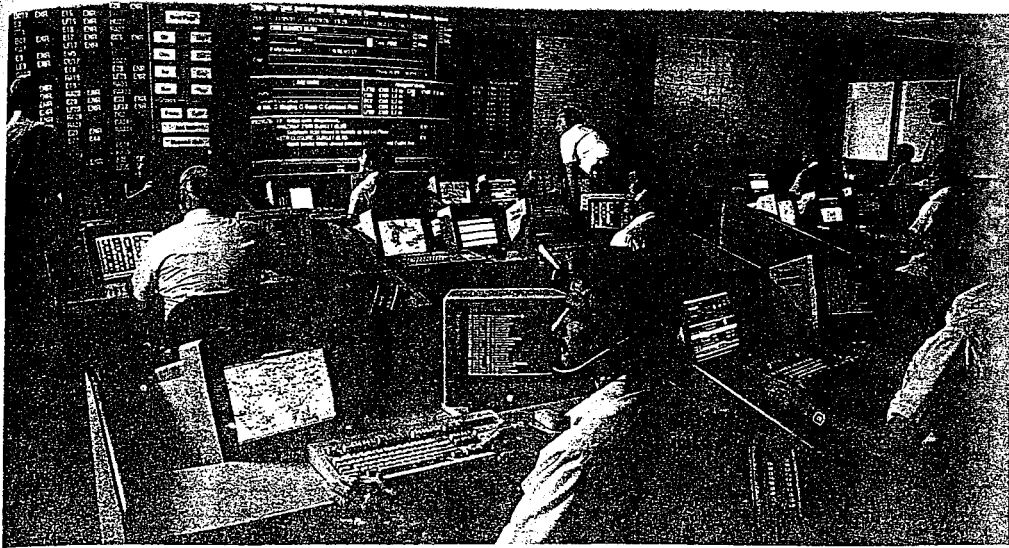
FIGURA 3-21 Designación de los códigos de las emisiones de radio.

Observe que hay designaciones especiales para las transmisiones de fax y de pulsos y que el número 9 cubre cualquier otro tipo o técnica de modulación especial no cubierta en otra parte. Cuando un número precede a la letra, éste se refiere al ancho de banda en kHz; por ejemplo, la designación 10A3 describe una señal de AM de 10 kHz de ancho de banda. La designación 20A3h describe una señal con portadora completa y frecuencia de mensaje de 20 kHz.

La figura 3-22 es otro sistema de describir una señal. Es similar al método recién descrito, pero con algunas variaciones. Ésta es la definición que utiliza la organización de estándares de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU, *International Telecommunications Union*).

Algunos ejemplos son:

- A3F TV analógica modulación de amplitud
- J3E Banda lateral única voz
- F2D Datos modulación por cambio de frecuencias
- G7E Señales múltiples, modulación de fase voz



El centro de comando de emergencia del departamento de bomberos de Los Angeles, requiere de sistemas avanzados de comunicaciones para manejar el alto número de llamadas de emergencia.

Tipo de modulación

- N Portadora sin modular
- A Modulación de amplitud
- J Banda lateral única
- F Modulación de frecuencia
- G Modulación de fase
- P Series de pulsos, sin modular

Tipo de señales moduladoras

- 0 Ninguna
- 1 Digital, canal único, sin modular
- 2 Digital, canal único, con modular
- 3 Analógico, canal único
- 7 Digital, dos o más canales
- 8 Analógico, dos o más canales
- 9 Analógico más digital

Tipo de señales de inteligencia

- N Ninguna
- A Telegrafía, humana
- B Telegrafía, máquina
- C Fax
- D Datos, telemetría, señales de control
- E Telefonía (voz humana)
- F Video TV
- W Algunas combinaciones de cualquiera de las anteriores

FIGURA 3-22 Designación de emisiones ITV.



RESUMEN

En modulación de amplitud, un incremento o disminución de la amplitud de la señal moduladora causa un incremento o disminución correspondiente en los picos positivo y negativo de la amplitud de la portadora. Al interconectar los picos adyacentes positivos o negativos de la forma de onda de la portadora, se obtiene la forma de la señal de información moduladora, denominada envolvente.

Mediante funciones trigonométricas podemos formar expresiones matemáticas para la portadora y la señal moduladora y combinarlas para crear una fórmula de la onda modulada completa. Los moduladores (circuitos que realizan modulación de amplitud) obtienen el producto de las señales portadoras y moduladoras.

La relación entre las amplitudes de la señal moduladora y la portadora, se expresa como el índice de modulación (m), un número entre 0 y 1. Si la amplitud del voltaje de la señal moduladora es mayor que la de la portadora, $m > 1$, ocurrirá distorsión o sobremodulación.

Cuando una portadora se modula mediante una señal de información, se generan nuevas señales a diferentes frecuencias. Estas frecuencias laterales o bandas laterales se presentan en el espectro de frecuencias directamente arriba y abajo de la frecuencia portadora. Una señal de AM consta de varios voltajes, de la portadora y de las dos bandas laterales, cada una de las cuales introduce potencia en la antena. La potencia total transmitida es la suma de las potencias de la portadora y de las dos bandas laterales.

Las señales de AM pueden expresarse por medio de representaciones en el dominio del

tiempo o en el dominio de la frecuencia o también mediante representaciones fasoriales.

En la transmisión de AM, dos tercios de la potencia transmitida están en la portadora que por sí misma no proporciona información. Para corregir este efecto de desperdicio se suprime la portadora. Cuando esta portadora se suprime de inicio, quedan sólo las bandas laterales superior e inferior, dejando una señal de doble banda lateral con portadora suprimida (DBLPS). En vista de que no son necesarias para transmitir la información deseada, puede eliminarse una de las dos bandas laterales dejando sólo una señal de banda lateral única (BLU). Las señales de BLU ofrecen beneficios importantes: conservan espacio en el espectro, producen señales más fuertes, reducen el ruido y reducen los efectos de atenuación sobre grandes distancias.

En BLU, la potencia de los transmisores se expresa como potencia pico de la envolvente (PPE), o sea, la máxima potencia producida por los picos de amplitud de la voz.

Tanto la técnica de DBL como la de BLU se utilizan mucho en comunicaciones. Señales puras en BLU se utilizan en sistemas de telefonía así como en radio de dos vías. Las comunicaciones de dos vías en BLU se usan en aplicaciones marinas, militares y por los radioaficionados. En algunas aplicaciones de televisión, para reducir el ancho de banda de la señal a los 6 MHz asignados por la FCC para las señales de televisión, se utiliza una señal de banda lateral residual para suprimir parte de la banda lateral inferior de la señal de televisión.

TÉRMINOS CLAVE

Banda lateral
Banda lateral única, con portadora suprimida (BLUPS)
Corrimiento de la amplitud por llaveo

Distorsión
Doble banda lateral con portadora suprimida (DBLPS)
Envolvente
Fasor

Índice de modulación
Llaveo ENCENDIDO-APAGADO
Modulación
Modulación de banda lateral única

Modulación de doble banda lateral
Modulación por pulsos
Porcentaje de modulación
Potencia pico de la envolvente

Presentación en el dominio del tiempo
Representación en el dominio de la frecuencia
Señal de banda lateral residual

Sobremodulación
Transmisión de onda continua



REPASO

PREGUNTAS

1. Defina modulación.
2. Explique por qué es necesaria o deseable la modulación.
3. Dé el nombre del circuito que causa que una señal module a otra y dé los nombres de las dos señales aplicadas al circuito.
4. ¿Cómo varía la portadora de AM con relación a la señal de información?
5. Falso o verdadero. ¿La frecuencia de la portadora es en general menor que la de la moduladora?
6. ¿Cómo se llama la línea exterior de los picos de la señal de la portadora y qué forma tiene?
7. ¿Cómo se llaman los voltajes que varían en el tiempo?
8. Escriba la expresión trigonométrica para una señal senoidal portadora.
9. Falso o verdadero. ¿La frecuencia de la portadora se mantiene constante durante AM?
10. ¿Qué operación matemática realiza un modulador de amplitud?
11. ¿Cuál es la relación ideal entre el voltaje de la señal de modulación (V_m) y el voltaje de la portadora (V_p)?
12. ¿Cómo se llama el índice de modulación cuando se expresa en términos de porcentaje?
13. Explique los efectos de un porcentaje de modulación mayor que 100.
14. ¿Cuál es el nombre dado a las nuevas señales que genera el proceso de modulación?
15. ¿Cuál es el nombre del tipo de señal que se presenta en un osciloscopio?
16. ¿Cómo se llama al tipo de señal cuyos componentes de amplitud se presentan con respecto a la frecuencia y en qué instrumentos se exhiben?
17. Explique por qué las señales complejas no senoidales y las señales distorsionadas producen una señal de AM de mayor ancho de banda que una señal simple senoidal de la misma frecuencia.
18. ¿Qué tres señales pueden sumarse para dar una señal de AM?
19. ¿Qué nombre se da a una señal de AM cuya portadora es modulada por pulsos binarios?
20. ¿Cuál es el valor de la representación en fasorial de una señal de AM?
21. Falso o verdadero. ¿La señal moduladora aparece en el espectro de salida de una señal de AM?
22. ¿Qué porcentaje de la potencia total de una señal de AM está en la portadora? ¿En una banda lateral? ¿En ambas bandas laterales?
23. ¿Qué tipo de carga se emplea para disipar la señal de AM?
24. ¿Tiene la portadora de una señal de AM alguna información? Explique.
25. ¿Cuál es el nombre de la señal que tiene ambas bandas laterales, pero no tiene portadora?
26. ¿Cuál es el nombre del circuito que se utiliza para eliminar la portadora en transmisiones de DBL y de BLU?

R
E
P
A
S
O

27. ¿Cuál es la señal mínima de AM que puede transmitirse y todavía conservar la inteligencia necesaria?
28. Indique los cuatro beneficios principales de BLU sobre AM convencional.
29. Mencione dos aplicaciones para BLU y dos para DBL.
30. Mencione el tipo de AM que se utiliza para la transmisión de imágenes de televisión. ¿Por qué se usa? Dibuja un espectro en el dominio de la frecuencia de la señal de televisión.
31. Con base en las figuras 3-21 y 3-22, escriba las designaciones para la señal de una estación de radio de frecuencia modulada y para una señal de fax analógica modulada en amplitud.

PROBLEMAS

1. Dé la fórmula para el índice de modulación y explique sus términos. ◀
2. Una onda de AM en un osciloscopio tiene valores de $V_{\max} = 4.8$ y $V_{\min} = 2.5$ leídos en la cuadrícula. ¿Cuál es el porcentaje de modulación?
3. ¿Cuál es el porcentaje de modulación ideal para la transmisión de la máxima amplitud de información? ◀
4. ¿Qué amplitud de señal de modulación, V_m , se necesita para obtener 75% de modulación de una portadora $V_p = 50$ V?
5. Si el valor máximo pico a pico de una onda de AM es 45 V y el valor pico a pico de la señal moduladora es 20 V, ¿cuál es el porcentaje de modulación? ◀
6. ¿Cuál es la relación matemática de los voltajes de la portadora y de la señal moduladora cuando ocurre la sobremodulación?
7. Un transmisor de radio de AM que opera en 3.9 MHz, es modulado por señales de frecuencia de hasta 4 kHz. ¿Cuáles son las frecuencias laterales máximas superior e inferior? ¿Cuál es el ancho de banda total de la señal de AM? ◀
8. ¿Cuál es el ancho de banda de una señal de AM cuya portadora es de 2.1 MHz modulada por una onda cuadrada de 1.5 kHz con armónicas que son significativas hasta la quinta? Calcule todas las bandas laterales superiores e inferiores producidas.
9. ¿Qué tanta potencia aparece en una banda lateral de una señal de AM de un transmisor de 5 kW modulada al 80%? ◀
10. ¿Cuál es la potencia total suministrada por un transmisor de AM con una portadora de 2 500 W y un porcentaje de modulación de 77%?
11. Si una señal de AM tiene una portadora de 12 W y 1.5 W en cada una de sus bandas laterales, ¿cuál es el porcentaje de modulación?
12. Un transmisor de AM pone una portadora de 6 A en una antena cuya resistencia es de 52 Ω . Si se modula al 60%, ¿cuál es la potencia total de salida?
13. La corriente de antena que produce una portadora modulada es de 2.4 A en una antena con resistencia de 75 Ω . Cuando se modula, la corriente de antena sube a 2.7 A. ¿Cuál es el porcentaje de modulación?
14. Si un transmisor de radioaficionado tiene una potencia en la portadora de 750 W, ¿cuánta potencia más se añade a la señal cuando el transmisor se modula al 100%?
15. Un transmisor de BLU tiene una fuente de voltaje de alimentación de 250 V. En los picos de la voz, el amplificador final toma una corriente de 3.3 A. ¿Cuál es la potencia pico envolvente, PPE?
16. En un transmisor de BLU, el voltaje de salida pico a pico de 675 V aparece a través de la resistencia de antena en los picos de la voz. ¿Cuál es la potencia pico envolvente, PPE?
17. ¿Cuál es la potencia promedio de un transmisor de BLU considerado como de 100 W PPE?
18. Un transmisor de BLU con una portadora de 2.3 MHz se modula por medio de una señal de inteligencia en el intervalo de 150 Hz a 4.2 kHz. Calcule el intervalo de frecuencia de la banda lateral inferior.

PREGUNTAS PARA REFLEXIONAR

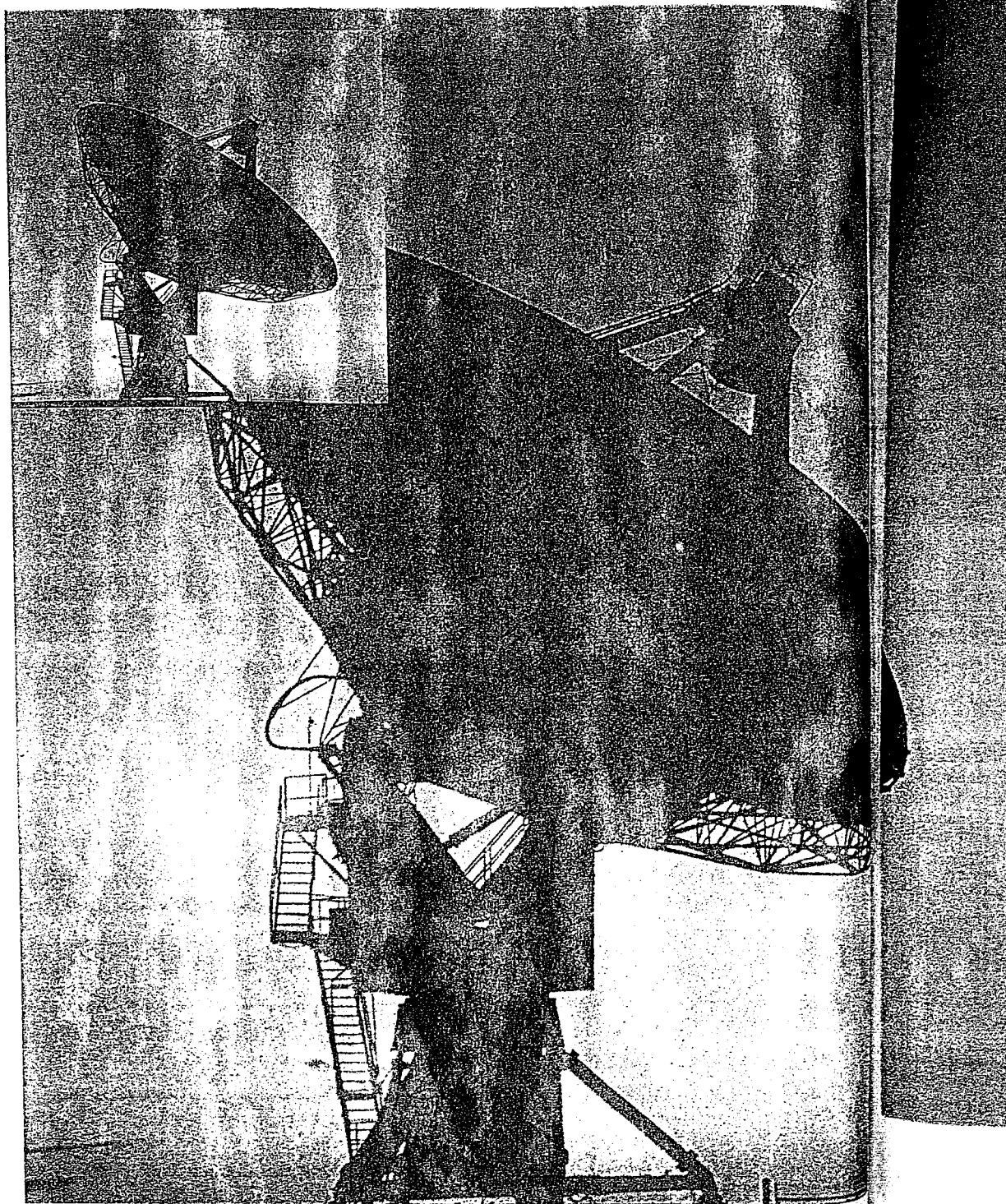
1. ¿Se puede enviar una señal de inteligencia sin una portadora? ¿Si es así cómo?
2. ¿Cómo se expresa la potencia de un transmisor de BLU?
3. Una subportadora de 70 kHz se modula en amplitud por tonos de 2.1 kHz y 6.8 kHz. La señal de AM resultante es luego utilizada para modular una portadora de 12.5 MHz. Calcule todas las frecuencias de las bandas laterales de la señal compuesta y trace o dibuje la señal en el dominio de la frecuencia. Suponga 100% de modulación. ¿Cuál es el ancho de banda que ocupa la señal completa?
4. Explique cómo podría transmitir dos señales en bandas bases independientes mediante BLU en una frecuencia portadora común.
5. Una señal de AM con 100% de modulación tiene una potencia de 32 W en la banda lateral superior. ¿Cuál es la potencia de la portadora?
6. ¿Puede una señal de información tener una frecuencia mayor que la de la señal portadora? ¿Qué pasaría si una señal de 1 kHz modulara en amplitud a una portadora de 1 kHz?



Este técnico está probando circuitos de radiofrecuencia en un chip semiconductor.

R
E
P
A
S
O





CAPÍTULO 4

CIRCUITOS MODULADORES Y DEMODULADORES DE AMPLITUD

C A P Í T U L O C U A T R O

Objetivos

Después de terminar este capítulo, podrá:

- ◆ **Explicar** la relación de la ecuación básica de la señal de AM con la producción de modulación de amplitud, mezcla y conversión de la frecuencia por medio de un diodo u otro componente o circuito no lineal con la frecuencia.
- ◆ **Comparar** las ventajas y desventajas de la modulación a bajo y alto nivel.
- ◆ **Explicar** cómo se mejora la respuesta de un diodo detector básico con circuitos detectores de onda completa.
- ◆ **Definir** la detección sincronizada y **explicar** la función de los recortadores en los circuitos detectores síncronos.
- ◆ **Determinar** la función de los moduladores balanceados y **definir** las diferencias entre moduladores de celosía y moduladores en circuito integrado (CI).
- ◆ **Dibujar** los componentes básicos de los circuitos tipo filtro y tipo corrimiento de fase para la generación de señales de BLU.

Se han desarrollado docenas de circuitos moduladores que producen variación en la amplitud de la portadora de acuerdo con la señal de información moduladora. Hay circuitos para producir AM, DBL y BLU a niveles de potencia bajos y altos. En este capítulo se estudian algunos de los moduladores de amplitud más comunes de componentes discretos y de circuitos integrados (CI). También se analizan circuitos demoduladores para AM, DBL y BLU.

4-1 PRINCIPIOS BÁSICOS DE LA MODULACIÓN DE AMPLITUD

Al examinar la ecuación básica para la señal de AM, que se presentó en el capítulo anterior, se concluye cómo puede generarse AM. La ecuación es

$$v_{AM} = V_p \text{ sen } 2\pi f_p t + (V_m \text{ sen } 2\pi f_m t)(\text{sen } 2\pi f_p t)$$

donde el primer término es la portadora senoidal y el segundo el producto de dicha portadora y las señales moduladoras. (Recuerde que v_{AM} es el valor instantáneo de la amplitud del voltaje de modulación.) El índice de modulación, m , es la relación de la amplitud de la señal moduladora entre la amplitud de la portadora, o $m = V_m/V_p$ y, por lo tanto, $V_m = mV_p$. Entonces, al sustituir por V_m en la ecuación básica resulta $v_{AM} = V_p \text{ sen } 2\pi f_p t + (mV_p \text{ sen } 2\pi f_m t)(\text{sen } 2\pi f_p t)$. Factorizando, $v_{AM} = V_p \text{ sen } 2\pi f_p t(1 + m \text{ sen } 2\pi f_m t)$.

AM EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

Viendo la expresión para v_{AM} , es claro que se necesita un circuito que pueda multiplicar las señales portadora y moduladora, y luego sumar la portadora. La figura 4-1 muestra el diagrama en bloques de este circuito. La forma de hacerlo es desarrollar un circuito cuya ganancia (o atenuación) sea una función de $(1 + m \text{ sen } 2\pi f_m t)$. Si llamamos a esa ganancia A , la expresión para la señal de AM es

$$v_{AM} = A(v_p)$$

donde A es el factor de ganancia (o atenuación). La figura 4-2 se muestra algunos circuitos sencillos basados en esta expresión; en la figura 4-2a), A es una ganancia mayor que la proporcionada por un amplificador, y en la figura 4-2b), la portadora es atenuada por un divisor de voltaje. En este caso la ganancia es menor que 1 y, por lo tanto, es factor de atenuación. La portadora se multiplica por una fracción fija A .

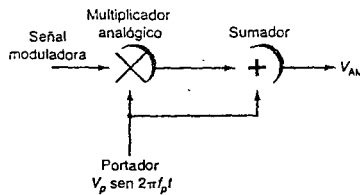


FIGURA 4-1 Diagrama en bloques de un circuito para producir AM.

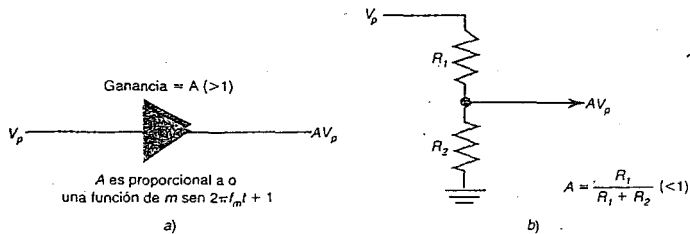


FIGURA 4-2 Multiplicación de la portadora por una ganancia fija A.

Ahora, si la ganancia del amplificador o la atenuación del divisor de voltaje se hacen variar de acuerdo con la señal moduladora más 1, se producirá AM. En la figura 4-2a) la señal moduladora se usará para incrementar o disminuir la ganancia del amplificador a medida que cambia la señal de inteligencia y en la figura 4-2b) la señal moduladora podría hacer variar una de las resistencias en el divisor de voltaje creando un factor de atenuación variable. Hay tal variedad de circuitos populares que permiten hacer variar dinámicamente la ganancia o la atenuación con otra señal, produciendo AM.

AM EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

Otra forma de generar el producto de las señales portadora y moduladora es aplicar ambas señales a un circuito o componente no lineal, de preferencia uno que genere una función basada en una ley cuadrática. El componente o circuito, lineal es aquel en que la corriente es una función lineal del voltaje (figura 4-3a). Un resistor o un transistor polarizado linealmente son ejemplos de un dispositivo lineal. La corriente aumenta en proporción directa a los incrementos del voltaje en el dispositivo. La pendiente de la línea se determina por el coeficiente a en la expresión $i = av$.

El circuito no lineal es aquel en que la corriente no es directamente proporcional al voltaje. Un componente común no lineal es un diodo que tiene la respuesta que describe la figura 4-3b), donde los incrementos del voltaje incrementan la corriente, pero no en línea recta. En lugar de esto, la variación de la corriente es una función cuadrática, función que varía en pro-

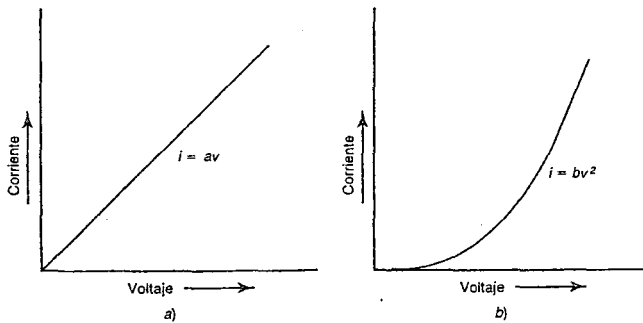


FIGURA 4-3 Curvas de respuesta lineal y de ley cuadrática: a) relación voltaje-corriente lineal, b) respuesta no lineal o cuadrática.

porción al cuadrado de la señal de entrada. Los transistores bipolares y de efecto de campo (FET, *field effect transistor*) se pueden polarizar para dar una respuesta de ley cuadrática; un FET proporciona una respuesta casi perfecta de ley cuadrática mientras que los diodos y los transistores bipolares que tienen componentes de mayor orden, sólo se aproximan a la función de la mencionada ley. En un diodo semiconductor típico, la variación de la corriente puede representarse de manera aproximada con la ecuación

$$i = av + bv^2$$

donde av es el componente lineal de la corriente igual al voltaje aplicado multiplicado por el coeficiente a (en general una corriente de polarización de cd) y bv^2 , el componente de segundo orden de la corriente. Los diodos y transistores también tienen términos de orden superior, como cv^3 , dv^4 , etcétera; sin embargo, éstos son pequeños y a menudo despreciables, por lo que en un análisis se eliminan.

Para producir AM, las señales portadora y moduladora se suman y aplican al dispositivo no lineal. Una forma sencilla de hacerlo es conectar las señales portadora y moduladora en serie y aplicarlas al circuito del diodo como ilustra la figura 4-4. El voltaje aplicado al diodo será entonces

$$v = v_p + v_m$$

La corriente del diodo en el resistor es

$$i = a(v_p + v_m) + b(v_p + v_m)^2$$

Desarrollando tenemos

$$i = a(v_p + v_m) + b(v_p^2 + 2v_p v_m + v_m^2)$$

Al sustituir las expresiones trigonométricas por las señales portadora y de modulación queda $v_p \text{ sen } 2\pi f_p t = v_p \text{ sen } \omega_p t$, donde $\omega = 2\pi f_p$, y $v_m \text{ sen } 2\pi f_m t = v_m \text{ sen } \omega_m t$, donde $\omega_m = 2\pi f_m$. Entonces

$$i = aV_p \text{ sen } \omega_p t + aV_m \text{ sen } \omega_m t + bV_p^2 \text{ sen}^2 \omega_p t + 2bV_p V_m \text{ sen } \omega_p t \text{ sen } \omega_m t + bV_m^2 \text{ sen}^2 \omega_m t$$

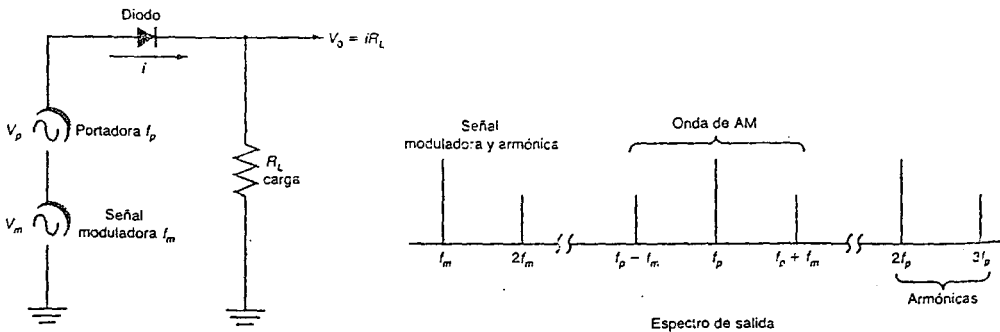


FIGURA 4-4 Circuito de ley cuadrática para producir AM.

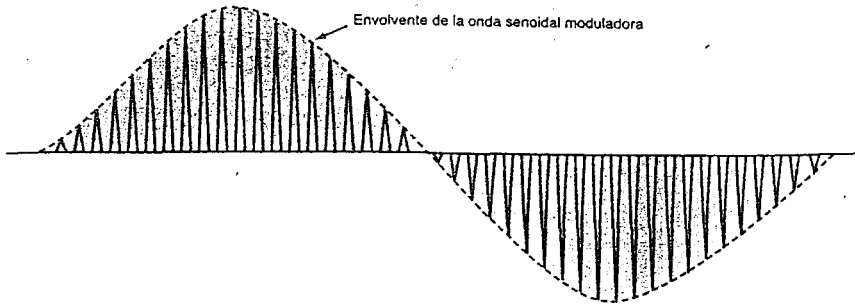


FIGURA 4-5 Señal de AM que tiene no sólo la portadora y bandas laterales sino también la señal moduladora.

Al sustituir la identidad trigonométrica $\text{sen}^2 A = 0.5(1 - \cos 2A)$ en la expresión precedente, proporciona la expresión para la corriente en el resistor de carga en la figura 4-4.

$$i = a_v v_p \text{ sen } \omega_p t + a_v v_m \text{ sen } \omega_m t + 0.5bv_p^2(1 - \cos 2\omega_p t) + 2bv_p v_m \text{ sen } \omega_p t \text{ sen } \omega_m t + 0.5bv_m^2(1 - \cos \omega_m t)$$

El primer término es la portadora senoidal, que es la parte clave de la onda de AM; el segundo término es la onda senoidal de la señal moduladora. Por lo común, no es parte de la onda de AM y es mucho menor en frecuencia que la portadora, así que es fácil filtrarla afuera. El tercer término, el producto de las ondas senoidales de las señales portadora y moduladora, define la onda de AM. Si se hacen las sustituciones trigonométricas que se explican en el capítulo 3, se obtienen dos términos adicionales: la suma y diferencia en frecuencia de las ondas senoidales, que son las bandas laterales superior e inferior. El término $\cos 2\omega_p t$ es una onda senoidal del doble de la frecuencia de la portadora; esto es, la segunda armónica de la portadora.

El término $2\omega_m t$ es la segunda armónica de la onda senoidal moduladora. Estos componentes son indeseables, pero muy fáciles de eliminar por medio de filtros. Los diodos y transistores, cuya función no es una ley cuadrática pura, producen tercera, cuarta y armónicas de mayor orden que algunas veces se conocen como *productos de intermodulación* y que también son fáciles de filtrar.

La figura 4-4 muestra el circuito y el espectro de salida de un diodo modulador sencillo. Su forma de onda de salida, que se muestra en la figura 4-5, es una onda normal de AM a la cual se le ha sumado la señal moduladora.

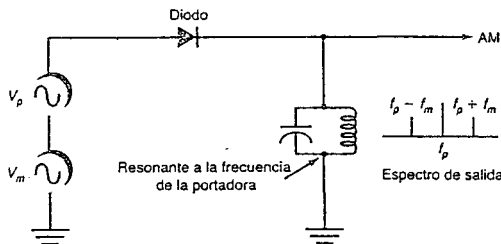


FIGURA 4-6 El circuito resonante filtra la señal de modulación y las armónicas de la portadora, dejando sólo la portadora y sus bandas laterales.

Al sustituir un circuito resonante paralelo por el resistor en la figura 4-4, resulta el circuito modulador que muestra la figura 4-6. Este circuito es resonante a la frecuencia de la portadora y tiene un ancho de banda lo bastante amplio para que pasen las bandas laterales, pero también lo bastante angosto para filtrar la señal moduladora, así como la segunda y armónicas de orden superior de la portadora. En consecuencia, resulta una onda de AM a través del circuito sintonizado.

Este análisis se aplica no sólo a AM, sino también a dispositivos de translación de frecuencia como mezcladores, detectores de producto, detectores de fase, moduladores balanceados y otros circuitos heterodinos. De hecho, se aplica a cualquier circuito o dispositivo que tenga función de ley cuadrática. Explica cómo se forman las sumas y diferencias de frecuencias y por qué la mayoría de los procesos de mezcla y modulación están acompañados de componentes indeseables como armónicas y productos de intermodulación.

4-2 MODULADORES DE AMPLITUD

Los moduladores de amplitud por lo general son de dos tipos: de bajo nivel o de alto nivel. Los moduladores de bajo nivel generan AM con señales muy pequeñas, y por lo tanto, deben amplificarse de manera considerable si van a transmitirse. Los moduladores de alto nivel producen AM a niveles de alta potencia, por lo general en la etapa final de amplificación de un transmisor. No obstante que los circuitos que se estudiarán en las siguientes secciones consideran componentes discretos, debe tenerse en mente que hoy día la mayoría de los moduladores y demoduladores de amplitud se producen en forma de circuitos integrados.

AM DE BAJO NIVEL

MODULADORES CON DIODO. Entre los moduladores de amplitud más sencillos está el modulador con diodo descrito en la sección previa. La utilización práctica que muestra en la figura 4-7 consta de una red mezcladora resistiva, un diodo rectificador y un circuito sintonizado LC. La portadora se aplica a uno, de los resistores de entrada y la señal moduladora al otro. Las señales mezcladas aparecen a través de R_3 , red que permite la mezcla lineal de las dos señales, esto es, sumadas en forma algebraica. Si ambas señales, portadora y moduladora, son senoidales, la onda resultante en la unión de los dos resistores será como la que describe la figura 4-8c), donde la onda portadora viaja en la señal moduladora. Esta señal no es de AM y el proceso de modulación no es un proceso de suma.

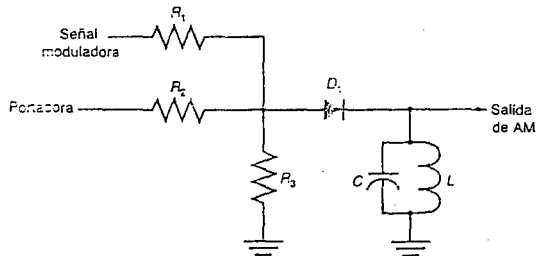


FIGURA 4-7 Modulación de amplitud con un diodo.

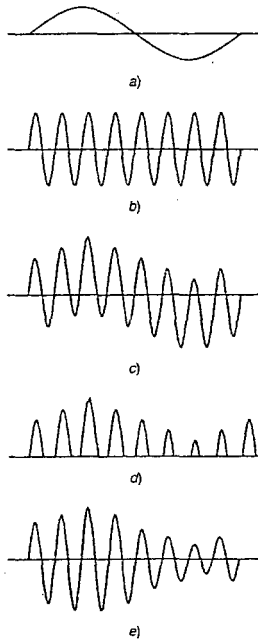


FIGURA 4-8 Formas de onda en un modulador con diodo.

La forma de onda compuesta se aplica a un diodo rectificador. Este diodo se conecta de manera que esté polarizado en directa por el semiciclo positivo de la onda de entrada. Durante los semiciclos negativos de la onda, el diodo está en corte y no pasa señal. La corriente a través del diodo es una serie de pulsos positivos cuya amplitud varía en proporción con la amplitud de la señal moduladora (figura 4-8d).

Estos pulsos en el sentido positivo se aplican al circuito sintonizado paralelo de L y C , que están en resonancia a la frecuencia de la portadora. Cada vez que el diodo conduce, un pulso de corriente fluye hacia el circuito sintonizado. El inductor y el capacitor intercambian energía varias veces, lo que causa oscilación o "anillo" a la frecuencia de resonancia. La oscilación del circuito sintonizado crea un semiciclo negativo por cada pulso positivo de entrada. Los pulsos positivos de amplitud alta producen pulsos negativos de amplitud alta en el circuito sintonizado. Los pulsos positivos de baja amplitud producen en forma correspondiente pulsos negativos de baja amplitud. La forma de onda que resulta del circuito sintonizado es una señal de AM, como ilustra la figura 4-8e). El factor Q del circuito sintonizado deberá ser lo bastante alto para eliminar las armónicas y producir una onda senoidal limpia y filtrar la señal moduladora, y lo bastante bajo para que puedan acomodarse las bandas laterales generadas.

Esta señal produce AM de alta calidad, pero las amplitudes de las señales son críticas para una operación apropiada. Debido a que la porción no lineal de la curva característica de los diodos ocurre sólo a niveles de voltaje bajos, los niveles de la señal deben ser bajos, menores que 1 V, para producir AM. A voltajes más altos la respuesta de corriente del diodo es casi lineal. El circuito trabaja mucho mejor con niveles de señales de milivolts.

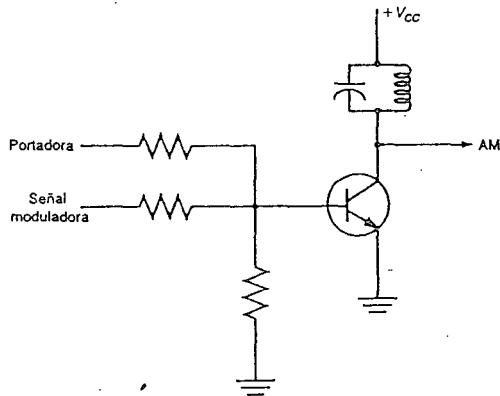


FIGURA 4-9 Modulador con transistor simple.

MODULADORES CON TRANSISTOR. La figura 4-9 muestra una versión mejor del circuito recién descrito. Como utiliza un transistor en lugar de un diodo, el circuito tiene ganancia. La unión emisor-base es un diodo y un dispositivo no lineal. La modulación ocurre en la forma descrita, excepto que la corriente en la base controla una corriente mayor del colector y, por lo tanto, el circuito amplifica. La rectificación ocurre debido a la unión emisor-base, lo que causa mayores pulsos de corriente en el circuito sintonizado, el cual oscila (anillea) para generar el semiciclo faltante. La salida es una clásica onda de AM.

La figura 4-10 describe otro modulador con transistor, circuito que utiliza los principios de variación de resistencia para producir AM. Aquí la portadora está acoplada por medio de un transformador a la base de un amplificador clase A transistorizado. La polarización viene del divisor de voltaje, $R_1 - R_2$, como lo haría en cualquier amplificador de una etapa en emisor común. C_1 tiene baja reactancia a la frecuencia de la portadora, por lo que no se genera portadora a través de R_2 . La señal moduladora se acopla capacitivamente por medio de C_3 , aplicándose a través del resistor de emisor R_3 . Por lo tanto, viaja sobre el voltaje de polarización

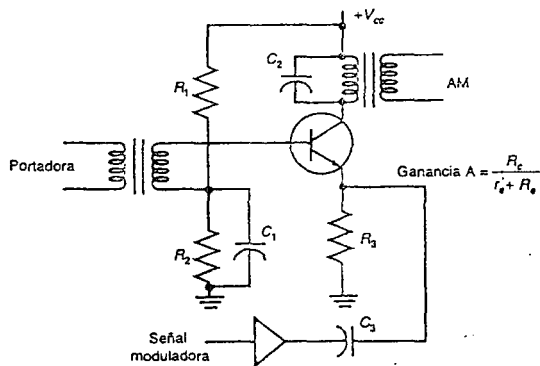


FIGURA 4-10 Un modulador mejorado con transistor.

de cd desarrollado por la corriente del emisor a través de R_3 . Este arreglo permite que tanto la señal de la portadora como la moduladora controlen la corriente del colector.

De acuerdo con la teoría básica de los amplificadores transistorizados, la ganancia de un amplificador de emisor común es casi

$$A = \frac{R_C}{R_e + r'_e}$$

donde R_C es la impedancia de carga en ca en el colector, que para este circuito es la impedancia resistiva del circuito sintonizado paralelo en resonancia, R_e es la resistencia externa del emisor en este circuito R_3 , y r'_e es la resistencia ca de la conducción del diodo emisor-base. Por lo general, el valor de r'_e lo determina el valor de la corriente de emisor (I_E), que es casi $0.025 I_E$. R_e es comúnmente mucho mayor que r'_e . Si varía el voltaje a través de R_e , de acuerdo con la señal moduladora, se produce un cambio en la polarización efectiva, y la resistencia de r'_e varía de la misma manera. Por lo tanto, la ganancia del circuito cambia en proporción con la señal moduladora y se produce AM a través del circuito sintonizado de salida.

MODULADORES CON FET. El modulador de amplitud sencillo que muestra la figura 4-11, consta de un amplificador operacional (amp op) y un FET que se utiliza como resistor variable. El amplificador operacional se conecta como amplificador no inversor para la señal portadora. La ganancia, A , del circuito está dada por la expresión $A = 1 + (R_f/R_i)$, donde la resistencia de realimentación, R_f , es un valor fijo y R_i , la resistencia de un canal N de unión FET. Una polarización cd negativa mantiene la unión compuerta-fuente polarizada en inversa. La señal moduladora se aplica a la entrada por medio del capacitor C_1 .

La señal de la portadora se aplica a la entrada no inversora (+) del amplificador operacional. Al cambiar la ganancia en el amplificador, de acuerdo con la señal moduladora, se produce AM. Con señal moduladora cero, la resistencia del FET es un valor fijo y, por lo tanto, la amplitud de la portadora es constante. Al aplicar una señal moduladora senoidal, varía la resistencia del FET. Una señal de entrada moduladora en el sentido positivo causa disminución en la resistencia del FET; una señal de entrada moduladora en el sentido negativo, incrementa ésta. Al aumentar la resistencia del FET hay disminución en la ganancia del amplificador operacional y viceversa. En consecuencia, se produce una señal de AM a la salida del amplificador operacional.

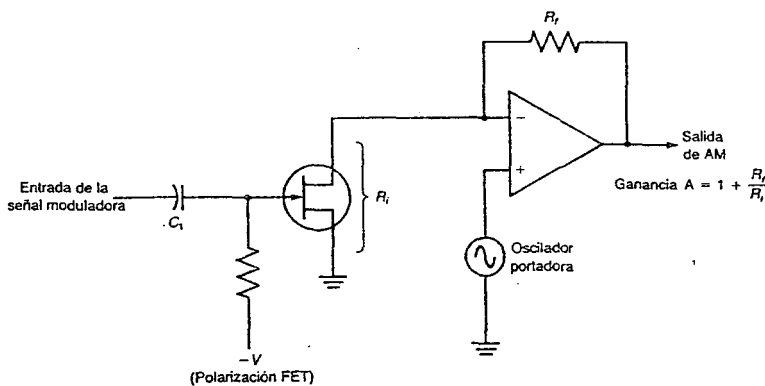


FIGURA 4-11 FET utilizado para variar la ganancia de un amplificador operacional para producir AM.

¿SABÍA QUE?

Los moduladores con diodos PIN se usan bastante porque son de los pocos métodos disponibles para producir AM a frecuencias de microondas.

El componente importante de este circuito es el FET, que deberá polarizarse de manera que su resistencia de fuente a drenaje sea tan lineal como sea posible en un intervalo amplio. El mejor punto de linealidad puede predecirse examinando las curvas de operación del FET y fijando la polarización de la compuerta en el centro del intervalo lineal.

MODULADORES CON DIODOS PIN. La figura 4-12 muestra varios circuitos de atenuación variable para producir AM. Estos circuitos utilizan diodos PIN para producir AM en VHF, UHF, y frecuencias de microondas. El diodo PIN es un tipo especial de diodo de unión de silicio, diseñado para usarse en frecuencias superiores a casi

100 MHz. Cuando están polarizados para conducir, estos diodos actúan como resistores variables. La resistencia del diodo varía linealmente con la corriente que fluye por él. Una corriente alta produce resistencia baja mientras que una corriente baja produce resistencia alta. En la medida que la señal moduladora hace variar la corriente conducida a través del diodo PIN, se produce AM.

En la figura 4-12a), los diodos PIN están conectados espalda con espalda y polarizados en directa mediante un voltaje fijo negativo de cd. La señal moduladora se aplica a los diodos por medio del capacitor C_1 . Esta señal moduladora de ca viaja sobre la polarización de cd, sumándose y restándose a ésta y, por lo tanto, variando la resistencia de los diodos PIN. Estos diodos se encuentran en serie con el oscilador de la portadora y con la carga. Una señal moduladora en el sentido positivo reduce la polarización de los diodos PIN y, en consecuencia, aumenta su resistencia. Esto reduce la amplitud de la portadora a través de la carga. Una señal moduladora en el sentido negativo se suma a la polarización de conducción, lo que causa reducción en la resistencia de los diodos y, por lo tanto, aumenta la amplitud de la portadora.

La figura 4-12b) muestra una variación del circuito modulador con diodos PIN, donde los diodos están conectados en forma de red π . Esta configuración se utiliza cuando se quiere mantener una impedancia constante aun en presencia de modulación.

En ambos circuitos de la figura 4-12, los diodos PIN forman un circuito de atenuación variable, la que cambia con la amplitud de la señal moduladora. Estos circuitos moduladores introducen una pérdida considerable y, por lo tanto, deben ser seguidos por amplificadores para

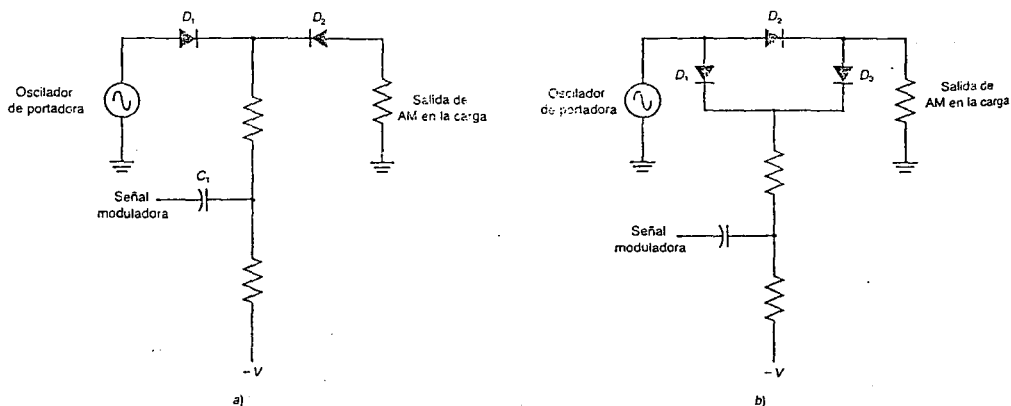


FIGURA 4-12 Moduladores de amplitud de alta frecuencia con diodos PIN.

aumentar la señal de AM a un nivel utilizable. A pesar de estas desventajas, los moduladores con diodos PIN se utilizan bastante, ya que son de los pocos métodos disponibles para producir AM a frecuencias de microondas.

AMPLIFICADORES DIFERENCIALES. Un amplificador diferencial hace un excelente modulador de amplitud. En la figura 4-13a) se muestra un circuito típico. Los transistores Q_1 y Q_2 forman el par diferencial y Q_3 es la fuente de corriente constante. Q_3 suministra una corriente de emisor constante, I_E , a Q_1 y Q_2 , la mitad de la cual fluye por cada transistor. La salida aparece a través de los resistores de colector R_1 y R_2 .

La salida es una función de la diferencia entre las entradas V_1 y V_2 ; esto es, $V_{sal} = A(V_2 - V_1)$, donde A es la ganancia del circuito. El amplificador también puede operarse con una sola entrada. Cuando se hace así, la otra entrada se pone a tierra o se fija a cero. En la figura 4-13a), si V_1 es cero, la salida es $V_{sal} = A(V_2)$. Si V_2 es cero, la salida es $V_{sal} = A(-V_1) = -AV_1$. Esto indica que el circuito invierte a V_1 .

El voltaje de salida puede tomarse entre los dos colectores, produciendo una salida *balanceada* o *diferencial*. La salida también puede tomarse de la salida de cualquiera de los colectores y tierra, produciendo una salida en modo simple. Las dos salidas están desfasadas 180° entre sí. Si se utiliza la salida balanceada, el voltaje de salida a través de la carga es del doble que el voltaje de salida en modo simple.

No se requieren circuitos especiales de polarización, ya que el valor correcto de la corriente del colector lo suministra de modo directo una fuente de corriente constante, Q_3 , en la figura 4-13a). Los resistores R_3 , R_4 y R_5 junto con V_{EE} polarizan la fuente de corriente constante, Q_3 . Sin aplicar señales de entrada, la corriente en Q_1 es igual a la corriente en Q_2 , la cual es $I_E/2$. La salida balanceada en este momento es cero. Como el circuito formado por R_1 y Q_1 y Q_2 conduce lo mismo, el puente está balanceado y la salida entre los colectores es cero.

Pero si una señal de entrada, V_1 , se aplica a Q_1 , la conducción de Q_1 y Q_2 se ve afectada. Al incrementar el voltaje en la base de Q_1 se incrementa la corriente del colector de Q_1 y disminuye la corriente del colector de Q_2 en una cantidad igual, de manera que la suma de las dos corrientes sea I_E . Al disminuir el voltaje de entrada en la base de Q_1 , disminuye la corriente del colector de Q_1 , pero aumenta en Q_2 . La suma de las corrientes de los emisores siempre es igual a la corriente que suministra Q_3 .

La ganancia de un amplificador diferencial es una función de la corriente de emisor y el valor de los resistores de colector. La expresión $A = (R_C I_E)/50$ proporciona una aproximación de la ganancia. Esta es la ganancia en una sola salida, donde ésta se toma de uno de los colectores con respecto a tierra. Si la salida se toma de entre los dos colectores, la ganancia es dos veces el valor anterior.

R_C es el valor del resistor del colector en ohms e I_E es la corriente en miliamperes. Si $R_C = R_1 = R_2 = 4.7 \text{ k}\Omega$ e $I_E = 1.5 \text{ mA}$, la ganancia será de alrededor de $A = 4700 (1.5)/50 = 141$.

En la mayoría de los amplificadores diferenciales, R_C e I_E se fijan, proporcionando una ganancia constante. Pero como muestra la fórmula anterior, la ganancia es directamente proporcional a la corriente del emisor. Por lo tanto, si la corriente del emisor puede hacerse variar de acuerdo con la señal moduladora, el circuito producirá AM. Esto se logra con facilidad al cambiar un poco el circuito, como en la figura 4-13b). La portadora se aplica a la base de Q_1 , y la base de Q_2 es puesta a tierra. La salida tomada del colector de Q_2 es asimétrica (en modo simple). Pero como no se utiliza la salida de Q_1 , su resistor de colector puede omitirse sin afectar el circuito. La señal moduladora se aplica a la base de la fuente de corriente constante, Q_3 y a medida que varía la señal de inteligencia, varía la corriente de emisor. Esto cambia la ganancia del circuito, amplificando a la portadora en una cantidad que determina la amplitud de la señal moduladora. El resultado es AM en la salida.

¿SABÍA QUE?

Un amplificador diferencial es un excelente modulador de amplitud ya que tiene ganancia alta, buena linealidad y puede modularse al 100%.

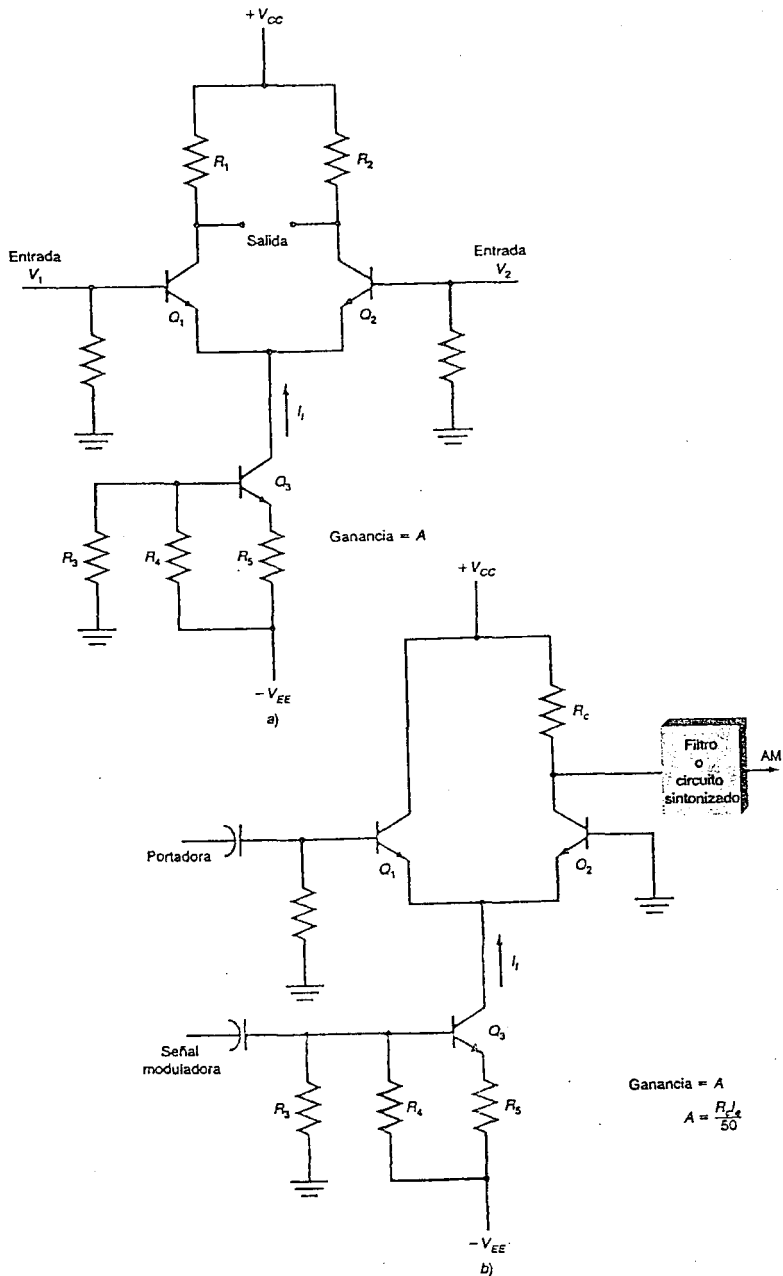


FIGURA 4-13 a) Amplificador diferencial básico, b) amplificador diferencial modulator.

Este circuito, como el de modulador básico con diodo, tiene la señal moduladora en la salida en adición a la portadora y bandas laterales. La señal moduladora puede removerla el simple uso de un filtro pasoaltas en la salida, ya que la portadora y las bandas laterales son de mucho más alta frecuencia. También se puede utilizar un filtro pasobanda centrado en la frecuencia de la portadora con ancho de banda suficiente para permitir el paso de las bandas laterales. Asimismo se puede usar un circuito sintonizado paralelo en el colector de Q_2 reemplazando al resistor R_C .

El amplificador diferencial hace un excelente modulador de amplitud. Tiene alta ganancia y buena linealidad y puede modularse al 100%. Y si se utilizan transistores de alta frecuencia o un amplificador diferencial de alta frecuencia en circuito integrado, este circuito puede utilizarse para producir modulación de bajo nivel a frecuencias en la región de las decenas de megahertz.

MODULADORES CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES. Como la mayoría de los amplificadores operacionales utilizan amplificadores diferenciales, en teoría pueden usarse para producir AM; sin embargo, la mayoría de estos amplificadores no proporcionan una forma para variar la corriente del emisor o la ganancia de la etapa diferencial intermedia. No obstante, en los amplificadores operacionales especializados conocidos como programables o amplificadores operacionales de transconductancia (OTA, *operational transconductance amplifiers*) un resistor externo fija la corriente en una de las etapas diferenciales y, en consecuencia, fija la ganancia del circuito. Por lo tanto, los OTA pueden utilizarse para producir AM.

La figura 4-14 es el ejemplo de un OTA. El circuito integrado de la figura es similar a un amplificador operacional convencional, pero su ganancia se puede variar por medio de un voltaje externo. Además, su salida actúa como fuente de corriente en vez de como fuente de voltaje. La portadora es atenuada por R_1 y R_2 y aplicada a la entrada inversora, mientras que la entrada de no inversora se conecta a tierra a través de R_3 . Se aplica un voltaje de polarización de cd de R_4 a esta entrada vía R_5 para compensar cualquier diferencia de cd en el circuito. La

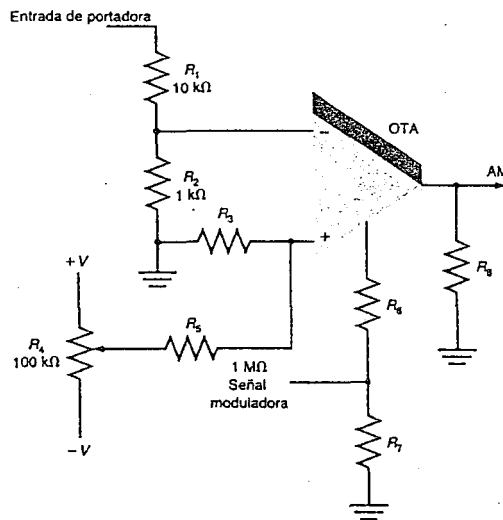


FIGURA 4-14 Un amplificador operacional de transconductancia (OTA) se usa como modulador de amplitud.

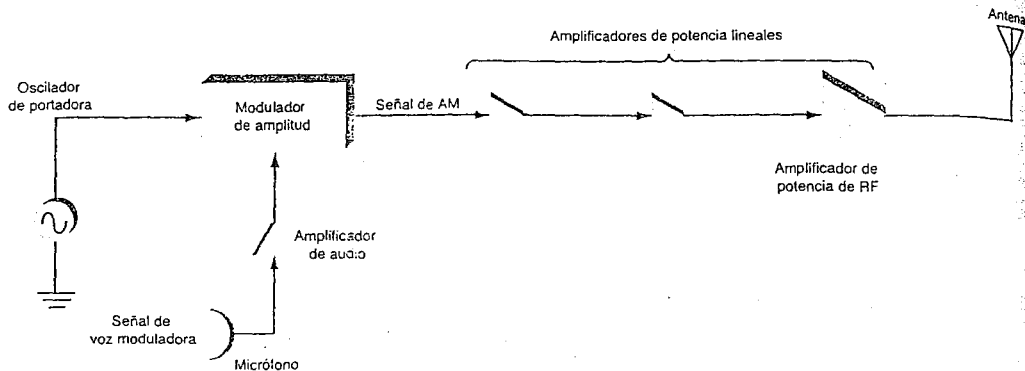


FIGURA 4-15 Los sistemas de modulación de bajo nivel utilizan amplificadores de potencia lineales para incrementar el nivel de la señal de AM antes de su transmisión.

señal moduladora se aplica a través de R_7 y, por medio de R_6 , a la fuente del circuito en el amplificador. La salida es una corriente proporcional a la amplitud de la portadora y la corriente de entrada que produce la señal moduladora. Esta corriente pasa por el resistor de carga R_8 para convertirse en un voltaje que es una señal de AM.

Ejemplos de OTA son el CA3060, el CA3080 y el EN5517. Debido a las limitaciones en la respuesta en frecuencia de estos amplificadores, la frecuencia portadora más alta es menor que 500 kHz.

AMPLIFICACIÓN DE SEÑALES DE AM DE BAJO NIVEL. En los circuitos moduladores de bajo nivel como los antes descritos, las señales se generan a muy bajo voltaje y magnitudes de potencia. El voltaje en general es menor que 1 V, y la potencia es en miliwatts. En sistemas que utilizan modulación de bajo nivel, la señal de AM se aplica a uno o más amplificadores lineales, como muestra la figura 4-15, para incrementar su potencia sin distorsionar la señal. Estos circuitos amplificadores —clase A, clase AB o clase B— llevan el nivel de la señal al nivel de potencia deseado antes de alimentar la señal de AM a la antena.

AM DE ALTO NIVEL

En modulación de alto nivel, el modulador varía el voltaje y potencia en la etapa de amplificación final de RF del transmisor. El resultado es alta eficiencia en el amplificador de RF y rendimiento general de alta calidad.

MODULADORES POR COLECTOR. Un ejemplo de circuito modulador de alto nivel es el modulador por colector que describe la figura 4-16. La etapa de salida del transmisor es un amplificador de alta potencia clase C. Estos amplificadores conducen durante sólo una porción del semiciclo positivo de la señal de entrada. Los pulsos de corriente del colector originan la oscilación del circuito sintonizado a la frecuencia de salida deseada. Dicho circuito, por lo tanto, reproduce la porción negativa de la señal de la portadora (vea el capítulo 7 para más detalles).

El modulador es un amplificador de potencia lineal que toma la señal moduladora de bajo nivel y la amplifica a un nivel de alta potencia. La salida de la señal moduladora se acopla por medio del transformador de modulación, T_1 , al amplificador clase C. El devanado secundario

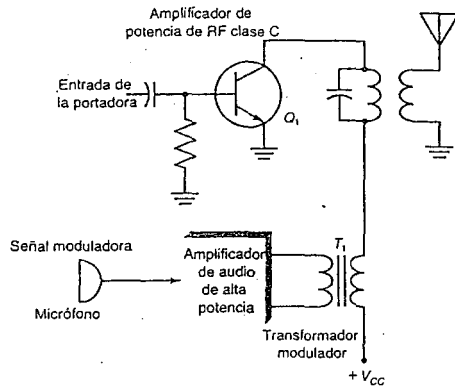


FIGURA 4-16 Modulador por colector de alto nivel.

del transformador modulador se conecta en serie con el voltaje de alimentación, V_{CC} , del colector del amplificador clase C.

Con señal cero en la entrada de modulación, hay cero voltaje de modulación a través del secundario de T_1 , el voltaje de alimentación del colector se aplica directamente al amplificador clase C y la portadora de salida es una onda senoidal constante.

Cuando se presenta la señal moduladora, el voltaje de ca de esta señal, a través del secundario del transformador de modulación, se suma y se sustrae del voltaje de alimentación de cd del colector. Este voltaje variable de alimentación se aplica luego al amplificador clase C, causando variación en la amplitud de los pulsos de corriente a través del transistor Q_1 . En consecuencia, la amplitud de la onda senoidal de la portadora varía de acuerdo con la señal moduladora. En el momento que la señal moduladora va en sentido positivo, se suma al voltaje de alimentación del colector, por lo que aumenta su valor y crea pulsos de corriente mayores y mayor amplitud de la portadora. Cuando la señal moduladora va en sentido negativo, se sustrae del voltaje de alimentación del colector, disminuyéndolo. Por ello, los pulsos de corriente del amplificador clase C son menores, lo que produce menor amplitud de la salida de la portadora.

Para 100% de modulación, el pico de la señal moduladora a través del secundario de T_1 , debe ser igual al voltaje de alimentación. Si ocurre el pico positivo, el voltaje que se aplica al colector es el doble del voltaje de alimentación del colector; cuando la señal moduladora va en sentido negativo, se sustrae del voltaje de alimentación del colector, y en el momento que el pico negativo es igual al voltaje de alimentación, el voltaje efectivo que se aplica al colector de Q_1 es cero, y produce cero amplitud de salida. Esto se ilustra en la figura 4-17.

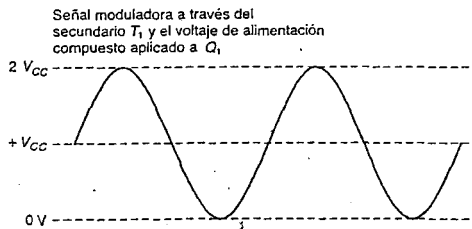


FIGURA 4-17 Para 100% de modulación el pico de la señal moduladora debe ser igual a V_{CC}

En la práctica, el 100% de modulación no puede alcanzarse con el circuito modulador de colector de alto nivel que muestra la figura 4-16 debido a la no linealidad del transistor en señal pequeña. Para solucionar este problema, también se modula, de manera simultánea en su colector, el amplificador excitador de la etapa final clase C, como ilustra la figura 4-18. La salida del transformador de modulación se conecta en serie con el voltaje de alimentación tanto para el transistor excitador Q_1 como para el amplificador final Q_2 . Ambos amplificadores son clase C. Los inductores que se indican como RFC son inductores de bloqueo que proporcionan una vía de baja impedancia para cd y una impedancia muy alta para ca. Esta técnica, muy utilizada en transmisores de baja potencia para la banda civil, permite alcanzar con solidez una modulación de 100%.

La modulación de alto nivel produce el mejor tipo de AM, pero para ello requiere un circuito de modulación de potencia muy alta. De hecho, para 100% de modulación, la potencia que suministre el modulador debe ser igual a la mitad de la potencia total de entrada al amplificador clase C. Si este amplificador tiene potencia de entrada de 1 000 W, el modulador deberá ser capaz de entregar la mitad de ésta, o sea, 500 W.

Ejemplo 4-1

Un transmisor de AM utiliza modulación de alto nivel para el amplificador de potencia de RF, el cual tiene voltaje de alimentación, V_{CC} de cd de 48 V, con una corriente total de $I = 3.5$ A. La eficiencia es de 70%.

a) ¿Cuál es la potencia de entrada de RF a la etapa final?

$$\text{Potencia de entrada de cd} = P_{\text{ent}} = V_{CC} I = 48 \times 3.5 = 168 \text{ W}$$

b) ¿Qué tanta potencia de audiofrecuencia AF se requiere para 100% de modulación? (Idea: para 100% de modulación, la potencia de modulación de AM, P_m , es la mitad de la potencia de entrada.)

$$P_m = \frac{P_{\text{ent}}}{2} = \frac{168}{2} = 84 \text{ W}$$

c) ¿Cuál es la potencia de salida de la portadora?

$$\% \text{ eficiencia} = \frac{P_{\text{sal}}}{P_{\text{ent}}} \times 100$$

$$P_{\text{sal}} = \frac{\% \text{ eficiencia} \times P_{\text{ent}}}{100} = \frac{70(168)}{100} = 117.6 \text{ W}$$

d) ¿Cuál es la potencia de una banda lateral para 67% de modulación?

P_{BL} = potencia de la banda lateral

$$= \frac{P_p (m^2)}{4}$$

$$m = \text{porcentaje de modulación (\%)} = 0.67$$

$$P_p = 168$$

$$P_{\text{BL}} = \frac{168(0.67)^2}{4} = 18.85 \text{ W}$$

e) ¿Cuál es la variación máxima del voltaje de alimentación de cd con 100% de modulación?

$$\text{Mínimo de variación} = 0$$

$$\text{Voltaje de alimentación } V_{CC} = 48 \text{ V}$$

$$\text{Máximo de la variación } 2 \times V_{CC} = 2 \times 48 = 96 \text{ V}$$

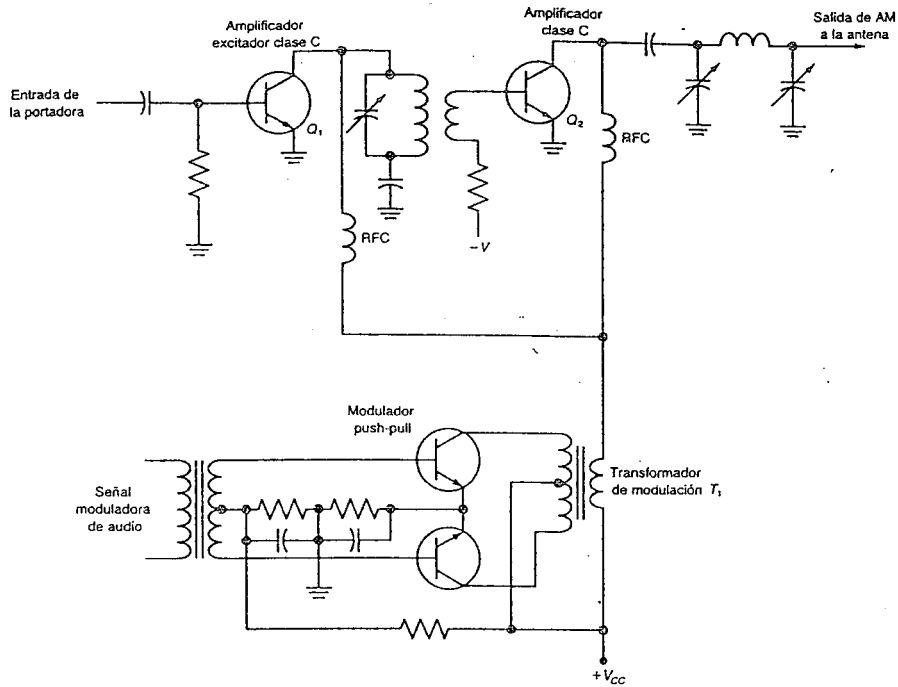


FIGURA 4-18 Para 100% de modulación se modulan el excitador y el amplificador clase C.

MODULADORES EN SERIE. La desventaja principal de los moduladores por colector es la necesidad del transformador de modulación que conecta el amplificador de audio al amplificador clase C en el transmisor. Mientras la potencia es más alta, mayor será el tamaño y el costo del transformador. Para aplicaciones de muy alta potencia, se elimina el transformador y la modulación se realiza a un nivel más bajo con uno de los muchos circuitos moduladores antes descritos. La señal resultante de AM se amplifica en un amplificador de alta potencia lineal. Este arreglo no es el preferido porque los amplificadores lineales son menos eficientes que los amplificadores clase C.

Una aproximación es usar una versión transistorizada de modulador por colector, en la cual se utiliza un transistor para reemplazar al transformador, como muestra la figura 4-19. Este modulador en serie reemplaza al transformador con un emisor-seguidor. La señal de modulación se aplica al emisor-seguidor Q_2 , el cual es un amplificador de potencia de audio. Observe que el emisor-seguidor aparece en serie con el voltaje de alimentación del colector $+V_{CC}$, lo que causa que la señal moduladora de audio amplificada varíe el voltaje de alimentación del colector de amplificador clase C, Q_1 , como ilustra la figura 4-19. Q_2 sólo cambia el voltaje de alimentación de Q_1 . Si la señal moduladora va a positiva, el voltaje de alimentación a Q_1 aumenta; por lo tanto, la amplitud de la portadora aumenta en proporción con la señal moduladora.

Si la señal moduladora va en sentido negativo, el voltaje de alimentación a Q_1 disminuye, por lo tanto, la portadora se reduce en proporción con la señal moduladora.

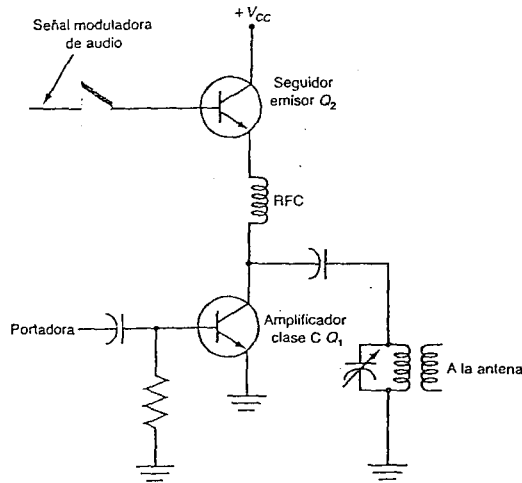


FIGURA 4-19 Modulador en serie.

Para 100% de modulación, el emisor-seguidor puede reducir el voltaje de alimentación a cero en el máximo de los picos negativos.

Mediante este esquema de modulación de alto nivel se elimina la necesidad de un transformador grande, pesado y costoso, y mejora en forma considerable la respuesta; sin embargo, es muy deficiente. El modulador emisor-seguidor debe disipar igual potencia que la disipada por el amplificador clase C de RF. Por ejemplo, considere un voltaje de alimentación del colector de 24 V y una corriente de colector de 0.5 A. Si no hay señal moduladora aplicada, el porcentaje de modulación es cero. El emisor-seguidor está polarizado de manera que la base y el emisor están al voltaje de cd de casi la mitad del voltaje de alimentación, o en este ejemplo, 12 V. El voltaje de alimentación del colector del amplificador clase C es 12 V y la potencia de entrada por lo tanto es

$$P_{\text{ent}} = V_{\text{cc}} I_{\text{c}} = 12 (0.5) = 6 \text{ W}$$

Para producir 100% de modulación, el voltaje del colector en Q_1 debe duplicarse, así como debe hacerlo la corriente de colector. Esto ocurre en los picos positivos de la entrada de audio, como ya se describió.

En este momento, la mayor parte de la señal de audio aparece en el emisor de Q_1 , y muy poco de la señal se presenta entre el emisor y el colector de Q_2 ; por lo tanto, a 100% de modulación, Q_2 disipa muy poca potencia.

Si la señal de audio está en su pico negativo, el voltaje en el emisor de Q_2 se reduce a 12 V. Esto significa que el resto del voltaje de alimentación, esto es, otros 12 V, aparecen entre el emisor y el colector de Q_2 . Como Q_2 también deberá ser capaz de disipar 6 W, tiene que ser un transistor de muy alta potencia. La eficiencia baja a menos del 50%. Con un transformador de modulación, la eficiencia es mucho mayor, en algunos casos tan alta como 80%.

Este arreglo no es práctico para muy alta potencia de AM, pero sí representa un modulador efectivo de alto nivel para niveles de potencia abajo de 100 W.

4-3 DEMODULADORES DE AMPLITUD

Los demoduladores o detectores son circuitos que aceptan señales moduladas y recuperan la información original de la señal moduladora. El circuito demodulador es la clave en cualquier receptor de radio. De hecho, los circuitos demoduladores pueden utilizarse solos como receptores de radio sencillos.

DETECTORES DE DIODO

El más sencillo y más ampliamente utilizado de los demoduladores de amplitud es el *detector de diodo* (figura 4-20). Como se muestra, la señal de AM por lo general se acopla con un transformador a un circuito rectificador básico de media onda que consta de D_1 y R_1 . El diodo conduce cuando suceden los semiciclos positivos de las señales de AM. Durante los semiciclos negativos, el diodo está polarizado en inversa y no fluye corriente por él. En consecuencia, el voltaje a través de R_1 es una serie de pulsos positivos cuya amplitud varía con la señal moduladora. Al conectar un capacitor por R_1 , lo cual filtra la portadora, se recupera la señal moduladora original.

Una forma de ver la operación del diodo detector es mediante el análisis de su comportamiento en el dominio del tiempo. Las formas de onda de la figura 4-21 lo ilustran. En cada semiciclo positivo de la señal de AM el capacitor se carga rápidamente al valor pico de los pulsos que pasan por el diodo. Si el voltaje del pulso baja a cero, el capacitor se descarga sobre el resistor R_1 . Se eligen C_1 y R_1 para que la constante de tiempo sea larga en comparación con el período de la portadora. Por consiguiente, el capacitor sólo se descarga ligeramente durante el tiempo en que el diodo no conduce. Cuando se presenta el siguiente pulso, el capacitor se carga otra vez a su valor pico, pero si el diodo no conduce, el capacitor de nuevo se descarga un poco sobre el resistor. La forma de onda resultante a través del capacitor es una aproximación a la señal moduladora original.

Como el capacitor se carga y se descarga, la señal recuperada tiene poco rizo sobre ella, que representa distorsión de la señal moduladora. Sin embargo, como la frecuencia de la portadora es muchas veces más grande que la de la señal moduladora, estas variaciones de rizo son apenas notables.

Como el detector de diodo recupera la envolvente de la señal de AM, que es la señal original moduladora, el circuito a veces se llama *detector de envolvente*.

La distorsión de la señal puede ocurrir si es muy grande o muy pequeña la constante de tiempo del resistor de carga, R_1 , y el capacitor del filtro, C_1 , conectado en paralelo con el resistor. Si dicha constante es muy grande, la descarga del capacitor será muy lenta para seguir

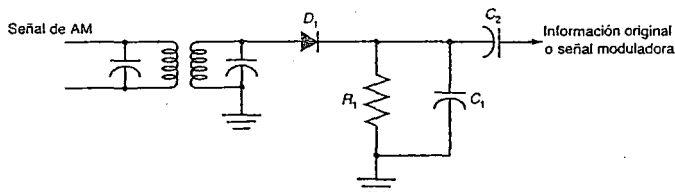


FIGURA 4-20 Demodulador de AM o detector de diodo.

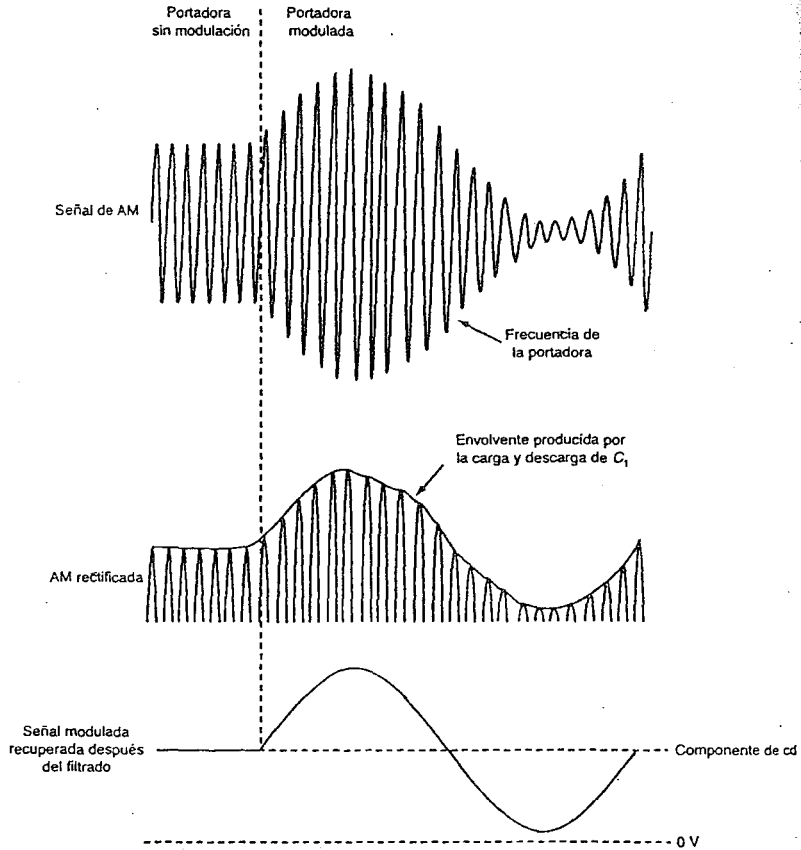


FIGURA 4-21 Formas de onda de un detector de diodo.

los rápidos cambios en la señal moduladora. Este efecto se denomina *distorsión diagonal*. Si la constante de tiempo es muy corta, el capacitor se descargará muy rápido y la portadora no se filtrará lo suficiente. El componente de cd en la salida se retira con un capacitor de acoplamiento o de bloqueo, C_2 en la figura 4-20, el cual se conecta a un amplificador.

Otra manera de ver la operación de un detector de diodo es en el dominio de la frecuencia. En este caso, el diodo se considera como un dispositivo no lineal al que se le aplican señales múltiples, donde toma lugar la modulación. Estas señales son la portadora y las bandas laterales, que forman la señal de entrada de AM que va a demodularse. Los componentes de la señal de AM son la portadora, f_p , la banda lateral superior, $f_p + f_m$, y la banda lateral inferior, $f_p - f_m$. El circuito del detector de diodo las combina para crear las señales de suma y diferencia:

$$\begin{aligned} f_p + (f_p + f_m) &= 2f_p + f_m \\ f_p - (f_p + f_m) &= -f_m \\ f_p + (f_p - f_m) &= 2f_p - f_m \\ f_p - (f_p - f_m) &= f_m \end{aligned}$$

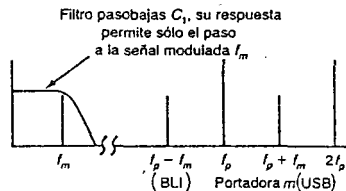


FIGURA 4-22 Espectro de salida de un detector de diodo.

Todos estos componentes aparecen en la salida. Como la frecuencia portadora es mucho más alta que la de la señal moduladora, la señal portadora puede filtrarse con facilidad con un simple filtro pasabajas. En un detector de diodo, este filtro pasabajas es justamente el capacitor C_1 conectado a través del resistor R_1 . Al remover la portadora sólo queda la señal original moduladora. El espectro de frecuencia del detector de diodo se ilustra en la figura 4-22. El filtro pasabajas, C_1 en la figura 4-20, remueve todo, menos la señal moduladora original deseada.

RECEPTORES DE RADIO CON CRISTAL

El componente de cristal de los receptores de radio que se utilizaron mucho en el pasado, es sólo un diodo. En la figura 4-23 el circuito detector de diodo de la figura 4-20 se modifica para mostrar la conexión de antena y los audífonos. La antena de un conductor largo recoge la señal y la acopla de modo inductivo al devanado del secundario de T_1 , que forma un circuito resonante serie con C_1 . Observe que el secundario no es un circuito paralelo, porque el voltaje inducido en el devanado del secundario aparece como fuente de voltaje en serie con el inductor y el capacitor. El capacitor variable C_1 se emplea para seleccionar una estación. En resonancia, el voltaje a través del capacitor se eleva por un factor igual al Q_1 del circuito sintonizado. El aumento del voltaje en resonancia es una forma de amplificación. Esta señal de voltaje mayor se aplica al diodo. El detector de diodo, D_1 , y su filtro, C_2 , recuperan la información moduladora original, que causa flujo de corriente en los audífonos. Estos audífonos sirven como resistencia de carga y el capacitor C_2 remueve la portadora. El resultado es un receptor de radio sencillo, con recepción muy débil porque no se proporciona ninguna amplificación activa. Por lo común se utiliza un diodo de germanio, debido a que su umbral de voltaje es menor que el de un diodo de silicio y permite la recepción de señales más débiles. Los receptores de radio con cristal se construyen con facilidad, para recibir estaciones estándar de radiodifusión de AM.

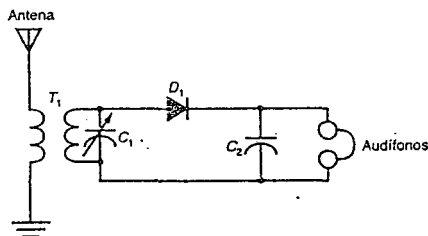


FIGURA 4-23 Receptor de radio con cristal.

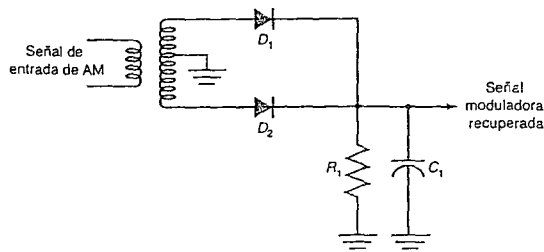


FIGURA 4-24 Detector de diodo de onda completa.

DETECTOR DE DIODO DE ONDA COMPLETA

El rendimiento de un detector de diodo básico puede mejorarse si se utiliza un circuito de rectificador de onda completa como muestra la figura 4-24. Aquí, dos diodos y un secundario con derivación al centro en el transformador de RF se emplean para formar un circuito rectificador de onda completa estándar. Con este arreglo, el diodo D_1 conduce en los semiciclos positivos y D_2 conduce en los semiciclos negativos. Este detector de diodo produce un voltaje promedio de salida más alta, la cual es más fácil de filtrar. El rizo es del doble de la frecuencia de la portadora. El valor del capacitor necesario para remover la portadora puede ser de la mitad del capacitor utilizado en un detector de diodo de media onda. El beneficio principal de este circuito es que las frecuencias moduladoras altas no son tan distorsionadas por el rizo o tan atenuadas por la acción del filtro como el circuito detector de media onda. Por lo tanto, la amplitud de salida es mayor y el filtrado no es tan crítico.

DETECTORES SÍNCRONOS

Los detectores *síncronos* utilizan en el receptor una señal de reloj interna en la frecuencia de la portadora para conmutar la señal de AM de apagado a encendido produciendo una rectificación similar a la del detector de diodo estándar (figura 4-25). La señal de AM se aplica a un interruptor en serie que es abierto y cerrado en sincronía con la señal de la portadora. Por lo general, el interruptor es un diodo o transistor que se pone en ENCENDIDO o APAGADO mediante una señal de reloj generada en forma interna, igual en frecuencia y fase que la señal de la portadora. El interruptor en la figura 4-25 está puesto en CERRADO por la señal de reloj durante el semiciclo positivo de la señal de AM que, por lo tanto, aparece a través del resistor de carga. Durante los semiciclos negativos de la señal de AM, el reloj pone el interruptor en ABIERTO de manera que ninguna señal llega a la carga o al capacitor del filtro. El capacitor filtra la portadora.

La figura 4-26 muestra un detector síncrono de onda completa. La señal de AM se aplica a ambos amplificadores, inversor y no inversor. La señal de portadora generada en forma interna opera dos interruptores A y B. El reloj pone A CERRADO y B ABIERTO o pone B CERRADO y A ABIERTO, arreglo que simula un interruptor electrónico de un polo dos tiros. Durante los semiciclos positivos de la señal de AM, el interruptor A alimenta la salida no invertida de los

¿SABÍA USTED?

Los detectores síncronos o detectores coherentes tienen menos distorsión y mejor relación de señal a ruido que los detectores de diodo estándar.

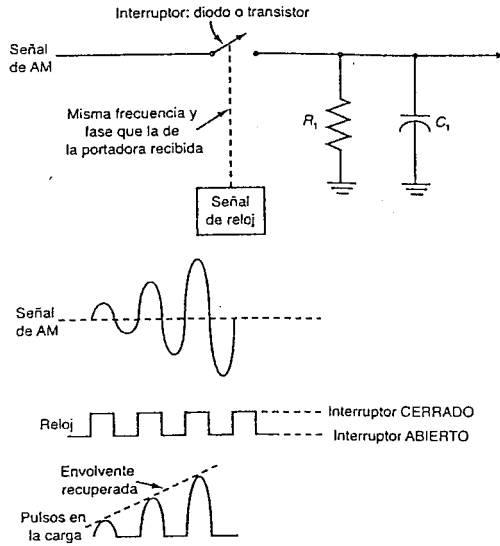


FIGURA 4-25 Concepto de un detector síncrono.

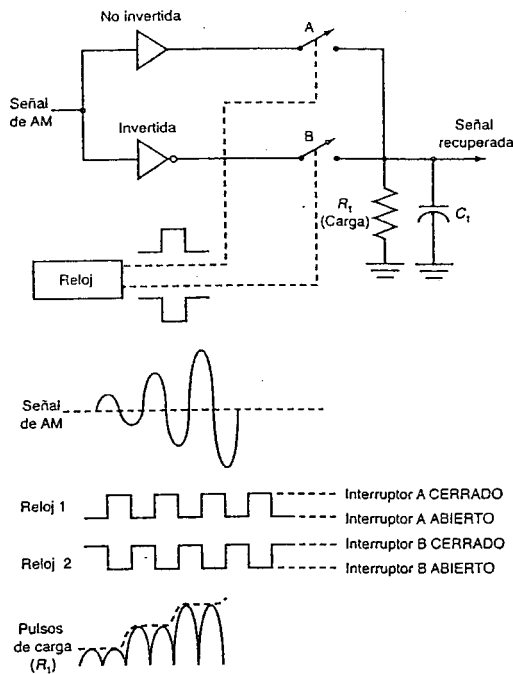


FIGURA 4-26 Detector síncrono de onda completa.

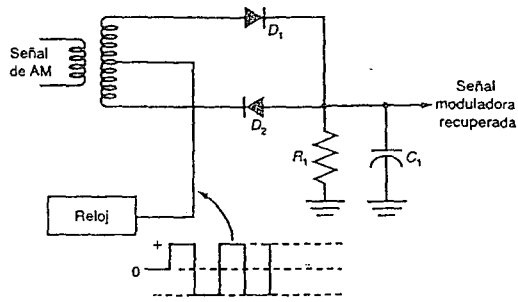


FIGURA 4-27 Detector síncrono práctico.

semiciclos positivos de AM a la carga, y durante los semiciclos negativos de la entrada, el interruptor B conecta la salida del inversor a la carga. Los semiciclos negativos son invertidos, se tornan en positivos y la señal aparece a través de la carga. La consecuencia es una rectificación de onda completa de la señal.

La clave para hacer funcionar al detector síncrono es asegurar que la señal que produce la acción de conmutación esté en fase con la portadora recibida de AM. Una señal generada en forma interna como señal de portadora, por ejemplo de un oscilador, no trabajaría. Aun cuando la señal de conmutación pudiera estar muy cerca de la de la portadora, no serían del todo iguales. Sin embargo, hay diferentes técnicas que se conocen en forma colectiva como *circuitos de recuperación de portadora*, que se pueden usar para generar una señal de conmutación que tenga la frecuencia correcta y relación de fase con la portadora.

La figura 4-27 muestra un detector síncrono práctico. Un transformador con derivación central proporciona las dos señales iguales pero invertidas; la señal de portadora se aplica a la derivación central. Observe que un diodo está conectado en sentido opuesto al que por lo regular tendría en un rectificador de onda completa. Estos diodos se usan como interruptores que se ABREN y CIERRAN por el reloj, que se utiliza como voltaje de polarización. La portadora por lo general es una onda cuadrada en vez de una onda senoidal. Si el reloj es positivo, D_1 está polarizado en directa. Actúa como un corto y conecta la señal de AM al resistor de carga; a través de la carga aparecen semiciclos positivos.

Cuando el reloj es negativo, D_2 está polarizado en directa. Durante este tiempo ocurren los pulsos negativos de la señal de AM, lo cual convierte en positiva la salida de la parte inferior del secundario. Con la conducción de D_2 , los semiciclos positivos pasan a la carga y el circuito produce una rectificación de onda completa. Como antes, el capacitor filtra la portadora a través de la carga, dejando la señal original moduladora a través de la carga.

El circuito que ilustra la figura 4-28 es una forma de introducir la portadora al detector síncrono. La señal de AM para demodularse se aplica a un filtro pasobanda muy selectivo, que recoge la portadora y suprime las bandas laterales; por lo tanto, remueve la mayoría de las variaciones de amplitud. Esta señal se amplifica y aplica a un recortador o limitador que elimina cualquier variación de amplitud remanente de la señal, y deja sólo a la portadora. Por lo común, el circuito recortador transforma la portadora senoidal en una onda cuadrada, la cual se amplifica y se convierte en la señal de reloj. En algunos detectores síncronos, la portadora recortada se pasa por otro filtro pasobanda para liberarse de todas las armónicas de la onda cuadrada y generar una portadora senoidal pura. Esta señal luego se amplifica y utiliza como el reloj. Se puede introducir un pequeño desfase para corregir cualquier diferencia de fase que pu-

SUGERENCIAS Y AYUDAS

Los circuitos demoduladores se pueden usar solos como receptores de radio sencillos.

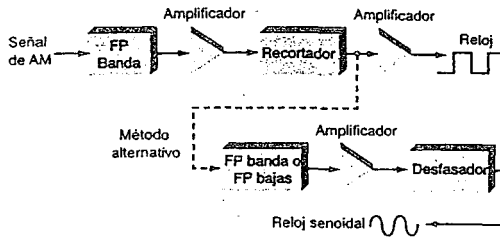


FIGURA 4-28 Circuito sencillo de recuperación de portadora.

diera ocurrir durante el proceso de recuperación de la portadora. La señal resultante es una portadora de casi la misma frecuencia y fase de la portadora original, ya que se deriva de ella. La salida de este circuito se aplica al detector síncrono. Algunos de estos detectores utilizan una malla de fase encadenada (PLL, *phase locked loop*) para generar el reloj, el cual queda enganchado a la portadora entrante.

A los detectores síncronos también se les llama *detectores coherentes* y en el pasado se conocieron como detectores homodinos. Su principal ventaja sobre los detectores de diodo es su menor distorsión y mejor relación de señal a ruido. También son menos propensos al *desvanecimiento selectivo*, fenómeno en el que la distorsión se debe al debilitamiento de una banda lateral en la portadora durante la transmisión.

4-4 MODULADORES BALANCEADOS

El *modulador balanceado* es un circuito que genera señal de DBL, suprime la portadora y deja en la salida sólo la suma y diferencia de las frecuencias. La salida de un modulador balanceado puede procesarse más adelante mediante filtros o circuitos de corrimiento de fase para eliminar una de las bandas laterales, resultando una señal de BLU.

MODULADORES DE CELOSÍA

Uno de los moduladores balanceados más populares y de mayor uso es el anillo de diodos o *modulador de celosía*, que ilustra la figura 4-29, que consta de un transformador de entrada, T_1 , un transformador de salida, T_2 , y cuatro diodos conectados en circuito puente. La señal de la portadora se aplica a las derivaciones centrales de los transformadores, y la señal moduladora se usa en la entrada del transformador T_1 . La salida aparece a través del secundario del transformador de salida, T_2 . Las conexiones de la figura 4-29a) son las mismas que las de la figura 4-29b), pero la operación del circuito tal vez se visualiza con más facilidad en la figura 4-29b).

La operación del modulador de celosía es bastante sencilla. La portadora senoidal, que por lo general es de frecuencia y amplitud mucho más altas que la señal moduladora, se utiliza como fuente de polarización en directa y en inversa de los diodos. La portadora conmuta los diodos a APAGADO y ENCENDIDO a velocidad muy alta, y los diodos actúan como interruptores que conectan la señal moduladora en el secundario de T_1 al primario de T_2 .



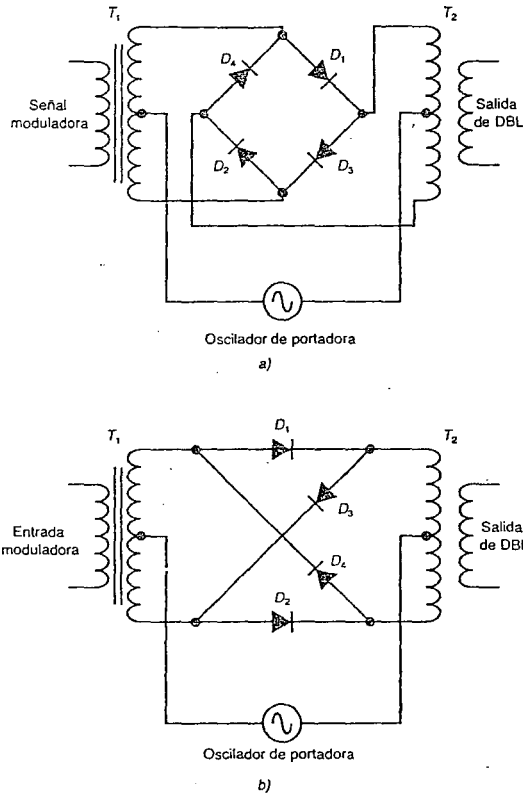


FIGURA 4-29 Modulador balanceado tipo celosía.

Las figuras 4-30 y 4-31 muestran cómo operan los moduladores de celosía. Suponga que la entrada moduladora es cero. Si la polaridad de la portadora es positiva, como muestra la figura 4-30a), D_1 y D_2 se polarizan en directa. En este momento D_3 y D_4 están polarizados en inversa comportándose como circuitos abiertos. Como se observa, la corriente se divide por igual en las porciones superior e inferior del devanado primario de T_2 . La corriente en la parte superior del devanado produce un campo magnético que es igual y opuesto al campo magnético que la corriente genera en la parte inferior del secundario. Los campos magnéticos, por lo tanto, se cancelan uno a otro. No se induce salida en el secundario y la portadora se suprime en forma efectiva.

Cuando la polaridad de la portadora se invierte, como muestra en figura 4-30b), D_1 y D_2 están polarizados en inversa y D_3 y D_4 conducen. Otra vez, la corriente fluye en el devanado secundario de T_1 y el devanado primario de T_2 . Las magnitudes iguales y opuestas de los campos magnéticos producidos en T_2 se cancelan una a otra. La portadora es balanceada de manera efectiva y la salida es cero. El grado de supresión de la portadora depende de la precisión con que se fabrican los transformadores y la localización de la derivación central: la meta es conseguir corrientes superior e inferior casi iguales y la cancelación perfecta de los cam-

pos magnéticos. El grado de atenuación de la portadora también depende de los diodos. La mayor supresión de la portadora ocurre cuando las características de los diodos se igualan de modo perfecto. Se puede conseguir la supresión de portadora de 40 dB con componentes bien balanceados.

Considere ahora que una onda senoidal de baja frecuencia se aplica al primario de T_1 como señal moduladora. Esta señal aparece a través del secundario de T_1 . Los interruptores de diodo conectan el secundario de T_1 con el primario de T_2 a diferentes tiempos, dependiendo de la polaridad de la portadora. Cuando dicha polaridad es como la que muestra la figura 4-30a), D_1 y D_2 conducen y actúan como interruptores cerrados. En este momento, D_3 y D_4 están polarizados en inversa y efectivamente no entran en el circuito. En consecuencia, la señal moduladora en el secundario de T_1 se aplica al primario de T_2 a través de D_1 y D_2 .

Si la polaridad de la portadora se invierte, D_1 y D_2 se cortan y D_3 y D_4 conducen. De nuevo, una porción de la señal moduladora en el secundario de T_1 se aplica al primario de T_2 , pero esta vez los hilos se han invertido en forma efectiva, dadas las conexiones de D_3 y D_4 . El resultado es una inversión de fase de 180° . Con esta conexión, si la señal moduladora es positiva, la salida será negativa y viceversa.

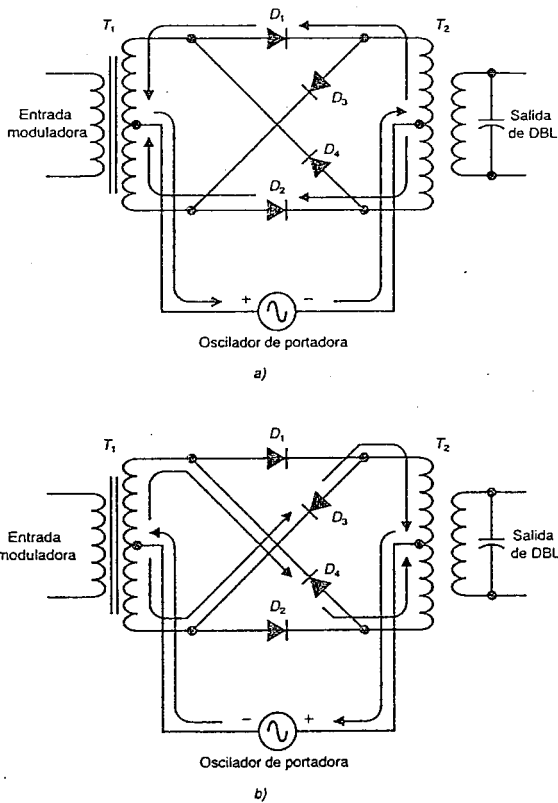


FIGURA. 4-30 Operación del modulador de celosía.

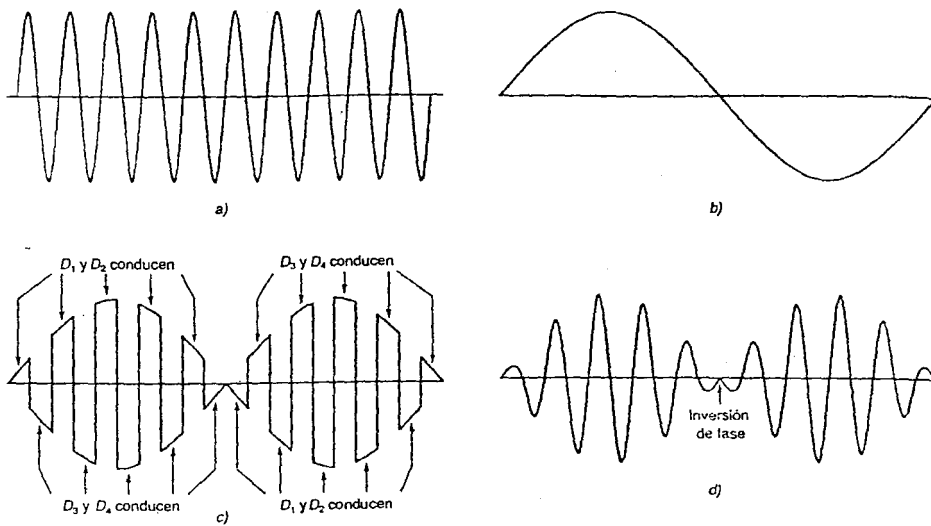


FIGURA 4-31 Formas de onda en el modulador balanceado tipo celosía: a) portadora, b) señal moduladora, c) señal de DBL primaria de T_2 , d) salida de DBL.

En la figura 4-31 la portadora opera en una frecuencia mucho mayor que la de la señal moduladora; por lo tanto, los diodos conmutan a APAGADO y ENCENDIDO con gran velocidad, permitiendo que porciones de la señal moduladora pasen por los diodos a diferentes tiempos. La señal de DBL que aparece a través del primario de T_2 se ilustra en la figura 4-31c). La pendiente de subida y bajada de la forma de onda se debe a la rápida conmutación de los diodos. Debido a la acción de conmutación, la forma de onda tiene armónicas de la portadora. Con frecuencia el secundario de T_2 , como se muestra, es un circuito resonante y, por lo tanto, el contenido de armónicas de alta frecuencia se filtra, dejando a la señal de DBL como muestra la figura 4-31d).

Hay algunas observaciones importantes acerca de esta señal. Primero, la forma de onda de salida se presenta en la frecuencia de la portadora. Esto es cierto no obstante que ésta se ha suprimido. Si se suman en forma algebraica dos ondas senoidales en las frecuencias de las bandas laterales, resulta una señal senoidal en la frecuencia de la portadora con la variación de amplitud que ilustran las figuras 4-31c) o 4-31d). Observe que la envolvente de la señal de salida no tiene la forma de la señal moduladora. También advierta la inversión de fase de la señal en el mismo centro de la forma de onda, lo cual indica con claridad que la señal que se está observando en realidad es una señal de DBL.

A pesar de que los moduladores de celosía se pueden construir con componentes discretos, por lo general se consiguen en un solo módulo que tiene transformadores y módulos en un paquete sellado. La unidad se puede utilizar como componente individual. Los transformadores se balancean con cuidado y se utilizan diodos portadores de alta energía para proporcionar un amplio intervalo de frecuencias de operación y una mejor supresión de portadora.

El modulador de celosía con diodo que describe la figura 4-30 utiliza un transformador con núcleo de hierro de baja frecuencia para la

¿SABÍA QUE?

En DBL y BLU la portadora que se suprimió en el transmisor de DBL y BLU debe reinsertarse en el receptor para recuperar la inteligencia.

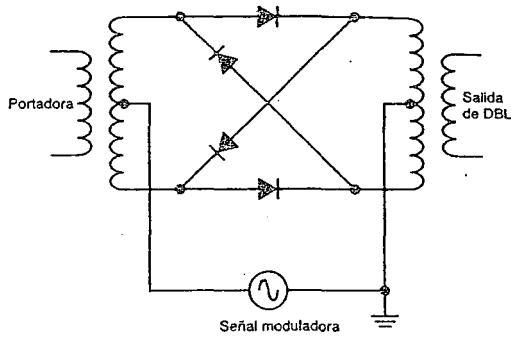


FIGURA. 4-32 Versión modificada del modulador de celosía que no requiere transformador con núcleo de hierro para la señal moduladora de baja frecuencia.

señal moduladora y un transformador de núcleo de aire para la salida de RF. Este arreglo es inconveniente porque el transformador de baja frecuencia es grande y caro. Por lo común se usan dos transformadores de RF, como muestra la figura 4-32, donde la señal moduladora se aplica a las derivaciones centrales de los transformadores de RF. La operación de este circuito es similar a la de los moduladores de celosía.

MODULADORES BALANCEADOS EN CIRCUITO INTEGRADO (CI)

Otro circuito demodulador balanceado que se utiliza mucho en amplificadores diferenciales. Un ejemplo típico es el popular modulador balanceado en CI 1496/1596 que muestra la figura 4-33, circuito que puede trabajar con frecuencias portadoras de hasta alrededor de 100 MHz, y alcanzar una supresión de portadora de 50 o 60 dB. El número de las terminales que se muestran en las entradas y salidas del CI son los correspondientes a un paquete estándar de dos en línea de 14 terminales (DIP) del CI. El dispositivo también se consigue en encapsulado de metal de 10 terminales.

En la figura 4-33, los transistores Q_7 y Q_8 son fuentes de corriente constante polarizadas por un solo resistor externo y la fuente negativa. Ellos proporcionan valores de corriente iguales a los dos amplificadores diferenciales. Un amplificador diferencial está formado por Q_1 , Q_2 , Q_3 y el otro por Q_4 , Q_5 y Q_6 . La señal moduladora se aplica a las bases de Q_3 y Q_6 . Estos transistores están conectados a los transistores de los pares diferenciales en las trayectorias de corriente, y varían la amplitud de la corriente de acuerdo con la señal moduladora. La corriente en Q_3 está desfasada 180° con la corriente en Q_6 y al tiempo que la corriente en Q_3 aumenta, la corriente a través de Q_6 disminuye y viceversa.

Los transistores del par diferencial Q_1 a Q_4 que controla la portadora, operan como interruptores. Si la entrada de portadora es tal que la terminal inferior de entrada es positiva con respecto a la terminal superior de entrada, Q_1 y Q_4 conducen y actúan como interruptores cerrados, y Q_2 y Q_3 están en corte. Cuando la polaridad de la señal de la portadora se invierte, Q_1 y Q_4 están en corte y Q_2 y Q_3 conducen, actuando como interruptores cerrados. Estos transistores del par diferencial, por lo tanto, hacen las mismas funciones de conmutación que los diodos en el circuito modulador de celosía ya descrito: conmutan la señal moduladora APAGADO y ENCENDIDO a la frecuencia de la portadora.

Suponga que una onda portadora de alta frecuencia se aplica a los transistores de conmutación, Q_1 y Q_4 , y que una onda senoidal de baja frecuencia se usa en la entrada de la señal

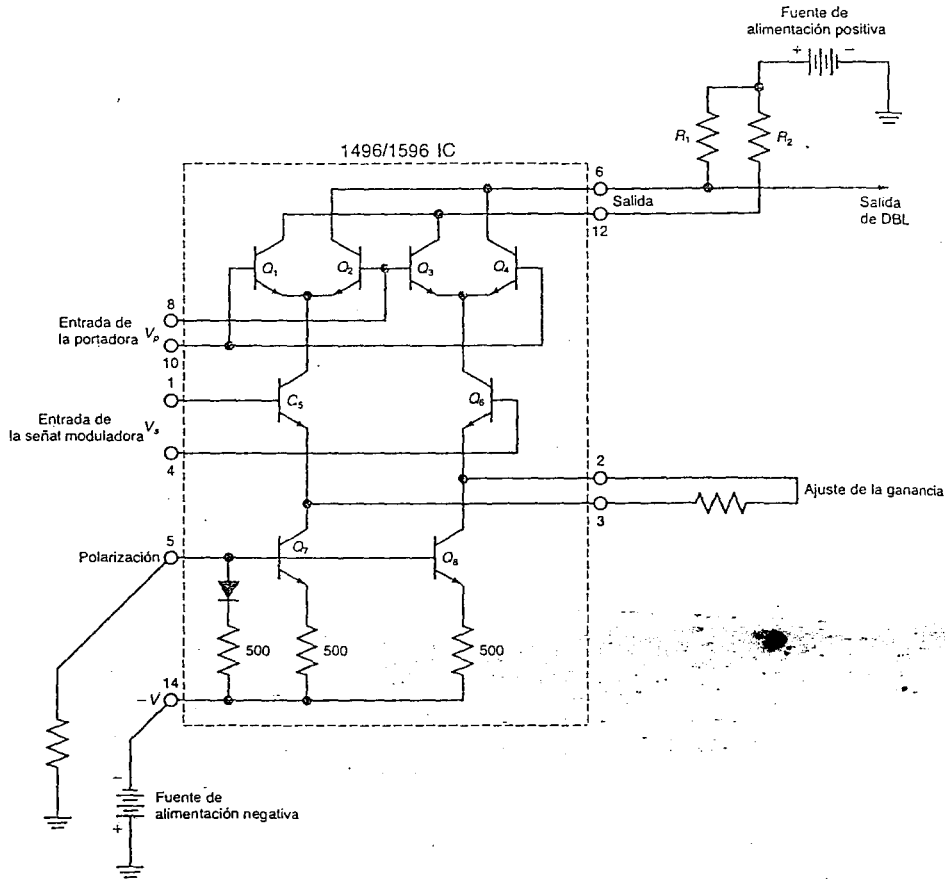


FIGURA 4-33 Moduladores balanceados en circuito integrado.

moduladora en Q_5 y Q_6 . Considere que la señal moduladora va en el sentido positivo, de manera que la corriente a través de Q_5 aumenta mientras que la corriente por Q_6 disminuye. En el momento que la polaridad de la portadora es positiva, Q_1 y Q_4 conducen y a medida que la corriente a través de Q_5 aumenta, la corriente por Q_1 y R_2 aumenta proporcionalmente; por lo tanto, el voltaje de salida en el colector de Q_4 aumenta. Cuando la polaridad de la portadora se invierte, Q_2 y Q_3 conducen. La corriente creciente de Q_5 se pasa por Q_2 y R_1 y, por consiguiente, el voltaje de salida empieza a decrecer. La disminución de corriente a través de Q_6 pasa ahora por Q_3 y R_2 , lo que incrementa el voltaje en la salida. La conmutación de la portadora, como ya se indicó, produce la clásica salida de DBL antes descrita (figura 4-31c). La señal en R_1 , es la misma que la señal en R_2 , pero las dos están desfasadas 180° .

La figura 4-34 muestra el 1496 conectado como modulador balanceado. Aquí los componentes adicionales se agregan al circuito en la figura 4-33 para proporcionar una entrada desbalanceada a la portadora, a las entradas de la señal moduladora y una forma para ajustar con finura el balance de la portadora. El potenciómetro conectado a las terminales 1 y 4 propor-

ciona el ajuste para una salida mínima de la portadora, compensa los desbalances menores en los circuitos internos del modulador balanceado y corrige las variaciones en tolerancia de los resistores, por lo que proporciona máxima supresión de la portadora. Esta supresión puede ajustarse a por lo menos 50 dB en la mayoría de las veces y hasta 65 dB a bajas frecuencias.

APLICACIONES PARA LOS CI 1496/1596. El CI 1496 es uno de los circuitos más versátiles disponible para aplicaciones en comunicaciones. Además de su uso como modulador balanceado, puede configurarse para funcionar como modulador de amplitud o como detector síncrono.

La figura 4-34 muestra al 1496 conectado como modulador de amplitud. Los resistores de 1 kΩ polarizan a los amplificadores diferenciales en su región lineal, de manera que amplifican a la portadora de entrada. La señal moduladora se aplica a los transistores con emisores en serie Q_5 y Q_6 . Se utiliza una red de ajuste, por medio de un potenciómetro de 50 kΩ, para controlar las señales moduladoras que se aplican a cada par interno de amplificadores diferenciales. Si el potenciómetro se coloca cerca del centro, la portadora pierde su balance y el circuito funciona como modulador balanceado. Cuando el potenciómetro se ajusta con precisión a la posición central, se suprime la portadora y la salida es AM de DBL.

SUGERENCIAS Y AYUDAS

El CI 1496 es uno de los circuitos más versátiles disponible para aplicaciones en comunicaciones. Además de su uso como modulador balanceado, puede configurarse para funcionar como modulador de amplitud, detector de producto o detector síncrono.

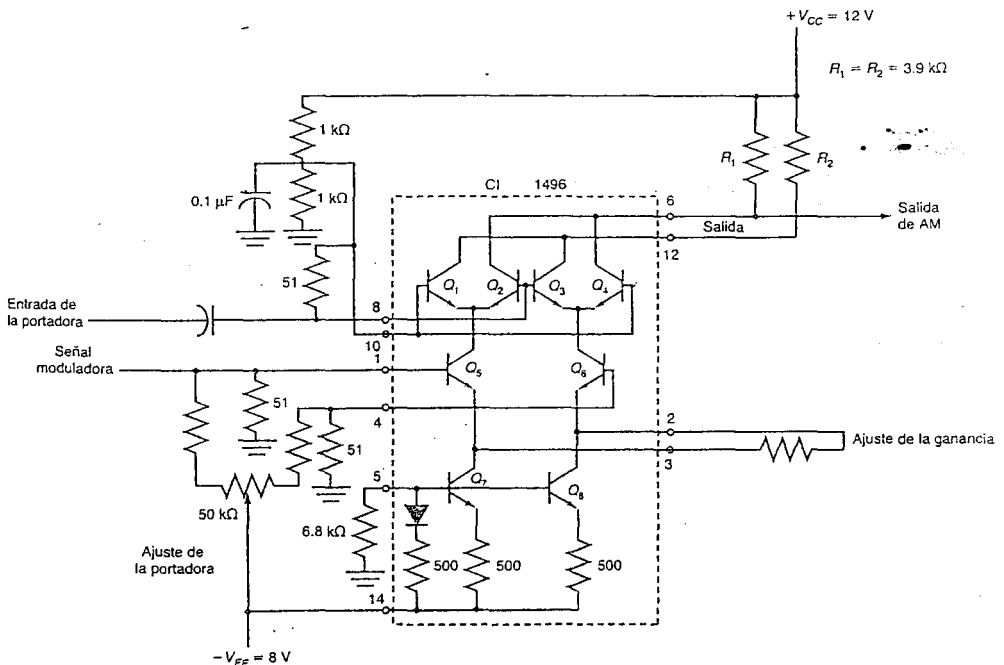


FIGURA 4-34 Modulador AM hecho con un CI 1496.

Si el potenciómetro se desplaza de un lado al otro, un par de amplificadores diferenciales recibe muy poco o nada de amplificación de la portadora y el otro par recibe toda o la mayoría de la portadora. Entonces el circuito se transforma en una versión del amplificador diferencial modulador que muestra la figura 4-13b). Este circuito trabaja bastante bien pero tiene impedancia de entrada muy baja. Las impedancias de las señales portadora y moduladora son iguales a los valores de 51Ω de los resistores de entrada, lo que implica que las fuentes de las señales portadora y moduladora deben venir de circuitos con impedancia de salida bajas, como los seguidores emisores o de las ampliaciones operacionales.

La figura 4-35 muestra al CI 1496 conectado como detector síncrono para AM. La señal de AM se aplica a los transistores con emisores en serie Q_5 y Q_6 y hace que varíen las corrientes de los emisores de los amplificadores diferenciales, que en este caso se usan como interruptores para poner la señal de AM en APAGADO y ENCENDIDO en el tiempo adecuado. La portadora debe estar en fase con la señal de AM.

En este circuito, la portadora puede extraerse de la misma señal de AM. De hecho, al conectar la señal de AM a ambas entradas funciona si la señal de AM es suficientemente alta en amplitud. De ser así, la señal de AM lleva a los transistores de los amplificadores diferenciales, Q_1 a Q_4 , a corte y saturación, por lo que remueve cualquiera de las variaciones de amplitud. Como la portadora se obtiene de la señal de AM, está en fase perfecta para proporcionar demodulación de alta calidad. Las variaciones de la portadora se filtran de la salida por un filtro RC pasabajas y deja la señal de inteligencia recuperada.

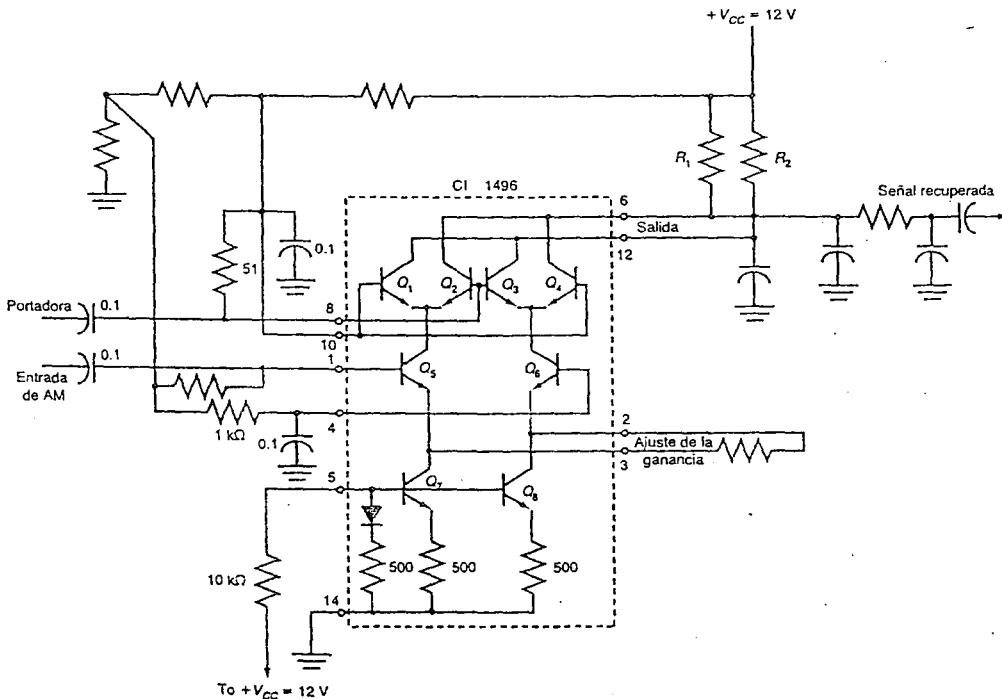


FIGURA 4-35 Detector síncrono para AM utilizando un CI 1496.

MULTIPLICADORES ANALÓGICOS. Otro tipo de CI que puede utilizarse como modulador balanceado es el *multiplicador analógico*. Éstos a menudo se usan para generar señales de DBL. La diferencia principal entre el modulador balanceado en CI y el multiplicador analógico es que el modulador balanceado es un circuito de conmutación. La portadora, que puede ser una onda rectangular, hace que los transistores del amplificador diferencial se pongan en APAGADO o en ENCENDIDO para conmutar a la señal moduladora. El multiplicador analógico usa amplificadores diferenciales, pero éstos operan en el modo lineal. La portadora debe ser una onda senoidal, y el multiplicador analógico genera el producto real de dos entradas analógicas.

4-5 CIRCUITOS DE BLU

GENERACIÓN DE SEÑALES DE BLU: MÉTODO DEL FILTRO

El método más sencillo y, por lo general de mayor uso para generar señales de BLU, es el método del filtro. La figura 4-36 muestra el diagrama general en bloques de un transmisor de BLU que emplea dicho procedimiento. La señal moduladora, por lo común la voz de un micrófono, se aplica al amplificador de audio cuya salida se alimenta a la entrada de un modulador balanceado. Un oscilador con cristal proporciona la señal portadora, que también se aplica al modulador balanceado. La salida del modulador balanceado es una señal de DBL, que se produce al pasar la señal de DBL a través de un filtro pasobanda de alta selectividad, el cual selecciona la banda lateral superior o la banda inferior.

El principal requerimiento del filtro es, por supuesto, que sólo pase la banda lateral deseada. Los filtros se diseñan con frecuencia con un ancho de banda de alrededor de 2.5 a 3 kHz, lo cual los hace lo bastante amplios para pasar frecuencias de voz estándar. Los lados de la curva de respuesta del filtro son de gran pendiente, y proporcionan excelente selectividad. Los filtros son dispositivos con ajuste de frecuencia fijo; esto es, las frecuencias que pueden pasar no son alterables. Por lo tanto, el oscilador de la frecuencia portadora debe escogerse de manera que las bandas laterales caigan dentro del ancho de banda del filtro. Muchos filtros co-

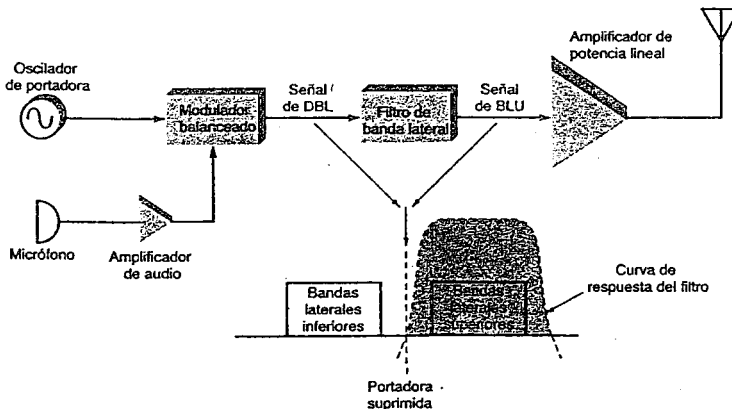


FIGURA 4-36 Transmisor de BLU al utilizar el método del filtro.

mercias disponibles están sintonizados a 455 kHz, 3.35 MHz o 9 MHz en su intervalo de frecuencias, no obstante se también usan otras frecuencias.

Con el método del filtro es necesario seleccionar la banda lateral superior o la inferior. Como la información es la misma en ambas bandas laterales, por lo general no hay diferencia sobre la que se escoja, considerando siempre que el receptor y el transmisor usan la misma banda. Sin embargo, la elección de la banda lateral superior o inferior como estándar varía de servicio a servicio, y es necesario saber cuál se ha usado para recibir propiamente la señal de BLU.

Hay dos métodos de selección de la banda lateral. Muchos transmisores sólo tienen dos filtros, uno que pasa la banda lateral inferior, y utiliza un interruptor para seleccionar la banda deseada (figura 4-37a). Un método alternativo es proporcionar dos frecuencias para el oscilador de la portadora. Dos cristales cambian la frecuencia del oscilador de la portadora para forzar ya sea la banda lateral superior o a la inferior para que aparezcan en el filtro pasobanda (figura 4-37b). Como ejemplo, suponga que el filtro pasobanda se ajusta a 1 000 kHz y la señal moduladora, f_m , es de 2 kHz. El modulador balanceado genera la suma y diferencia de las frecuencias; por lo tanto, la frecuencia de la portadora, f_p , deberá elegirse de manera que la BLS o la BLI estén en 1 000 kHz. Las salidas del modulador balanceado son $BLS = f_p + f_m$ y $BLI = f_p - f_m$.

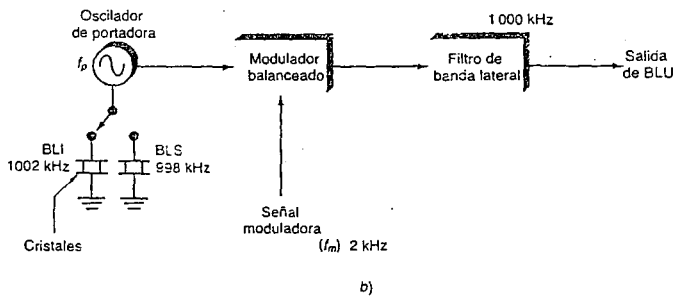
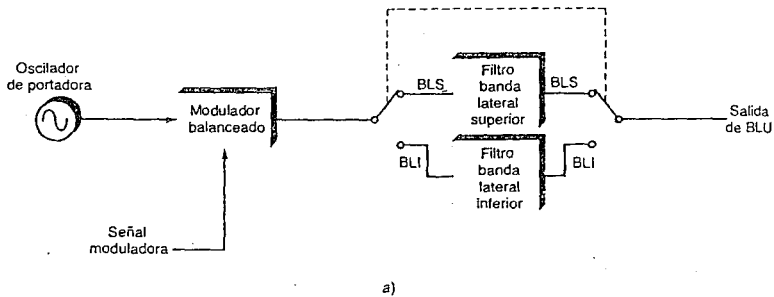


FIGURA 4-37 Métodos de selección de la banda lateral superior o inferior: a) dos filtros, b) dos frecuencias portadoras.

Para fijar la BLS en 1 000 kHz, la portadora debe ser $f_p + f_m = 1\,000$, $f_p + 2 = 1\,000$, y $f_p = 1\,000 - 2 = 998$ kHz. Para fijar la BLI en 1 000 kHz, la portadora debe ser $f_p - f_m = 1\,000$, $f_p - 2 = 1\,000$ y $f_p = 1\,000 + 2 = 1\,002$ kHz.

Los filtros de cristal, que son bajos en costo y sencillos en su diseño, son con mucho los filtros que más se utilizan en transmisores de BLU. Su muy alto Q proporciona una selectividad buena en extremo. Los filtros de cerámica se usan en algunos diseños. Como frecuencias típicas centrales se tienen 455 kHz y 10.7 MHz.

Los filtros mecánicos también se emplean en equipo para generar BLU. Estos filtros son pequeños discos metálicos acoplados mediante barras para formar un ensamble que vibra o resuena dentro de un estrecho intervalo de frecuencias. El diámetro y espesor de los discos determinan la frecuencia de resonancia, mientras que el número de discos y su espaciado establece el ancho de banda. La señal de ca a filtrarse se aplica a una bobina que crea un campo magnético que trabaja contra un imán permanente, para producir movimiento mecánico en los discos. Si la señal de entrada se encuentra dentro del ancho de banda del intervalo de resonancia de los discos, éstos vibran libremente. Esta vibración se acopla de modo mecánico a una bobina. La bobina móvil corta el campo del imán permanente, induciendo en ella voltaje, que es la señal de salida. Si la señal de entrada está fuera del intervalo de la frecuencia de resonancia de los discos, éstos no vibrarán y se producirá poco o nada de salida. Estos ensambles mecánicos son filtros pasobanda muy efectivos. La mayoría se diseñan para operar en el intervalo de 50 a 500 kHz. Por lo común se utiliza un filtro mecánico de 455 kHz.

Ejemplo 4-2

Un transmisor de BLU que utiliza el método del filtro de la figura 4-36, opera en una frecuencia de 4.2 MHz. El intervalo de voz es de 300 a 3 400 Hz.

- a) Calcular los intervalos de frecuencia de las bandas laterales superior e inferior.

Banda lateral superior

$$\text{Límite inferior } f_{LI} = f_p + 300 = 4\,200\,000 + 300 = 4\,200\,300 \text{ Hz}$$

$$\text{Límite superior } f_{LS} = f_p + 3\,400 = 4\,200\,000 + 3\,400 = 4\,203\,400 \text{ Hz}$$

$$\text{Intervalo de frecuencias de la BLS} = 4\,200\,300 \text{ a } 4\,203\,400 \text{ Hz}$$

Banda lateral inferior

$$\text{Límite inferior } f_{LI} = f_p - 300 = 4\,200\,000 - 300 = 4\,199\,700 \text{ Hz}$$

$$\text{Límite superior } f_{LS} = f_p - 3\,400 = 4\,200\,000 - 3\,400 = 4\,196\,600 \text{ Hz}$$

$$\text{Intervalo de frecuencias de la BLI} = 4\,196\,000 \text{ a } 4\,199\,700 \text{ Hz}$$

- b) ¿Cuál deberá ser la frecuencia central aproximada de un filtro pasobanda para seleccionar la banda lateral inferior? La ecuación para la frecuencia central de la banda lateral inferior, f_{BLI} es

$$f_{BLI} = \sqrt{f_{LI} f_{LS}} = \sqrt{4\,199\,700 \times 4\,196\,600} = 4\,198\,149.7 \text{ Hz}$$

Una aproximación es:

$$f_{BLI} = \frac{f_{LI} + f_{LS}}{2} = \frac{4\,199\,700 + 4\,196\,600}{2} = 4\,198\,150 \text{ Hz}$$

NOTA HISTÓRICA

La Comisión Federal de Comunicaciones (FCC) se formó en 1934 para regular las comunicaciones entre estados y al exterior. Una de sus funciones principales es la atribución de bandas de frecuencias y fijar limitaciones sobre la potencia o de transmisión para diferentes tipos de operación en radio y televisión. La FCC también monitorea las transmisiones para detectar operaciones no autorizadas y violaciones técnicas. Además de las estaciones de televisión y radio, la FCC da licencia a alrededor de 50 millones de transmisores operados por individuos, negocios, embarcaciones y aviones, servicios de emergencia y sistemas telefónicos. La política de la FCC la fijan cinco comisionados nombrados por el presidente por periodos de 5 años. (*World Book*, vol. 7, 1995, p. 63.)

CREACIÓN DE SEÑALES DE BLU: DESFASADORES

La generación de BLU, si se utiliza el método de los desfasadores, emplea una técnica de corrimiento de fase que cancela una de las bandas laterales. La figura 4-38 muestra un diagrama en bloques de un generador de BLU que utiliza el método de desfasadores. Este usa dos moduladores balanceados, que eliminan del todo a la portadora. El oscilador de portadora se aplica en forma directa al modulador balanceado superior junto con la señal moduladora de audio. La portadora y la señal moduladora son luego desfasadas 90° y se aplican al segundo modula-

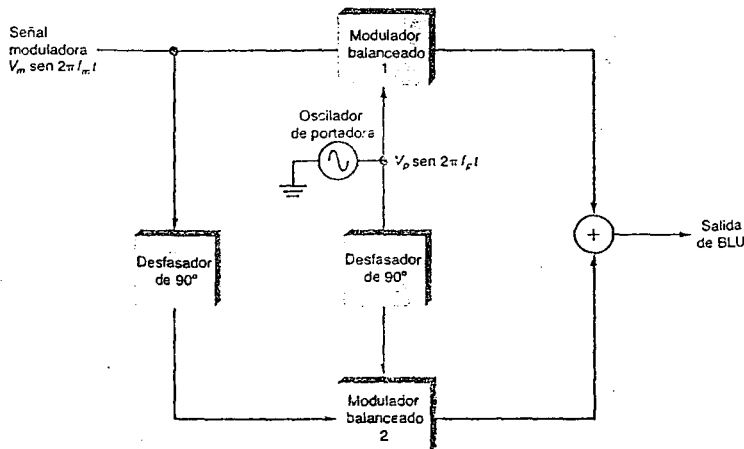


FIGURA 4-38 Generador de BLU al utilizar el método de desfasadores.

dor balanceado inferior. La acción de corrimiento de fase provoca que una de las bandas laterales se cancele cuando las salidas de los dos moduladores balanceados se suman para producir la salida.

La señal portadora es $V_p \text{ sen } 2\pi f_p t$, la señal moduladora, es $V_m \text{ sen } 2\pi f_m t$. El modulador balanceado genera el producto de estas dos señales: $(V_m \text{ sen } 2\pi f_m t)(V_p \text{ sen } 2\pi f_p t)$. Al aplicar una identidad trigonométrica común

$$\text{sen } A \text{ sen } B = 0.5[\cos(A - B) - \cos(A + B)]$$

tenemos

$$(V_m \text{ sen } 2\pi f_m t)(V_p \text{ sen } 2\pi f_p t) = 0.5V_m V_p [\cos(2\pi f_p - 2\pi f_m)t - \cos(2\pi f_p + 2\pi f_m)t]$$

Observe que éstos son la suma y diferencia de frecuencias o las bandas laterales superior e inferior.

Debe recordarse que una onda coseno es sólo una onda senoidal desfasada 90° ; esto es, tiene casi la misma forma que una onda senoidal, pero ocurre 90° antes en tiempo. Una onda coseno precede a una onda senoidal por 90° y una onda senoidal va atrasada de una onda coseno por 90° .

Los desfasadores de 90° de la figura 4-38 crean ondas coseno de las señales portadora y moduladora, las cuales se multiplican en el modulador balanceado 2 para producir $(V_m \cos 2\pi f_m t) \times (V_p \cos 2\pi f_p t)$. Al aplicar otra identidad trigonométrica común,

$$\cos A \cos B = 0.5[\cos(A - B) + \cos(A + B)]$$

se tiene

$$(V_m \cos 2\pi f_m t)(V_p \cos 2\pi f_p t) = 0.5V_m V_p [\cos(2\pi f_p - 2\pi f_m)t + \cos(2\pi f_p + 2\pi f_m)t]$$

Al sumar estas dos expresiones, la suma de las frecuencias se cancela mientras que la diferencia de las mismas se suma, y sólo se produce la banda lateral inferior, $\cos[2\pi f_p - 2\pi f_m)t]$.

CORRIMIENTO DE FASE DE LA PORTADORA. Por lo general, un desfasador es una red RC que origina que la salida se adelante o atrase 90° de la señal de entrada. Se han desarrollado diferentes tipos para producir este corrimiento de fase. La figura 4-39 muestra un desfasador sencillo de RF que consta dos secciones RC , cada una de las cuales produce un corrimiento de fase de 45° . La sección compuesta por R_1 y C_1 produce una salida atrasada 45° con respecto a la entrada, en tanto que la sección compuesta por R_2 y C_2 origina una salida atrasada 45° con respecto a la entrada. La sección compuesta por R_2 y C_2 produce un corrimiento de la fase, que adelanta 45° a la entrada. El corrimiento total de fase entre las dos salidas es de 90° . Una salida va al modulador balanceado 1 y la otra al modulador balanceado 2.

Puesto que un generador de BLU del tipo desfasador puede construirse con moduladores balanceados en CI como el 1496, y ya que éstos se pueden alimentar con una señal de frecuencia portadora de onda cuadrada, puede utilizarse un desfasador digital para proporcionar las dos señales portadoras desfasadas 90° . La figura 4-40 muestra dos flip-flop tipo D conectados como registro de corrimiento sencillo con realimentación de la salida complementaria del flip-flop B a la entrada D del flip-flop A. También podrían usarse flip-flop JK. Se supone que los flip-flop disparan o cambian de estado en el flanco de bajada de la señal de reloj. Éste se fija a una frecuencia exactamente cuatro veces mayor que la frecuencia de la portadora. Con este arreglo, cada

SUGERENCIAS Y AYUDAS

Al utilizar el método del filtro para producir señales de BLU, se escoge la banda lateral superior o la inferior. La elección de cada banda varía de servicio en servicio y debe conocerse para recibir en forma adecuada la señal de BLU.

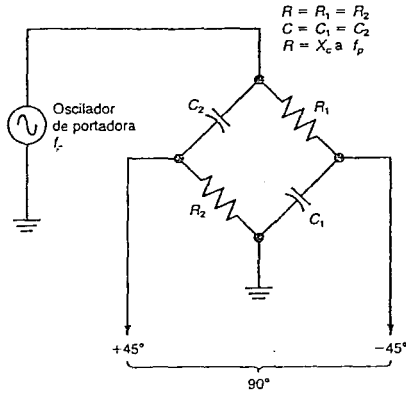


FIGURA 4-39 Desfasador de 90° de una sola frecuencia.

flip-flop produce una onda cuadrada en la frecuencia de la portadora con 50% de relación de trabajo y las dos señales están desfasadas 90° una a otra. Estas señales alimentan a los interruptores de los amplificadores diferenciales en los moduladores balanceados del 1496, y esta relación de fase se mantiene sin importar la frecuencia del reloj o de la portadora. Los flip-flop TTL pueden utilizarse en frecuencias de hasta 50 MHz. Para frecuencias más altas, mayores que 100 MHz, se pueden emplear flip-flop lógicos acoplados en emisor (ECL, *emitter coupled logic*).

DESFAZADORES DE AUDIO. La parte más difícil para crear un generador de BLU al utilizar el método de desfasadores, es diseñar un circuito que mantenga un desfase constante de 90° dentro de un amplio intervalo de frecuencias moduladoras de audio. (Tenga en cuenta que un co-

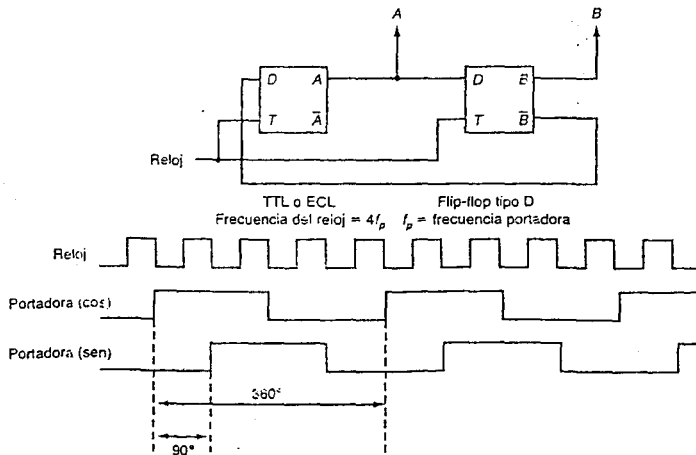
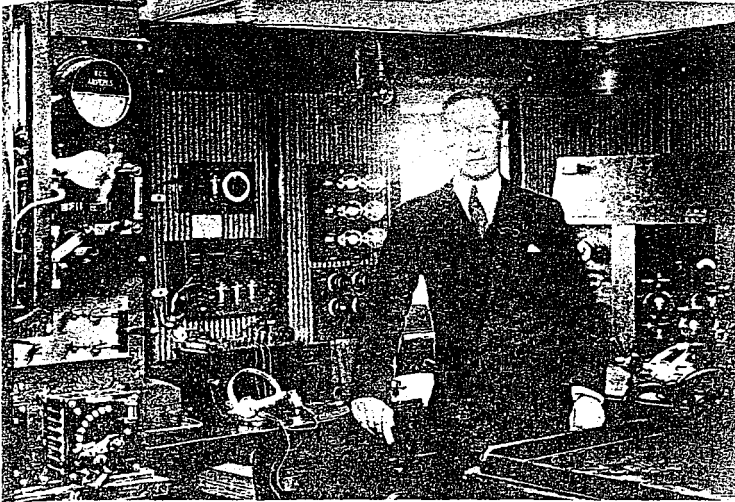


FIGURA 4-40 Desfasador digital.



Guglielmo Marconi (1874-1937), físico e inventor nacido en Italia, presentó su famosa patente núm. 7777 para mejorar la telegrafía inalámbrica en 1900. Recibió el Premio Nobel en física en 1909. Envío el primer mensaje de radio desde Inglaterra hasta Australia en 1918.

rimiento de fase es sencillamente un corrimiento en tiempo entre ondas senoidales de la misma frecuencia.) Una red RC produce un valor específico de corrimiento de fase a sólo una frecuencia porque la reactancia capacitiva varía con la frecuencia. Sin embargo, la señal moduladora por lo general es una banda de frecuencia, en general en el intervalo de audio de 300 a 3 000 Hz.

Uno de los circuitos más comunes para producir un desfaseamiento de 90° dentro de una banda amplia se muestra en la figura 4-41. La diferencia de fase entre la salida del modulador 1 y la salida del modulador 2 es $90^\circ \pm 1.5^\circ$ dentro del intervalo de 300 a 3 000 Hz. Los valores del resistor y el capacitor deben seleccionarse con cuidado para asegurar la precisión del desfaseamiento, ya que las imprecisiones provocan una cancelación incompleta de la banda lateral no deseada.

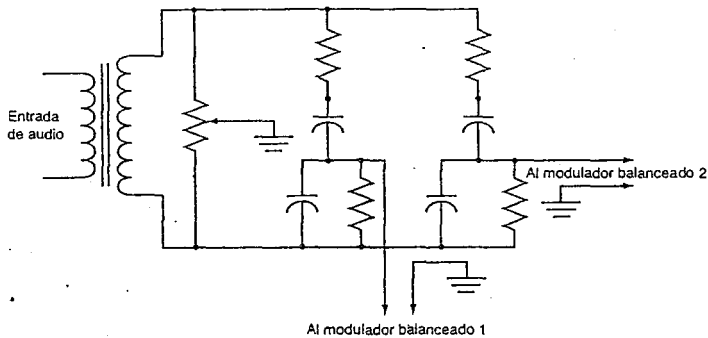


FIGURA 4-41 Desfasador que produce un corrimiento de 90° dentro del intervalo de 300 a 3 000 Hz.

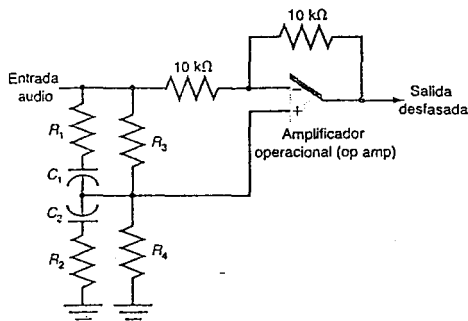


FIGURA 4-42 Desfasador activo.

La figura 4-42 muestra un desfasador de audio de banda amplia que utiliza un amplificador opcional en arreglo de filtro activo. La selección cuidadosa de los componentes asegurará que el corrimiento de fase de la salida será cercana a 90° dentro del intervalo de frecuencias de audio de 300 a 3 000 Hz. Se puede obtener mayor precisión del corrimiento de fase al utilizar etapas múltiples, con valores diferentes de los componentes en cada etapa y, por lo tanto, un valor distinto del corrimiento de fase. Los corrimientos de fase en las etapas múltiples producirán un desfásamiento total de 90° .

El método de desfásamiento se puede utilizar para seleccionar la banda superior o la inferior, lo cual se hace al cambiar el corrimiento de fase de la señal de audio o de la portadora a las entradas de los moduladores balanceados. Por ejemplo, al aplicar la señal directa de audio al modulador balanceado 2 (figura 4-38) y la señal desfasada 90° al modulador balanceado 1, se seleccionará la banda lateral superior en lugar de la banda lateral inferior. También puede conmutarse la relación de fase de la portadora para realizar este cambio.

La salida del generador de desfásamiento es una señal de BLU de bajo nivel. El grado de supresión de la portadora depende de la configuración y precisión del modulador balanceado, y la precisión del corrimiento de fase determina el grado de supresión de la banda lateral no deseada. El diseño de los generadores de BLU mediante el método de desfásadores es difícil si se quiere la eliminación completa de la banda lateral no deseada. Luego se aplica la salida de BLU a amplificadores lineales de RF, donde se incrementa su potencia antes de ser aplicada a la antena de transmisión.

DEMODULACIÓN DE DBL Y BLU

Para recuperar la señal de inteligencia en una señal de DBL o de BLU, debe reinsertarse la portadora ausente en el receptor. Suponga, por ejemplo, que un tono senoidal de 3 kHz se transmite modulando a una portadora de 1 000 kHz. Con transmisión de BLU de banda lateral superior, la señal transmitida es $1\,000 + 3 = 1\,003$ kHz. Ahora, en el receptor la señal de BLU (los 1 003 kHz BLS) se utiliza para modular una portadora de 1 000 kHz (figura 4-43a). Si se emplea un modulador balanceado, se suprime la portadora de 1 000 kHz, pero se generan las señales de suma y diferencia. El modulador balanceado también se llama *detector de producto*, porque se usa para recuperar la señal moduladora en vez de generar una portadora que la transmitirá. Las frecuencias de suma y diferencia producidas son

Suma	$1\,003 + 1\,000 = 2\,003$ kHz
Diferencia	$1\,003 - 1\,000 = 3$ kHz

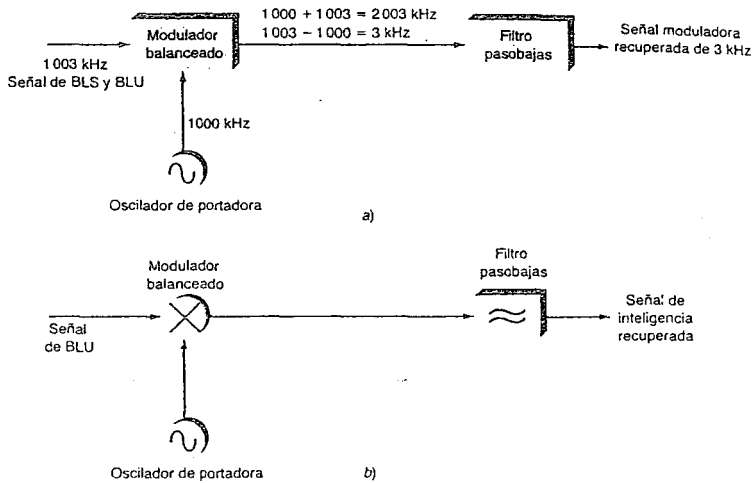


FIGURA 4-43 Modulador balanceado como detector de producto para demodular una señal de BLU.

La diferencia es, por supuesto, la señal de inteligencia original o señal moduladora. La suma, los 2 003 kHz, no tiene significado o importancia. Como las dos frecuencias de salida del modulador balanceado están tan alejadas, la frecuencia mayor no deseada se elimina con facilidad con un filtro pasabajos que guarda la señal de 3 kHz, pero suprime todo lo que está arriba de ésta.

Cualquier modulador balanceado puede utilizarse como detector de producto para demodular señales de BLU. Muchos detectores especiales de producto se han desarrollado a través de los años. Los moduladores de celosía o CI como el 1496, son buenos detectores de producto. Todo lo que debe hacerse es conectar en la salida un filtro pasabajos para deshacerse de la señal de alta frecuencia no deseada, mientras se deja pasar a la señal de diferencia deseada. La figura 4-42b) muestra una amplia aceptación convencional para representar los circuitos de moduladores balanceados. Observe los símbolos especiales que se utilizan para el modulador balanceado y para el filtro pasabajos.

Las personas disfrutan ahora una variedad de "equipos portátiles de audio" para escuchar sus casetes y programas de radio en AM y FM.



RESUMEN

Cierto tipo de circuito de AM hace variar la ganancia del amplificador o la atenuación de un divisor de voltaje de acuerdo con la señal moduladora más 1. Otro aplica el producto de las señales de portadora y moduladora a un componente o circuito no lineal. Para producir una onda de AM, puede usarse un circuito sintonizado paralelo en resonancia con la frecuencia de la portadora, con un ancho de banda lo bastante amplio como para filtrar la señal moduladora, así como la segunda armónica y otras mayores de la portadora.

La señal de AM de bajo nivel la pueden producir infinidad de circuitos. En la modulación de alto nivel, el modulador varía el voltaje y la potencia en el amplificador de RF del transmisor.

Los circuitos demoduladores aceptan una señal modulada y recuperan la información

original de la señal moduladora. El comportamiento del detector básico de diodo puede mejorarse con un circuito rectificador de onda completa. Los detectores síncronos emplean la señal de un reloj interno para interrumpir la señal de AM, lo que produce rectificación.

Un modulador balanceado es un circuito que genera señal de DBL. El modulador de celosía o anillo de diodos es un modulador balanceado que se utiliza bastante.

Los filtros que se emplean para generar señales de BLU deben tener selectividad muy alta. Se usan tanto los filtros con cristal como los mecánicos.

Los detectores de producto, circuitos para demodular o detectar señales de DBL o de BLU, generan el producto matemático de señales de BLU y de portadora

- 5.
- 6.
- 7.
- 8.
- 9.
- 10.
- 11.
- 12.
- 13.
- 14.
- 15.
- 16.
- 17.
- 18.
- 19.
- 20.
- 21.

R
E
S
U
M
E
N

TÉRMINOS CLAVE

AM de alto nivel	Circuitos 1496/1596.	Modulador con
AM de bajo nivel	Demodulador (detector)	amplificador operacional
Amplificador diferencial modulador	Desfasador de audio	Modulador con diodo PIN
Amplificador operacional de transconductancia (OTA)	Desfasador de portadora	Modulador con FET
Amplificador operacional programable	Detección síncrona	Modulador de celosía
Anillo de diodos (modulador de celosía)	Detector de diodos, de onda completa	Modulador en colector
Circuito de BLU	Detector de producto	Modulador en serie
	Doble banda lateral (DBL)	Modulador por transistor
	Índice de modulación, m	Multiplicador analógico
	Modulador balanceado	Productos de intermodulación
	Modulador balanceado en CI	Radio con cristal

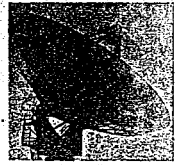
- 1.
- 2.
- 3.

PREGUNTAS

1. ¿Qué operación matemática realiza un modulador de amplitud?
2. ¿De qué tipo debe ser la curva de respuesta del dispositivo que produce modulación de amplitud?
3. Describa las dos formas básicas en que los circuitos de modulación de amplitud generan AM.
4. ¿Qué tipo de dispositivo semiconductor genera una respuesta casi perfecta de ley cuadrática?

- 1.
- 2.
- 3.

REPASO



5. ¿Cuáles son las cuatro señales y frecuencias que aparecen en la salida de un modulador de diodos de bajo nivel?
6. ¿A qué componente se asemeja un diodo PIN cuando se utiliza en un modulador de AM?
7. Mencione la principal aplicación de los diodos PIN como moduladores de amplitud.
8. ¿Qué tipo de amplificador debe usarse para incrementar la potencia de una señal de bajo nivel de AM?
9. ¿Cómo trabaja un amplificador diferencial modulador?
10. ¿En qué etapa de un transmisor se conecta el modulador en un transmisor de AM de alto nivel?
11. ¿Cuál es la forma sencilla y más común para demodular una señal de AM?
12. ¿Cuál es el valor más crítico de un componente en un circuito detector de diodo? Explique.
13. ¿Cuáles son las ventajas de un detector de diodo de onda completa sobre un detector de diodo de media onda?
14. ¿Cuál es el componente básico en un detector síncrono? ¿Qué opera este componente?
15. ¿Qué señales genera un modulador balanceado? ¿Qué señales elimina?
16. ¿Qué tipo de modulador balanceado utiliza transformadores y diodos?
17. ¿Cuál es el filtro que más se utiliza en un generador de BLU tipo filtro?
18. ¿Cuál es la parte más difícil para producir BLU para señales de voz mediante los métodos de desfaseamiento?
19. ¿Qué tipo de modulador balanceado da la mayor supresión de la portadora?
20. ¿Cuál es el nombre que se emplea para demodular una señal de BLU?
21. ¿Qué señal debe estar presente en un demodulador de BLU además de la señal a detectarse?

PROBLEMAS

1. Un transmisor modulado en el colector tiene un voltaje de alimentación de 48 V y una corriente promedio de colector de 600 mA. ¿Cuál es la potencia de entrada al transmisor? ¿Qué tanta señal de potencia de la señal moduladora se necesita para producir 100% de modulación? ◀
2. Un generador de BLU tiene una portadora de 9 MHz y se utiliza para pasar frecuencias de voz en el intervalo de 300 a 3 300 Hz. Si selecciona la banda lateral inferior, ¿cuál es la frecuencia central aproximada del filtro necesario para pasar dicha banda?
3. Un modulador balanceado en CI 1496 tiene un nivel de entrada de portadora de 200 mV. Si la cantidad de supresión alcanzada es 60 dB, ¿cuál es el voltaje de la portadora que aparece en la salida? ◀

PREGUNTAS PARA REFLEXIONAR

1. Mencione las ventajas y desventajas relativas de los detectores síncronos contra otros tipos de demoduladores de amplitud.
2. ¿Podría utilizarse un modulador balanceado como detector síncrono? ¿Por qué o por qué no?
3. Una señal de BLU se genera al modular a una portadora de 5 MHz con un tono sencillo de 400 Hz. En el receptor la portadora se reinserta durante la demodulación, pero su frecuencia es 5.00015 MHz en vez de ser exactamente 5 MHz. ¿Cómo afecta esto a la señal recuperada? ¿Cómo sería afectada una señal de voz por una portadora que no es como la original?

CAPÍTULO 5

FUNDAMENTOS DE MODULACIÓN DE FRECUENCIA

C
A
P
Í
T
U
L
O

C
I
N
C
O

Objetivos

Al terminar este capítulo podrá:

- ◆ Comparar y contrastar la modulación de frecuencia y modulación de fase.
- ◆ Calcular el índice de modulación, dadas la desviación máxima y la frecuencia moduladora máxima y utilizar el índice de modulación y los coeficientes de Bessel para determinar el número significativo de bandas laterales de la señal de FM.
- ◆ Calcular el ancho de banda de una señal de FM mediante (1) el índice de modulación y las funciones de Bessel y (2) la regla de Carson y explicar el significado práctico de la diferencia entre los dos métodos.
- ◆ Explicar cómo se utiliza el pre-énfasis para resolver el problema de la interferencia de los componentes de alta frecuencia provocada por el ruido.
- ◆ Hacer una lista de las ventajas y desventajas de FM con respecto a AM.
- ◆ Dar las razones por las que la FM es superior en cuanto a inmunidad al ruido.

Una portadora senoidal se puede modificar para transmitir información de un sitio a otro variando su amplitud, frecuencia o corrimiento de fase. La ecuación básica de una onda senoidal es

$$v = V_p \text{ sen } (2\pi ft \pm \theta)$$

donde V_p = amplitud pico

f = frecuencia

θ = ángulo de fase

Al variar la amplitud de la señal de la portadora, de acuerdo con la señal de la inteligencia, se produce AM. Si en una portadora se imprime una señal de información que cambie su frecuencia, se produce FM. Se conoce como modulación de fase (PM, *phase modulation*) el cambio en la cantidad de corrimiento de fase de una portadora ocasionado por la impresión de la información en ella. En consecuencia, al variar el corrimiento de fase de una portadora también se produce FM y, por lo tanto, FM y PM están muy relacionadas. En conjunto se les conoce como *modulación angular*. Como la FM por lo general es superior en rendimiento a la AM, se utiliza con amplitud en muchas áreas de las comunicaciones electrónicas.

5-1 PRINCIPIOS BÁSICOS DE MODULACIÓN DE FRECUENCIA

En FM la amplitud de la portadora permanece constante mientras que la frecuencia de la portadora cambia por la acción de la señal moduladora. Como la amplitud de la señal de información varía, produce corrimientos proporcionales en la frecuencia de la portadora. A medida que se incrementa la amplitud de la señal moduladora, aumenta la frecuencia de la portadora. Si la amplitud de la primera decrece, también disminuye la frecuencia de la portadora. Asimismo puede implementarse la relación inversa. Una disminución de la amplitud de la señal moduladora aumenta la frecuencia de la portadora arriba de su valor central, mientras que un decremento en la amplitud de la moduladora disminuye la frecuencia de la portadora por abajo de su valor central. A medida que la señal moduladora varía su amplitud, la frecuencia de la portadora cambia arriba y abajo de su valor normal o de reposo cuando no hay modulación. El aumento que la señal moduladora produce en la frecuencia de la portadora se conoce como desviación de frecuencia, f_d . La desviación máxima de la frecuencia ocurre en los máximos de la amplitud de la señal moduladora.

La frecuencia de la señal moduladora determina la *relación de desviación de frecuencia*, o sea, cuántas veces por segundo la frecuencia de la portadora se desvía arriba y abajo de su frecuencia central. Si la señal moduladora es una onda senoidal de 500 Hz, la frecuencia de la portadora se desvía arriba y abajo de su frecuencia central 500 veces por segundo.

La figura 5-1(a) muestra una señal de FM. Por lo común la portadora es una onda senoidal (figura 5-1a), pero aquí se muestra como una onda triangular para simplificar la ilustración. Sin señal moduladora, la frecuencia de la portadora es una onda senoidal de amplitud constante en su frecuencia normal de reposo.

La señal moduladora de información (figura 1-5b) es una onda senoidal de frecuencia baja. Cuando la onda senoidal se hace positiva, la frecuencia de la portadora aumenta en forma proporcional. La frecuencia más alta ocurre en el pico de la amplitud de la señal moduladora. A medida que decrece la amplitud de esta señal, también disminuye la frecuencia de la portadora. Cuando la señal moduladora está en amplitud cero, la frecuencia de la portadora está en el punto de su frecuencia central.

¿SABIA QUE?

La frecuencia de la señal moduladora determina la relación de desviación de frecuencia, es decir, cuántas veces por segundo se desvía la frecuencia de la portadora arriba y abajo de su frecuencia central.

ro variando
dal es

a intelligen-
cambio su
dulation) el
presión de
modadora tam-
o se les com-
miento a la

FRECUENCIA

a de la por-
tal de infor-
A medida
a portadora.
era. Asimis-
la señal mo-
s que un de-
ra por abajo
frecuencia de
la modulación.
noce como
r próximos de

ción de des-
frecuencia
central. Si la
frecuencia de la
500 veces

en la porta-
estra como
nal modula-
de amplitud

onda senoi-
tiva, la fre-
frecuencia
ce la ampli-
moduladora
central.

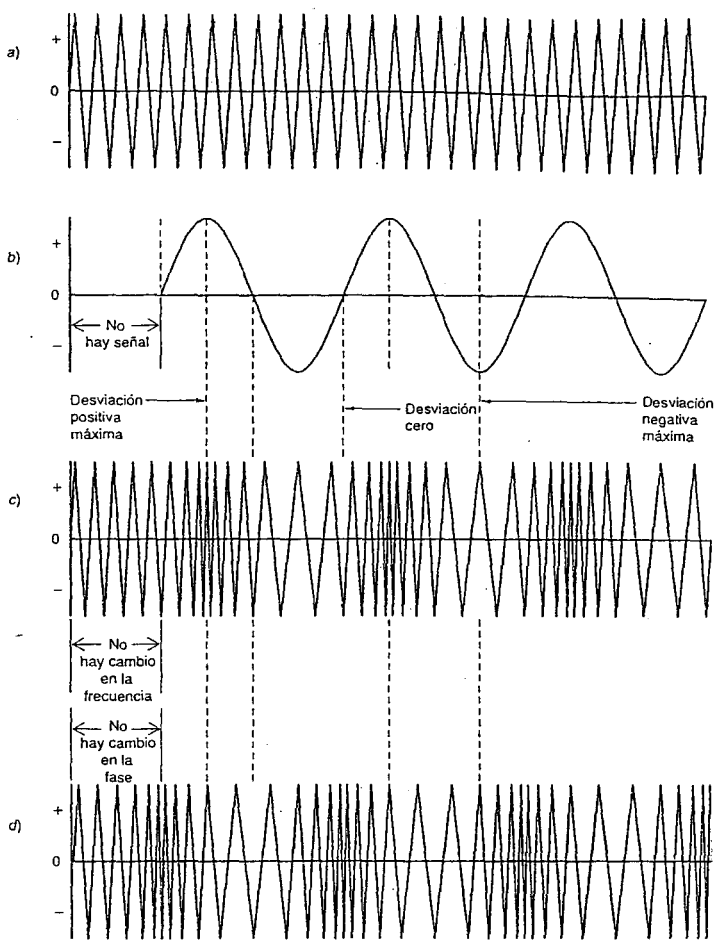


FIGURA 5-1 Señales de FM y PM. La portadora se representa como una onda triangular para simplificar, pero en la práctica es una onda senoidal: a) portadora, b) señal moduladora, c) señal de FM, d) señal de PM.

Cuando la señal moduladora se hace negativa, la frecuencia de la portadora disminuye y continúa decreciendo hasta que se alcanza el pico de la amplitud del semiciclo negativo de la señal moduladora. Luego, mientras la señal moduladora aumenta hacia cero, la frecuencia de la portadora también crece. Este fenómeno se ilustra en la figura 5-1c), donde las ondas senoidales de la portadora primero parecen comprimirse y luego expandirse por el efecto de la señal moduladora.

Considere una frecuencia portadora de 150 MHz. Si la amplitud pico de la señal moduladora causa un corrimiento máximo de la frecuencia de 30 kHz, la frecuencia de la portadora se desviará hacia arriba hasta 150.03 MHz y hacia abajo hasta 149.97 MHz. La desviación total de la frecuencia es $150.03 - 149.97 = 0.06$ MHz o 60 kHz. En la práctica, sin embargo, la

desviación de frecuencia se expresa como una cantidad de corrimiento de frecuencia de la portadora arriba y abajo de la frecuencia central. Por lo tanto, la desviación de frecuencia para la frecuencia de la portadora de 150 MHz se representa como ± 30 kHz. Esto significa que la señal moduladora hace variar a la portadora arriba y abajo de su frecuencia central en 30 kHz. Observe que la frecuencia de la señal moduladora no tiene efecto en el grado de desviación, el cual es, en estricto sentido, una función de la amplitud de la señal moduladora.

Ejemplo 5-1

Un transmisor opera en una frecuencia de 915 MHz. La desviación máxima de frecuencia de FM es ± 12.5 kHz. ¿Cuáles son las frecuencias máxima y mínima durante la modulación?

$$\begin{aligned} 915 \text{ MHz} &= 915\,000 \text{ kHz} \\ \text{Desviación máxima} &= 915\,000 + 12.5 = 915\,012.5 \text{ kHz} \\ \text{Desviación mínima} &= 915\,000 - 12.5 = 914\,987.5 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Con frecuencia, una señal moduladora es un tren de pulsos o serie de ondas rectangulares, por ejemplo, datos binarios seriales. Cuando la señal moduladora sólo tiene dos amplitudes, la frecuencia de la portadora, en vez de tener un número infinito de valores —como tendría con una señal analógica continuamente variable— sólo tiene dos valores. Este fenómeno se ilustra en la figura 5-2. Por ejemplo, cuando la señal moduladora es un cero binario, la frecuencia de la portadora es el valor de la frecuencia central. Cuando la señal moduladora es un 1 binario, la frecuencia de la portadora cambia en forma abrupta a un nivel mayor de frecuencia. La cantidad del corrimiento depende de la amplitud de la señal binaria. Esta forma de modulación, llamada *corrimiento de frecuencia por llaveo* (FSK *frequency shift keying*) se utiliza mucho en la transmisión de datos binarios, por ejemplo, cuando los archivos de una computadora deben transmitirse por la red telefónica analógica de voz mediante un módem.

5-2 PRINCIPIOS DE MODULACIÓN DE FASE

Cuando la cantidad de corrimiento de fase de una portadora de frecuencia constante se hace variar de acuerdo con la señal moduladora, la salida resultante es una señal modulada en fase (PM) (figura 5-1d). Imagine un circuito modulador cuya función básica es producir un *corrimiento de fase*, esto es, una separación en tiempo entre dos ondas senoidales de la misma fre-

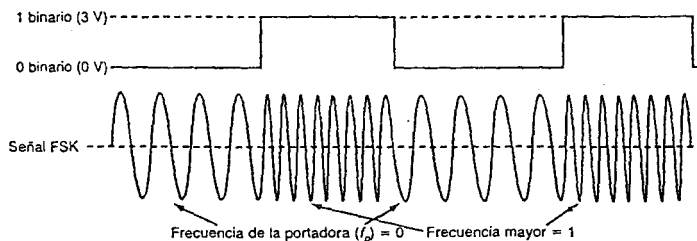


FIGURA 5-2 La modulación de frecuencia de una portadora mediante datos binarios produce FSK.

cuencia. Suponga que se puede construir un desfasador que cause que la cantidad de desfase producido cambie con la amplitud de la señal moduladora. A mayor amplitud de la señal, mayor será el corrimiento de la fase. Considere ahora que los semiciclos positivos de la señal moduladora producen un retraso en el corrimiento de la fase y que las señales negativas causan un adelanto de la fase.

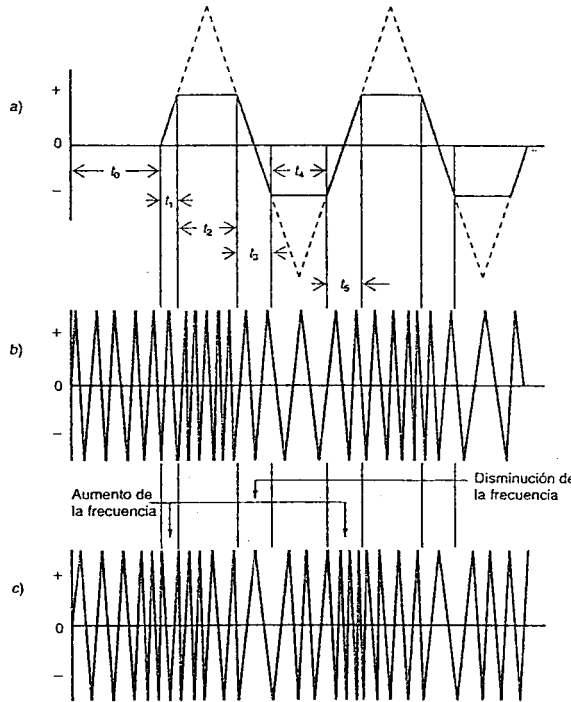


FIGURA 5-3 El corrimiento de la frecuencia en PM sólo ocurre cuando la amplitud de la señal moduladora varía: a) señal moduladora, b) señal de FM, c) señal de PM.

Si se aplica una portadora senoidal de amplitud y frecuencia constantes al desfasador, cuyo corrimiento de fase cambia con la señal de inteligencia, la salida del desfasador es una onda PM. Cuando la señal moduladora se hace positiva, la cantidad de retraso de fase y, por lo tanto, el retraso de la salida de la portadora, aumenta con la amplitud de la señal moduladora. El resultado en la salida es el mismo que si la frecuencia constante de la portadora se hubiera estirado, o que su frecuencia hubiera disminuido. Cuando la señal moduladora se hace negativa, el corrimiento de fase se torna en adelantado. Esto causa que la onda senoidal de la portadora se acelere de manera efectiva o comprimida. El resultado es el mismo que si hubiera incrementado la frecuencia.

Observe que es la naturaleza dinámica de la señal moduladora la que causa las variaciones de frecuencia en la salida del desfasador: la señal de FM sólo se produce si se generan variaciones en el desfasador. Para entender mejor lo anterior, observe la señal moduladora mostrada en la figura 5-3a), la cual es una onda triangular cuyos picos positivos y negativos se cor-



SUGERENCIAS Y AYUDAS

La desviación máxima de frecuencia que produce un modulador de fase ocurre cuando la señal moduladora cambia con mayor rapidez. Para una señal moduladora de forma senoidal es ese tiempo cuando la onda moduladora cambia de más a menos o de menos a más.

taron a una amplitud determinada. Durante el tiempo t_0 la señal es cero, así que la portadora está en su frecuencia central.

Aplicando esta señal a un modulador de frecuencia se produce la señal de FM que describe la figura 5-3b). Durante el tiempo en que la forma de onda crece (t_1), aumenta la frecuencia de salida de FM. En el tiempo que la amplitud positiva es constante (t_2), la frecuencia de salida de FM es constante. Durante el tiempo que la amplitud decrece y se hace negativa (t_3), la frecuencia disminuye. Durante la amplitud constante del semiciclo negativo (t_4), la frecuencia permanece constante, a una frecuencia menor. Durante t_5 , la frecuencia aumenta.

Así, con respecto a la señal de PM en la figura 5-3c), durante los aumentos o disminuciones en amplitud (t_1 , t_3 y t_5) se produce una frecuencia variable. Sin embargo, durante los picos positivos y negativos de amplitud constante no hay cambio de frecuencia. La salida del modulador de fase es simplemente la frecuencia de la portadora, la cual se ha puesto en fase. Esto ilustra en forma clara que cuando se aplica una señal moduladora a un modulador de fase, la frecuencia de salida sólo cambia durante el tiempo que la amplitud de la señal moduladora varía.

La desviación máxima en frecuencia que produce un modulador de fase ocurre en el tiempo que la señal moduladora cambia con mayor rapidez. Para una señal moduladora de forma senoidal la velocidad de cambio de ésta es máxima cuando la onda moduladora cambia de más a menos o de menos a más. Como muestra la figura 5-3c), la velocidad máxima de cambio del voltaje de la moduladora ocurre en los puntos de cruce por cero. En contraste, observe que en una onda de FM la desviación máxima sucede en los picos de amplitud positiva o negativa del voltaje de la moduladora. Por lo tanto, aun cuando un modulador de fase produce FM, las desviaciones máximas ocurren en puntos diferentes de la señal moduladora.

En PM la cantidad de desviación de la portadora es proporcional al índice de cambio de la señal moduladora, esto es, la derivada en cálculo. Con una señal moduladora senoidal, la portadora PM parece estar modulada en frecuencia por el coseno de la señal moduladora. Recuerde que el coseno se presenta 90° antes (adelante) que el seno.

Dado que la desviación de frecuencia en PM es proporcional al índice de cambio en la señal moduladora, la desviación de frecuencia es proporcional a la frecuencia de la señal moduladora, así como a su amplitud. Como se verá más adelante, este efecto se compensa antes del proceso de modulación.

Como muestra la figura 5-4, la PM también se utiliza con señales binarias. Cuando la señal moduladora binaria es 0 V o cero binario, la señal PM es simplemente la frecuencia de la portadora. Cuando ocurre un nivel de voltaje correspondiente a 1, el modulador, que es un desfasador, simplemente cambia la fase de la portadora, no su frecuencia. En la figura 5-4 el co-

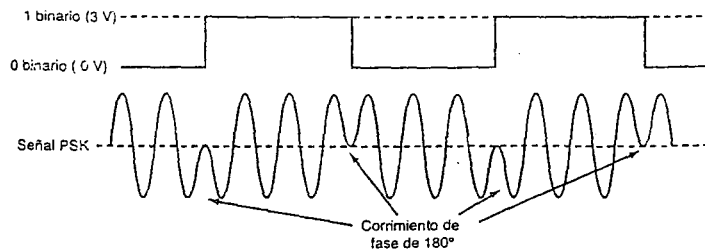


FIGURA 5-4 La modulación de fase de una portadora mediante datos binarios produce PSK.

Corrimiento de la fase es 180° . Cada vez que la señal cambia de 0 a 1 o de 1 a 0, hay un corrimiento de fase de 180° . La señal de PM es todavía la frecuencia de la portadora, pero la fase ha cambiado con respecto a la portadora original con un 0 binario en la entrada.

El proceso de modular la fase de una portadora con datos binarios se conoce como *corrimiento de fase por llaveo* (PSK, *phase-shift keying*) o *corrimiento de fase binario por llaveo* (BPSK, *binary phase shift keying*). La señal PSK en la figura 5-4 utiliza un corrimiento de fase de 180° de una referencia, pero también se pueden usar otros valores, por ejemplo 45° , 90° , 135° o 225° . Lo importante es recordar que no se presenta variación de frecuencia. La señal de PSK tiene frecuencia constante, pero la fase de la señal de alguna referencia cambia a medida que se presenta la señal moduladora binaria.

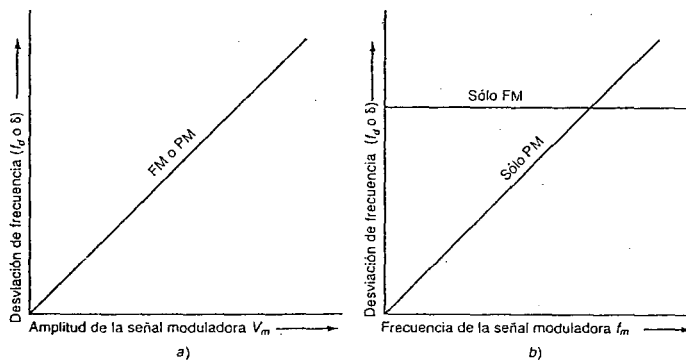


FIGURA 5-5 Desviación de frecuencia como función de a) amplitud de la señal moduladora y b) frecuencia de la señal moduladora.

RELACION ENTRE SEÑAL MODULADORA Y DESVIACION DE LA PORTADORA

En FM la desviación de la frecuencia es directamente proporcional a la amplitud de la señal moduladora. La desviación máxima ocurre en los picos de las amplitudes positiva y negativa de la señal moduladora. En PM la desviación de frecuencia también es directamente proporcional a la amplitud de la señal moduladora. La cantidad máxima de corrimiento de fase hacia adelante o hacia atrás ocurre en los picos de las amplitudes de la señal moduladora. Este efecto para FM y PM se ilustra en la figura 5-5a).

Observe la figura 5-5b), la cual muestra que la desviación de frecuencia de una señal de FM es constante para cualquier valor de la frecuencia moduladora. Sólo la amplitud de la señal moduladora determina la cantidad de desviación, pero varía la desviación en una señal PM con diferentes frecuencias de la señal moduladora. A mayor frecuencia de la señal moduladora, su período es menor y más rápidos los cambios de voltaje. Los voltajes moduladores más altos dan por resultado mayores corrimientos de fase y esto, a su vez, produce mayores desviaciones de frecuencia. Sin embargo, las frecuencias moduladoras más altas producen una relación de cambio más rápida de los voltajes moduladores y, por lo tanto, mayores desviaciones de frecuencia. De esta manera, en PM la desviación de la frecuencia de la portadora es proporcional a la frecuencia moduladora y a su amplitud. En FM la desviación de frecuencia sólo es proporcional a la amplitud de la señal moduladora, independientemente de su frecuencia.

CONVERSIÓN DE PM EN FM

Para hacer compatible PM con FM debe compensarse la desviación que producen por las variaciones de frecuencia de la señal moduladora. Esto puede lograrse al pasar la señal de inteligencia a través de una red RC pasobajas, como ilustra la figura 5-6. Este filtro pasobajas, llamado *red de corrección de frecuencia, predistorcionador, o filtro $1/f$* , provoca la atenuación de frecuencias moduladoras más altas. No obstante que las frecuencias moduladoras más altas producen una relación de cambio más grande y, por lo tanto, una mayor desviación de frecuencia, esto se compensa por la menor amplitud de la señal moduladora, la cual produce menos corrimiento de fase y, por ello, menor desviación de frecuencia. La red de corrección compensa la excesiva desviación de frecuencia que causan las frecuencias moduladoras más altas. El resultado es una salida que es igual a una señal de FM. La señal de FM que produce un modulador de fase se llama *FM indirecta*.

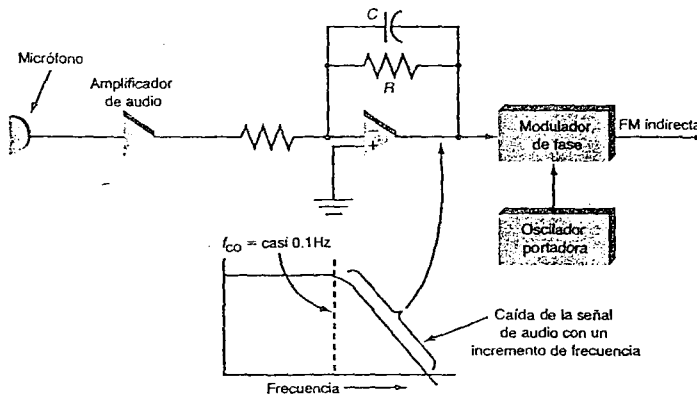


FIGURA 5-6 Uso de un filtro pasobajas para hacer que la amplitud de la señal moduladora de audio decaiga con la frecuencia.

La FM y la PM son muy utilizadas en los sistemas de comunicaciones. Para generar la portadora, se emplea un oscilador de cristal con alta precisión en frecuencia y estabilidad. Los osciladores de cristal, por lo general, no pueden modularse en frecuencias dentro de un intervalo muy amplio. Sin embargo, su frecuencia puede "halarse" dentro de un intervalo de frecuencias angosto para producir FM en forma directa. La desviación deseada puede obtenerse entonces con multiplicadores de frecuencia. El oscilador de cristal de la portadora también puede alimentar un modulador de fase, el cual producirá la FM deseada. En el capítulo 6 se tratan circuitos prácticos de FM y PM.

5-3 ÍNDICE DE MODULACIÓN Y BANDAS LATERALES

Cualquier proceso de modulación produce bandas laterales. Cuando una onda senoidal de frecuencia constante modula una portadora, se producen dos frecuencias laterales. Estas frecuencias son la suma y diferencia de la frecuencia portadora y la frecuencia moduladora. En FM y

PM, así como en AM, se producen bandas laterales con la suma y diferencia de las frecuencias. Además se forma un gran número de pares de bandas laterales. Como resultado, el espectro de las señales de FM y PM en general es más ancho que el de una señal equivalente de AM. También es posible generar una señal especial de FM de banda angosta cuyo ancho de banda es un poco mayor que el de una señal de AM.

La figura 5-7 muestra el espectro de frecuencias de una señal típica de FM que se produce al modular una portadora con una onda senoidal de una sola frecuencia. Observe que las bandas laterales están espaciadas de la portadora, f_p , y de una a otra por una frecuencia igual a la de la frecuencia moduladora, f_m . Si ésta es de 1 kHz, el primer par de bandas laterales está arriba y abajo de la portadora 1 000 Hz. El segundo par de bandas laterales está arriba y abajo de la portadora $2 \times 1\ 000\text{ Hz} = 2\ 000\text{ Hz}$ o 2 kHz, y así en forma sucesiva; también observe que la amplitud de las bandas laterales varía. Si se supone que cada banda lateral es una onda senoidal con frecuencia y amplitud como indica la figura 5-7 y todas las ondas senoidales se suman, entonces se creará la señal de FM que las produce.

¿SABÍA QUE?

En FM sólo las bandas laterales con amplitudes mayores son significativas en el acarreo de información. Las bandas laterales con menos del 2% de la potencia total tienen poco efecto en conjunto en la inteligibilidad de la señal.

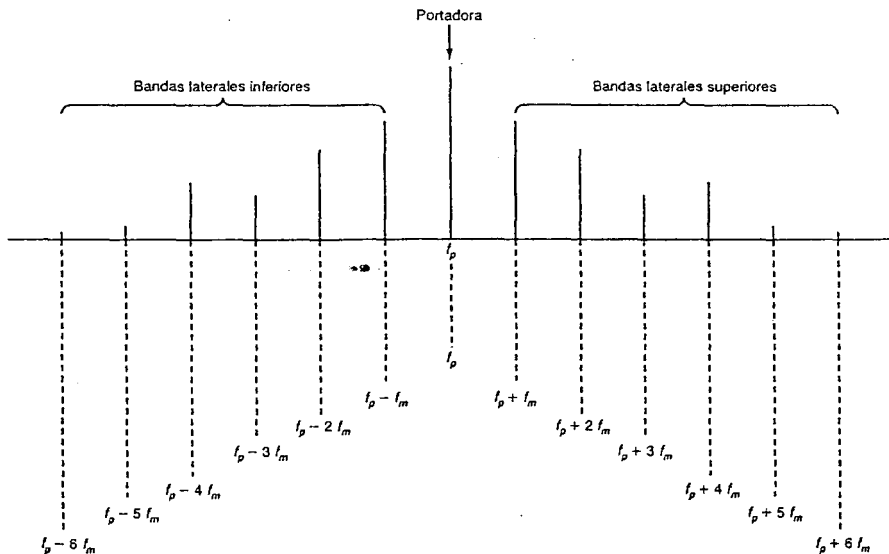


FIGURA 5-7 Espectro de frecuencias de una señal de FM. Advierta que las amplitudes de las señales portadora y bandas laterales son sólo ejemplos. Las amplitudes dependen del índice de modulación, m_f .

Al variar la amplitud de la señal moduladora cambia la desviación de la frecuencia. El número de bandas laterales producidas, su amplitud y espaciamiento depende de la desviación de la frecuencia y de la frecuencia moduladora. Recuerde que una señal de FM tiene una amplitud constante. Como la señal de FM resulta de las frecuencias de las bandas laterales, las am-

plitudes de estas bandas deben variar con la desviación de la frecuencia y la frecuencia moduladora si su suma produce una señal de amplitud constante, pero de frecuencia variable FM.

En teoría, el proceso de FM produce un número infinito de bandas laterales superiores e inferiores y, por lo tanto, un ancho de banda teóricamente infinito. Sin embargo, en la práctica sólo las bandas laterales con las amplitudes mayores son las que contribuyen a llevar la información. Por lo común, cualquier banda lateral, cuya amplitud es menor que 1% de la portadora no modulada, se considera como insignificante. Así, la FM pasa a través de los circuitos o de los medios de comunicación en un ancho de banda finito. A pesar de ello, el ancho de banda de una señal de FM en general es más amplio que el de una señal de AM con la misma señal moduladora.

ÍNDICE DE MODULACIÓN

La relación de la desviación de frecuencia con la frecuencia moduladora se conoce como índice de modulación, m_f

$$m_f = \frac{f_d}{f_m}$$

donde f_d es la desviación de frecuencia y f_m la frecuencia moduladora. Para representar la desviación algunas veces se utiliza la letra griega delta minúscula (δ) en vez de f_d , entonces $m_f = \delta/f_m$. Por ejemplo, si la máxima desviación de frecuencia de una portadora es ± 12 kHz y la máxima frecuencia moduladora es 2.5 kHz, el índice de modulación es $m_f = 12/2.5 = 4.8$

En la mayoría de los sistemas de comunicación que usan FM, los límites máximos se ponen en la desviación de frecuencia y en la frecuencia moduladora. Por ejemplo, en la radiodifusión estándar de FM, la máxima desviación de frecuencia permitida es 75 kHz y la máxima frecuencia moduladora, 15 kHz, lo cual produce un índice de modulación de $m_f = 75/15 = 5$.

Cuando la máxima desviación de frecuencia y la máxima frecuencia moduladora se utilizan para calcular el índice de modulación, m_f se conoce como *relación de desviación*.

Ejemplo 5-2

¿Cuál es la relación de desviación del sonido de TV si la desviación máxima es 25 kHz y la frecuencia moduladora máxima, 15 kHz?

$$m_f = \frac{f_d}{f_m} = \frac{25 \text{ kHz}}{15 \text{ kHz}} = 1.667$$

FUNCIONES DE BESSEL

Dado el índice de modulación, el número y amplitudes de las bandas laterales significativas se puede determinar al resolver la ecuación básica de una señal de FM. Esta ecuación, cuyo desarrollo queda fuera del ámbito de este libro, es $v_{FM} = V_p \sin [2\pi f_c t + m_f \sin (2\pi f_m t)]$, donde v_{FM} es el valor instantáneo de la señal de FM y m_f el índice de modulación. El término cuyo coeficiente es m_f es el ángulo de fase de la portadora. Observe que esta ecuación expresa el ángulo de fase en términos de la onda senoidal moduladora y se resuelve con un proceso

matemático complejo conocido como funciones Bessel. No es necesario reproducir esta solución, pero el resultado es como sigue:

$$v_{FM} = V_p \{ J_0[\text{sen } \omega_p t] + J_1[\text{sen } (\omega_p + \omega_m)t - \text{sen}(\omega_p - \omega_m)t] \\ + J_2[\text{sen}(\omega_p + 2\omega_m)t + \text{sen}(\omega_p - 2\omega_m)t] \\ + J_3[\text{sen}(\omega_p + 3\omega_m)t - \text{sen}(\omega_p - 3\omega_m)t] \\ + J_4[\text{sen}(\omega_p + 4\omega_m)t + \text{sen}(\omega_p - 4\omega_m)t] \\ + J_5[\text{sen} \dots] + \dots \}$$

donde $\omega_p = 2\pi f_p$ = frecuencia de la portadora
 $\omega_m = 2\pi f_m$ = frecuencia de la señal moduladora
 V_p = valor pico de la portadora sin modulación

La onda de FM se expresa como una composición de ondas senoidales de frecuencias y amplitudes diferentes que al sumarse dan una señal de FM en el dominio del tiempo. El primer término es la portadora con una amplitud dada por el coeficiente J_n , en este caso, J_0 . El siguiente término representa un par de frecuencias laterales superior e inferior iguales a la suma y diferencia de la frecuencia portadora y la frecuencia de la señal moduladora. La amplitud de estas frecuencias laterales es J_1 . El término que sigue es otro par de frecuencias laterales igual a la frecuencia portadora ± 2 veces la frecuencia de la señal moduladora. Los otros términos representan frecuencias laterales adicionales espaciadas entre ellas por un valor igual a la frecuencia de la señal moduladora.

Las amplitudes de las bandas laterales están determinadas por los coeficientes J_n , que a su vez se establecen por el valor del índice de modulación. Estos coeficientes de amplitud se calculan mediante la expresión

$$J_n(m_f) = \left(\frac{m_f}{2} \right)^n \left[\frac{1}{n!} - \frac{(m_f/2)^2}{1!(n+1)!} + \frac{(m_f/2)^4}{2!(n+2)!} - \frac{(m_f/2)^6}{3!(n+3)!} + \dots \right]$$

donde ! = factorial
 n = número de J (número de la banda lateral)
 $m_f = \frac{f_d}{f_m}$ = desviación de frecuencia

En la práctica no es necesario conocer o calcular estos coeficientes, ya que se dispone de tablas para obtenerlos. En la figura 5-8 se dan los coeficientes Bessel para un intervalo de índices de modulación. La columna de la izquierda presenta el índice de modulación, m_f ; las columnas restantes indican las amplitudes relativas de la portadora y de varios pares de bandas laterales. Se ha eliminado cualquier banda lateral con una amplitud relativa de la portadora de menos de 1% (0.01). Observe que algunas de las amplitudes de la portadora y bandas laterales tienen signos negativos, lo cual significa que la señal representada por esa amplitud sólo está desfasada 180° (inversión de fase).

La figura 5-9 muestra las curvas que se generan al utilizar los datos de la figura 5-8. Las amplitudes y polaridades de la portadora y bandas laterales están dibujadas en el eje vertical;

SUGERENCIAS Y AYUDAS

Dada la amplia disponibilidad de las tablas de los coeficientes de Bessel, no es importante memorizarlos o calcularlos.

SUGERENCIAS Y AYUDAS

El símbolo ! significa factorial, e indica que todos los números enteros, desde el 1 hasta el que está al lado del signo !, se deben multiplicar. Por ejemplo, 5! significa $1 \times 2 \times 3 \times 4 \times 5 = 120$.

el índice de modulación se encuentra sobre el eje horizontal. Como se observa en las figuras, la amplitud de la portadora, J_0 , varía con el índice de modulación. En FM la amplitud de la portadora y las amplitudes de las bandas laterales varían con el cambio de frecuencia de la señal moduladora y de la desviación de la frecuencia. En AM la amplitud de la portadora permanece constante.

Advierta que en algunos puntos en las figuras 5-8 y 5-9 en los índices de modulación de aproximadamente 2.4, 5.5 y 8.7, la amplitud de la portadora J_0 decae en realidad a cero. En estos puntos, toda la potencia de la señal se distribuye en las bandas laterales. Y como puede verse en la figura 5-9, dichas bandas también caen a cero en ciertos valores del índice de modulación.

Índice de Modulación	Portadora	Bandas laterales (pares)															
		1a	2a	3a	4a	5a	6a	7a	8a	9a	10a	11a	12a	13a	14a	15a	16a
0.00	1.00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.25	0.98	0.12	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.5	0.94	0.24	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—
6.0	0.15	-0.28	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—	—
7.0	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—
8.0	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	—	—	—	—	—
9.0	-0.09	0.24	0.14	-0.18	-0.27	-0.06	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	—	—	—
10.0	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.23	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	—	—
12.0	-0.05	-0.22	-0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.24	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01
15.0	-0.01	0.21	0.04	0.19	-0.12	0.13	0.21	0.03	-0.17	-0.22	-0.09	0.10	0.24	0.28	0.25	0.18	0.12

FIGURA 5-8 Portadora y amplitudes de las bandas laterales para diferentes índices de modulación de señales de FM basados en las funciones de Bessel.

Ejemplo 5-3

¿Cuál es la frecuencia máxima de modulación que se puede utilizar para lograr un índice de modulación de 2.2 con una desviación de 7.48 kHz?

$$f_m = \frac{f_d}{m_f} = \frac{7\,480}{2.2} = 3\,400 \text{ Hz} = 3.4 \text{ kHz}$$

La figura 5-10 muestra ejemplos del espectro de una señal de FM con diferentes índices de modulación. Compare los ejemplos con los datos de la figura 5-8. La portadora no modulada de la figura 5-10a) tiene una amplitud relativa de 1.0. Sin modulación, toda la potencia está en la portadora; con modulación, la amplitud de la portadora decrece, en tanto que las amplitudes de las bandas laterales aumentan.

En la figura 5-10d) el índice de modulación es 0.25. Este es un caso especial de FM donde el proceso de modulación produce un solo par de bandas laterales significativas como las que se producen en AM. Con un índice de modulación de 0.25, la señal de FM no ocupa más espacio en el espectro que una señal de AM. Este tipo de FM se llama *FM de banda angosta*.

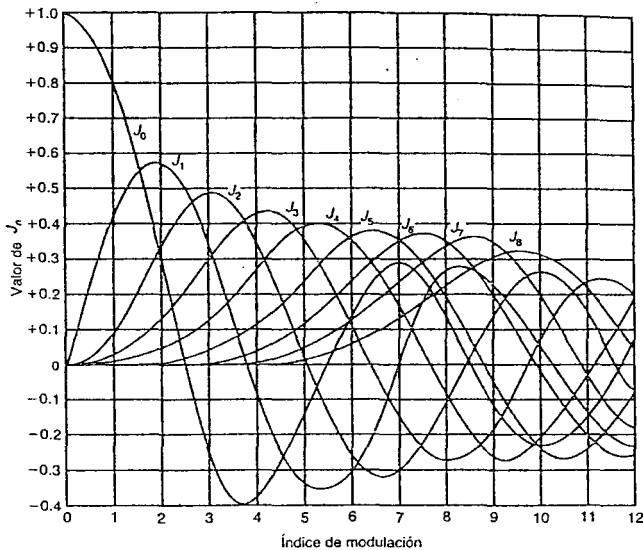


FIGURA 5-9 Trazo de los datos de la función de Bessel de la figura 5-8.

o NBFM (*narrow-band FM*). La definición formal de NBFM es cualquier sistema de FM donde el índice de modulación es inferior que $\pi/2 = 1.57$ o $m_f < \pi/2$. Sin embargo, para una verdadera NBFM sólo con un par de bandas laterales, m_f debe ser mucho menor que $\pi/2$. Los valores de m_f entre 0.2 y 0.25 darán una verdadera NBFM. Los radios móviles de FM comunes utilizan una desviación máxima de 5 kHz, con una frecuencia de voz máxima de 3 kHz, lo que da un índice de modulación de $m_f = 5 \text{ kHz} / 3 \text{ kHz} = 1.667$. Aun cuando estos sistemas no corresponden a la definición formal de NBFM, se llaman sistemas de transmisiones de banda angosta.

El propósito principal de NBFM es conservar el espacio del espectro a expensas de la relación señal a ruido.

Ejemplo 5-4

Defina las amplitudes de la portadora y las primeras cuatro bandas laterales de una señal de FM con un índice de modulación de 4. (Utilice las figuras 5-8 y 5-9.)

$$\begin{aligned}
 J_0 &= -0.4 \\
 J_1 &= -0.07 \\
 J_2 &= 0.36 \\
 J_3 &= 0.43 \\
 J_4 &= 0.28
 \end{aligned}$$

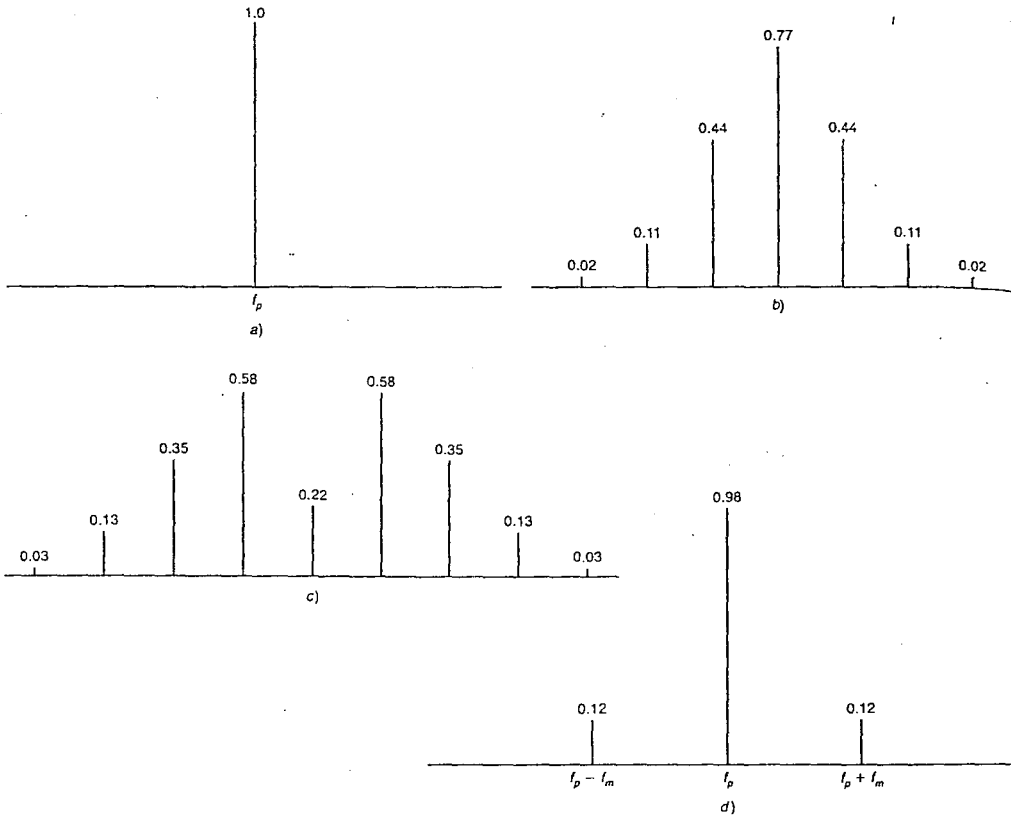


FIGURA 5-10 Ejemplos del espectro de una señal FM: a) índice de modulación de 0 (sin modulación o bandas laterales), b) índice de modulación de 1, c) índice de modulación de 0.25 (NBFM), d) índice de modulación de 3.

ANCHO DE BANDA (BW) DE LA SEÑAL DE FM

Como ya se planteó, mientras más alto sea el índice de modulación en FM, más grande será el número de bandas laterales significativas y mayor el ancho de banda de la señal. Cuando es necesario conservar el espectro, el ancho de banda de la señal de FM se puede restringir de manera deliberada, si se establece un límite superior para el índice de modulación.

El ancho de banda total de una señal de FM se puede determinar si se conoce el índice de modulación y utiliza la figura 5-8. Por ejemplo, considere que la frecuencia más alta de una señal moduladora es de 3 kHz y la desviación máxima es 6 kHz. Esto da un índice de modulación $m_f = 6 \text{ kHz} / 3 \text{ kHz} = 2$. Con respecto a la figura 5-8 se puede observar que esto produce cuatro pares de bandas laterales significativas. El ancho de banda puede entonces determinarse con una fórmula sencilla

$$BW = 2f_m N$$

donde N es el número de bandas laterales significativas en la señal. De acuerdo con esta fórmula, el ancho de banda de nuestra señal de FM es $BW = 2(3 \text{ kHz})(4) = 24 \text{ kHz}$. En términos generales, una señal de FM con un índice de modulación de 2 y con un alta frecuencia moduladora de 3 kHz ocupará un ancho de banda de 24 kHz.

Otra forma de determinar el ancho de banda de una señal de FM es utilizar lo que se conoce como *regla de Carson*. Esta regla sólo reconoce la potencia de las bandas laterales más significativas con amplitudes mayores del 2% de la portadora (0.02 o mayor en la figura 5-8). Esta regla es

$$BW = 2 [f_{d(\text{máx})} + f_{m(\text{máx})}]$$

De acuerdo con la regla de Carson, el ancho de banda de la señal de FM en el ejemplo anterior será $BW = 2(6 \text{ kHz} + 3 \text{ kHz}) = 2(9 \text{ kHz}) = 18 \text{ kHz}$.

La regla de Carson dará siempre un ancho de banda menor que el calculado con la fórmula $BW = 2f_m N$. Sin embargo, se ha comprobado que si un circuito o sistema tiene el ancho de banda calculado por la regla de Carson, las bandas laterales en realidad pasarán para asegurar la inteligibilidad de la señal.

Hasta ahora, todos los ejemplos de FM consideran una señal moduladora senoidal de una sola frecuencia. Sin embargo, como se sabe, la mayoría de las señales moduladoras no son ondas senoidales puras sino ondas complejas formadas por muy diferentes frecuencias. Cuando la señal moduladora es un pulso o un tren de ondas binarias, la portadora se modula por la señal equivalente, que es una mezcla de onda senoidal fundamental y todas las armónicas relevantes que determina la teoría de Fourier. Por ejemplo, si la señal moduladora es una onda cuadrada, la onda senoidal fundamental y todas las armónicas impares modularán a la portadora. Cada armónica produce múltiples pares de bandas laterales, según el índice de modulación. Como es posible imaginar, la FM de una onda cuadrada o rectangular genera muchas bandas laterales y produce una señal con un ancho de banda enorme. Los circuitos o sistemas que conducirán, procesarán o pasarán esta señal, deberán tener el ancho de banda apropiado para no distorsionar la señal.

Ejemplo 5-5

¿Cuál es el ancho de banda máximo de una señal de FM con una desviación de 30 kHz y una señal moduladora máxima de 5 kHz, como en a) determinó la figura 5-8 y en b) la regla de Carson?

$$a) m_f = \frac{f_d}{f_m} = \frac{30 \text{ kHz}}{5 \text{ kHz}}$$

La figura 5-8 muestra nueve bandas laterales significativas espaciadas a 5 kHz para $m_f = 6$.

$$BW = 2f_m N$$

$$BW = 2(5 \text{ kHz}) 9 = 90 \text{ kHz}$$

$$\begin{aligned} b) BW &= 2[f_{d(\text{máx})} + f_{m(\text{máx})}] \\ &= 2(30 \text{ kHz} + 5 \text{ kHz}) \\ &= 2(35 \text{ kHz}) \\ &= 70 \text{ kHz} \end{aligned}$$

PORCENTAJE DE MODULACIÓN

En AM el grado de modulación por lo general se expresa en porcentaje, que es la relación de la amplitud de la señal moduladora con la amplitud de la portadora. Cuando las dos son iguales, el cociente es 1 y el porcentaje de modulación, 100. Cuando la amplitud de la señal moduladora es mayor que la de la portadora se produce sobremodulación y distorsión. En contraste, en FM y PM la amplitud de la portadora permanece constante durante la modulación y, por lo tanto, el indicador del porcentaje de modulación utilizado en AM es impropio. Incrementar la amplitud de la señal moduladora no causa sobremodulación o distorsión. Al aumentar la amplitud de la señal moduladora, simplemente crece la desviación de frecuencia. Esto, a su vez, incrementa el índice de modulación, lo que sólo produce más bandas laterales significativas y un ancho de banda mayor.

Por razones prácticas de conservación de espectro y respuesta del receptor, por lo común hay un límite impuesto en la desviación máxima de la frecuencia y en la frecuencia moduladora máxima. El audio en la emisión de televisión se transmite en FM. La desviación máxima permitida es 25 kHz y la máxima frecuencia moduladora, 15 kHz. Esto produce un índice de desviación de $m_f = 25/15 = 1.667$. En comunicaciones de radio estándar de dos vías que utilizan FM, la desviación máxima permitida es en general 5 kHz, y la máxima frecuencia moduladora está limitada a 3 kHz, que es lo bastante alta para la transmisión inteligible de voz. Esto produce una relación de desviación de $m_f = 5/3 = 1.667$.

La máxima desviación permitida puede utilizarse en una relación con la desviación actual de la portadora para producir el porcentaje de modulación de FM.

SABÍA QUE?

En contraste con AM, aumentar la amplitud o la frecuencia de la señal moduladora en FM y PM no causa sobremodulación o distorsión. Al incrementar la amplitud de la señal moduladora sólo aumenta la desviación de la frecuencia, lo cual incrementa el índice de modulación y ocasiona un ancho de banda mayor. Esto puede causar interferencia en los canales adyacentes.

$$\text{FM \% modulación} = \frac{\delta_a}{\delta_m} 100$$

donde δ_a = desviación actual de la portadora
 δ_m = desviación máxima de la portadora

En la radiodifusión comercial de FM la desviación máxima permitida es 75 kHz. Si la señal moduladora está produciendo sólo una máxima desviación de 60 kHz, el porcentaje de modulación de FM $(60/75) 100 = 80\%$. Cuando se especifican las desviaciones máximas es importante mantener el porcentaje de modulación por abajo de 100%. La razón para esto es que las estaciones de FM operan en canales de frecuencia asignados, que son adyacentes a otros canales que tienen señales de otras estaciones. Si se permitiera exceder la desviación máxima, el número de pares de bandas laterales y el ancho de banda resultante sería excesivo y causaría interferencia objetable en los canales adyacentes.

5-4 EFECTOS DE SUPRESIÓN DE RUIDO EN FM

El ruido es interferencia generada por rayos, motores, sistemas de ignición de automóviles y cualquier conmutación del sistema de energía eléctrica que produzca señales transitorias. Este tipo de ruido está constituido por transitorios o picos de voltaje asociados con frecuencias muy altas. Estos se añaden a la señal e interfieren con ella. El efecto potencial de estos ruidos en una señal de FM se muestra en la figura 5-11. Si las señales de ruido fueran lo bastante fuertes, podrían borrar por completo la señal de la información.

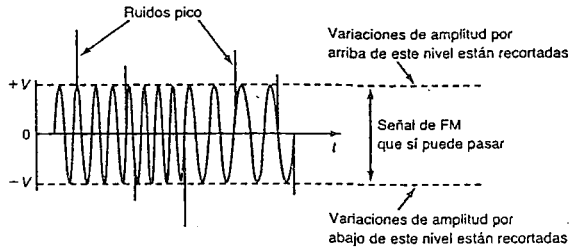


FIGURA 5-11 Señal de FM con ruido.

Sin embargo, las señales de FM tienen una portadora modulada de amplitud constante, y los receptores de FM tienen circuitos limitadores que restringen en forma deliberada la amplitud de la señal recibida. Cualquier variación de amplitud que ocurra en las señales de FM se corta y elimina como muestra la figura 5-11, lo cual no afecta el contenido de información de la señal de FM, ya que éste es el contenido sólo dentro de las variaciones de la frecuencia de la portadora. Debido a la acción de recorte de los circuitos del limitador, el ruido se elimina casi por completo. La información no se pierde, aun si se recortaran los picos de la señal de FM o se aplanaran y se distorsionara la señal resultante. De hecho, una de las ventajas de la FM sobre la AM es su superioridad en la inmunidad al ruido. El proceso de demodulación o recuperación de la señal de FM en realidad suprime el ruido y mejora la relación de señal a ruido.

RUIDO Y CORRIMIENTO DE FASE

La amplitud del ruido añadido a la señal de FM introduce una pequeña variación de la frecuencia o corrimiento de fase, que cambia o distorsiona la señal. La figura 5-12 muestra cómo trabaja este fenómeno. La frecuencia de la portadora se representa por un fasor de longitud fija (amplitud). Por lo general, el ruido es un pulso de corta duración que tiene muchas frecuencias

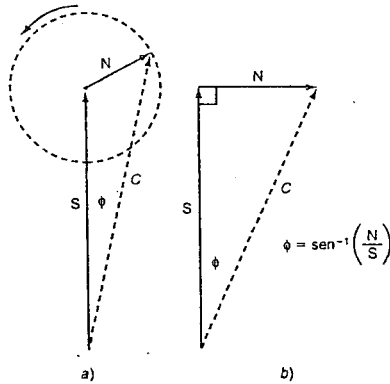


FIGURA 5-12 Cómo introduce el ruido un corrimiento de fase.

a varias amplitudes y, fases, de acuerdo con la teoría de Fourier. Sin embargo, para simplificar el análisis, supondremos que sólo hay una señal de ruido de alta frecuencia cambiando en fase. En la figura 5-12a) esta señal de ruido se representa por un fasor giratorio N . La señal compuesta de la portadora y del ruido, marcada con C , es un fasor cuya amplitud es la suma de la señal y el ruido y un ángulo de fase desfasado de la portadora por una cantidad ϕ . Si uno se imagina al fasor del ruido girando, también puede concebir a la señal compuesta variando en amplitud y ángulo de fase con respecto a la portadora.

El máximo corrimiento de fase ocurre cuando los fasores del ruido y la señal forman un ángulo recto, como ilustra la figura 5-12b). Este ángulo puede calcularse con el arco seno o el seno inverso de acuerdo con la fórmula

$$\phi = \text{sen}^{-1} \frac{N}{S}$$

Es posible determinar qué tanto corrimiento de frecuencia causa un corrimiento de fase particular, si se utiliza la fórmula

$$\delta = \phi(f_m)$$

donde δ = desviación de la frecuencia que produce el ruido

ϕ = corrimiento de fase en radianes

f_m = frecuencia de la señal moduladora

Suponga que la relación señal a ruido (S/N) es 3 a 1, y la frecuencia de la señal moduladora es 800 Hz. El corrimiento de fase será $\phi = \text{sen}^{-1}(N/S) = \text{sen}^{-1}(1/3) = \text{sen}^{-1}(0.3333) = 19.47^\circ$. Como hay 57.3° en un radián, ángulo ϕ es $= 19.47/57.3 = 0.34$ rad. La desviación de frecuencia producida por este corto corrimiento de fase puede calcularse como

$$\delta = 0.34(800) = 271.8 \text{ Hz}$$

Lo perjudicial que puede ser para la señal un corrimiento de fase particular, depende de varios factores. Al observar la fórmula de desviación, se deduce que el peor caso de corrimiento de fase y desviación de la frecuencia ocurrirá en las frecuencias más altas de la señal moduladora. El efecto general del corrimiento depende del máximo corrimiento de frecuencia permitido para determinada aplicación. Si se toleran desviaciones muy grandes, es decir, alto índice de modulación, el corrimiento es pequeño y sin consecuencias. Si la desviación total es menuda, entonces la desviación inducida por el ruido puede ser severa. Debe recordarse que la interferencia del ruido es de muy corta duración, por lo que el corrimiento de fase es momentáneo y la inteligibilidad rara vez es afectada con severidad. Con un ruido intenso, la voz humana puede hacerse confusa temporalmente, pero no lo suficiente para que no pueda entenderse.

Suponga que la desviación máxima permitida en el ejemplo anterior es 5 kHz. La relación del desplazamiento que el ruido produce a la desviación máxima permitida es

$$\frac{\text{Frecuencia de desviación producida por el ruido}}{\text{Desviación máxima permitida}} = \frac{271.8}{5000} = 0.0544$$

Esto es sólo un poco más que 5% de corrimiento. La desviación de 5 kHz representa la amplitud máxima de la señal moduladora y el corrimiento de 271.8 Hz es la amplitud del ruido. Por lo tanto, ésta es la relación de ruido a señal N/S . Su recíproca proporciona la relación de señal a ruido de la señal de FM.

$$S/N = \frac{1}{N/S} = 1/0.0544 = 18.4$$

Para FM una S/N de entrada de 3/1 se convierte en una S/N de salida de 18.4.

Ejemplo 5-6

Si la entrada a un receptor de FM tiene una S/N de 2.8, la señal moduladora es de 1.5 kHz y la desviación máxima permitida es de 4 kHz, ¿cuáles son a) la desviación de frecuencia causada por el ruido y b) la relación mejorada de señal a ruido en la salida S/N?

$$a) \phi = \sin^{-1} \left(\frac{N}{S} \right) = \sin^{-1} \left(\frac{1}{2.8} \right) = \sin^{-1} (0.3571) = 20.92^\circ$$

$$0.3652 \text{ rad}$$

$$\delta = \phi(f_m) = (0.3652)(1.5 \text{ kHz}) = 547.8 \text{ Hz}$$

$$b) \frac{N}{S} = \frac{\text{Frecuencia de desviación producida por el ruido}}{\text{Desviación máxima permitida}} = \frac{547.8}{4000}$$

$$= 0.13695$$

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{N/S} = 7.3$$

PRE-ÉNFASIS

El ruido *puede* interferir con la señal de FM y, en particular, con los componentes de alta frecuencia de la señal moduladora. Como el ruido se integra principalmente de picos agudos de energía, tiene muchas armónicas y otros componentes de alta frecuencia. Estas frecuencias pueden ser de mayor amplitud que el contenido de alta frecuencia de la señal moduladora, y causar distorsión en la frecuencia, lo cual puede hacer ininteligible a la señal.

La mayor parte del contenido de las señales moduladoras, en especial la voz, está en frecuencias bajas. En sistemas de comunicación de voz, el ancho de banda de la señal está limitado a unos 3 kHz, lo cual permite una inteligibilidad aceptable. En contraste, los instrumentos musicales por lo común generan señales de bajas frecuencias que tienen muchas armónicas de alta frecuencia, lo que les da su timbre característico, y que deben pasar si se quiere preservar ese sonido. Por lo tanto, se requiere un ancho de banda amplio, para los sistemas de alta fidelidad. Como es usual que los componentes de alta frecuencia estén a muy bajo nivel, el ruido puede borrarlos.

Para solucionar este problema, muchos sistemas de FM utilizan una técnica conocida como *pre-énfasis*, que ayuda a contrarrestar la interferencia del ruido. En el transmisor, la señal moduladora se pasa a través de una red sencilla que amplifica más los componentes de alta frecuencia que los de baja frecuencia. La forma más sencilla de este circuito es un simple filtro pasoaltas del tipo que describe la figura 5-13a). Las especificaciones necesitan una constante de tiempo, t , de 75 μs , donde $t = R_1C$. Cualquier combinación de resistor y capacitor (o

resistor e inductor) que dé esta constante de tiempo, trabajará en forma correcta. Este circuito tiene una frecuencia de corte de 2 122 Hz; las frecuencias mayores que 2 122 Hz se incrementarán de modo lineal. La amplitud de salida aumenta con la frecuencia en una relación de 6 dB por octava. El circuito de pre-énfasis incrementa el contenido de energía de las señales de alta frecuencia de manera que resultan más fuertes que los componentes de alta frecuencia del ruido. Esto mejora la relación de señal a ruido, aumenta la inteligibilidad y mejora la fidelidad.

El circuito de pre-énfasis también tiene una frecuencia de corte alto, f_u , donde el incremento se aplana y elimina (figura 5-13b), la cual se calcula con la fórmula.

$$f_u = \frac{R_1 + R_2}{2\pi R_1 R_2 C}$$

El valor de f_u en general se fija fuera de la banda de audio y, por lo común, es mayor que 30 kHz.

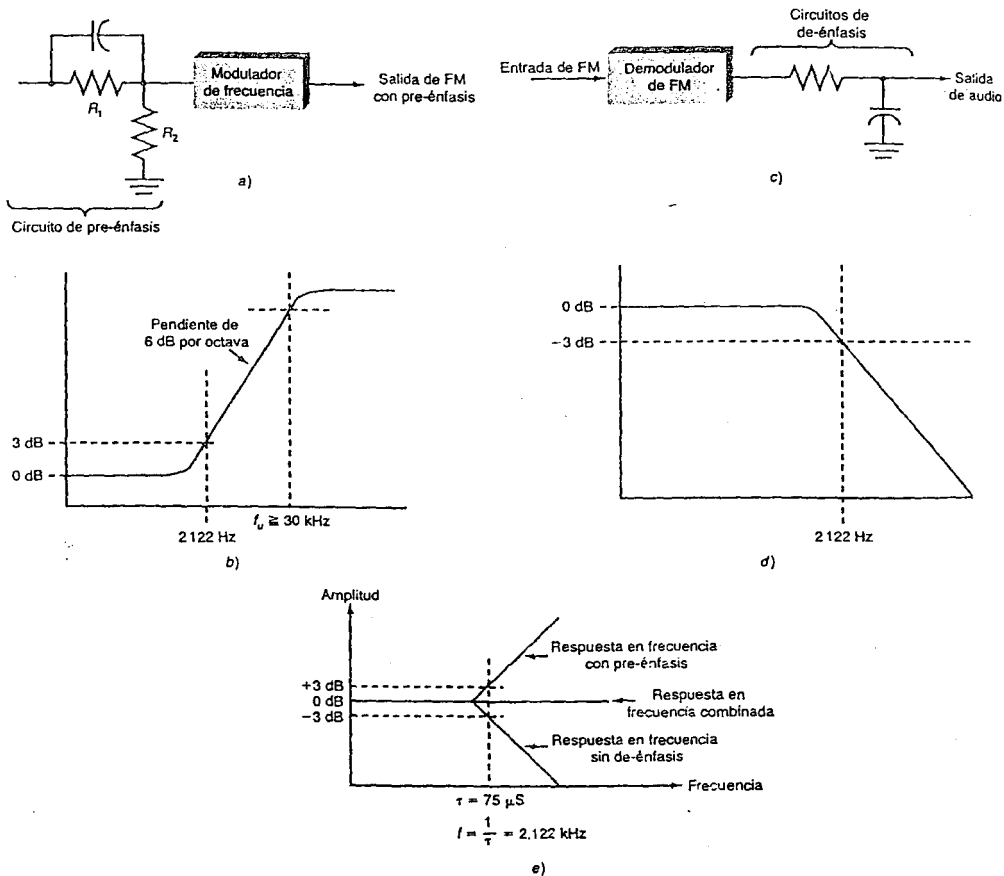


FIGURA 5-13 Pre-énfasis y de-énfasis: a) circuito de pre-énfasis, b) curva de pre-énfasis, c) circuito de de-énfasis, d) curva de de-énfasis, e) respuesta en frecuencia combinada.

Para regresar la respuesta en frecuencia a su normalidad —nivel “plano”— se utiliza un circuito de de-énfasis, y en el receptor se emplea un filtro simple pasobajas con constante de tiempo de 75 μ s. (figura 5-13c). Las señales por arriba de su frecuencia de corte 2 122 Hz se atenúan en una relación de 6 dB por octava. La curva de respuesta se muestra en la figura 5-13d). En consecuencia, el pre-énfasis introducido en el transmisor lo borra el circuito de-énfasis en el receptor, y proporciona una respuesta plana. El efecto combinado de pre-énfasis y de-énfasis es mejorar la relación de señal a ruido para los componentes de alta frecuencia durante la transmisión, de manera que sean más fuertes y no los borre el ruido. La figura 5-13e) muestra el efecto de conjunto de los circuitos de pre-énfasis y de-énfasis.

5-5 MODULACIÓN DE FRECUENCIA CONTRA MODULACIÓN DE AMPLITUD

VENTAJAS DE LA FM

En general, se considera que la FM es superior a la AM; sin embargo, ambas señales pueden transmitir información de un lugar a otro; la FM por lo común ofrece algunas ventajas sobre la AM.

INMUNIDAD AL RUIDO. La ventaja principal de la FM sobre la AM es su inmunidad superior al ruido, posible por los circuitos recortador y limitador del receptor, que en efecto quitan todas las variaciones del ruido y dejan una señal de amplitud constante de FM. Aun cuando del recorte no resulta una total recuperación en todos los casos, la FM tolera mayor nivel de ruido que la AM para determinada amplitud de portadora. Esto también es cierto para la distorsión por corrimiento de fase inducido.

EFECTO DE CAPTURA. Otra ventaja importante de la FM es que las señales interferentes en la misma señal se rechazan con eficacia. La acción de los amplificadores limitadores y los métodos de demodulación utilizados en los receptores de FM desarrolla un fenómeno conocido como *efecto de captura*, que se manifiesta cuando dos o más señales de FM se presentan en forma simultánea en la misma frecuencia. Si una señal es de más del doble en amplitud que la otra, la señal más fuerte captura el canal, eliminando en su totalidad la señal más débil. Con circuitos modernos para el receptor, una diferencia de sólo 1 dB en las amplitudes de la señal, en general es suficiente para producir el efecto de captura. En contraste, cuando dos señales de AM ocupan la misma frecuencia, por lo común se escuchan ambas señales, sin considerar la intensidad relativa de sus señales. Cuando una señal de AM es bastante mayor que otra, es natural que la de mayor intensidad sea inteligible; sin embargo, la señal más débil no se elimina, y todavía puede oírse en el fondo. Si la intensidad de la señal de unas señales de AM dadas son muy parecidas, se interferirán una a la otra, provocando que ambas sean casi ininteligibles.

No obstante que el efecto de captura evita que la señal más débil de dos estaciones de FM pueda oírse, cuando dos estaciones transmiten señales de casi la misma amplitud, la primera puede captarse y luego la otra. Esto puede suceder, por ejemplo, cuando un conductor viaja en una autopista y escucha con claridad una estación en una frecuencia en particular. En determinado lugar el conductor recibe otra estación, perdiendo por completo a la primera, y

¿SABÍA QUE?

A pesar de que los circuitos integrados (CI) de FM son complejos, son relativamente fáciles de usar y su precio es competitivo con el de los circuitos de AM.

luego, igual de rápido, vuelve a oír ésta. El dominio de una de las dos depende de dónde se encuentra el vehículo y de la intensidad relativa de las dos señales.

EFICIENCIA DEL TRANSMISOR. Una tercera ventaja de la FM sobre la AM se relaciona con la eficiencia. Recuerde que la AM puede producirse tanto por la técnica de modulación en bajo nivel como por la de modulación de alto nivel. La más eficiente es esta última, pues utiliza un amplificador clase C en la etapa de potencia final del amplificador de RF modulado por un amplificador modulador de alta potencia. El transmisor de AM debe producir muy alta potencia en RF y muy alta potencia en el amplificador modulador. Por añadidura, a niveles de muy alta potencia se requieren

amplificadores de modulación muy grandes e imprácticos. En estas condiciones, debe de emplearse la modulación de bajo nivel, si se desea preservar sin distorsión la información de AM. La señal de AM se genera en un nivel inferior y luego se amplifica con amplificadores lineales para producir la señal final de RF. Dichos amplificadores son tanto clase A como clase B mucho menos eficientes que los clase C.

Como las señales de FM tienen una amplitud constante, no es necesario utilizar amplificadores lineales para aumentar su potencia. De hecho, las señales de FM siempre se generan en un nivel bajo y luego se amplifican mediante una serie de amplificadores clase C para aumentar su potencia. El resultado es el mejor aprovechamiento de la potencia disponible debido al alto nivel de eficiencia de los amplificadores clase C.

DESVENTAJAS DE LA FM



EXCESIVO USO DEL ESPECTRO. Es posible que la mayor desventaja de la FM es que sólo utiliza demasiado espacio del espectro. El ancho de banda de la señal de FM es, en general, mucho mayor que el utilizado por una señal de AM que transmite información similar. Aun cuando es posible mantener el índice de modulación bajo para disminuir el ancho de banda, reduciendo el índice de modulación también se aminora la inmunidad al ruido de la señal de FM. En sistemas comerciales de FM de dos vías, la desviación máxima permitida es 5 kHz, con una frecuencia de modulación máxima de 3 kHz. Esto produce una relación de desviación de $5/3 = 1.67$. Se pueden obtener relaciones de desviación de hasta 0.25; sin embargo, éstas dan como resultado señales mucho menos deseables que las señales de banda ancha de FM. Estas dos relaciones de desviación que se mencionan se clasifican como FM de banda angosta.

Las cajas portátiles "boom" de alta fidelidad proporcionan música y entretenimiento a gente en movimiento. Estos centros portátiles de entretenimiento ahora incluyen receptores AM, FM y reproducción de cintas y de discos compactos (CD).

Como la FM ocupa demasiado ancho de banda, en general sólo se usa en las porciones del espectro donde son factibles estos anchos de banda, es decir, en frecuencias muy altas. De hecho, muy rara vez se utiliza en frecuencias por abajo de 30 MHz. La mayor parte de las comunicaciones en FM están en las frecuencias de VHF, UHF y microondas.

COMPLEJIDAD DE LOS CIRCUITOS. En el pasado, una desventaja importante de la FM fue la complejidad de los circuitos empleados para la modulación de frecuencia y la demodulación, en comparación con la sencillez de los circuitos utilizados para la modulación de amplitud y la demodulación. Hoy día, esta desventaja casi ha desaparecido a causa de la presencia de los circuitos integrados. En tanto que los CI empleados en la transmisión de FM son todavía complejos, requieren muy poco esfuerzo para usarse y su precio es casi tan bajo como el de los circuitos comparables de AM.

Como la tendencia en las comunicaciones electrónicas es hacia cada vez mayores frecuencias y los CI son muy fáciles de usar por su bajo costo, la FM se ha convertido, con mucho, en el método de modulación de mayor uso en las comunicaciones electrónicas.

APLICACIONES DE FM Y DE AM

La tabla 5-1 lista algunas de las principales aplicaciones para AM y FM.

TABLA 5-1 APLICACIONES COMUNES PARA AM Y FM

Aplicación	Tipo de modulación
Radiodifusión de AM	AM
Radiodifusión de FM	FM
FM estéreo multicanalizado	DBL (AM) y FM
Sonido en TV	FM
Imagen en TV (video)	AM
Señales de TV a color	Cuadratura DBL (AM)
Teléfono celular	FM
Teléfono inalámbrico	FM
Equipo de FAX	FM, QAM (AM más PSK)
Radio aéreo	AM
Radio naval	FM y BLU (AM)
Radio móvil y portátil	FM
Radio banda civil	AM y BLU (AM)
Radio aficionados	FM y BLU (AM)
Modems de computadora	FSK, PSK, QAM (AM más PSK)
Abre puertas garage	OOK
Control remoto TV	OOK
VCR	FM

RESUMEN

La desviación de frecuencia en FM es sólo proporcional a la amplitud de la señal moduladora sin importar su frecuencia. En FM, la frecuencia de la señal moduladora determina cuántas veces por segundo se desvía la frecuencia portadora por arriba y por abajo de su frecuencia central nominal. En corrimiento de frecuencia por llaveo (FSK), así como en la transmisión de datos binarios seriales, la señal moduladora es un tren de pulsos o serie de ondas rectangulares. En PM la cantidad de corrimiento de fase de una portadora de frecuencia constante varía de acuerdo con la señal moduladora, y la desviación de la frecuencia de la portadora es proporcional a la frecuencia moduladora y a su amplitud. Como la PM también produce FM, a menudo se le llama FM indirecta.

Para que la PM sea compatible con la FM, deben compensarse las desviaciones que producen las variaciones de frecuencia en la señal moduladora. La relación entre la desviación máxima de frecuencia permitida y la frecuencia moduladora máxima permitida es el índice de modulación o la relación de desviación. Si se conoce el índice de modulación, se puede determinar el número de bandas laterales significativas y la amplitud de los coeficientes de las bandas laterales determinados por las funciones Bessel y la ecuación básica de una señal de FM. La onda de FM se expresa como una composición de ondas senoidales

de diferentes frecuencias y amplitudes que al sumarse proporcionan la señal de FM en el dominio del tiempo.

El ancho de banda de una señal de FM puede calcularse mediante el índice de modulación y las funciones de Bessel o por la regla de Carson.

Entre los principales beneficios de la FM sobre la AM está su inmunidad superior al ruido. Los receptores de FM tienen circuitos limitadores que restringen la amplitud de la señal recibida, cortan cualquier variación y eliminan casi por completo el ruido. Algunos componentes de alta frecuencia de la señal moduladora pueden, sin embargo, interferir con la transmisión de FM. Para resolver este problema, la mayoría de los sistemas de FM usan una técnica denominada pre-énfasis. En el transmisor, la señal moduladora se pasa a través de una red simple que amplifica más los componentes de alta frecuencia que los de baja frecuencia.

En FM, la señal más fuerte de dos en la misma frecuencia, rechazará a la más débil por medio del fenómeno llamado el efecto de captura. En contraste, cuando una señal de AM es bastante mayor que otra, la señal más débil puede oírse en el fondo. Otra ventaja de la FM sobre la AM es su eficiencia de transmisión. Las señales de FM se generan siempre a bajo nivel y luego se amplifican una serie de amplificadores clase C de alta eficiencia.

TÉRMINOS CLAVE

Corrimiento de fase binario por llaveo (BPSK)
Corrimiento de fase por llaveo (PSK)
Corrimiento de frecuencia por llaveo (FSK)
De-énfasis

Efecto de captura
FM de banda angosta (NBFM)
FM indirecta
Funciones Bessel
Índice de modulación
Modulación de fase (PM)

Porcentaje de modulación
Pre-énfasis
Red de corrección de frecuencia ($1/f$ filtro)
Regla de Carson
Relación de desviación

1. ¿C
2. Inc
3. ¿C
4. Inc
5. Inc
6. ¿C
7. Inc
8. ¿C
9. Inc
10. ¿C
11. ¿C
12. ¿C
13. ¿C
14. De
15. ¿C
16. ¿Q
17. Mi
18. ¿C
19. ¿C
20. Mi
21. ¿C
22. ¿E
23. ¿C
24. ¿C
25. ¿C
26. ¿C
27. ¿C
28. De
29. ¿C

REPASO

PREGUNTAS

REPASO

1. ¿Cuál es el nombre genérico de las modulaciones de FM y PM?
2. Indique el efecto sobre la amplitud de la portadora durante FM y PM.
3. ¿Cuál es el nombre de las expresiones matemáticas para expresar las variaciones de la portadora de su frecuencia central no modulada durante la modulación?
4. Indique cómo varía la frecuencia de una portadora en un sistema de FM cuando la amplitud y la frecuencia de la señal moduladora cambian.
5. Indique como varía la frecuencia de una portadora en un sistema PM si cambia la amplitud y la frecuencia de la señal moduladora.
6. ¿Cuándo ocurre la máxima desviación de frecuencia en una señal de FM? ¿En una de PM?
7. Indique las condiciones que deben existir para que un modulador de fase produzca FM.
8. ¿Cómo se llama a la FM producida con técnicas de PM?
9. Indique la naturaleza de la salida de un modulador de fase durante el tiempo que el voltaje de la señal moduladora permanece constante.
10. ¿Cuál es el nombre del proceso de modulación de frecuencia de una portadora por datos binarios?
11. ¿Cuál es el nombre del proceso de modulación de fase de una portadora por datos binarios?
12. ¿Cómo se debe modificar la naturaleza de una señal moduladora para producir FM con técnicas de PM?
13. ¿Cuál es la diferencia entre índice de modulación y relación de desviación?
14. Defina FM de banda angosta y señale qué criterio se usa para indicar NBFM.
15. ¿Cuál es el nombre de la ecuación matemática para determinar el número y amplitud de las bandas laterales de una señal de FM?
16. ¿Qué significa el signo negativo en el valor de una banda lateral en la figura 5-8?
17. Mencione dos formas en que el ruido afecta a la señal de FM.
18. ¿Cómo se reduce en el receptor el ruido de una señal de FM?
19. ¿Cuál es la ventaja principal de FM sobre AM?
20. Mencione dos ventajas adicionales de FM sobre AM.
21. ¿Cuál es la naturaleza del ruido que por lo común acompaña a la señal de radio?
22. ¿En qué forma un transmisor de FM es más eficiente que un transmisor de AM de bajo nivel?
23. ¿Cuál es la desventaja principal de FM respecto a AM? Mencione dos formas para corregir esta desventaja.
24. ¿Qué tipo de amplificador de potencia se utiliza para amplificar señales de FM?
25. ¿Cuál es el nombre del circuito del receptor que elimina el ruido?
26. ¿Qué es efecto de captura y qué lo causa?
27. ¿Cuál es la naturaleza de las señales moduladoras afectando más negativamente por el ruido en una señal de FM?
28. Describa el proceso de pre-énfasis. ¿Cómo mejora el resultado de las comunicaciones en presencia de ruido? ¿En dónde se lleva a cabo, en el transmisor o en el receptor?
29. ¿Cuál es el circuito básico que se utiliza para producir pre-énfasis?

30. Describa el proceso de de-énfasis. ¿Dónde se lleva a cabo, en el transmisor o en el receptor?
31. ¿Qué tipo de circuito se utiliza para obtener de-énfasis?
32. ¿Cuál es la frecuencia de corte de los circuitos de pre-énfasis y de-énfasis?
33. Indique cuatro aplicaciones principales de la FM.

PROBLEMAS

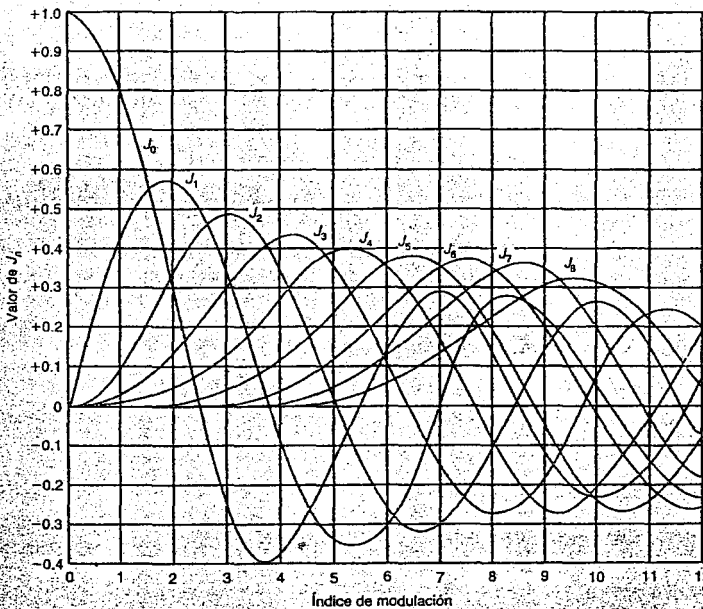
1. Si una señal moduladora de 2 kHz desvía 12 kHz a una portadora de 162 MHz, ¿cuál es el índice de modulación? ◀
2. Si la desviación máxima de una portadora de FM con una señal de 2.5 kHz es 4 kHz, ¿cuál es la relación de desviación?
3. Calcule para los problemas 1 y 2, los anchos de banda que ocupa la señal. Utilice para ello el método convencional y la regla de Carson. Dibuje el espectro de cada señal mostrando todas las bandas laterales significativas y sus amplitudes exactas.
4. ¿Cuál es el espaciamiento entre bandas laterales para una señal senoidal moduladora de 3 kHz con una frecuencia portadora de 36 MHz?
5. ¿Cuáles son las amplitudes relativas de los cuatro pares de bandas laterales de una señal de FM con una relación de desviación de 8? ◀
6. ¿A qué índice de modulación la amplitud del primer par de bandas laterales va a cero? Utilice la figura 5-8 o 5-9 para encontrar el índice de modulación más bajo que dé este resultado.
7. La desviación máxima permitida para la transmisión de sonido en una emisora de televisión es 25 kHz y la desviación real de 16 kHz. ¿Cuál es el porcentaje de modulación? ◀
8. Si un canal disponible para transmisión de FM tiene 30 kHz de ancho y la frecuencia moduladora máxima permisible es 3.5 kHz, ¿qué relación de desviación deberá usarse?
9. La relación de señal a ruido en un sistema de FM es de 4 a 1 y la máxima frecuencia moduladora es 4 kHz. ¿Cuánta desviación de frecuencia se introduce por el corrimiento de fase que causa el ruido cuando la frecuencia moduladora es 650 Hz? ¿Cuál es la verdadera relación señal a ruido? ◀
10. Si un circuito de de-énfasis tiene un capacitor de 0.02 μ F, ¿qué valor de resistor se necesita? Dé el valor estándar más cercano de EIA.
11. Determine con la regla de Carson el ancho de banda de un canal de FM cuando la máxima desviación permitida es 5 kHz a frecuencia de hasta 3.333 kHz. Muestre mediante un dibujo el espectro de la portadora y los valores de las bandas laterales.

PREGUNTAS PARA REFLEXIONAR

1. La banda de radiodifusión de AM consta de 107 canales de 10 kHz de ancho para las estaciones. Si la frecuencia moduladora máxima es de 5 kHz, ¿podría utilizarse la FM en esta banda? Si es así, explique qué se necesitaría para que esto sucediera.
2. Una portadora de 49 MHz es modulada en frecuencia por una onda cuadrada de 1.5 kHz. El índice de modulación es 0.25. Dibuje del espectro resultante de la señal. (Suponga que sólo pasarán por el sistema las armónicas menores de la sexta.)
3. La banda de radiodifusión de FM está dentro del espectro de frecuencias, de 88 a 108 MHz y hay 100 canales espaciados entre ellos 200 kHz. La frecuencia central del primer canal

es 88.1 kHz; el último, o sea, el número 100, tiene su frecuencia central en 107.9 MHz. Cada canal de 200 kHz tiene un ancho de banda de 150 kHz para la modulación y deja bandas de guarda de 25 kHz a cada lado para reducir los efectos de sobremodulación (sobre-desviación). La banda de radiodifusión de FM permite una desviación máxima de 75 kHz y una frecuencia moduladora máxima de 15 kHz.

- a) Dibuje el espectro de frecuencias del canal centrado en 99.9 MHz, con todas sus frecuencias relevantes.
 - b) Dibuje el espectro de frecuencias de la banda de FM con detalles de los tres canales más bajos y de los tres canales de las frecuencias más altas.
 - c) Determine el ancho de banda de la señal de FM mediante la relación de desviación y la tabla de Bessel.
 - d) Determine el ancho de banda de la señal de FM con la regla de Carson.
4. ¿Cuál es el mínimo ancho de banda requerido para un radiotransmisor de FM en 450 MHz con una desviación máxima permitida de 6 kHz y una máxima frecuencia moduladora de 3.5 kHz? Use la figura 5-9 (repetida abajo) para determinar las amplitudes aproximadas de la portadora y las tres primeras bandas laterales significativas.
 5. Suponga que pudiera transmitir datos digitales por la banda de radiodifusión de las estaciones de FM. El ancho de banda permitido es de 200 kHz y la máxima desviación, de 75 kHz. Si se considera que se desea preservar hasta la tercera armónica, ¿cuál es la máxima frecuencia de onda cuadrada que podría transmitirse?



R
E
P
A
S
O

CAPÍTULO 6

CIRCUITOS DE FM

C A P Í T U L O S E I S

Objetivos

Después de terminar este capítulo podrá:

- ◊ **Comparar y contrastar** FM mediante circuitos osciladores a cristal con FM empleando varactores.
- ◊ **Explicar** los principios generales de los circuitos moduladores de fase y listar las técnicas básicas para obtener corrimiento de fase o desfaseamiento.
- ◊ **Calcular** la desviación total de frecuencia de un transmisor de FM conociendo la frecuencia original del oscilador y el factor de multiplicación de la frecuencia.
- ◊ **Describir** la operación del discriminador de promediado de pulsos, los detectores en cuadratura y los detectores diferenciales de picos.
- ◊ **Dibujar** el diagrama en bloques de la malla de fase encadenada, **indicar** qué hace cada componente, **explicar** la operación del circuito y **definir** el intervalo de captura y el intervalo de enganche de una malla de fase encadenada (PLL).
- ◊ **Explicar** la operación de una PLL como demodulador de frecuencia.

Se han inventado muchos circuitos para producir señales de FM y de PM. Hay dos tipos de circuitos moduladores de frecuencia, circuitos directos y circuitos que producen FM de manera indirecta por medio de técnicas de modulación de fase. Los circuitos directos de FM utilizan técnicas para variar la frecuencia del oscilador de la portadora, de acuerdo con la señal moduladora. Los moduladores indirectos producen FM vía un desfasador, después de la etapa del oscilador de portadora. Los circuitos demoduladores o detectores de frecuencia convierten la señal de FM en la señal moduladora original.

No obstante que muchos de los circuitos que se analizan en este capítulo están en desuso, se incluyen por su relevancia histórica y teórica. Los circuitos de mayor importancia en la práctica actual son varactores, osciladores a cristal controlados por varactor y los moduladores de fase por transistor o varactor. En el ámbito de la demodulación, los circuitos más importantes son las mallas de fase encadenadas, detectores en cuadratura, detectores diferenciales de picos y discriminadores de promediado de pulsos.

6-1 MODULADORES DE FRECUENCIA

Un *modulador de frecuencia* es un circuito que produce variaciones en la frecuencia portadora de acuerdo con la señal moduladora. Dado que la portadora genera por un circuito *LC* o un circuito oscilador a cristal, debe buscarse cómo hacer variar la frecuencia de oscilación. En un oscilador *LC*, la frecuencia de la portadora se fija por los valores de la inductancia y la capacitancia en un circuito sintonizado y, por consiguiente, la frecuencia de la portadora puede cambiarse haciendo variar la inductancia o la capacitancia. La idea es encontrar un circuito o componente que convierta un voltaje modulador en un cambio correspondiente de la capacitancia o la inductancia.

Cuando la portadora se genera por un oscilador a cristal, la frecuencia se fija por el cristal. Sin embargo, considere que el circuito equivalente de un cristal es un circuito *LCR* con puntos de resonancia en serie y en paralelo. Conectar un capacitor externo al cristal permite lograr variaciones menores en la frecuencia de operación. De nuevo, el objetivo es encontrar un circuito o componente cuya capacitancia cambie en respuesta a la señal moduladora. El componente que más se utiliza para este propósito es el *varactor*. También conocido como capacitor variable con el voltaje, diodo de capacitancia variable o varicap, este dispositivo es en sí un diodo semiconductor de unión que opera en un modo de polarización en inversa.

OPERACIÓN DEL VARACTOR

Un diodo de unión se crea cuando, durante el proceso de fabricación, se forman semiconductores tipo P y tipo N. Algunos electrones en el material tipo N se llevan hacia el material tipo P, en el que neutralizan los huecos (figura 6-1a), y forman un área muy delgada llamada *región de empobrecimiento*, donde no hay portadores libres, huecos o electrones.

Esta región actúa como un aislador delgado que previene el paso de la corriente a través del dispositivo. Si se aplica una polarización en directa al diodo, éste conducirá. El potencial externo fuerza a los huecos y electrones hacia la unión donde éstos se combinan, por lo que causan una corriente continua dentro del diodo y también en la parte externa. La capa de empobrecimiento sólo desaparece (figura 6-1b). Si al diodo se aplica una polarización en inversa externa como en la (figura 6-1c), no fluirá la corriente. La polarización en realidad incrementa el espesor de la capa de empobrecimiento y el incremento de ésta depende de la cantidad de la polarización en inversa.

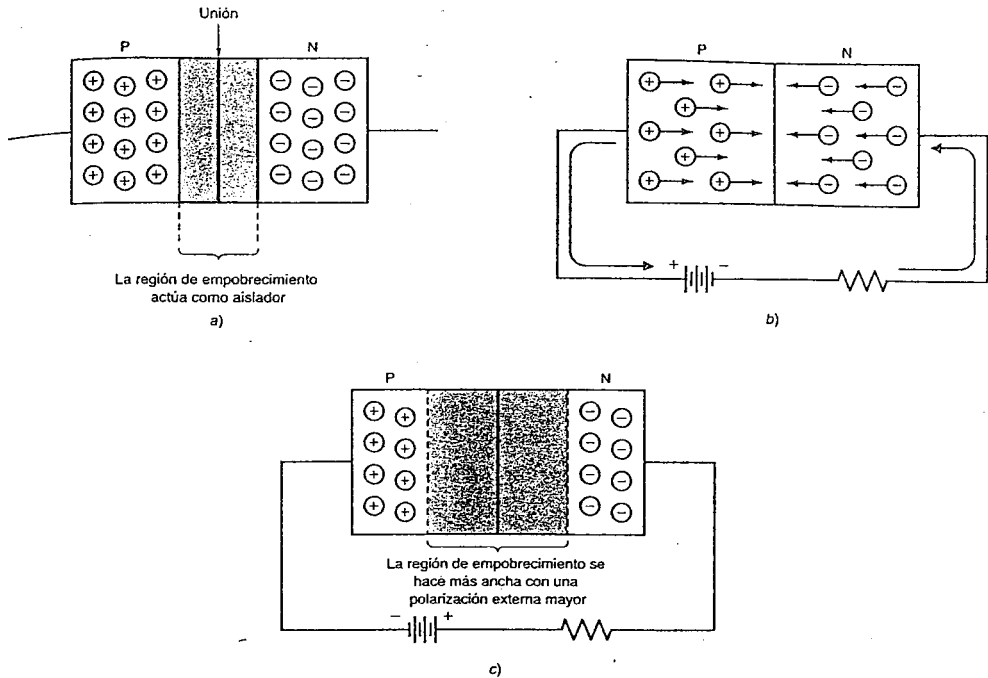


FIGURA 6-1 Región enrarecida en un diodo de unión.

A mayor polarización en inversa mayor espesor de la región de empobrecimiento y menor posibilidad de que fluya la corriente. Un diodo de unión polarizado en inversa actúa como un pequeño capacitor. Los materiales tipo P y N se comportan como las dos placas del capacitor, mientras que la región de empobrecimiento funciona como el dieléctrico. Con todos los portadores de corriente activos (electrones y huecos) neutralizados en la región de empobrecimiento, funciona justamente como material aislador. El espesor de la región de empobrecimiento determina el espesor del dieléctrico, y por lo tanto, el valor de la capacitancia. Si la polarización en inversa es alta, la región de empobrecimiento será más amplia y el dieléctrico causará que las placas del capacitor estén más separadas, produciendo menor capacitancia. Reducir la cantidad de polarización en inversa, hace más angosta la región de empobrecimiento; las placas del capacitor se acercan produciendo mayor capacitancia.

Todos los diodos de unión exhiben capacitancia variable al cambiar la polarización en inversa; sin embargo, los varactores se diseñan para optimizar esta característica particular, de manera que las variaciones de capacitancia sean tan amplias y lineales como sea posible. La figura 6-2 muestra los símbolos utilizados para representar diodos varactores.

Los varactores se fabrican con un amplio intervalo de valores de capacitancia, la mayoría con una capacitancia nominal en el intervalo de 1 a 200 pF. El intervalo de variación de la capacitancia

¿SABÍA QUE?

Los varactores se fabrican con un amplio intervalo de valores de capacitancia, la mayoría con una capacitancia nominal en el intervalo de 1 a 200 pF. El intervalo de variación de capacitancia puede ser tan alto como 12 a 1.

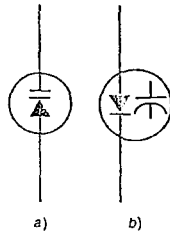


FIGURA 6-2 Símbolos esquemáticos de un diodo varactor.

cia puede ser tan alto como 12 a 1. La figura 6-3 muestra la curva típica de un diodo varactor. Se obtiene una capacitancia máxima de 80 pF a 1 V. Con 60 V aplicados, la capacitancia baja a 20 pF, un intervalo de 4 a 1. El intervalo de operación por lo general se restringe a la porción central y lineal de la curva.

MODULADORES CON VARACTOR

La figura 6-4, un oscilador de portadora de un transmisor, muestra el concepto básico de un modulador de frecuencia con varactor. L_1 y la capacitancia del diodo varactor D_1 forman el circuito sintonizado paralelo del oscilador. El valor de C_1 se hace muy grande en la frecuencia de operación, de manera que su reactancia es muy pequeña. En consecuencia, C_1 conecta el circuito sintonizado con el circuito del oscilador. C_1 también bloquea la polarización en cd en la base de Q_1 , evitando que quede a tierra a través de L_1 . Los valores de L_1 y D_1 fijan la frecuencia central de la portadora.

La capacitancia de D_1 se controla en dos formas: a través de la polarización fija en cd y mediante la señal moduladora. En la figura 6-4, la polarización en D_1 se fija por el potenciómetro del divisor de voltaje R_4 . La variación de R_4 permite ajustar la frecuencia central de la portadora dentro de un intervalo angosto. La señal moduladora se aplica por medio de C_5 y el choque de radiofrecuencia (RFC). C_5 es un capacitor de bloqueo que mantiene la polarización en cd del varactor fuera de los circuitos moduladores de la señal. La reactancia del RFC es alta en la frecuencia de la portadora y previene que la señal de la portadora entre en los circuitos moduladores de la señal de audio.

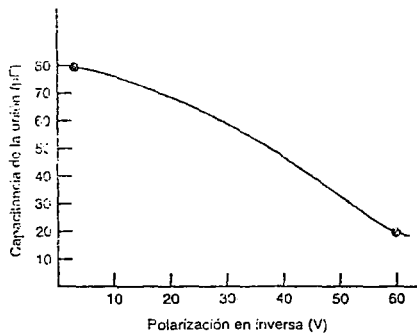


FIGURA 6-3 Capacitancia contra voltaje en inversa de la unión para un varactor típico.

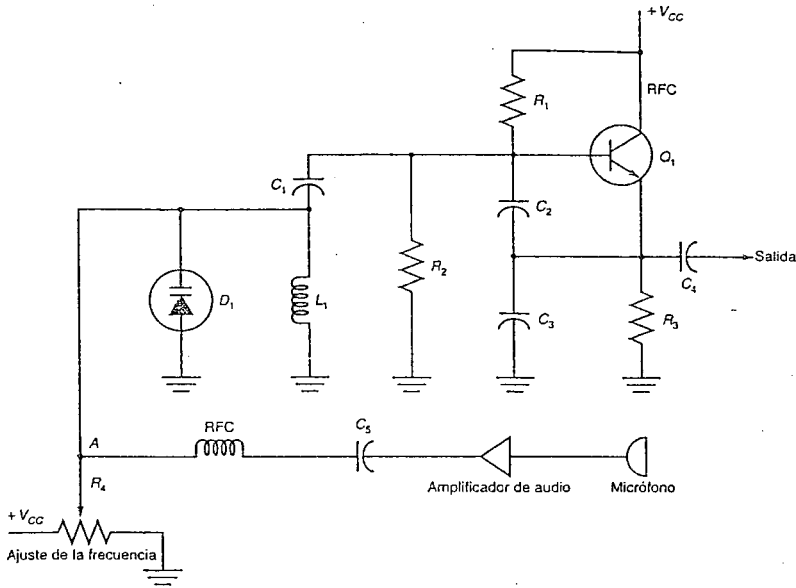


FIGURA 6-4 Oscilador de portadora que modula en frecuencia directamente con un diodo varactor.

La señal moduladora que se obtiene del micrófono se amplifica y aplica al modulador. Al variar la señal moduladora se añade y sustrae del voltaje de polarización fijo. De esta manera, el voltaje efectivo aplicado a D_1 hace variar su capacitancia. A su vez, esto produce la desviación deseada en la frecuencia portadora. Una señal que vaya a positiva en el punto A, se suma a la polarización en inversa, disminuye la capacitancia y aumenta la frecuencia de la portadora. Una señal que vaya a negativa en A, se resta de la polarización, incrementa la capacitancia y disminuye la frecuencia de operación.

Ejemplo 6-1

Si el valor de la capacitancia de un varactor al centro de su intervalo lineal es 40 pF, y este varactor estará en paralelo con un capacitor fijo de 20 pF, ¿qué valor de inductancia deberá usarse en un oscilador para hacer resonar esta combinación a 5.5 MHz?

$$\text{Capacitancia total } C_T = 40 + 20 = 60 \text{ pF}$$

$$f_0 = 5.5 \text{ MHz} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_T} = \frac{1}{(6.28 \times 5.5 \times 10^6)^2 \times 60 \times 10^{-12}}$$

$$= 13.97 \times 10^{-6} \text{ H o } 14 \mu\text{H}$$

El problema principal con el circuito de la figura 6-4 es que la mayoría de los osciladores con *LC* simplemente no son lo bastante estables para proporcionar una señal portadora. Aun con componentes de alta calidad y diseño óptimo, la frecuencia de los osciladores *LC* variará debido a cambios de temperatura, variaciones de voltaje en los circuitos, entre otros factores. Estas inestabilidades no pueden tolerarse en la mayoría de los modernos sistemas de comunicación electrónica, donde un transmisor debe mantenerse en frecuencia de modo tan preciso como sea posible. Los osciladores *LC* sólo no son lo bastante estables para cumplir con los rigurosos requerimientos impuestos por la FCC. En consecuencia, los osciladores a cristal por lo general se utilizan para fijar la frecuencia de la portadora. Los osciladores a cristal no sólo proporcionan una frecuencia de portadora de alta precisión, sino también su estabilidad es superior dentro de un amplio intervalo de temperaturas.

MODULACIÓN DE FRECUENCIA DE UN OSCILADOR A CRISTAL

Es posible hacer variar la frecuencia de un oscilador a cristal cambiando el valor de la capacitancia en serie o en paralelo con el cristal. La figura 6-5 muestra un oscilador a cristal típico. Cuando se conecta un pequeño valor de capacitancia en serie con el cristal, la frecuencia del cristal puede ser "halada" ligeramente de su frecuencia de resonancia natural. Haciendo de la capacitancia en serie un diodo varactor, se puede obtener la modulación de frecuencia del oscilador a cristal. La señal moduladora se aplica al diodo varactor D_1 , el cual cambia la frecuencia del oscilador.

Es importante destacar que una desviación muy pequeña de la frecuencia sólo es posible con los osciladores a cristal moduladores de frecuencia y que rara vez se puede cambiar la frecuencia de un oscilador a cristal más de unos cientos de hertz del valor nominal del cristal. La desviación resultante puede ser menor que la desviación total deseada. Por ejemplo, para lograr un corrimiento total de frecuencia de 75 kHz, el cual es necesario en la radiodifusión comercial de FM, deben utilizarse otras técnicas. En los sistemas de comunicación NBFM las desviaciones menores son aceptables.

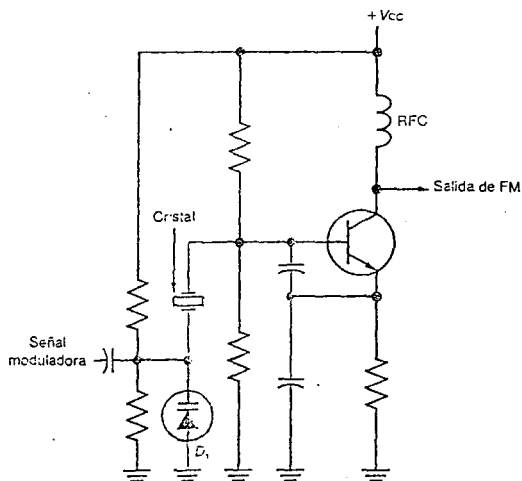


FIGURA 6-5 Modulación de frecuencia de un oscilador a cristal con un VVC.

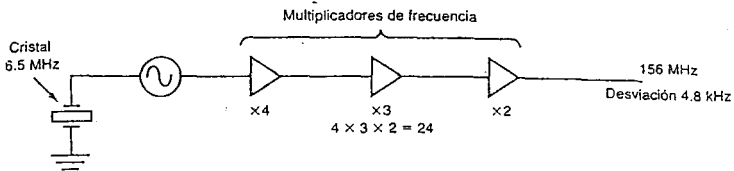


FIGURA 6-6 Cómo los multiplicadores de frecuencia aumentan la frecuencia de la portadora y la desviación de frecuencia.

Aun cuando sólo es posible obtener una desviación de frecuencia de unos cientos de ciclos en un oscilador de frecuencia a cristal, la desviación total se puede aumentar con circuitos multiplicadores de frecuencia después del oscilador de la portadora. Un *circuito multiplicador de frecuencia* es aquel cuya frecuencia de salida es algún múltiplo entero de la frecuencia de entrada. El multiplicador de frecuencia que multiplica una frecuencia por 2 se llama *doblador*, un circuito multiplicador de frecuencia que multiplica una frecuencia de entrada por 3 se denomina *triplicador*, y así de manera sucesiva. Los multiplicadores de frecuencia también pueden conectarse en cascada.

Si la señal de FM se aplica a un multiplicador de frecuencia, aumentan la frecuencia portadora de operación y el valor de la desviación. Los multiplicadores de frecuencia típicos pueden incrementar la frecuencia de oscilación de la portadora de 24 a 32 veces. La figura 6-6 muestra cómo los multiplicadores de frecuencia incrementan la frecuencia de la portadora y la desviación. La frecuencia de salida deseada del transmisor de FM en la figura es 156 MHz y la máxima desviación deseada, 5 kHz. La portadora se genera por un oscilador a cristal de 6.5 MHz, el cual es seguido por circuitos multiplicadores de frecuencia que incrementan la frecuencia en un factor de 24 ($6.5 \text{ MHz} \times 24 = 156 \text{ MHz}$). La modulación de frecuencia de un oscilador a cristal mediante un varactor sólo produce una desviación de 200 Hz. Cuando se multiplica por un factor de 24 en los circuitos multiplicadores de frecuencia, esta desviación se incrementa a $200 \times 24 = 4\,800 \text{ Hz}$ o 4.8 kHz, que es cercana a la desviación deseada. Los circuitos multiplicadores de frecuencia se estudian con todo detalle en el capítulo 7.

¿SABÍA QUE?

Los multiplicadores de frecuencia típicos pueden incrementar la frecuencia del oscilador de la portadora de 24 a 32 veces.

OSCILADORES CONTROLADOS POR VOLTAJE

Los osciladores cuyas frecuencias controla un voltaje externo de entrada por lo general se llaman *osciladores controlados por voltaje* (VCO) y los *osciladores a cristal controlados por voltaje* (VXO). No obstante que algunos VCO se utilizan principalmente en FM, también se emplean en otras aplicaciones donde se requiere la conversión de voltaje a frecuencia.

En circuitos de comunicaciones de alta frecuencia, los VCO por lo general se utilizan con componentes discretos en circuitos con transistores y varactores. Sin embargo, hay diferentes tipos de VCO en baja frecuencia, inclusive VCO en CI, que usan osciladores del tipo multivibrador cuya frecuencia puede controlarse dentro de un intervalo amplio mediante un voltaje de ca o de cd. Por lo común, los VCO tienen un intervalo de operación de menos de 1 Hz hasta casi 1 MHz. La salida puede ser una onda cuadrada o triangular en vez de una onda senoidal.

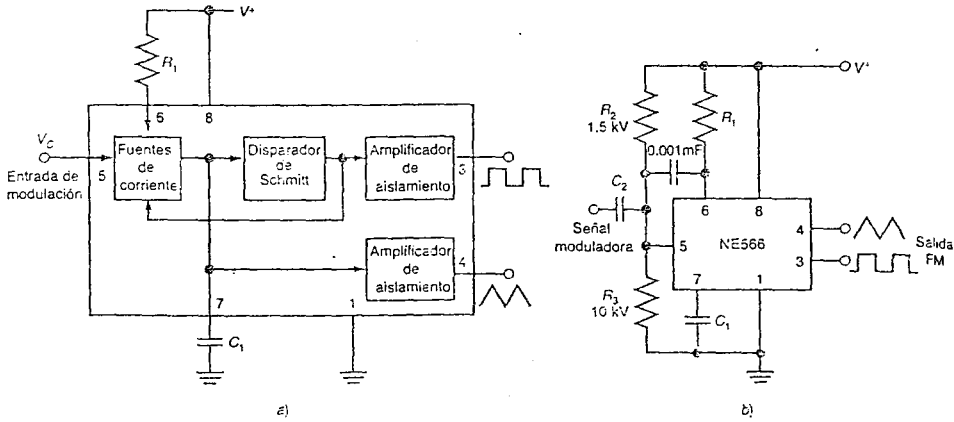


FIGURA 6-7 Modulación de frecuencia con un VCO en CI: a) diagrama en bloques de un VCO en CI. b) modulador de frecuencia básico con el VCON566.

La figura 6-7 a) muestra un diagrama en bloques de un VCO en CI muy utilizado, el popular NE566. El resistor externo, R_1 , en la terminal 6 fija el valor de la corriente que producen las fuentes de corriente interna. Las fuentes de corriente cargan y descargan linealmente el capacitor externo, C_1 , en la terminal 7. Un voltaje externo aplicado en la terminal 5, V_C , se utiliza para variar la cantidad de corriente que producen las fuentes de corriente. El circuito disparador de Schmitt es un detector de nivel que controla la fuente de corriente, conmutando entre carga y descarga; cuando el capacitor se carga o descarga a un nivel de voltaje específico, la fuente de corriente genera un voltaje lineal diente de sierra a través del capacitor. Éste es transferido por el amplificador de aislamiento y puesto a disposición en la terminal 4. La salida del disparador de Schmitt es una onda cuadrada en la misma frecuencia disponible en la terminal 3. Si se requiere una onda senoidal en la salida, la onda triangular en general se filtra con un circuito sintonizado resonante en la frecuencia deseada de la portadora.

La figura 6-7b), muestra un circuito completo de un modulador de frecuencia que utiliza un NE566. Las fuentes de corriente son polarizadas mediante un divisor de voltaje constituido por R_2 y R_3 . La señal moduladora se aplica al divisor de voltaje en la terminal 5 a través de C_2 . El capacitor de 0.001 μ F entre las terminales 5 y 6 se utiliza para prevenir oscilaciones no deseadas. La frecuencia central del circuito se fija con los valores de R_1 y C_1 . Con este CI pueden utilizarse frecuencias de portadora de hasta 1 MHz, pero si se requieren mayores frecuencias y desviaciones, las salidas pueden filtrarse o utilizarse para alimentar otros circuitos, como el multiplicador de frecuencia. La señal moduladora puede variar la frecuencia de la portadora dentro de un intervalo de 10:1, haciendo posible el obtener desviaciones muy grandes. La desviación es lineal con respecto a la amplitud de la entrada dentro del intervalo total.

MODULADORES DE REACTANCIA

Otra forma de producir FM en forma directa es utilizar moduladores de reactancia. Este circuito usa un transistor amplificador que actúa como capacitor o inductor variable. Si este circuito se conecta el a través del circuito sintonizado de un oscilador, la frecuencia de éste puede variar aplicando la señal moduladora al amplificador.

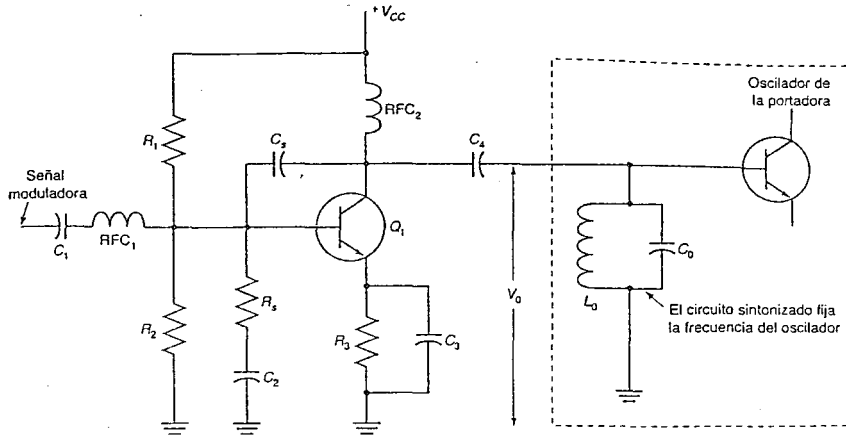


FIGURA 6-8 Modulador de reactancia.

La figura 6-8 describe un modulador de reactancia estándar, que es básicamente amplificador clase A en emisor común. Los resistores R_1 y R_2 forman un divisor de voltaje para polarizar al transistor en la región lineal. R_3 es un resistor de polarización de emisor el cual está puenteado por el capacitor C_3 . En el colector se utiliza un inductor de RF (RFC₂), en vez de un resistor de colectores, para proporcionar una carga de alta impedancia a la frecuencia de operación. El colector del transistor se conecta al circuito sintonizado del oscilador de portadora. El capacitor C_4 tiene una impedancia muy baja en la frecuencia del oscilador. Su propósito es evitar que la corriente del colector de Q_1 se ponga a tierra a través de la bobina del oscilador, L_0 . El circuito del modulador de reactancia se conecta en forma directa a través del circuito sintonizado paralelo que fija la frecuencia del oscilador.

La señal del oscilador del circuito sintonizado V_0 se conecta de regreso a un circuito RC de corrimiento de fase formado por C_2 y R_3 . El capacitor C_2 en serie con R_3 tiene una impedancia muy baja en la frecuencia de operación, así que no afecta el desfazamiento. Sin embargo, evita que R_3 altere la polarización en cd de Q_1 . El valor de C_2 se elige de manera que su reactancia a la frecuencia del oscilador sea alrededor de 10 o más veces el valor de R_3 . Si la reactancia es mucho mayor que la resistencia, el circuito actúa predominantemente capacitivo y, por lo tanto, la corriente a través del capacitor y de R_3 se adelanta al voltaje aplicado casi por 90° . Esto significa que el voltaje a través de R_3 que se aplica a la base de Q_1 se adelanta al voltaje del oscilador. Como la corriente de colector en Q_1 está en fase con la corriente en la base, la cual, a su vez, está en fase con el voltaje en la base, la corriente del colector en Q_1 se adelanta al voltaje del oscilador V_0 por 90° . Por supuesto que cualquier circuito cuya corriente se adelanta al voltaje aplicado por 90° se muestra capacitivo al voltaje de alimentación. Esto significa que el modulador de reactancia se muestra como un capacitor al circuito sintonizado del oscilador.

La señal moduladora se aplica al circuito del modulador a través de C_1 y RFC₁. El RFC ayuda a separar la señal de RF del oscilador de los circuitos de audio de donde se deriva la señal moduladora. La señal moduladora de audio varía el voltaje, y la corriente de Q_1 , de acuerdo con la inteligencia por transmitirse y la corriente del colector, varía de manera proporcional. Al variar la amplitud de la corriente del colector, cambia el ángulo de desfazamiento con respecto al voltaje del oscilador, lo que el oscilador interpreta como un cambio en la capaci-

tancia. Por lo tanto, al cambiar la señal moduladora, varía la capacitancia efectiva del circuito y, en consecuencia, la frecuencia del oscilador cambia. Un incremento en la capacitancia hace bajar la frecuencia, y un decremento en la primera incrementa la segunda. El circuito produce FM directa.

Si en el circuito de la figura 6-8 se invierten las posiciones de R_s y C_s , la corriente en el defasador seguirá adelantada al voltaje del oscilador por 90° . Sin embargo, el voltaje a través del capacitor ahora se aplica a la base del transistor y ese voltaje está atrasado del voltaje del oscilador por 90° . Con esta configuración, el modulador de reactancia ahora se comporta como inductor. La inductancia equivalente cambia al aplicarse la señal moduladora. De nuevo, la frecuencia del oscilador varía en proporción de la amplitud de la señal de inteligencia.

Los circuitos moduladores de reactancia producen desviaciones de frecuencia un intervalo muy amplio. Dado que son altamente lineales, su distorsión es mínima. Estos circuitos también pueden utilizarse con transistores de efecto de campo en lugar del componente bipolar NPN que describe la figura 6-8. No obstante estas ventajas, los moduladores de reactancia son ahora obsoletos.

6-2 MODULADORES DE FASE

La mayoría de los transmisores modernos de FM utilizan alguna forma de modulación de fase para producir FM indirecta. La razón de usar PM en lugar de FM directa es que el oscilador de la portadora puede optimizarse en cuanto a precisión y estabilidad de la frecuencia. Los osciladores a cristal o los sintetizadores de frecuencia controlados por cristal pueden utilizarse para fijar la frecuencia de la portadora con precisión y mantener una sólida estabilidad.

La salida del oscilador de la portadora se alimenta a un modulador de fase donde se hace variar el corrimiento de fase de acuerdo con la señal moduladora. Dado que los cambios de fase producen variaciones de frecuencia, resulta FM indirecta.

Algunos moduladores de fase se basan en el corrimiento de fase producido por un circuito sintonizado RC o LC. Cabe destacar que los defasadores simples de este tipo no generan una respuesta lineal dentro de un intervalo amplio de corrimiento de fase. El corrimiento de fase total disponible debe restringirse para obtener mejor linealidad, y deben usarse multiplicadores para conseguir la desviación deseada. Los defasadores más sencillos son redes RC como se describe en la figura 6-9a) y b).

Dependiendo de los valores de R y C , la salida del defasador puede fijarse en cualquier ángulo, entre 0 y 90° . En a), la salida se adelanta a la entrada por un ángulo entre 0 y 90° . Por ejemplo, cuando X_c es igual a R , el desfase es -45° . El ángulo de fase se calcula mediante la fórmula

$$\phi = \tan^{-1} \frac{X_c}{R}$$

También puede emplearse un filtro RC pasobajas, como muestra la figura 6-9b). Aquí, la salida se toma a través del capacitor de manera que esté atrasada al voltaje de entrada por un ángulo entre 0 y 90° . El ángulo de fase se calcula con la fórmula

$$\phi = \tan^{-1} \frac{R}{X_c}$$

SUGERENCIAS Y AYUDAS

Los defasadores sencillos no producen una respuesta lineal dentro de un amplio intervalo de corrimientos de fase. Para compensar esto, se restringe el desfase disponible para mejorar la linealidad. También deberán utilizarse multiplicadores para obtener la desviación deseada.

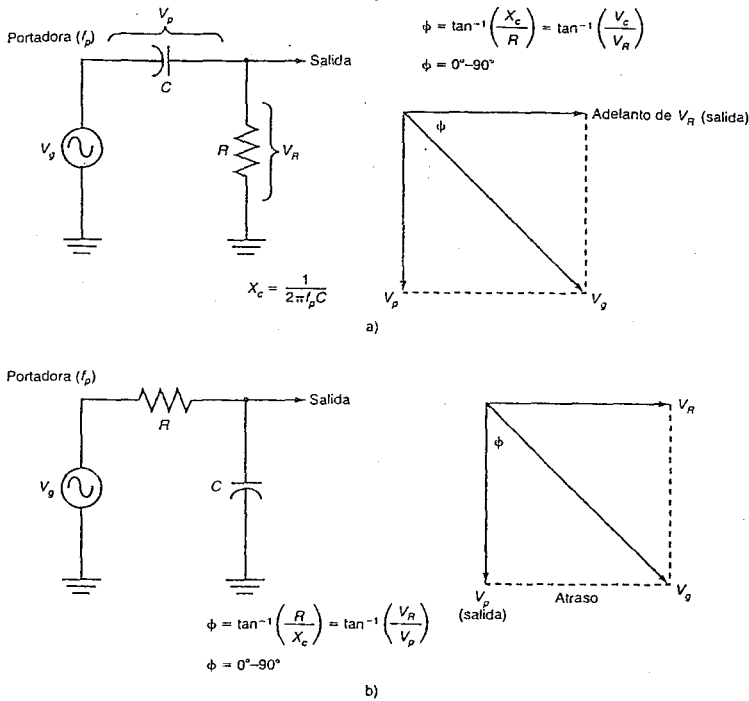


FIGURA 6-9 Consideraciones básicas del defasador RC.

MODULADORES DE FASE CON VARACTOR

Un circuito defasador sencillo puede usarse como modulador de fase si se logra que la resistencia o capacitancia varíen con la señal moduladora. Una forma para hacerlo es reemplazar el capacitor que se muestra en el circuito de la figura 6-9b) con un varactor. El circuito defasador resultante se ilustra en la figura 6-10.

En este circuito, la señal moduladora modifica la capacitancia del varactor. Si la amplitud de la señal moduladora a la salida del amplificador A se hace más positiva, se añade a la polarización en inversa del varactor de R_1 y R_2 causando disminución en la capacitancia. Esto incrementa la reactancia; por lo tanto, el circuito produce menos corrimiento de fase y una desviación menor. Una señal moduladora más negativa del amplificador A se resta de la polarización en inversa del diodo varactor, lo que incrementa la capacitancia o reduce la reactancia capacitiva. Esto aumenta la cantidad de corrimiento de fase y la desviación.

Con este arreglo, hay una relación inversa entre la polaridad de la señal moduladora y la dirección de la desviación de la frecuencia, que es lo opuesto a la variación deseada. Para corregir esta condición se puede insertar un amplificador inversor A entre la fuente de la señal moduladora y la entrada al modulador. Entonces, cuando la señal moduladora se hace más positiva, la salida del inversor y entrada del modulador van a negativo y la desviación se incrementa. En la figura 6-10, C_1 y C_2 son capacitores de bloqueo en cd y tienen muy poca reac-

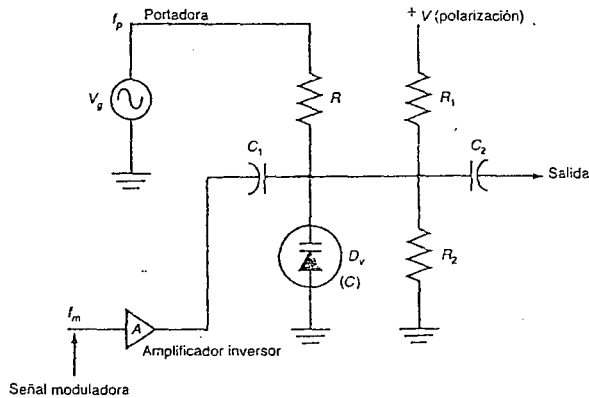


FIGURA 6-10 Modulador de fase con varactor.

tancia a la frecuencia de la portadora. El desfase producido está atrasado y, como en cualquier modulador de fase, la amplitud y fase de salida varían con los cambios de amplitud de la señal moduladora.

MODULADORES DE FASE CON TRANSISTOR

La figura 6-11 muestra un transistor utilizado como resistor variable para crear un modulador de fase. El circuito es sólo un amplificador clase A estándar en emisor común polarizado en su región lineal por los resistores R_1 y R_2 . Sin modulación, la corriente del colector es 1.22 mA. El voltaje del colector a tierra es 6.28 V. El transistor actúa de colector a tierra como un resistor, con un valor de resistencia de $R = V_C / I_C = 6.28 / 1.22 \times 10^{-3} = 5147 \Omega$. Esta resistencia forma parte del defasador, con $C_1 = 22$ pF. Con una frecuencia portadora de 1.4 MHz, la reactancia capacitiva es $X_C = 1 / 2\pi f_p C_1 = 1 / 6.28(1.4 \times 10^6)(22 \times 10^{-12}) = 5170 \Omega$. El desfase producido por el circuito es $\phi = \tan^{-1}(5170 / 5147) = \tan^{-1}(1.004) = 45^\circ$.

Si ahora la señal moduladora se aplica al circuito a través del capacitor de bloqueo de cd C_2 , el RFC mantiene a la RF fuera de los circuitos moduladores de audio. Cuando la señal va a positivo, aumenta la corriente de la base, lo que incrementa la corriente del colector, el cual, a su vez, aumenta el voltaje a través del colector y disminuye el voltaje entre el colector y tierra. Si sube la corriente del colector de 0.5 mA a 1.72 mA, el voltaje en el colector se reduce a 3.9 V. El transistor representa ahora un valor de resistencia de $R = 3.9 / 0.00172 = 2267 \Omega$. El nuevo valor del desfase con C_1 es ahora $\phi = \tan^{-1}(5170 / 2267) = \tan^{-1}(2.28) = 66.3^\circ$.

Si la señal de entrada va a negativo, la corriente de la base disminuye y la corriente del colector se reduce de manera proporcional. Cuando la corriente del colector baja 0.5 mA a 0.72 mA, el nuevo voltaje de salida en el colector es 8.6 V. El nuevo valor de la resistencia que representa por el transistor es $R = 8.6 / 0.00072 = 11944 \Omega$. El nuevo desfase es $\phi = \tan^{-1}(5170 / 11967) = 23.4^\circ$. El valor total de desfase que produce el circuito es $66.3 - 23.4 = 42.9^\circ$.

Un desfase de 43° también puede representarse como $\pm 21.5^\circ$, que en radianes es un desfase total de $43 / 57.3 = 0.75$ rad o ± 0.375 rad.

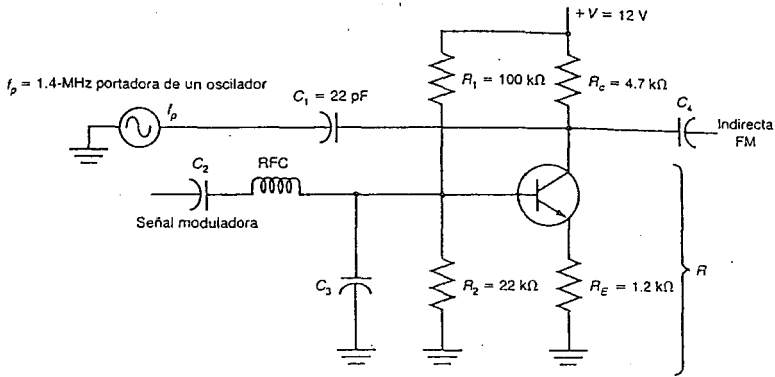


FIGURA 6-11 Transistor defasador.

Ejemplo 6-2

Un transmisor que debe operar en una frecuencia de 168.96 MHz con una desviación de ± 5 kHz, utiliza tres multiplicadores de frecuencia: un doblador, un triplicador y un cuadruplicador. Si se usa modulación de fase, calcule a) la frecuencia del oscilador para la portadora, y b) el desfase $\Delta\phi$ requerido para producir la desviación necesaria en una frecuencia de modulación de 2.8 kHz.

- a) El multiplicador de frecuencia produce una multiplicación total de $2 \times 3 \times 4 = 24$. La frecuencia del oscilador a cristal se multiplica por 24 para obtener la frecuencia final de salida de 168.96 MHz. Por lo tanto, la frecuencia del oscilador a cristal es

$$f_0 = \frac{168.96}{24} = 7.04 \text{ MHz}$$

- b) Los multiplicadores de frecuencia multiplican la desviación por el mismo factor. Para conseguir una desviación de ± 5 kHz, el modulador de fase debe producir una desviación de $f_d = 5 \text{ kHz}/24 = \pm 208.33 \text{ Hz}$.

La desviación se calcula con $f_d = \Delta\phi f_m$; $f_m = 2.8 \text{ kHz}$

$$\Delta\phi = \frac{f_d}{f_m} = \frac{208.33}{2800} \pm 0.0744 \text{ rad}$$

Convirtiendo a grados,

$$0.0744 (57.3^\circ) = \pm 4.263^\circ$$

El desfaseamiento total es

$$\pm 4.263^\circ = 2 \times 4.263^\circ = 8.526^\circ$$

Una fórmula sencilla para determinar la desviación de frecuencia, f_d , representada por un ángulo de fase específico es

$$f_d = \Delta\phi f_m$$

donde $\Delta\phi$ = cambio en ángulo de fase en rad
 f_d = frecuencia de la señal moduladora

Suponiendo que la frecuencia de modulación más baja para el circuito con una desviación de 0.75 rad es 300 Hz, la desviación es $f_d = 0.75 (300) = 225$ Hz o ± 112.5 Hz. Como esto es PM, la desviación es $f_d = 0.75 (300) = 225$ Hz o ± 112.5 Hz. Dado que es PM, la desviación real también es proporcional a la frecuencia de la señal moduladora. Con la misma desviación máxima de 0.75 rad, si la señal moduladora es 3 kHz (3 000 Hz), la desviación es $f_d = 0.75 (3\ 000) = 2\ 250$ Hz o $\pm 1\ 125$ Hz.

Para eliminar este efecto y generar FM real, la frecuencia de la señal de entrada de audio debe aplicarse a un filtro pasobajas para atenuar en forma progresiva la amplitud de la señal a frecuencias altas. En la figura 6-11, ésta es la función de C_3 , el cual forma un filtro pasobajas, con la impedancia de salida del amplificador alimentador de audio.

Ejemplo 6-3

Para el transmisor del ejemplo de la figura 6-2 se usa un defasador como el de la figura 6-9, donde C es un varactor y $R = 1\text{ k}\Omega$. Si el intervalo total de desfasamiento está centrado en 45° , calcule los dos valores de capacitancia requeridos para obtener la desviación total.

El intervalo de fase está centrado en 45° o $45^\circ \pm 4.263^\circ = 40.737^\circ$ y 49.263° . El intervalo total de fase es $49.263 - 40.737 = 8.526^\circ$, si $\phi = \tan^{-1}(R/X_C)$, entonces $\phi = R/X_C$.

$$X_C = \frac{R}{\tan\phi} = \frac{1\ 000}{\tan 40.737} = 1\ 161\ \Omega$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{6.28 \times 7.04 \times 10^6 \times 1\ 161} = 19.48\ \text{pF}$$

$$X_C = \frac{R}{\tan\phi} = \frac{1\ 000}{\tan 49.263} = 861\ \Omega$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{6.28 \times 7.04 \times 10^6 \times 861} = 26.26\ \text{pF}$$

Para lograr la desviación deseada, la señal de voz debe polarizar al varactor para variar dentro del intervalo de 19.48 a 26.26 pF.

MODULADORES DE FASE CON FET

El modulador de fase mejorado que describe la figura 6-12 utiliza un modulador de fase constituido por un capacitor y la resistencia variable a partir de un transistor de efecto de campo Q_1 . La señal de la portadora de un oscilador a cristal o un sintetizador de frecuencia median-

Fi
te
af
la
fu
ac
rr
E
la
de
ra
F
fa
ta
g
vi
M
—
E
se
li
se
c
E
ii
S

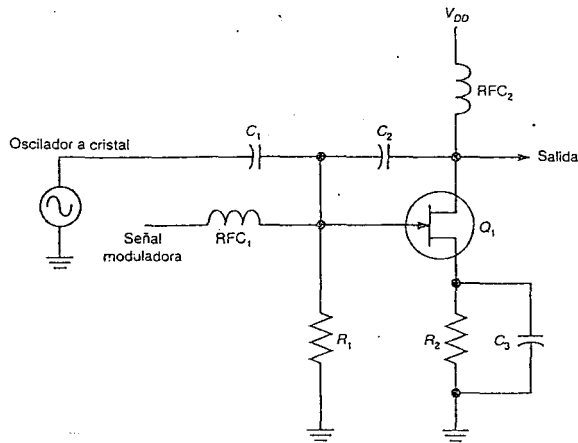


FIGURA 6-12 Modulador de fase mejorado.

te una malla de fase encadenada se aplica en forma directa a la salida a través de C_1 y C_2 y aparece aplicada al FET de la fuente al drenaje. La señal de la portadora también se aplica a la compuerta del FET por medio de C_1 . La capacitancia de C_1 y C_2 en serie y la resistencia de fuente a drenaje del FET producen un desfaseamiento en adelanto de la corriente y un voltaje adelantado a la salida. La señal de la portadora aplicada a la reja del FET también varía la corriente del FET, C_1 y R_1 producen un desfaseamiento en adelanto de la fase de menos de 90° . El voltaje adelantado a través de R_1 también controla la corriente de drenaje en Q_1 . Cuando las dos señales controlan la corriente de drenaje del FET, resulta un fasor de la suma de las dos corrientes.

La señal moduladora se aplica a la reja del FET. RFC₁ mantiene la RF de la portadora fuera de los circuitos de audio. Dado que la señal de audio ahora también controla la corriente del FET, cambia las relaciones de amplitud de las otras dos entradas de control y produce un desfaseamiento directamente proporcional a la amplitud de la señal moduladora. La salida de portadora en el drenaje del FET varía en fase y amplitud y por lo general, la señal se utiliza luego para alimentar un amplificador clase C o un multiplicador de frecuencia que remueve las variaciones de amplitud, pero conserva las variaciones de fase y de frecuencia.

MODULADORES DE FASE ARMSTRONG

El modulador de fase Armstrong es de los más viejos y mejores tipos de moduladores de fase. Inventado en principio para los transmisores de radiodifusión, hoy día este circuito se utiliza con facilidad con un CI modulador balanceado como el 1496 o un defasador de 90° , que se analizaron en el capítulo 4. Como muestra la figura 6-13, el modulador balanceado produce DBL de AM sin portadora, pero la portadora desfasada 90° y sumada de nuevo a la señal de DBL sin portadora. El resultado es una señal modulada en fase y no una señal de AM.

La mejor forma de ver qué sucede en este circuito es mostrando los fasores de las señales implicadas. Los fasores estándar de modulación de amplitud se presentan en la figura 6-14a). Si la portadora se suprime, sólo permanecerán las bandas laterales y el fasor resultante, que se

describen en la figura 6-14b). Pero, si la portadora se desfasa 90° y luego se añade, los fasores quedarán como ilustra la figura 6-14c). Observe que la resultante de las bandas laterales está a 90° con la portadora reinsertada. Si se suma la señal de DBL a la portadora, desfasada 90° , se produce una señal de salida que está en la frecuencia de la portadora pero desplazada en fase por un ángulo ϕ . Cuando varía la amplitud de la señal moduladora, también cambia el desfase. El corrimiento de fase también varía con la frecuencia de la señal moduladora; sin embargo, como se explicó, esto lo corrige un filtro $1/f$. La variación en la amplitud de la salida no tiene significado práctico, ya que todas las variaciones de amplitud se eliminan al amplificarse la señal para su transmisión. Por lo tanto, una señal moduladora de amplitud variable produce una variación del corrimiento de fase que también genera FM.

El principal problema con el modulador Armstrong es que el corrimiento total de fase es muy bajo; es decir, la desviación es muy pequeña. Por ello requieren multiplicadores de frecuencia para obtener la desviación deseada.

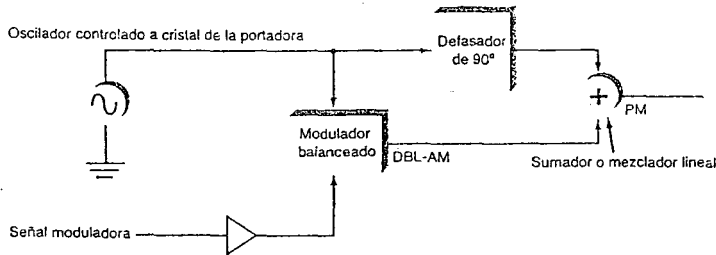


FIGURA 6-13 Modulador de fase Armstrong.

MODULADORES DE FASE CON CIRCUITOS SINTONIZADOS

La mayoría de los moduladores de fase son como el modulador Armstrong en cuanto a que sólo son capaces de producir un pequeño desfase, siendo el total esencialmente limitado a $\pm 20^\circ$ debido al estrecho intervalo de linealidad del transistor o varactor. El corrimiento limitado de la fase produce, a su vez, una desviación limitada de la frecuencia. Una técnica para resolver este problema es utilizar un circuito sintonizado paralelo para producir el desfase. En resonancia, un circuito resonante paralelo actúa como resistencia de muy alto valor. Fuera de resonancia, el circuito actúa inductiva o capacitivamente y, por consiguiente, produce un desfase entre la corriente y el voltaje aplicado.

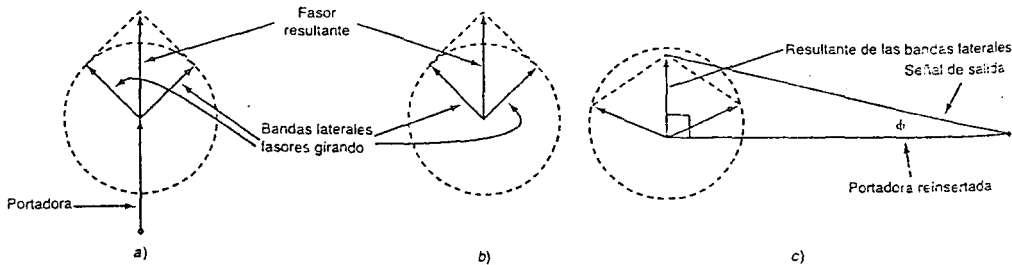


FIGURA 6-14 Fasores para el modulador Armstrong: a) AM, b) DBL portadora suprimida, c) salida de PM.

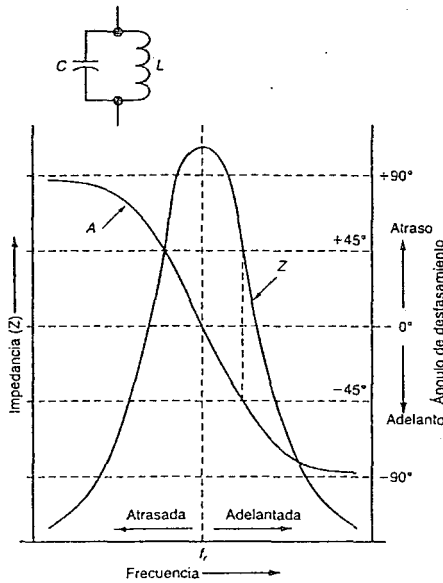


FIGURA 6-15 Impedancia y desfasamiento contra frecuencia de un circuito resonante paralelo.

La figura 6-15 muestra la curva de respuesta de impedancia básica y la variación de fase de un circuito resonante paralelo. En la frecuencia de resonancia, f_r , las reactancias inductiva y capacitiva son iguales y sus efectos se cancelan entre ellos. El resultado es una impedancia resistiva bastante alta en f_r . En este punto el circuito se comporta resistivo y el ángulo de fase entre la corriente y el voltaje aplicado es, por lo tanto, cero.

En frecuencias por abajo de la resonancia, X_L disminuye y X_C aumenta. Esto causa que el circuito se comporte como inductor y la corriente se atrase al voltaje aplicado. Por arriba de la resonancia, X_L aumenta y X_C disminuye, lo que ocasiona que el circuito se comporte como capacitor y la corriente se adelante al voltaje aplicado. Si el Q del circuito resonante es relativamente alto, el desfasamiento será muy pronunciado, como muestra la figura 6-15. El mismo efecto se produce si la frecuencia es constante y se varían L o C . Un cambio relativamente pequeño en L o en C puede producir un desfasamiento significativo. La idea, entonces, es hacer que la inductancia o la capacitancia varíen con el voltaje modulador, produciendo desfasamiento.

Uno de los diferentes circuitos que se han desarrollado con base en esta técnica se ilustra en la figura 6-16. En este tipo de circuito, el circuito paralelo sintonizado por lo general es parte del circuito de salida de RF de un amplificador alimentado por un oscilador en la frecuencia de la portadora. Un diodo varactor D_1 se conecta en paralelo con el circuito sintonizado, por lo que propicia un cambio en la capacidad con la señal moduladora. El divisor de voltaje, R_1 y R_2 , fija la polarización en inversa en D_1 . C_2 actúa como capacitor de bloqueo en cd para evitar que la polarización se aplique al circuito sintonizado. Dado que su valor

SUGERENCIAS Y AYUDAS

Otra desventaja de los circuitos desfasadores es que a menudo producen variaciones de amplitud y cambios de fase.

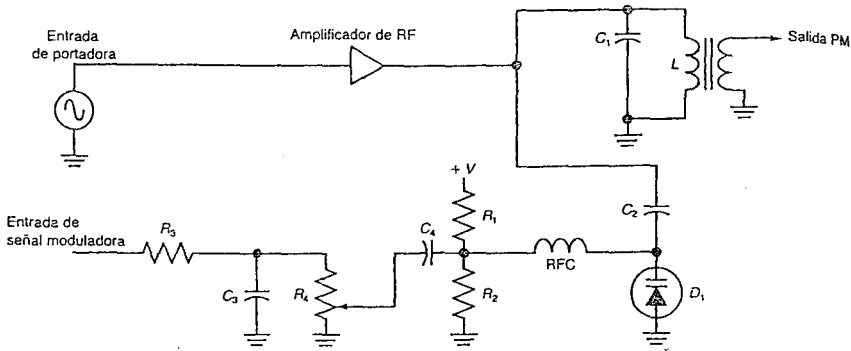


FIGURA 6-16 Modulador de fase.

es muy grande, en esencia es un cortocircuito para ca en la frecuencia de la portadora, y la capacitancia de D_1 controla la frecuencia de resonancia.

La señal moduladora primero pasa por una red pasobajas constituida por R_3 y C_3 , la cual proporciona la compensación de amplitud necesaria para producir FM. Esta señal moduladora aparece a través del potenciómetro R_4 , permitiendo extraer la cantidad necesaria de señal moduladora para aplicarla al circuito desfasador. El potenciómetro R_4 actúa como control de derivación. La señal moduladora se aplica al diodo varactor por medio del capacitor C_4 . Con cero voltaje de modulación, el valor de la capacitancia de D_1 , junto con el capacitor C_1 y el inductor L , fijan la frecuencia de resonancia del circuito sintonizado. C_2 es un capacitor de bloqueo en cd con una impedancia cercana a cero en la frecuencia de la portadora. La salida de FM indirecta a través de L se acopla en forma inductiva a la salida.

Cuando la señal moduladora va a negativo, se resta de la polarización en inversa de D_1 . Esto incrementa la capacitancia del circuito y baja la reactancia, haciendo que el circuito se comporte como capacitivo. Por lo tanto, se produce un desfaseamiento en adelanto. El circuito paralelo LC se ve como un capacitor en la resistencia de salida del amplificador de la portadora; así, la salida va retrasada a la entrada. Un voltaje modulador en el sentido positivo disminuye la capacitancia; el circuito sintonizado se torna inductivo, produciendo un desfaseamiento en atraso. El circuito LC se ve como un inductor a la resistencia de salida del amplificador de la portadora; así, la salida se adelanta a la entrada. El resultado en la salida es un desfaseamiento más o menos amplio, el cual, a su vez, produce una excelente desviación lineal de frecuencia.

Los moduladores de fase son relativamente fáciles de implementar, pero tienen dos desventajas principales. Primero, la cantidad de desfaseamiento que producen y la desviación de frecuencia resultante son más o menos bajas. Por ello, la portadora se genera, en general, a una frecuencia baja y se utilizan multiplicadores de frecuencia para incrementar la frecuencia de la portadora y la desviación de la frecuencia. Segunda, todos los circuitos de desfaseadores ya descritos, incluyendo al desfaseador de circuito sintonizado, producen variaciones de amplitud, así como cambios de fase. Cuando el valor de uno de los componentes varía, el desfaseamiento cambia, pero también se modifica la amplitud de la salida.

Ambos problemas se resuelven alimentando la salida del modulador de fase a amplificadores clase C que se utilizan como multiplicadores de frecuencia. Estos amplificadores eliminan las variaciones de amplitud al mismo tiempo que incrementan la frecuencia de la portadora y la desviación a los valores finales deseados. (La figura 6-6 ilustra cómo se incrementan la frecuencia de la portadora y la desviación de los multiplicadores de frecuencia.)

6-3 DEMODULADORES DE FRECUENCIA

Cualquier circuito que convierta una variación de frecuencia en la portadora a una variación de voltaje proporcional puede utilizarse para demodular o detectar señales de FM. Los circuitos para recuperar la señal moduladora original de una transmisión de FM se llaman demoduladores, detectores, o discriminadores.

DETECTORES DE PENDIENTE

El demodulador de frecuencia más simple, el *detector de pendiente*, usa un circuito sintonizado y un diodo detector para convertir las variaciones de frecuencia en variaciones de voltaje. El circuito básico se muestra en la figura 6-17a); éste tiene la misma configuración que el circuito básico del diodo detector de AM descrito en el capítulo 4, pero está sintonizado de modo diferente.

La señal de FM se aplica al transformador T_1 compuesto de L_1 y L_2 . L_2 y C_1 forman un circuito resonante serie. Recuerde que el voltaje de la señal inducida en L_2 aparece en serie con L_2 y C_1 y el voltaje de salida se toma a través de C_1 . La curva de respuesta de este circuito sintonizado se ilustra en la figura 6-17b). Observe que a la frecuencia de resonancia, f_r , el voltaje a través de C_1 alcanza su pico. A frecuencias más bajas o más altas el voltaje cae.

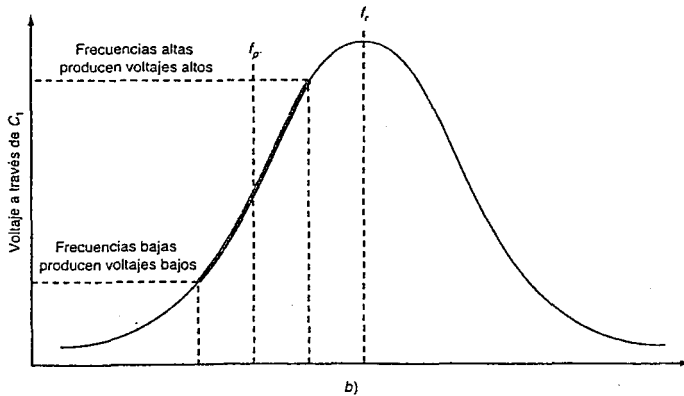
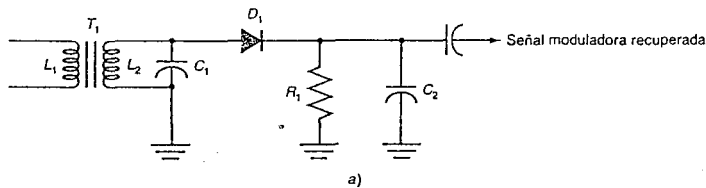


FIGURA 6-17 Operación del detector de pendiente.

NOTA HISTÓRICA

La llegada del Acta de Telecomunicaciones de 1996 allanó el camino a la emergencia de megaconglomerados de telecomunicaciones. En esta acta se permite que una sola compañía posea estaciones emisoras de televisión para servir hasta a un 35% de los hogares de la nación, por arriba del 25% con las regulaciones anteriores. En Estados Unidos una compañía podía ser propietaria de un número ilimitado de estaciones de radio, en vez de sólo 20 de AM y 20 de FM. Sin embargo, todavía existen algunas restricciones respecto a la propiedad de las estaciones en un solo mercado local. El cambio más importante desde la perspectiva del consumidor es, quizá que ahora las compañías de radiodifusión tienen permiso para suministrar servicios distintos de los de televisión y radio. El acta también permite a las compañías telefónicas competir con las compañías de televisión por cable.

El acta de telecomunicaciones de 1996 revisa o rechaza la mayoría de las disposiciones del Acta de Comunicaciones de 1934. Dado el gran número de desarrollos tecnológicos en las comunicaciones en el período de 1934 y 1996, es lógico que este cambio radical beneficie a la industria y al consumidor.

Al utilizar el circuito para detectar o recuperar FM, éste se sintoniza de manera que la frecuencia central o frecuencia de la portadora de las señales de FM se centre casi en la orilla entrante de la curva de respuesta, como muestra la figura 6-17b). Al variar la frecuencia de la portadora por arriba y por abajo de su frecuencia central, el circuito sintonizado responde como ilustra la figura. Si la frecuencia va abajo de la frecuencia de la portadora, la tensión de salida a través de C_1 decrece. Si la frecuencia va arriba, la salida en C_1 aumenta. Por lo tanto, el voltaje de ca en C_1 es proporcional a la frecuencia de la señal de FM. La tensión por C_1 se rectifica en pulsos de cd que aparecen a través de la carga R_1 . Éstos se filtran para obtener una señal variable de cd, que es una reproducción exacta de la señal moduladora original. La dificultad principal con los detectores de pendiente es sintonizarlos de manera que la señal de FM se centre en forma correcta en la orilla entrante del circuito sintonizado. Además, dicho circuito no tiene una respuesta perfectamente lineal. Es casi lineal dentro de un intervalo angosto, como señala la figura 6-17b), pero para desviaciones mayores, se presentan desviaciones de amplitud debido a la falta de linealidad.

DISCRIMINADORES DE FOSTER-SEELEY

Uno de los primeros demoduladores de FM, que ahora sólo se encuentra en el equipo más antiguo, es el *discriminador Foster-Seeley* (figura 6-18). La señal de FM se aplica al primario del transformador de RF, T_1 , y los embobinados del primario y del secundario se hacen resonar a la frecuencia de la portadora con C_1 y C_2 . El circuito sintonizado paralelo en el primario de T_1 se conecta en el colector de un amplificador limitador, Q_1 , que remueve las variaciones de amplitud de la señal de FM.

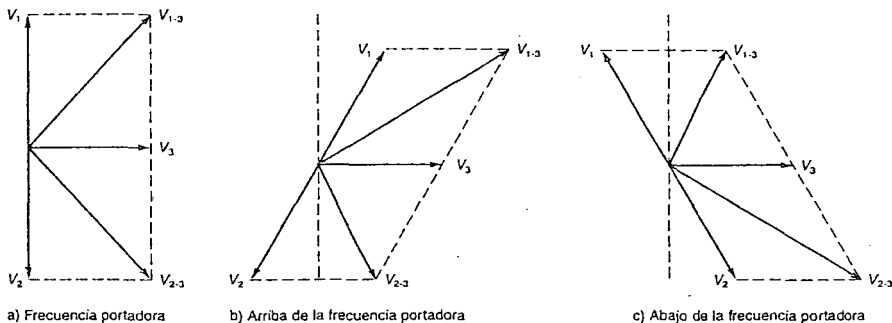
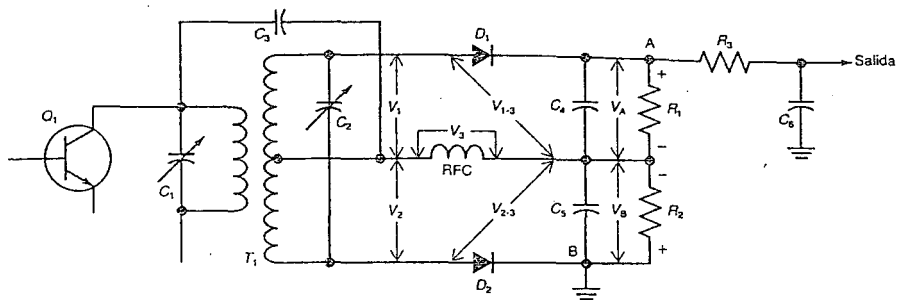


FIGURA 6-18 Discriminador Foster-Seeley: a) en la frecuencia portadora, b) arriba de la frecuencia portadora, c) abajo de la frecuencia portadora.

La señal a través del primario de T_1 también se aplica a RFC mediante el capacitor C_3 . El voltaje que aparece por RFC es con exactitud el mismo que el del devanado primario simplemente porque C_3 y C_5 representan en esencia un corto circuito a la frecuencia de la portadora. El voltaje aplicado a través de RFC se designa como V_3 .

La corriente que fluye en el primario de T_1 induce un voltaje en el devanado del secundario. Como dicho devanado tiene una derivación central, el voltaje en la parte superior, V_1 , está desfasado 180° con el voltaje a través de la parte inferior, V_2 . El voltaje inducido en el devanado del secundario está desfasado 90° con el voltaje del devanado del primario. Cuando los devanados primario y secundario de un transformador con núcleo de aire son circuitos sintonizados en resonancia, la relación de fase entre los voltajes a través del primario y secundario es de 90° , lo cual significa que los voltajes V_1 y V_2 también están desfasados 90° con V_3 , el voltaje en RFC. Esta relación de fase se muestra en el diagrama vectorial de la figura 6-18. En la figura 6-18a) la entrada es la frecuencia de la portadora sin modulación.

El resto del circuito consta de dos circuitos de diodo similares a los utilizados en la detección de AM. El voltaje aplicado a D_1 , R_1 y C_4 es la suma de los voltajes V_1 y V_3 . El voltaje aplicado a D_2 , R_2 y C_5 es la suma de V_2 y V_3 . Como estos voltajes están desfasados uno del otro, sus sumas V_A y V_B , son vectoriales, condición que se ilustra en la figura 6-18a).

En un medio ciclo del voltaje del primario, D_1 conduce y la corriente fluye a través de R_1 y carga a C_4 . En el siguiente medio ciclo, D_2 conduce y la corriente fluye a través de R_2 y carga a C_5 . Los voltajes a través de R_1 y R_2 son idénticos porque V_1 y V_2 son los mismos. Como estos dos voltajes son iguales, pero de polaridad opuesta, el voltaje entre el punto A y tierra es ce-

ro. Por lo tanto, a la frecuencia central de la portadora y sin modulación, la salida del demodulador es cero.

El secundario de T_1 y el capacitor C_2 forman un circuito resonante serie porque el voltaje inducido en el devanado del secundario aparece en serie con este devanado. En resonancia, la reactancia inductiva del devanado del secundario es igual a la reactancia capacitiva de C_2 . En ese momento, la corriente que fluye en el circuito está exactamente en fase con el voltaje inducido en el secundario. La salida se deriva de una porción del devanado del secundario que actúa como inductor. El voltaje a través del devanado del secundario está, por lo tanto, desfasado 90° con la corriente en el circuito.

Si la frecuencia de entrada cambiara como en el caso de la FM, el devanado del secundario no estará en resonancia. Por ejemplo, si la frecuencia de entrada se incrementa, la reactancia inductiva se hace más grande que la reactancia capacitiva, haciendo inductivo el circuito. Esto causa que la relación de fase entre V_1 y V_2 cambie con respecto a V_3 . Si la entrada está por arriba de la frecuencia resonante, entonces V_1 se adelanta a V_3 por un ángulo de fase menor de 90° . Como V_1 y V_2 permanecen desfasados 180° , V_2 está atrás de V_3 por un ángulo mayor de 90° . Esta relación de cambio de fase se ilustra en la figura 6-18b). Al calcular las nuevas sumas vectoriales de $V_1 + V_3$ y $V_2 + V_3$ se muestra que el voltaje aplicado a D_1 (V_A) es mayor que el voltaje aplicado a D_2 (V_B). Por lo tanto, el voltaje aplicado en R_1 es mayor que el voltaje aplicado en R_2 y el voltaje neto de salida es positivo con respecto a tierra.

Si la frecuencia de desviación es menor que la frecuencia central, entonces el voltaje en V_1 se adelanta por un ángulo mayor que 90° y el voltaje V_2 está atrasado por un ángulo menor que 90° . Las sumas vectoriales resultantes $V_1 + V_3$ y $V_2 + V_3$ se describen en la figura 6-18c). Esta vez V_B es mayor que V_A . Como resultado, el voltaje a través de R_2 es mayor que el voltaje por R_1 y el voltaje neto de salida es negativo.

Como se puede concluir, a medida que la frecuencia se desvía por arriba y por abajo de la frecuencia central, la salida en el punto A aumenta o disminuye y, por lo tanto, se recupera la señal original moduladora. Esta señal se hace pasar por una red de de-énfasis que consta de R_3 y C_6 y la salida se aplica a un amplificador u otro circuito según se requiera. La figura 6-19 muestra el voltaje de salida en el punto A y tierra con respecto a la desviación de la frecuencia. El intervalo lineal en el centro, es el que reproduce con precisión la señal moduladora original.

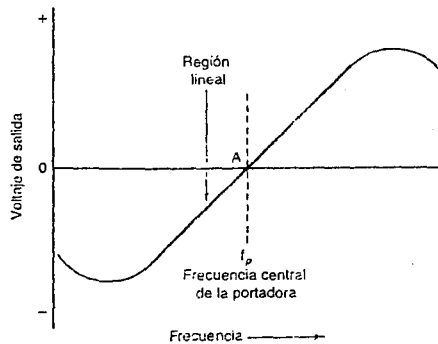


FIGURA 6-19 Voltaje de salida del discriminador.

Los circuitos discriminadores son sensibles a variaciones de amplitud en la entrada, a entrada más alta a la salida se produce una señal mayor y si la entrada es más baja la salida será menor. Debido a que estas variaciones se interpretan como cambios de frecuencia ocasionados

nando una reproducción incorrecta de la señal moduladora, deben suprimirse todas las variaciones de amplitud de la señal de FM antes de que ésta se aplique al circuito discriminador, lo cual, en general, se realiza con circuitos limitadores.

DETECTORES DE RELACIÓN

Otro demodulador muy utilizado en un tiempo, el *detector de relación*, es similar en apariencia al discriminador, pero con diferencias importantes. Observe la figura 6-20. La señal de FM se aplica al transformador de RF, T_1 , con derivación central en el secundario. Como en el discriminador, la señal de FM también se aplica al RFC a través de C_3 , y las tensiones aplicadas a D_1 y D_2 son una composición de $V_1 + V_3$ (V_A) y $V_2 + V_3$ (V_B). El circuito utiliza dos diodos, pero la dirección de D_2 es inversa con respecto a la del discriminador.

Otra diferencia importante en el detector de relación es el uso de un capacitor muy grande, C_6 , conectado a través de la salida. Los resistores de carga R_1 y R_2 son iguales en valor y su conexión común está a tierra. La salida se toma entre el punto C y la tierra del circuito. Los capacitores C_4 y C_5 y los resistores R_1 y R_2 forman un circuito puente. El voltaje a través de los capacitores C_4 y C_5 es el voltaje de entrada al puente y la salida se toma entre los puntos C y D.

Cuando no hay modulación en la portadora, el voltaje aplicado a D_1 (V_A) es el mismo que se aplica a D_2 (V_B). Por lo tanto, los capacitores C_4 y C_5 se cargan al mismo voltaje con la polaridad que muestra la figura. Como C_6 está conectado a través de los dos capacitores, se carga a la suma de sus voltajes. Como C_6 es un componente muy grande, es usual que un capacitor de tantalio o electrolítico, tome algunos ciclos de la señal para cargarse por completo. Sin embargo, una vez cargado, mantiene un voltaje relativamente constante. Como R_1 y R_2 son iguales, sus caídas de voltaje son las mismas. Las caídas de voltaje a través de C_4 y C_5 son también iguales y, por lo tanto, el circuito puente está balanceado. Entre los puntos C y D hay cero voltaje porque sus potenciales son los mismos.

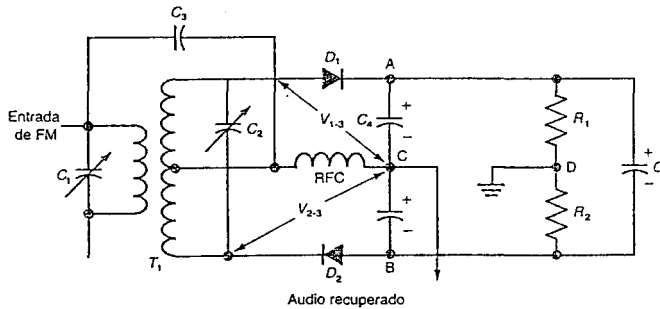


FIGURA 6-20 Detector de relación.

Considere, por ejemplo, que en la frecuencia central de la portadora, la caída de voltaje a través de C_4 y C_5 es 2V. La carga en C_6 es, por consiguiente, 4 V, y el voltaje por R_1 y R_2 son 2 V. Si la frecuencia aumenta, la relación de fase cambia en el circuito, como se describió en el circuito discriminador de la figura 6-18a). Esto ocasiona que el voltaje a través de C_4 sea mayor que el voltaje por C_5 . Suponga que el voltaje en C_4 es 3 V y el voltaje por C_5 es 1 V.

Los voltajes en R_1 y R_2 permanecen en 2 V porque la carga de C_6 no cambia. El puente está ahora desbalanceado y el voltaje aparece en la salida entre los puntos C y D del circuito. Si el punto B se utiliza como referencia, el voltaje en el punto C es + 1 V y el voltaje en R_2 es + 2 V. La diferencia de voltaje en el punto C es, por lo tanto, - 1 V. Si la frecuencia baja, la relación de fase será de forma que la carga en C_3 será mayor que la carga en C_4 . Si el voltaje a través de C_3 es + 3 V con respecto a B y el voltaje a través de R_2 permanece en + 2 V, entonces el voltaje en el punto C es + 1 V. El puente está desbalanceado, pero en la dirección opuesta, y el voltaje de salida es de la polaridad opuesta.

La ventaja principal del detector de relación sobre el discriminador es que, debido al capacitor muy grande C_6 , para todos los fines prácticos no es sensible al ruido y a las variaciones de amplitud. Como toma un tiempo largo para cargarse y descargarse, los pulsos de ruido cortos y las variaciones de amplitud menores se amortiguan por completo. Sin embargo, el voltaje promedio de cd a través de C_6 es la misma que la amplitud promedio de la señal. Este voltaje puede, por lo tanto, utilizarse en aplicaciones de control automático de ganancia. El detector de relación no es tan lineal para grandes desviaciones de frecuencia como el discriminador.

DETECTOR DIFERENCIAL DE PICOS

Hoy en día los circuitos detectores Foster-Seeley y el detector de relación rara vez se utilizan en diseños nuevos, ya que los han reemplazado circuitos demoduladores en CI y, por lo común, son parte de un receptor completo de FM en CI. Un demodulador de frecuencia popular en CI es el *detector diferencial de picos*, que se utiliza en los aparatos de televisión y otros productos electrónicos de consumo. El demodulador sólo es uno de los muchos circuitos del chip. La figura 6-21a) muestra un diagrama de este circuito.

El detector diferencial de picos es un amplificador diferencial mejorado. Los transistores Q_3 y Q_4 forman un amplificador diferencial; los otros transistores son seguidores emisores. El transistor Q_7 es una fuente de corriente y entre las bases de Q_1 y Q_6 se conecta un circuito sintonizado. L_1 , C_1 y C_2 son componentes discretos y externos al chip. La entrada de frecuencia modulada se aplica a la base de Q_1 . La entrada es una portadora de sonido de FM de 4.5 MHz de una señal de televisión.

Q_1 y Q_6 son seguidores emisores que proporcionan una alta impedancia y amplificación de potencia para alimentar a los seguidores emisores Q_2 y Q_5 . que junto con los capacitores en el chip C_a y C_b son detectores de pico. C_a y C_b se cargan y descargan en las variaciones de voltaje en las dos entradas. Por ejemplo, si la entrada es una portadora senoidal, cuando la entrada a Q_1 se hace positiva, el voltaje en el emisor de Q_2 también se hace positivo y C_a se carga al valor pico de ca que aparece a través del circuito sintonizado. Cuando el pico de la onda senoidal pasa, el voltaje se reduce a cero, luego cambia de polaridad para el semiciclo negativo de la onda senoidal. Al caer el voltaje, el capacitor C_a retiene el valor del pico positivo como una carga. La impedancia a Q_3 es relativamente alta, por lo que no descarga de modo significativo a C_a , que sólo actúa como una celda de almacenamiento temporal del voltaje pico durante ese ciclo.

El capacitor C_b en Q_5 también forma un circuito detector de pico, y además se carga al pico de la entrada del lado opuesto del circuito sintonizado. Si la portadora de 4.5 MHz no tiene modulación, los dos capacitores se cargan al mismo valor. Estos voltajes iguales aparecen en las entradas del amplificador diferencial. La salida de dicho amplificador es proporcional a la diferencia de

SABÍA QUE?

Los detectores diferenciales de pico a menudo se utilizan en los aparatos de televisión y otros productos electrónicos de consumo.

las entradas y, por lo tanto, si las entradas son iguales, la diferencia es cero y así es la salida. La corriente de salida de Q_4 en esta condición se utiliza como la referencia cero. Una corriente menor o mayor indica una variación de frecuencia.

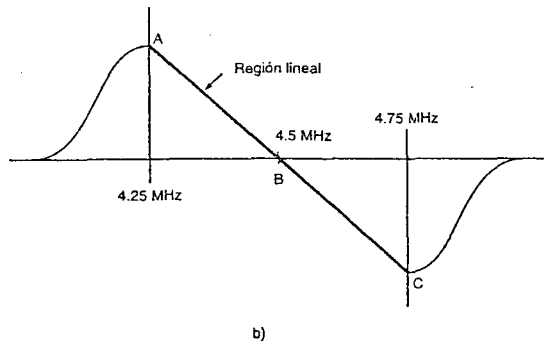
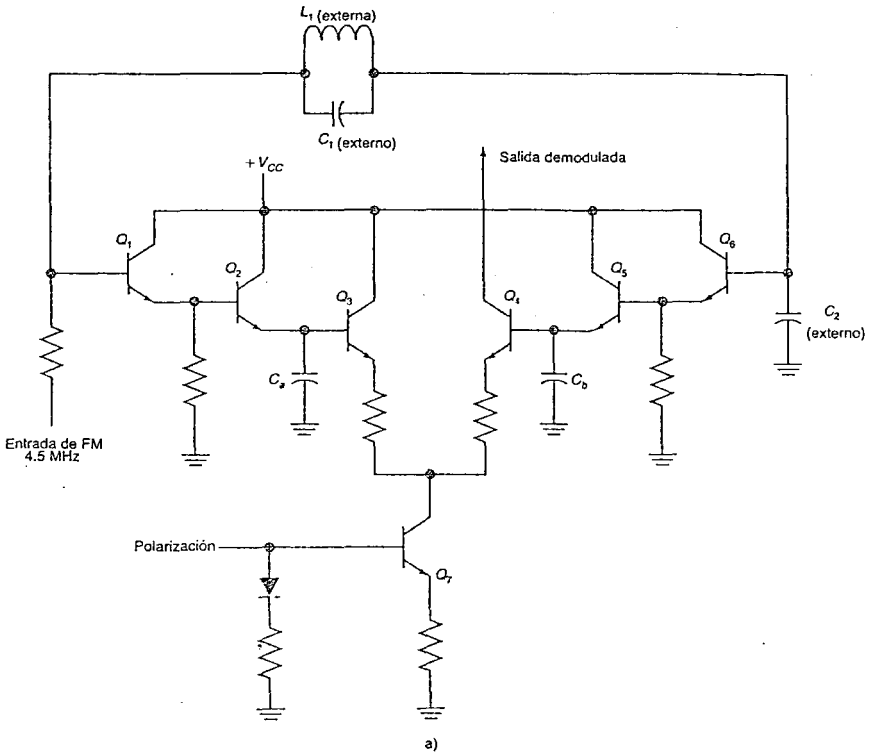


FIGURA 6-21 Detector diferencial de picos demodulador de FM: a) circuito, b) curva de respuesta.



Los mariscales de campo pueden recibir en el terreno de juego jugadas importantes de los entrenadores. Muchos equipos utilizan receptores dentro de los cascos para enviar las jugadas.

El circuito sintonizado exterior se diseña para que L_1 forme un circuito resonante serie con C_2 a una frecuencia menor que la frecuencia central, por lo común, 4.5 MHz. Una frecuencia resonante serie típica es de 4.25 MHz. L_1 forma un circuito resonante paralelo con C_1 a una frecuencia arriba de la frecuencia central, en general de 4.75 MHz.

Para comprender cómo trabaja el circuito, suponga que una señal de entrada crece poco a poco en frecuencia desde abajo de 4.25 MHz hasta arriba de 4.75 MHz. En desviaciones de frecuencia muy pequeñas, el efecto en el circuito sintonizado es mínimo y las entradas a los amplificadores diferenciales son casi iguales; por lo tanto, la salida es cercana a cero. A medida que la frecuencia de entrada aumenta, en algún momento alcanza el punto de resonancia serie de L_1 y C_2 . Cuando esto ocurre, la impedancia total del circuito serie es resistiva y muy baja. Esto pone efectivamente la entrada de Q_1 a tierra, haciéndola cercana a cero. Al mismo tiempo el voltaje a través de C_2 está en su valor pico debido a la resonancia, de manera que la entrada a Q_6 es máxima. El resultado es una corriente de salida muy alta de Q_4 . Esta condición se ilustra en el punto A de la figura 6-21b).

A medida que la frecuencia de entrada continúa subiendo, con el tiempo alcanza la frecuencia central de la portadora de 4.5 MHz, punto en el cual la salida es cero; esta condición se muestra en el punto B de la figura 6-21b). La frecuencia continúa aumentando y, en algún momento, L_1 resuena en paralelo con C_1 . Esto produce una impedancia muy alta en la base de Q_1 , de modo que el voltaje es máximo en este momento. La menor reactancia de C_1 a esta alta frecuencia hace que la entrada a Q_6 sea muy baja. Como resultado, la diferencia entre las dos entradas es muy grande y la corriente de salida de Q_4 se hace mayor en la dirección opuesta (negativa). Este es el punto C en la figura 6-21b). Como muestra la figura, al aumentar la frecuencia, la variación de corriente de salida del punto A al punto C es muy lineal. Este cambio en la amplitud de salida con un cambio en la frecuencia produce una excelente demodulación de señales de FM.

DISCRIMINADORES DE PROMEDIADO DE PULSOS

Mientras que los discriminadores Foster-Seeley, los detectores de relación y los detectores diferenciales de picos se basan en la detección y medición de cambios de fase inherentes en FM, los *discriminadores de promediado de pulsos* convierten las señales de FM en pulsos de amplitud constante y los transforman en la señal original.

La figura 6-22 muestra un diagrama en bloques simplificado de un discriminador de promediado de pulsos. La señal de FM se aplica a un detector de cruce por cero o un limitador-recortador que genera un cambio de nivel de voltaje binario cada vez que la señal de FM varía de menos a más o de más a menos. El resultado es una onda rectangular que contiene todas las variaciones de frecuencia de la señal original, pero sin variaciones de amplitud. La onda cuadrada de FM se aplica luego a un multivibrador de un tiro (monoestable) que genera un pulso de cd de amplitud y ancho fijos en la orilla entrante de cada ciclo de FM. La duración del disparo se fija para que sea menor que la mitad del periodo de la frecuencia más alta esperada durante la desviación máxima. Los pulsos de salida del circuito de un disparo luego se alimentan a un filtro simple RC pasobanda baja que promedia los pulsos de cd para recuperar la señal moduladora original.

Las formas de onda del discriminador de promediado de pulsos se ilustran en la figura 6-23. En frecuencias bajas, los pulsos del circuito de un disparo están muy espaciados; en frecuencias más altas, ocurren más cerca uno del otro. Cuando estos pulsos se aplican al filtro promediador, se desarrolla un voltaje de salida de cd cuya amplitud es directamente proporcional a la desviación de frecuencia.

Cuando ocurre un pulso del circuito de un disparo, el capacitor en el filtro se carga a la amplitud del pulso. Cuando el pulso se corta, el capacitor se descarga sobre la carga. Si la constante de tiempo RC es alta, la carga del capacitor no baja mucho. Cuando el tiempo entre pulsos es largo, sin embargo, el capacitor pierde algo de su carga en la carga, de manera que el promedio de salida de cd es bajo. Cuando los pulsos ocurren con rapidez, el capacitor tiene poco tiempo entre pulsos para descargarse; el voltaje promedio a través de él, por lo tanto, permanece más alta. Como ilustra la figura, el voltaje de salida del filtro varía en amplitud con la desviación de la frecuencia. La señal moduladora original se desarrolla a través de la salida del filtro. Los componentes del filtro se seleccionan con cuidado para minimizar el rizo que causa la carga y descarga del capacitor, mientras que al mismo tiempo proporcionan la respuesta de alta frecuencia necesaria de la señal moduladora original.

Algunos discriminadores de promediado de pulsos generan un pulso cada medio ciclo o a cada paso por cero en lugar de cada ciclo de la entrada. Con un mayor número de pulsos por promediar, la señal de salida es más fácil de filtrar y contiene menos rizo.

El discriminador de promediado de pulsos es un demodulador de frecuencia de muy alta calidad. En el pasado, su uso se limitaba a aplicaciones de telemetría y control industrial. Hoy, con la disponibilidad de CI de bajo costo, los discriminadores de promediado de pulsos son fáciles de implantar y se usan en muchos productos electrónicos.

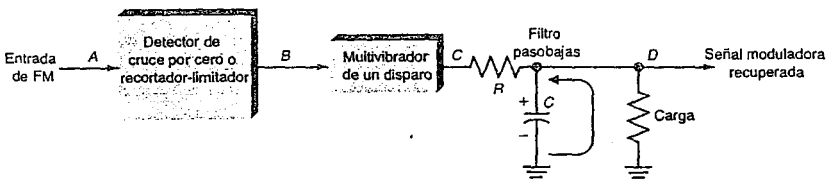


FIGURA 6-22 Discriminador de promediado de pulsos.

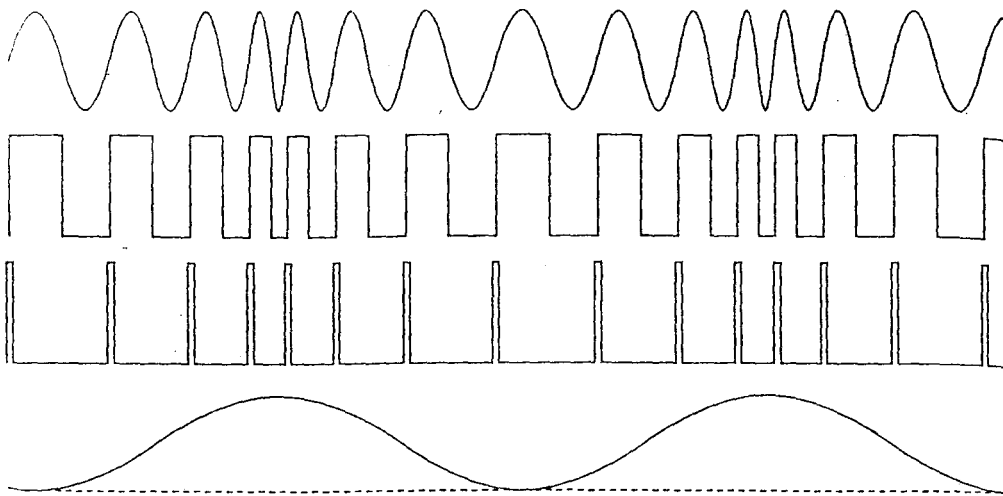


FIGURA 6-23 a) Entrada de FM, b) salida del detector de cruce por cero, c) salida del circuito de un disparo, d) salida del discriminador (señal moduladora original).

DETECTORES EN CUADRATURA

El detector en cuadratura es quizá la unidad más utilizada como demodulador de FM. Su aplicación principal está en la demodulación de audio en televisión, no obstante, también se usa en algunos sistemas de radio de FM. El detector en cuadratura emplea un circuito de desfase para producir un corrimiento de fase de 90° en la frecuencia portadora no modulada. El arreglo de desfase más común se muestra en la figura 6-24. La señal de frecuencia modulada se aplica por medio de un capacitor muy pequeño (C_1) al circuito paralelo sintonizado, el cual se ajusta para resonar al centro de la frecuencia portadora. En resonancia, el circuito sintonizado se comporta como una resistencia pura de valor alto. El pequeño capacitor tiene una reactancia muy alta comparada con la impedancia del circuito sintonizado. Por lo tanto, la salida a través del circuito sintonizado en la frecuencia de la portadora es muy cercana a 90° y se adelanta a la entrada. Cuando ocurre la modulación de frecuencia, la frecuencia de la portadora se desvía por arriba y por abajo de la frecuencia de resonancia del circuito sintonizado y resulta en un aumento o disminución del ángulo de fase entre la entrada y la salida.

Las dos señales en cuadratura se alimentan luego a un circuito detector de fase. El detector de fase más común es un modulador balanceado que utilizan amplificadores diferenciales como los que se tratan en el capítulo 4. La salida del detector de fase es una serie de pulsos cuyo ancho varía con el desfase entre las dos señales. Estas señales se promedian en un filtro pasobajas RC para regenerar la señal moduladora original.

En general, las señales senoidales de entrada de FM al detector de fase están a nivel muy alto y llevan a los amplificadores diferenciales en el detector de fase a corte y saturación. Los transistores diferenciales actúan como interruptores, de manera que la salida es una serie de

¿SABÍA QUE?

Es probable que los detectores en cuadratura sean la unidad más utilizada como demodulador de FM. Su función principal es demodular el audio de la televisión.

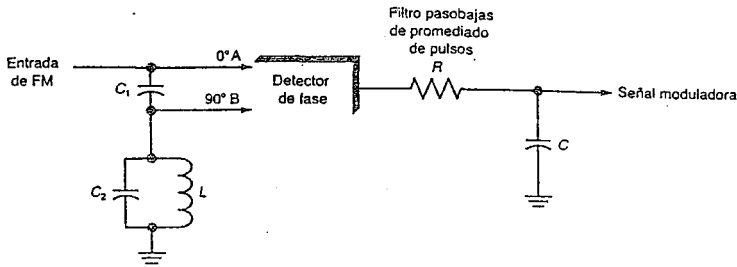


FIGURA 6-24 Detector de cuadratura de FM.

pulsos. No se necesita limitador si la señal de entrada es lo bastante amplia. La duración del pulso de salida se determina por el valor del desfaseamiento. El detector de fase se puede considerar como una compuerta AND cuya salida es ALTA sólo cuando los dos pulsos de entrada son ALTOS y es BAJA si uno o los dos pulsos de entrada son BAJOS.

La figura 6-25 muestra las formas de onda típicas involucradas en un detector en cuadratura. Cuando no hay modulación, las dos señales de entrada están exactamente desfasadas 90° y, por lo tanto, proporcionan un pulso de salida con el ancho indicado. Cuando aumenta la frecuencia de la señal de FM, disminuye el desfaseamiento, lo que da como resultado un pulso de salida más ancho. Los pulsos más anchos que promedia el filtro RC producen un mayor voltaje promediado de salida, el cual corresponde a la mayor amplitud requerida para producir una frecuencia más alta de la portadora. Cuando la frecuencia de la señal disminuye, el desfaseamiento aumenta y los pulsos son más angostos, y cuando éstos se promedian, producen un voltaje promediado de salida que corresponde a la señal moduladora original de menor amplitud.

En general, los detectores en cuadratura se construyen usualmente en otros CI como amplificadores de frecuencia intermedia y receptores completos en CI; ambos se tratan en el capítulo 8.

MALLA DE FASE ENCADENADA

Una *malla de fase encadenada* (PLL) es un circuito de control de realimentado sensible a la frecuencia o a la fase que se utiliza en demodulación de frecuencia, sintetizadores de frecuencia y varias aplicaciones de filtrado y detección de señal. Todas las mallas de fase enganchadas tienen los tres elementos básicos que describe la figura 6-26.

1. Se utiliza un detector de fase para comparar la entrada de FM, que algunas veces se conoce como la señal de referencia, con la salida de un oscilador controlado por voltaje (VCO).
2. La frecuencia del VCO varía con el voltaje de salida de cd de un filtro pasobajas.
3. El filtro pasobajas suaviza y convierte la salida del detector de fase en un voltaje de control que cambia la frecuencia del VCO.

¿SABÍA QUE?

El término cuadratura se refiere a un desfaseamiento de 90° entre dos señales.

La primera tarea del detector de fase es comparar las dos señales de entrada y generar una señal de salida que al filtrarse controlará el VCO. Si hay una diferencia de fase o de frecuencia entre las señales de entrada de FM y las señales del VCO, la salida del detector de fase varía en proporción a la diferencia. La salida filtrada ajusta la frecuencia del VCO en un intento por corregir hacia la frecuencia original o diferencia de fase. Este voltaje de control de cd, llamado *señal de error* también es la realimentación en este circuito.

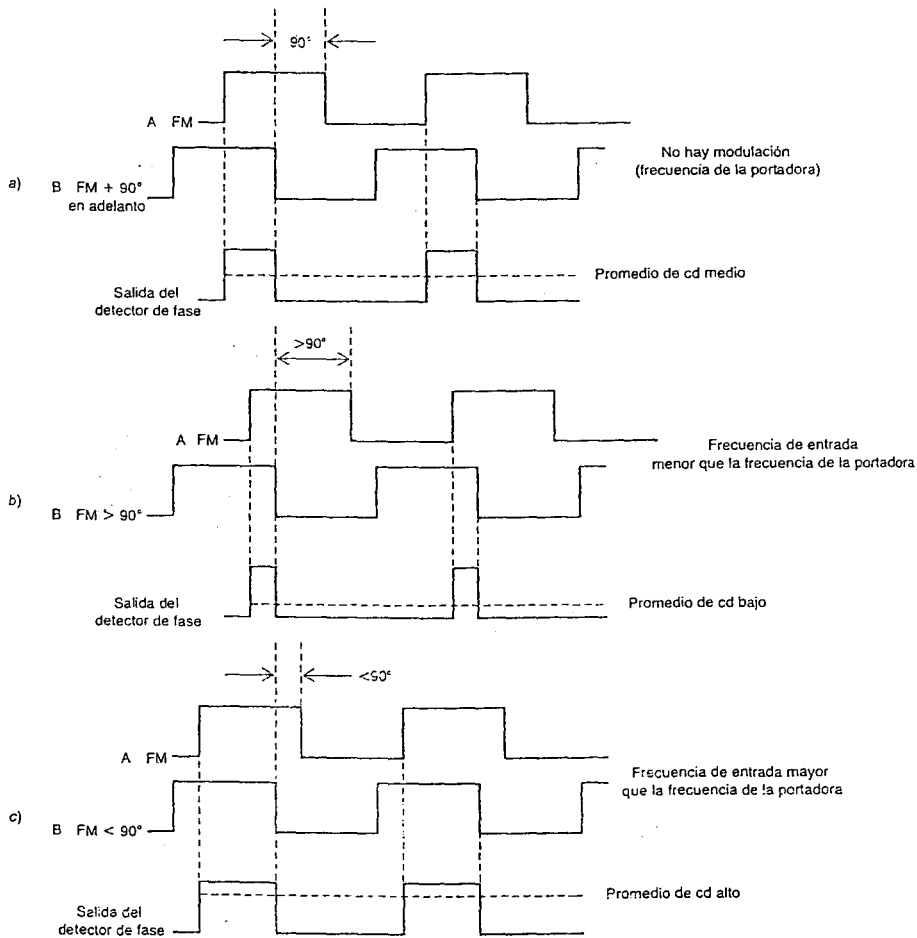


FIGURA 6-25 Formas de onda en el detector en cuadratura.

Cuando no hay señal de entrada aplicada, las salidas del detector de fase y del filtro pasobajas son cero. El VCO opera en lo que se llama *frecuencia libre*, su frecuencia normal de operación que determinan sus componentes internos. Cuando se aplica una señal cercana a la



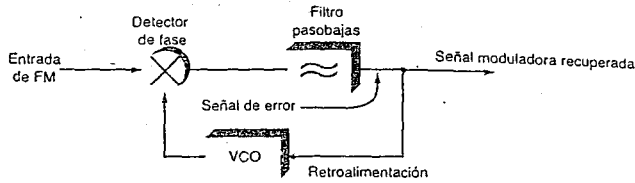


FIGURA 6-26 Diagrama en bloques de una PLL.

frecuencia del VCO, el detector de fase compara la frecuencia libre del VCO con la frecuencia de entrada y produce un voltaje de salida proporcional a la diferencia de las frecuencias. La mayoría de los detectores de fase operan como el que se analizó en la sección de detectores de fase en cuadratura. La salida del detector de fase es una serie de pulsos que varían en su ancho de acuerdo con la cantidad de desfaseamiento o diferencia de frecuencia que haya entre las dos entradas. Los pulsos de salida se filtran y convierten en un voltaje de cd que se aplica al VCO. Este voltaje de salida es de tal forma que fuerza a la frecuencia del VCO a moverse en la dirección que reduzca el voltaje de error de cd. El voltaje de error obliga a la frecuencia del VCO a cambiar en la dirección que reduce el ángulo de fase o la diferencia de frecuencia entre el VCO y la entrada. En algún momento, el voltaje de error produce que la frecuencia del VCO sea igual a la frecuencia de entrada; cuando esto sucede, se dice que el PLL está *enganchado*. Mientras las frecuencias de entrada y del VCO son iguales, entre ellas hay una diferencia de fase, por lo general, 90° exactos, lo cual produce un voltaje de salida de cd que causará que el VCO produzca la frecuencia que mantenga el circuito enganchado.

Si la frecuencia de entrada cambia, el detector de fase y el filtro pasobajas producen un nuevo valor de voltaje de control de cd que fuerza la frecuencia de salida del VCO a cambiar hasta ser igual a la nueva frecuencia de entrada. A cualquier variación en la frecuencia de entrada sigue un cambio de la frecuencia del VCO; por lo tanto, el circuito se mantiene enganchado. El VCO en un PLL es, por consiguiente, capaz de *seguir* la frecuencia de entrada en un amplio intervalo. El intervalo de frecuencias dentro del cual un PLL puede seguir una señal de entrada y permanecer enganchado se conoce como *intervalo de enganche*. El intervalo de enganche, por lo general, es una banda de frecuencias por arriba y por abajo de la frecuencia libre del VCO. Si la señal de entrada está fuera del intervalo de enganche, el PLL no podrá engancharse. Cuando esto ocurre, la frecuencia de salida del VCO salta a su frecuencia libre de operación.

Este capitán de un buque tanque petrolero puede utilizar el radio de FM de su embarcación para reportes del tiempo e información para la navegación.

¿SABÍA QUE?

La capacidad de una malla de fase enganchada para proveer selectividad de frecuencia y filtrado da a ésta una relación señal a ruido superior a cualquier otro tipo de detector de FM.



Si al PLL se aplica una frecuencia de entrada dentro del intervalo de enganche, el circuito se ajusta de inmediato a la condición de enganche. El detector de fase determina la diferencia de fase entre el estado libre y la frecuencia de entrada y genera la señal de error que fuerza al VCO a igualarse con la señal de entrada. Esta acción se conoce como *captura* de una señal de entrada. Una vez que se captura dicha señal, el PLL permanece enganchado y seguirá cualquier cambio de la señal de entrada en tanto ésta se mantenga dentro del intervalo de enganche. El intervalo de frecuencias dentro del cual un PLL capturará la mencionada señal, conocido como *intervalo de captura*, es mucho más angosto que el intervalo de enganche, pero igual que éste, por lo general está centrado alrededor de la frecuencia libre del VCO (figura 6-27).

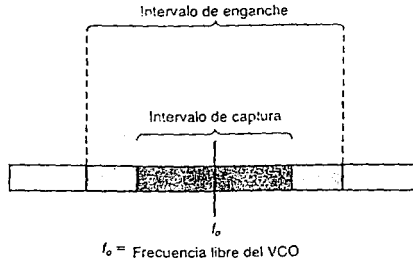


FIGURA 6-27 Intervalos de captura y enganche de un PLL.

La característica que permite al PLL capturar las señales en un intervalo de frecuencias lo hace actuar como un filtro pasobanda. Las mallas de fase enganchadas con frecuencia se utilizan en aplicaciones de acondicionamiento de la señal, donde es deseable pasar señales sólo dentro de cierto intervalo y rechazar las señales fuera de él. El PLL es muy efectivo para eliminar el ruido y la interferencia en una señal.

La habilidad del PLL para responder a variaciones de la frecuencia de entrada lo hace útil en aplicaciones de FM. La acción de seguimiento del PLL indica que el VCO puede operar como un modulador de frecuencia que produce exactamente la misma señal de FM que la entrada. Para que esto suceda, sin embargo, la entrada del VCO debe ser idéntica a la señal moduladora original. La salida del VCO sigue la señal de entrada de FM porque el voltaje de error que produce el detector de fase y el filtro pasobajas fuerza al VCO a seguirla. Por lo tanto, la salida del VCO debe ser idéntica a la señal de entrada si el PLL se mantiene enganchado. La señal de error debe ser idéntica a la señal moduladora original de la entrada de FM. La frecuencia de corte del filtro pasobajas se diseña de forma que es capaz de pasar la señal moduladora original.

La capacidad del PLL para proporcionar selectividad de frecuencia y filtrado le dan una relación de señal a ruido superior a la de cualquier otro tipo de detector de FM. La linealidad del VCO asegura una distorsión baja y una reproducción altamente fiel de la señal moduladora original. En tanto que los PLL son complejos, su empleo es sencillo porque están disponibles como CI de bajo costo.

La figura 6-28 es un diagrama de bloques de un PLL muy utilizado, el CI PLL 565. Éste se conecta como un demodulador de FM; el circuito del 565 se muestra dentro de las líneas discontinuas; todos los componentes fuera de estas líneas son componentes discretos. Los números en las conexiones son los números de las terminales en el CI 565, que está en un encapsulado estándar de 14 terminales dos en línea (DIP). El circuito se alimenta con una fuente de alimentación de ± 12 V.

Entrada

El filtro pasobajas se forma de un resistor de $3.6 \text{ k}\Omega$ dentro del 565 que termina en la terminal 7; un capacitor externo de $0.1 \mu\text{F}$ completa el filtro. Observe que la señal moduladora original recuperada se toma de la salida del filtro. La frecuencia libre del VCO (f_0) se fija con los componentes externos R_1 y C_1 de acuerdo con la fórmula $f_0 = 1.2/4 R_1$ y $C_1 = 1.2/4(2700)(0.01 \times 10^{-6}) = 11\ 111 \text{ Hz}$ o 11.11 kHz .

El intervalo de enganche f_L puede calcularse con la expresión que proporciona el fabricante de este circuito, $f_L = 16 f_0 / V_S$, donde V_S es el voltaje total suministrado. En el circuito de la figura 6-28, V_S es la suma de las dos alimentaciones de 12 V o 24 V , así que el intervalo total de enganche centrado con la frecuencia libre es $f_L = 16(11.11 \times 10^3)/24 = 7\ 406.7 \text{ Hz}$ o $\pm 3\ 703.3 \text{ Hz}$.

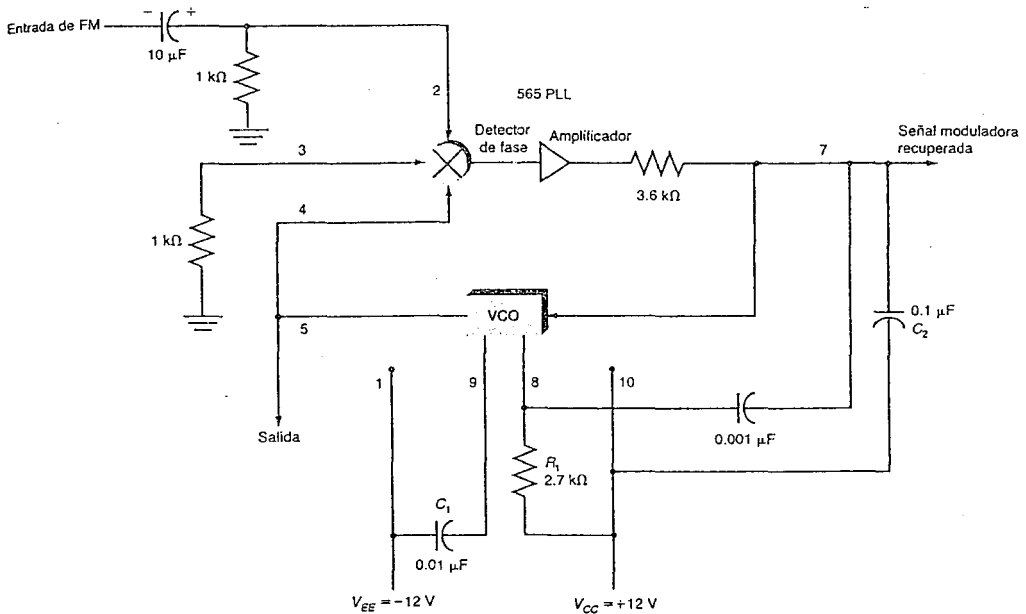


FIGURA 6-28 Demodulador PLL de FM con un IC 565.

Con este circuito se supone que la frecuencia no modulada de la portadora es la misma que la frecuencia libre, 11.11 kHz . Por supuesto, es posible implantar este circuito en cualquier otra frecuencia central con sólo cambiar los valores de R_1 y C_1 . La limitación de la frecuencia alta para el CI 565 es 500 kHz .



RESUMEN

Los circuitos moduladores de frecuencia se diseñan para convertir un voltaje modulador en un cambio correspondiente en capacitancia o inductancia. El varactor se utiliza a menudo en esta aplicación y es básicamente un diodo semiconductor polarizado en inversa.

Como los osciladores LC no son lo bastante estables para cumplir con los rigurosos requerimientos de la FCC respecto a la estabilidad de la frecuencia, se utilizan osciladores a cristal u osciladores combinados con circuitos multiplicadores de frecuencia para fijar la frecuencia de la portadora.

Los circuitos simples de desfaseamiento se pueden utilizar como moduladores de fase si la resistencia o la capacitancia se pueden variar con la señal moduladora. Esto es posible si se añade un varactor modulador de fase al circuito.

Cualquier circuito que convierta una variación de frecuencia en la portadora en una variación de voltaje proporcional puede utilizarse para demodulación de la frecuencia. El demodulador de frecuencia más simple es el detector de pendiente, pero los detectores más utilizados en la actualidad son los discriminadores de promediado de pulsos, los detectores en cuadratura, los detectores diferenciales de picos y las mallas de fase enganchadas.

Todos los PLL tienen tres elementos básicos: un detector de fase, un oscilador controlado por voltaje (VCO) y un filtro pasobajas. El intervalo de frecuencias dentro del cual el PLL se engancha con una señal de entrada y permanece enganchado se conoce como intervalo de enganche y el intervalo de frecuencias en el que el PLL captura una señal de entrada se denomina intervalo de captura.

R
E
S
U
M
E
N

TÉRMINOS CLAVE

Circuito de modulación de fase
Circuito directo de modulación de frecuencia
Circuito disparador de Schmitt
Demodulador de frecuencia
Demodulador PLL
Detector diferencial de picos
Detector de pendiente
Detector de relación
Detector en cuadratura
Discriminador de promediado de pulsos

Discriminador Foster-Seeley
Doblador
Frecuencia de la portadora
Malla de fase encadenada (PLL)
Modulador con varactor
Modulador de fase
Modulador de fase Armstrong
Modulador de fase a transistores
Modulador de fase con circuito sintonizado

Modulador de fase con varactor
Modulador de fase FET
Modulador de frecuencia NE 566 CI VCO
Modulador de reactancia
Oscilador a cristal controlado por voltaje (VXO)
Oscilador controlado por voltaje (VCO)
Región de empobrecimiento
Triplicador
Varactor

PREGUNTAS

1. ¿Qué partes del varactor se comportan como las placas de un capacitor?
2. ¿Cómo varía la capacitancia con el voltaje aplicado?

3. ¿Los varactores operan con polarización en directa o en inversa?
4. ¿Cuál es la razón principal para no utilizar osciladores LC en los transmisores hoy en día?
5. ¿Puede modularse en frecuencia el tipo de oscilador para portadora más utilizado?
6. ¿Cómo actuaría el modulador de reactancia de la figura 6-8 si el capacitor C_s se reemplazara por un inductor?
7. ¿Cuál es la principal ventaja de usar un modulador de fase en vez de un modulador de frecuencia directo?
8. ¿Cuál es el término para la modulación de frecuencia producida por PM?
9. ¿Cuál es la ventaja de un circuito sintonizado paralelo como desfaseador sobre el circuito simple RC?
10. ¿Qué componentes de la figura 6-16 compensan por la mayor desviación de frecuencia a las frecuencias moduladoras más altas?
11. ¿Cuáles son las principales aplicaciones de los detectores en cuadratura y diferencial de picos?
12. ¿Cuáles son los dos demoduladores CI que utilizan el concepto de promediar pulsos en un filtro pasobajas para recuperar la señal moduladora original?
13. ¿Cuál es quizá el mejor demodulador de FM de todos los analizados en este capítulo?
14. ¿Qué es un intervalo de captura? ¿Qué es un intervalo de enganche?
15. ¿Qué frecuencia considera el VCO cuando la entrada está fuera del intervalo de captura?
16. ¿A qué tipo de circuito se asemeja el PLL dentro del intervalo de enganche?



PROBLEMAS

1. Un circuito sintonizado paralelo en un oscilador consta de un inductor de $40 \mu\text{H}$ en paralelo con un capacitor de 330 pF . Un varactor con una capacitancia de 50 pF se conecta en paralelo con el circuito. ¿Cuál es la frecuencia de resonancia del circuito sintonizado y la frecuencia de operación del oscilador? ◀
2. Si la capacitancia del varactor del problema 1 se reduce a 25 pF , a) ¿Cómo cambia la frecuencia? y b) ¿cuál es la nueva frecuencia de resonancia?
3. Un modulador de fase produce un desfaseamiento máximo de 45° . El intervalo de la frecuencia moduladora es de 300 a 4000 Hz . ¿Cuál es la desviación máxima posible? ◀
4. La entrada de FM a un demodulador PLL tiene una frecuencia central sin modulación de 10.7 MHz . a) ¿A qué frecuencia deberá fijarse el VCO? b) ¿De qué circuito se toma la señal moduladora recuperada?
5. Un PLL CI 565 tiene un resistor externo R_1 , de $1.2 \text{ k}\Omega$ y un capacitor, C_1 , de 560 pF . El voltaje de alimentación es de 10 V . a) ¿Cuál es la frecuencia libre de oscilación? b) ¿Y el intervalo total de enganche? ◀
6. Un modulador de fase de varactor como el de la figura 6-10 tiene el valor de resistencia de $3.3 \text{ k}\Omega$. La capacitancia del varactor a la frecuencia central no modulada es de 40 pF y la frecuencia de la portadora, 1 MHz . a) ¿Cuál es el desfaseamiento? b) Si la señal moduladora cambia la capacitancia del varactor a 55 pF , ¿cuál es el nuevo desfaseamiento? c) Si la frecuencia de la señal moduladora es 400 Hz , ¿cuál es la desviación aproximada de frecuencia que representa este desfaseamiento?

CONSIDERACIONES Y REFLEXIONES

1. ¿Qué circuito debe utilizarse adelante del discriminador Foster-Seeley para que éste trabaje bien? ¿También lo necesita el detector de relación? Explique.

R
E
P
A
S
O



2. Mencione los tres componentes clave de la malla de fase enganchada y explique cómo trabaja cada componente.
3. ¿Qué pasa con una señal de FM que se hace pasar por un circuito sintonizado muy angosto, de lo que resulta la eliminación de las bandas laterales altas y bajas? ¿Cómo se verá la salida del demodulador que procesó esta señal comparada con la señal moduladora original?
4. Un oscilador a cristal modulado directamente en frecuencia (DF) tiene una frecuencia de 9.3 MHz. El varactor produce una desviación máxima de 250 Hz. Al oscilador le siguen dos triplicadores, un doblador y un cuadruplicador. ¿Cuál es la frecuencia final de salida y la desviación?
5. Consulte la figura 6-4. ¿Para disminuir la frecuencia del oscilador ajustaría el potenciómetro R_4 más cerca a $+V_{CC}$ o más próximo a tierra?
6. Consulte la figura 6-15. ¿Si R_1 se abriera, el circuito seguiría funcionando? Explique.

R E P A S O

TRANSMISORES DE RADIO

Objetivos

Después de completar este capítulo, podrá:

- ◆ *Explicar* la polarización y operación de un amplificador de potencia clase C y *calcular* la potencia de entrada que genera.
- ◆ *Analizar* la operación de los sintetizadores de frecuencia y *explicar* cómo se utilizan los divisores de frecuencia para proporcionar una relación de frecuencia deseada.
- ◆ *Calcular* la frecuencia de salida de un transmisor conociendo la frecuencia del oscilador de entrada y el número y tipo de los multiplicadores.
- ◆ *Definir* la neutralización y *explicar* cómo puede implantarse en un transmisor.
- ◆ *Comparar* la operación básica de los amplificadores de tubos al vacío, amplificadores lineales y amplificadores clase C, así como *listar* algunas aplicaciones específicas en las que se utiliza cada uno.
- ◆ *Dibujar* y *explicar* el diseño básico de redes LC de acoplamiento de impedancia tipo π , T y L.
- ◆ *Describir* las razones para utilizar circuitos de procesamiento de voz y circuitos de compresión de voz.

Un transmisor de radio toma la información que se comunicará y la convierte en una señal electrónica compatible con el medio de comunicación. En general este proceso comprende generación de una portadora, modulación y amplificación de potencia. La señal se alimenta por alambres, cable coaxial o guías de onda a una antena que la envía al espacio libre. Este capítulo cubre las configuraciones del transmisor y los circuitos más utilizados en los transmisores de radio, incluyendo osciladores, amplificadores, multiplicadores de frecuencia, redes de acoplamiento de impedancias y circuitos de procesamiento de voz.

7-1 FUNDAMENTOS DEL TRANSMISOR

El transmisor es la unidad electrónica que acepta la señal de información que se transmitirá y la convierte en una señal de RF capaz de transmitirse a muy grandes distancias. Cada transmisor tiene tres requerimientos básicos.

1. Debe generar una señal portadora de la frecuencia correcta en un punto deseado del espectro.
2. Debe proporcionar alguna forma de modulación que permita a la señal de información modificar la señal de la portadora.
3. Debe suministrar la suficiente amplificación de potencia para asegurar que el nivel de la señal sea lo suficientemente alto para cubrir la distancia deseada. Como parte de este proceso, el transmisor debe proporcionar circuitos que igualen la impedancia del amplificador de potencia con la de la antena para máxima transferencia de potencia.

OSCILADORES DE ONDA CONTINUA

El oscilador de onda continua de la figura 7-1 es el tipo de transmisor más simple. El oscilador genera una señal portadora a la frecuencia deseada. (La frecuencia aquí se determina por un cristal.) La información por transmitirse se expresa en un código (el código Morse internacional) que consta de puntos y rayas que representan letras del alfabeto y números. La información que se transmite de esta manera se conoce como transmisión de *onda continua* (CW). Una llave telegráfica, que sólo es un útil interruptor operado a mano, se conecta en serie con el emisor para llevar al oscilador a APAGADO y ENCENDIDO para producir los puntos y las rayas. El oscilador produce una pequeña ráfaga de energía de RF para un punto y una ráfaga más larga de RF para una raya. Aun cuando este tipo de transmisor por lo común tiene una potencia de 1 W o menos, en la frecuencia adecuada y con una buena antena es capaz de enviar señales alrededor del mundo.

No obstante que los transmisores sencillos, como el de la figura 7-1, ya no son muy comunes, todavía se encuentran en algunas aplicaciones. Por ejemplo, los operadores de radio amateurs (hams) que se comunican mediante radio por afición, a menudo usan transmisores de baja potencia como éste como un reto para saber qué tan lejos pueden comunicarse. Estas comunicaciones de baja potencia se llaman *operación QRP*. Si utilizan frecuencias asignadas en el intervalo de 3.5 a 30 MHz, los radioaficionados pueden comunicarse con otros radioaficionados alrededor del mundo.

Otra aplicación de este transmisor sencillo es radiobaliza o como radiofaro. Por ejemplo, se utilizan como transmisores para búsqueda de animales silvestres o salvajes. Un pequeño transmisor de radio de batería se sujeta con un collar u otro dispositivo a un animal capturado y luego se le deja en libertad. El transmisor proporciona una señal continua que se recibe y localiza con una antena direccional que permite ubicar al animal en cualquier momento.

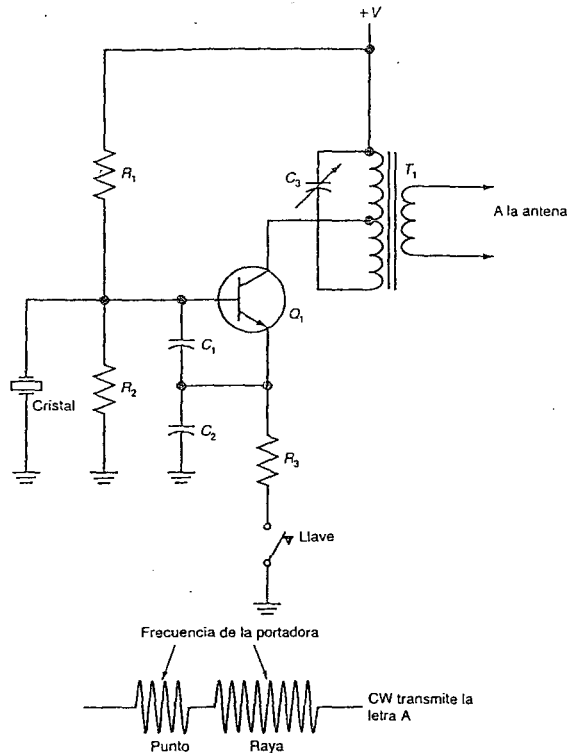


FIGURA 7-1 El transmisor más simple, un oscilador de CW.

Los transmisores de un solo transistor que se pueden modular se usan en aplicaciones especializadas como espionaje electrónico y en los moduladores de RF para conectar juegos electrónicos al televisor. Otra aplicación de este tipo de transmisor está en medicina, por ejemplo, el pequeño transmisor de telemedición que modula el ritmo de pulsos del corazón u otras características físicas que el médico debe monitorear para observar un enfermo. Los transmisores que se emplean para abrir o cerrar la puerta de un garage tienen un solo transistor, pero se modulan por pulsos binarios codificados.

CONFIGURACIONES DEL TRANSMISOR

El transmisor de CW puede mejorarse con sólo añadir un amplificador de potencia como ilustra la figura 7-2. El oscilador todavía es llaveado APAGADO y ENCENDIDO para producir puntos y rayas, mientras el amplificador incrementa el nivel de potencia de la señal. El resultado es una señal más fuerte que viaja más lejos y produce una transmisión más confiable.

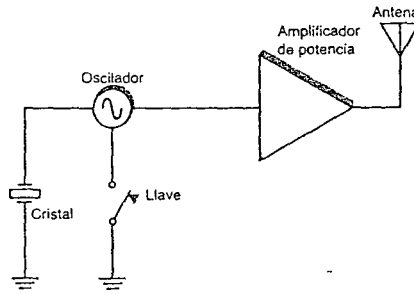


FIGURA 7-2 Transmisor de CW más potente.

La combinación básica de oscilador amplificador de la figura 7-2 es en apariencia la base de todos los transmisores. Se añaden muchos otros circuitos dependiendo del tipo de modulación utilizado, el nivel de potencia y otras consideraciones.

TRANSMISORES DE AM DE ALTO NIVEL. La figura 7-3 muestra un transmisor de AM que usa modulación de alto nivel. Un oscilador, que en la mayoría de los casos es un oscilador a cristal, genera la frecuencia final de la portadora. La señal de la portadora se aplica a un amplificador de aislamiento, cuyo propósito principal es aislar el oscilador de las etapas de amplificación de potencia. El amplificador de aislamiento opera de modo general al nivel de clase A y proporciona un incremento modesto en la potencia de salida. El propósito principal del amplificador de aislamiento es simplemente prevenir que cambios en la carga del amplificador de potencia o en la antena causen variaciones de frecuencia en el oscilador.

La señal del amplificador de aislamiento se aplica a un amplificador de excitación (preamplificador) clase C diseñado para proveer un nivel medio de potencia. El propósito de este circuito es generar suficiente potencia de salida para alimentar al amplificador final de potencia de la etapa final. El amplificador de potencia final, por lo común sólo llamado *final*, también opera en el nivel de clase C a muy alta potencia. La cantidad real de potencia depende de su aplicación. Por ejemplo, en un transmisor de la banda civil (CB), la potencia de entrada es solamente de 5 W. Sin embargo, las estaciones de radio de AM operan a potencias mucho más altas —digamos 250, 500, 1 000, 5 000 o 50 000 W— y los transmisores de vídeo de una estación de televisión a potencias aún más altas.

Todos los circuitos de RF en el transmisor por lo común son de estado sólido, es decir, están implantados con transistores bipolares o con transistores de efecto de campo (FET). A pesar de que los transistores bipolares son con mucho el tipo más común, el uso de los FET se incrementa porque ahora son capaces de manejar más potencia a altas frecuencias. Los transistores también se utilizan en el final, siempre y cuando el nivel de potencia no exceda algunos cientos de watts. Los transistores de potencia de RF individuales pueden manejar hasta unos 100 W. Muchos de ellos pueden conectarse en paralelo o en configuraciones push-pull para aumentar la posibilidad de manejar más potencia a muchos kilowatts. Para mayores niveles de potencia, en algunos transmisores todavía se utilizan los tubos al vacío, pero rara vez en diseños nuevos. Los tubos al vacío funcionan dentro de los intervalos de VHF y UHF con niveles de potencia de 1 kW o más. La mayoría de los amplificadores de potencia de microondas también son un tipo especial de tubo al vacío.

¿SABÍA QUE?

Las estaciones de radio de AM operan a niveles de potencia de hasta 50 000 W y los transmisores de vídeo a niveles aún mayores. En contraste, la potencia de entrada de un transmisor de la banda civil (CB) es de sólo 5 W.

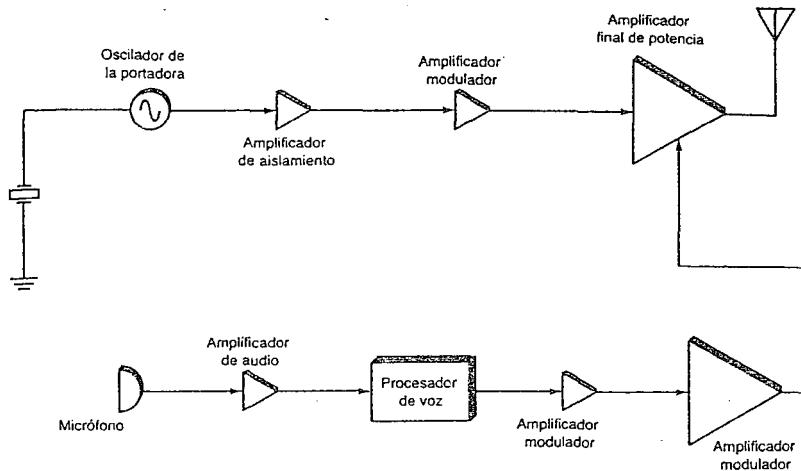


FIGURA 7-3 Transmisor de AM que utiliza modulación de alto nivel en el colector.

Suponga que el transmisor de AM de la figura 7-3 es un transmisor de voz. La entrada del micrófono se aplica a un amplificador de audio de bajo nivel clase A que incrementa la pequeña señal del micrófono a un nivel de voltaje mayor. (Se podrían usar una o más etapas de amplificación.) La señal de voz se alimenta a un circuito de *procesamiento de la voz* (filtrado y control de amplitud). El filtrado asegura que sólo pasen frecuencias dentro de cierto intervalo que ayuda a reducir el ancho de banda que ocupa por la señal. La mayoría de los transmisores de comunicaciones limitan la frecuencia de voz al intervalo entre 300 a 3 000 Hertz, que es adecuado para comunicaciones inteligibles. Sin embargo, las estaciones de radio de AM ofrecen una mayor fidelidad y permiten usar frecuencias de hasta 5 kHz. En la práctica, muchas estaciones de AM modulan con frecuencias de hasta 7.5 kHz y aun hasta 10 kHz, debido a que la FCC utiliza asignaciones de canales alternados dentro de una región determinada y a que las bandas laterales fuera del espectro son muy débiles, no presentando interferencia en canales asignados.

Los procesadores de voz también contienen un circuito para mantener la amplitud a un nivel máximo determinado. Las señales de amplitud grande se comprimen y las señales de amplitud baja son objeto de mayor amplificación. El resultado es que se previene la sobremodulación; sin embargo, el transmisor opera tan cerca del 100 % de modulación como es posible. Esto reduce la posibilidad de distorsión de la señal y de armónicas que producen bandas laterales más anchas que pueden causar interferencia en los canales adyacentes, pero mantiene el más alto nivel de potencia de salida en las bandas laterales.

Después del procesador de voz se emplea un amplificador de excitación para incrementar el nivel de potencia de la señal y sea capaz de alimentar al amplificador de modulación de alta potencia. En el transmisor de AM de la figura 7-3 se utiliza modulación de colector o de alto nivel (modulación en placa de un tubo al vacío). Como ya se planteó, la potencia de salida del amplifi-

SUGERENCIAS Y AYUDAS

El término partes por millón (ppm) indica cuántos ciclos (Hz) se puede desviar un cristal de su frecuencia designada por cada 1 000 000 Hz de frecuencia. Una desviación de 100 ppm en un cristal de 10 MHz significa que la frecuencia actual sería $10 \times 100 \text{ ppm} = 1\,000 \text{ Hz}$ más o menos 10 MHz.

gador de modulación debe ser un medio de la potencia de entrada al amplificador de RF. El amplificador de modulación de alta potencia opera por lo general con una configuración clase AB o clase B en push-pull para lograr estos niveles de potencia.

TRANSMISORES DE FM DE BAJO NIVEL. En modulación de bajo nivel, la modulación se realiza en la portadora a bajos niveles de potencia y la señal se amplifica mediante amplificadores de potencia. Este arreglo funciona para transmisores de AM y FM, pero los transmisores de FM lo utilizan con más frecuencia que los transmisores de AM.

La figura 7-4 muestra la configuración típica de un transmisor de FM o PM, donde se utiliza el método indirecto de generación de FM. Para generar la señal de la portadora se emplea un oscilador a cristal y un aislador para aislarlo del resto del circuito. La señal de la portadora se aplica a un modulador de fase como los analizados en el capítulo 6. La entrada de voz es amplificadora y procesada para limitar el intervalo de frecuencia y prevenir sobremodulación. La salida del modulador es la señal deseada de FM.

La mayoría de los transmisores de FM se utilizan en el intervalo de VHF y UHF. Como no existen cristales disponibles para generar estas frecuencias en forma directa, por lo común la portadora se genera a una frecuencia mucho menor que la frecuencia final de salida. Para obtener la frecuencia final de salida deseada se utilizan uno o más pasos de multiplicadores de frecuencia. Un multiplicador de frecuencia es un amplificador clase C cuya frecuencia de salida es algún múltiplo de la frecuencia de entrada. La mayoría de los multiplicadores de frecuencia incrementan la frecuencia por un factor de 2, 3, 4 o 5. Dado que son amplificadores clase C, la mayoría de los multiplicadores de frecuencia también proporcionan una modesta amplificación de potencia.

Los multiplicadores de frecuencia no sólo incrementan la frecuencia de la portadora a la frecuencia de salida deseada sino también multiplican la desviación de la frecuencia producida por el modulador. Muchos moduladores de frecuencia y de fase sólo generan un pequeño desfaseamiento, mucho menor que el desfaseamiento deseado. El diseño del transmisor debe ser de tal naturaleza que los multiplicadores de frecuencia proporcionen la cantidad debida de multiplicación no sólo para la frecuencia de la portadora sino también para la desviación de la modulación. Después de la etapa de multiplicación de frecuencia se utiliza un amplificador de excitación clase C para incrementar el nivel de potencia lo suficiente para operar el amplificador final de potencia, el cual también opera en el nivel de clase C.

La mayoría de los transmisores de comunicaciones de FM operan a niveles de potencia más o menos bajos, en general, menos de 100 W. Todos los circuitos, aun en el intervalo de VHF y UHF, utilizan transistores. Para niveles de potencia más allá de algunos cientos de watts, deben usarse tubos al vacío. Los amplificadores de las etapas finales de los transmisores de ra-

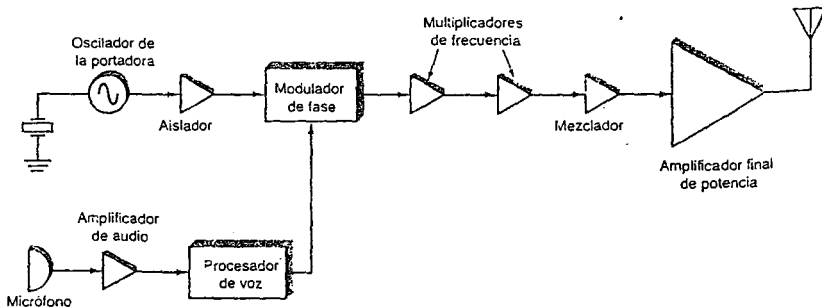


FIGURA 7-4 Transmisor típico de FM que utiliza FM indirecta con un modulador de fase.

diodifusión de FM usan por lo común amplificadores clase C con grandes tubos al vacío. En los transmisores de FM que operan en el intervalo de microondas se usan klystrons, magnetrones y tubos de ondas viajeras para proporcionar la amplificación de potencia final.

TRANSMISORES DE BANDA LATERAL ÚNICA (BLU). La figura 7-5 muestra un transmisor típico de BLU. Un oscilador genera la señal de la portadora, que luego se alimenta al amplificador de aislamiento. Éste suministra la señal de entrada de la portadora al modulador balanceado. Los circuitos del amplificador de audio y del procesamiento de voz descritos antes, proporcionan la otra entrada al modulador balanceado. La salida del modulador balanceado —una señal DBL— se alimenta al filtro de banda lateral que selecciona la banda lateral superior o la inferior. En seguida, la señal de BLU se alimenta al circuito mezclador, que se utiliza para convertir la señal a su frecuencia final de operación. Se utilizan circuitos mezcladores que operan como simples moduladores de amplitud para convertir una frecuencia baja en una alta o una frecuencia alta a una baja. (Los mezcladores se estudian con mayor amplitud en el capítulo 8.)

La señal de BLU en general se genera a una RF baja. Esto permite que los circuitos del modulador balanceado y del filtro sean más simples y fáciles de diseñar. El mezclador transporta la señal de BLU a una frecuencia más alta. La otra entrada del mezclador se obtiene de un oscilador local ajustado a una frecuencia que, cuando se mezcla con la señal de BLU, produce la frecuencia de operación deseada. El mezclador puede ajustarse de manera que el circuito sintonizado en su salida seleccione la suma o la diferencia de la frecuencia. La frecuencia del oscilador se debe fijar para proporcionar la frecuencia de salida deseada. Para operación de canal fijo en este oscilador local se pueden utilizar cristales. Sin embargo, en cierto equipo, como el que emplean los radioaficionados, se utiliza un *oscilador de frecuencia variable* (VFO) para proporcionar una sintonía continua dentro del intervalo deseado. En el equipo más moderno de comunicaciones para fijar la frecuencia final de salida se usa un sintetizador de frecuencia.

La salida del mezclador de la figura 7-5 es la frecuencia de salida final deseada que contiene la modulación de BLU. Luego se alimenta el excitador lineal y los amplificadores de potencia para incrementar ésta al nivel deseado. Los amplificadores clase C distorsionan la señal y, por lo tanto, no pueden utilizarse para transmitir BLU o AM de bajo nivel de ningún tipo, incluyendo DBL. Es necesario emplear amplificadores clase A o lineales para retener la información en la señal de AM.

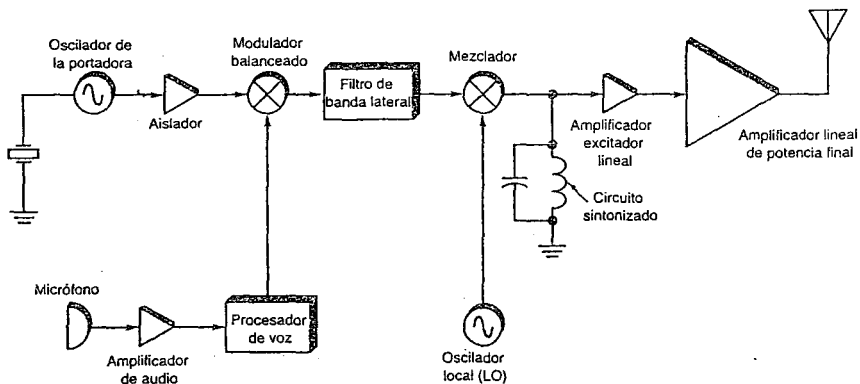


FIGURA 7-5 Transmisor de BLU.

7-2 GENERADORES DE LA PORTADORA

El punto de partida para todos los transmisores es la generación de la portadora. Una vez generada, la portadora se puede modular, procesar de varias formas, amplificar y, por último, transmitir. La fuente de la mayoría de las portadoras en los transmisores modernos es un oscilador a cristal. Los osciladores convencionales LC no son lo bastante precisos o estables para operar en el mundo real. Una excepción posible es en las bandas de radioaficionados, donde pueden utilizarse VFO para una sintonía continua a cualquier frecuencia dentro de una banda designada. Sin embargo, aun aquí, los sintetizadores de frecuencia PLL, que usan un oscilador a cristal como la referencia básica estabilizadora, son el equipo a escoger.

OSCILADORES A CRISTAL

La mayoría de los transmisores de radio requieren una licencia de la FCC en modo directo o indirecto para operar no sólo dentro de una banda de frecuencias específica sino también en frecuencias o canales predefinidos. Una desviación de la frecuencia asignada, aun por pequeña que sea, puede causar interferencia con señales en canales adyacentes. El operador también puede recibir un citatorio de la FCC por violar las condiciones de la licencia. Por lo tanto, el generador de la portadora del transmisor debe ser muy preciso y operar en la frecuencia exacta asignada, a menudo dentro de tolerancias muy estrechas. En algunos servicios de radio, la frecuencia de operación debe estar dentro de 0.001% de la frecuencia asignada y el transmisor debe permanecer en la frecuencia asignada. No deberá desviarse o apartarse de su valor asignado independientemente de las múltiples condiciones de operación, como cambios de temperatura y en el voltaje de alimentación que afectan la frecuencia.

El único oscilador capaz de cumplir con los requerimientos de precisión y estabilidad de la FCC es un oscilador a cristal. De hecho, a menudo la FCC especifica que en un transmisor se debe utilizar un oscilador a cristal si se quiere obtener una licencia.

Una *cristal* es una pieza de cuarzo que se corta y pule en forma de oblea y monta entre dos placas metálicas. El cristal vibra cuando lo excita una señal de ca a través de sus placas. Esta acción se conoce como *efecto piezoeléctrico*. La frecuencia de vibración se determina primero por el espesor del cristal. Otros factores que influyen en la frecuencia son el corte del cristal, esto es, el lugar y ángulo de corte en la roca que sirvió de base, y el tamaño de la oblea de cristal. Las frecuencias de los cristales van desde valores tan bajos como 30 kHz a tan altos como 100 MHz.

Al vibrar u oscilar el cristal, mantiene una frecuencia muy constante, y una vez que se corta o pule a una frecuencia particular, no cambiará aun con amplias variaciones de voltaje o de temperatura. Se puede obtener una estabilidad aún más uniforme montando el cristal en cámaras selladas controladas a temperatura, que se conocen como *hornos para cristales*. Estos dispositivos mantienen una temperatura absoluta constante, lo que asegura una frecuencia de salida estable.

Como se estudió en el capítulo 4, el cristal actúa como un circuito LC sintonizado. Puede emular un circuito LC serie o paralelo con un Q tan grande como 30 000. El cristal simplemente se sustituye por el inductor y el capacitor del circuito convencional de un oscilador. El resultado es un oscilador muy preciso y estable. Es común que la preci-

¿SABIA QUE?

El único oscilador capaz de mantener la precisión y estabilidad de la frecuencia que demanda la FCC es un oscilador a cristal. De hecho, la FCC a menudo requiere que en un transmisor se utilice un oscilador a cristal.

sión o estabilidad de un cristal se exprese en partes por millón (ppm). Por ejemplo, decir que un cristal con una frecuencia de 1 MHz tiene una precisión de 100 ppm significa que la frecuencia del cristal puede variar de 999 900 a 1 000 100 Hz. La mayoría de los cristales tienen valores de tolerancia y estabilidad en el intervalo de 10 a 1 000 ppm. Expresada como porcentaje, la precisión es $(100/1\ 000\ 000) \times 100 = 0.0001 \times 100 = 0.01\%$.

También se puede utilizar relación y proporción para determinar la variación de la frecuencia de un cristal con una precisión dada. Por ejemplo, un cristal de 24 MHz con una estabilidad de ± 50 ppm tiene una variación máxima de frecuencia, f , de $50/1\ 000\ 000 = f/24\ 000\ 000$. Por lo tanto, $f = 50(24\ 000\ 000)/1\ 000\ 000 = 24 \times 50 = 1\ 200$ Hz o $\pm 1\ 200$ Hz.

SUGERENCIAS Y AYUDAS

Los cristales para sobretonos y los multiplicadores de frecuencia son dos dispositivos que pueden utilizarse para alcanzar precisión y estabilidad de cristal a frecuencias mayores de 30 MHz.

Ejemplo 7-1

¿Cuáles son las frecuencias máxima y mínima de un cristal de 16 MHz con una estabilidad de 200 ppm?

La frecuencia puede variar hasta en 200 Hz por cada 1 MHz de frecuencia o $200 \times 16 = 3\ 200$ Hz.

El intervalo posible de frecuencia es:

$$16\ 000\ 000 - 3\ 200 = 15\ 996\ 800 \text{ Hz}$$

$$16\ 000\ 000 + 3\ 200 = 16\ 003\ 200 \text{ Hz}$$

Expresado como porcentaje, esta estabilidad es $(3\ 200/16\ 000\ 000) \times 100 = 0.0002 \times 100 = 0.02\%$.

En otras palabras, la frecuencia real puede ser diferente de la frecuencia designada hasta por 50 Hz por cada 1 MHz de la frecuencia designada o $24 \times 50 = 1\ 200$ Hz.

Un valor de precisión dado como porcentaje puede convertirse en un valor en ppm de la manera siguiente. Suponga que un cristal de 10 MHz tiene un porcentaje de precisión de $\pm 0.001\%$; 0.001% de $10\ 000\ 000$ es $0.00001 \times 10\ 000\ 000 = 100$ Hz. Por lo tanto

$$\text{ppm}/1\ 000\ 000 = 100/10\ 000\ 000$$

$$\text{ppm} = 100(1\ 000\ 000)/10\ 000\ 000 = 10 \text{ ppm}$$

Sin embargo, la forma más sencilla de convertir un porcentaje a ppm es cambiarlo a su forma decimal dividiéndolo entre 100 o moviendo el punto decimal dos lugares a la izquierda, luego se multiplica por 10^6 o el punto decimal se recorre seis lugares a la derecha. Por ejemplo, la estabilidad en ppm de un cristal de 5 MHz con una precisión de 0.005% se encuentra como sigue. Primero 0.005% se expresa en forma decimal: $0.005\% = 0.00005$ y luego se multiplica por 1 millón.

$$0.00005 \times 1\ 000\ 000 = 50 \text{ ppm}$$

Ejemplo 7-2

Un transmisor de radio utiliza un oscilador a cristal con una frecuencia de 14.9 MHz y una cadena de multiplicadores de frecuencia con factores de 2, 3 y 3. El cristal tiene una estabilidad de ± 300 ppm.

a) Calcule la frecuencia de salida del transmisor.

$$\text{Factor total de multiplicación de frecuencia} = 2 \times 3 \times 3 = 18$$

$$\begin{aligned} \text{Frecuencia de salida del transmisor} &= 14.9 \text{ MHz} \times 18 \\ &= 268.2 \text{ MHz} \end{aligned}$$

b) Calcule las frecuencias máxima y mínima que el transmisor puede alcanzar debido a las desviaciones del cristal si éstas se van a su máximo extremo.

$$\pm 300 \text{ ppm} = \frac{300}{1\,000\,000} \times 100 = \pm 0.03\%$$

Esta variación se multiplica por el factor total de multiplicación de la cadena de multiplicadores, lo cual nos $\pm 0.03\% \times 18 = \pm 0.54\%$. Así $268.2 \text{ MHz} \times 0.0054 = 1.45 \text{ MHz}$. Por lo tanto la frecuencia de salida del transmisor es $268.2 \pm 1.45 \text{ MHz}$. El límite superior es

$$268.2 + 1.45 = 269.65 \text{ MHz}$$

El límite inferior es

$$268.2 - 1.45 = 266.75 \text{ MHz}$$

CIRCUITOS TÍPICOS DE OSCILADORES A CRISTAL. El circuito más común de oscilador a cristal que muestra la figura 7-1 es un oscilador tipo Colpitts, en el que la realimentación se deriva del divisor de tensión capacitivo formado por C_1 y C_2 . Una variación popular de este circuito es la versión del seguidor-emisor de la figura 7-6. De nuevo, la realimentación viene del divisor de voltaje capacitivo $C_1 - C_2$. La salida se toma del emisor, el cual no está sintonizado.

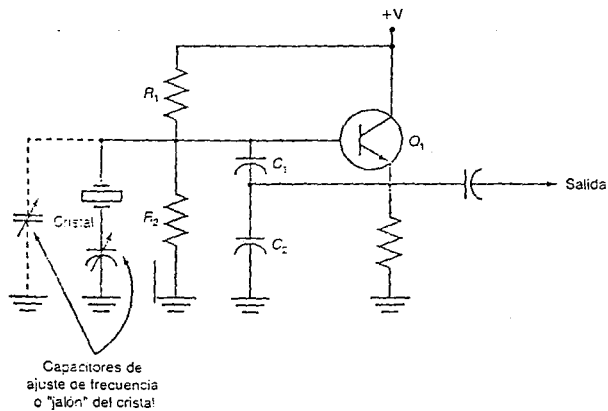


FIGURA 7-6 Oscilador a cristal seguidor-emisor.

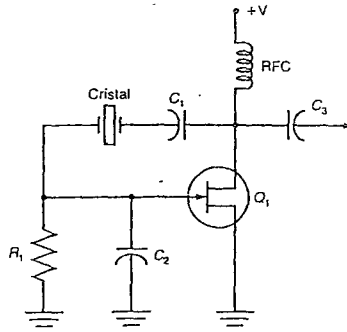


FIGURA 7-7 Oscilador Pierce a cristal que utiliza un FET.

En ocasiones se verá un capacitor en serie o en paralelo con el cristal (no ambos), como muestra la figura 7-6. Estos capacitores se pueden usar para hacer pequeños ajustes de la frecuencia del cristal. Como se mencionó antes, no es posible efectuar grandes cambios de frecuencia con capacitores en serie o en paralelo, pero sí para hacer pequeños ajustes. Los capacitores se llaman capacitores de *jalón del cristal* y el proceso completo de ajustar la frecuencia de un cristal se conoce como *ajuste de frecuencia*.

Los transistores de efecto de campo también proporcionan buenos osciladores a cristal. La figura 7-7 ilustra un FET en una configuración común de oscilador Pierce. La mayoría de los osciladores a cristal son variaciones de estos tipos básicos que operan como amplificadores clase A lineales y generan una señal senoidal limpia de salida.

OSCILADORES DE SOBRETONO. El problema principal con los cristales es que su frecuencia límite de operación es restringida. A mayor frecuencia, el espesor del cristal es menor para oscilar en esa frecuencia. En un límite superior de alrededor de 30 MHz el cristal es tan frágil que su uso resulta impráctico. Sin embargo, a través de los años, las frecuencias de operación se han incrementado como respuesta a la búsqueda de más espacio en frecuencia y mayor capacidad de los canales; la FCC ha continuado su demanda respecto a la estabilidad y precisión que se requieren en frecuencias más bajas. Una forma de alcanzar frecuencias de VHF, UHF y aun de microondas utilizando cristales, es usar circuitos multiplicadores de frecuencia como los ya descritos. El oscilador de portadora opera en una frecuencia menor que 30 MHz y los multiplicadores elevan esa frecuencia al nivel deseado. Por ejemplo, si la frecuencia de operación deseada es 163.2 MHz y los multiplicadores de frecuencia multiplican por un factor de 24, la frecuencia del cristal debe ser $163.2/24 = 6.8$ MHz.

Otra forma de lograr precisión y estabilidad de cristal en frecuencias por arriba de 30 MHz es utilizar los *cristales de sobretono*. Un cristal de este tipo se corta de manera especial para optimizar su oscilación a un sobretono de la frecuencia básica del cristal. Un sobretono es como una armónica, ya que, por lo general, es algún múltiplo de la frecuencia de vibración fundamental. Sin embargo, el término armónica se aplica en forma usual a señales eléctricas, mientras que el término *sobretono* se refiere a frecuencia de vibraciones mecánicas más altas. Como una armónica, un sobretono es, por lo común, un múltiplo entero de la frecuencia básica de vibración. Sin embargo, la mayor parte de los sobretonos no son ligeramente más o menos que el valor entero. En un cristal, la segunda armónica es el primer sobretono, la tercera armónica el segundo sobretono, etcétera. Por ejemplo, un cristal con una frecuencia fundamental de 20 MHz tendrá una segunda armónica o primer sobretono de 40 MHz y una tercera armónica o segundo sobretono de 60 MHz.

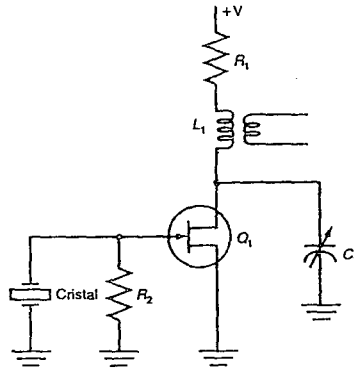


FIGURA 7-8 Oscilador de sobretono a cristal.

El término *sobretono* a menudo se utiliza como sinónimo de armónica. La mayoría de los fabricantes llaman *cristales de tercera armónica* a los cristales de tercer sobretono.

Los sobretonos impares son mucho mayores en amplitud que los sobretonos pares. La mayoría de los cristales de sobretono oscilan de modo confiable al tercer o quinto sobretono de la frecuencia a la cual se cortó el cristal originalmente. También hay cristales de séptimo sobretono. Se pueden obtener cristales de sobretono con frecuencias de hasta cerca de 100 MHz. La figura 7-8 muestra un oscilador a cristal de sobretono típico. Con este diseño, un cristal cortado para una frecuencia de digamos 16.8 MHz y optimizado para servicio de sobretono tendrá una tercera oscilación de sobretono en $3 \times 16.8 = 50.4$ MHz. El circuito sintonizado de salida compuesto de L_1 y C_1 será resonante a 50.4 MHz.

CONMUTACIÓN DE CRISTALES. Si un transmisor debe operar en más de una frecuencia, como se hace a menudo, pero se requieren precisión y estabilidad de cristal, se pueden utilizar varios cristales y conmutar el cristal deseado. La forma más correcta de hacerlo es utilizar un interruptor rotativo mecánico como el que ilustra la figura 7-9. Este arreglo trabaja bien en las frecuencias bajas si los cristales se colocan cerca del interruptor. Las conexiones entre los cristales y el interruptor con el oscilador deben mantenerse lo más cortas posible para reducir la capacitancia e inductancia parásitas distribuidas, las cuales pueden afectar la realimentación y la frecuencia de operación. A frecuencias más altas esta solución es inaceptable debido a una excesiva inductancia y capacitancia parásitas distribuidas.

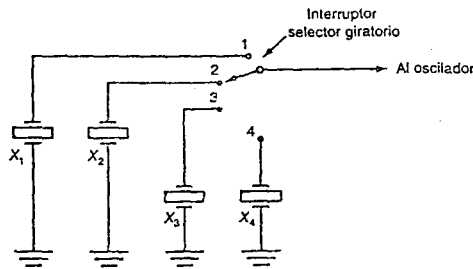


FIGURA 7-9 Selección del cristal con interruptor giratorio.

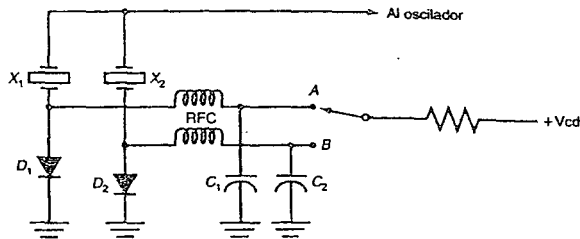


FIGURA 7-10 Uso de diodos para conmutar cristales.

La figura 7-10 describe otra forma de conmutar cristales mediante diodos interruptores. El interruptor mecánico se utiliza para aplicar voltaje de polarización de cd a los diodos y seleccionar la frecuencia deseada. Observe que un diodo interruptor de silicio se conecta en serie con cada cristal. Con el interruptor puesto en el canal A, el diodo D_1 , está polarizado para conducir el voltaje de cd que aplica el interruptor. El diodo conduce, comportándose como una resistencia de valor muy bajo. El diodo en esencia conecta el cristal X_1 , a tierra. El otro diodo está en corte porque no hay polarización que actúe en él. Los RFC y los capacitores mantienen la señal de RF fuera del circuito de polarización de cd.

El arreglo de conmutación por diodo es rápido y confiable, y soluciona el problema de alambres de conexión largos entre el cristal, el interruptor y el circuito del oscilador. Los diodos se montan cerca de los cristales, que a su vez están cerca de los componentes del oscilador, por lo común un circuito impreso. El interruptor se puede colocar a cualquier distancia ya que el interruptor está conmutando por cd y no en alta frecuencia ca en el mismo cristal; la longitud de los alambres entre el interruptor y los diodos no es un factor.

SINTETIZADORES DE FRECUENCIA

Los *sintetizadores de frecuencia* son generadores de frecuencia variable que proporcionan la estabilidad de frecuencia de los osciladores a cristal, pero con la ventaja de sintonía incremental dentro de un amplio intervalo de frecuencia. Es frecuente que sintetizadores de frecuencia proporcionen una señal de salida que varía en incrementos fijos de frecuencia dentro de un intervalo muy amplio. En un transmisor, un sintetizador de frecuencia proporciona la generación básica de portadoras para una operación canalizada. Los sintetizadores de frecuencia también se utilizan en los receptores como osciladores locales y desarrollan la función de sintonía del receptor.

El uso de los sintetizadores de frecuencia supera ciertas desventajas de costo y tamaño de los cristales. Suponga, por ejemplo, que un transmisor debe operar en 50 canales y se requiere estabilidad del cristal. La solución más inmediata es utilizar un cristal para cada canal y añadir un interruptor grande. Aun cuando este arreglo funciona, tiene grandes desventajas. Los cristales son caros, cuestan de 1 a 10 dólares cada uno, y aun con los de precio más bajo, 50 cristales pueden costar más que el resto de las partes del transmisor. Los mismos 50 cristales también requerirán una buena parte de espacio, pues es posible que ocupen más de 10 veces el volumen del resto de las partes del transmisor. Con un sintetizador de frecuencia, sólo se requiere un cristal y el requisito del número de canales puede resolverse utilizando pequeños CI.

A través de los años se han desarrollado muchas técnicas para implantar sintetizadores de frecuencia con multiplicadores de frecuencia y mezcladores. Sin embargo, en la actualidad la mayor parte de los sintetizadores de frecuencia utilizan alguna variación de la *malla de fase encadenada* (PLL).

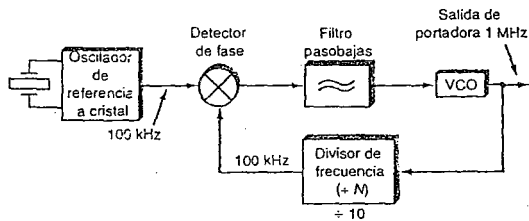


FIGURA 7-11 Sintetizador de frecuencia básico con PLL.

La figura 7-11 ilustra un sintetizador de frecuencia basado en la PLL. Como todas las mallas de fase enganchadas, consta de un detector de fase, un filtro pasobajas y un VCO. La entrada al detector de fase es un oscilador de referencia. El oscilador de referencia, por lo común, se controla por cristal para proporcionar estabilidad en alta frecuencia. La frecuencia del oscilador de referencia fija los incrementos en que puede cambiarse la frecuencia. Observe que la salida del VCO no está conectada directamente de regreso al detector de fase, sino aplicada primero a un divisor de frecuencia. Un *divisor de frecuencia* es un circuito cuya frecuencia de salida es un submúltiplo entero de la frecuencia de entrada. Un sintetizador de frecuencia que divide entre 10 produce una frecuencia de salida que es un décimo de la frecuencia de entrada. Los divisores de frecuencia se pueden implantar con facilidad con circuitos digitales para proporcionar cualquier valor entero de división de frecuencia.

En la PLL de la figura 7-11 el oscilador de referencia se ajusta a 100 kHz (0.1 MHz). Suponga que el divisor de frecuencia en principio se fija para dividir entre 10. Para que la PLL pueda engancharse o sincronizarse, la segunda entrada del detector de fase debe estar igual en frecuencia a la frecuencia de referencia, y pueda engancharse la PLL, la salida del divisor de frecuencia debe ser 100 kHz. La salida del VCO debe ser 10 veces mayor que, o sea, 1 MHz. Una forma de ver este circuito es como *multiplicador* de frecuencia: la entrada de 100 kHz se multiplica por 10 para producir la salida de 1 MHz. En el diseño del sintetizador, la frecuencia del VCO se fija en 1 MHz para que al dividirla, proporcione la señal de entrada de 100 kHz que requiere el detector de fase para la condición de enganche. La salida del sintetizador es la salida del VCO. Así se crea, entonces, una fuente de señal de 1 MHz. Como la PLL está enganchada a la fuente de referencia a cristal, la frecuencia de salida del VCO tiene la misma estabilidad que el oscilador a cristal. La PLL seguirá cualquier variación de la frecuencia, pero el cristal es muy estable y la salida del VCO es tan estable como la del oscilador a cristal de referencia.

Para hacer más útil el sintetizador de frecuencia, deben proporcionarse algunos medios para variar su frecuencia de salida. Esto se hace si se cambia la relación de división de frecuencia. Mediante varias técnicas de conmutación, los flip-flops se pueden conectar en un divisor de frecuencia para proporcionar cualquier relación de división de frecuencia deseada. La relación de división de frecuencia se diseña, por lo común, para cambiarse en forma manual de alguna manera. Por ejemplo, se pueden utilizar interruptores rotativos controlados por circuitos lógicos para proporcionar la configuración correcta o un interruptor rotatorio. En la actualidad, algunos diseños incorporan un teclado donde puede teclearse la relación de división de frecuencia deseada. En los circuitos más sofisticados se utiliza un microprocesador para generar la relación de división de frecuencia correcta y proporciona una lectura directa de la frecuencia.

Al variar la relación de división de frecuencia cambia la frecuencia de salida. Por ejemplo, si en el circuito de la figura 7-11 se modifica la relación de división de frecuencia de 10 a 11, la frecuencia de salida del VCO debe cambiar a 1.1 MHz. La salida del divisor entonces permanece en 100 kHz ($1\ 100\ 000/11 = 100\ 000$) para mantener la condición de engan-

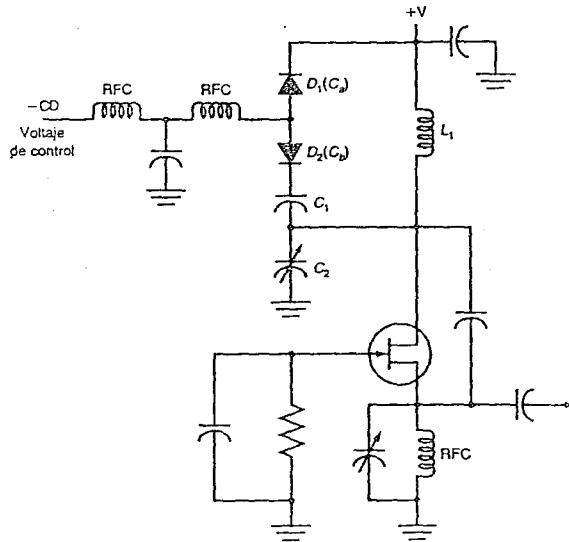


FIGURA 7-13 VCO en el intervalo de VHF/UHF.

En la mayoría de las PLL el detector de fase es un circuito digital en lugar de un circuito lineal, ya que las entradas a los detectores de fase son en general digitales. Recuerde que una entrada viene de la salida de la cadena de realimentación del divisor de frecuencia, que ciertamente es digital, y la otra del oscilador de referencia. En algunos diseños la frecuencia del oscilador de referencia también se divide hacia abajo por un divisor de frecuencia digital para lograr el incremento de frecuencia deseado, como en la figura 7-12. Dado que la frecuencia del sintetizador puede escalonarse en incrementos de 30 kHz, la entrada de referencia al detector de fase debe ser 30 kHz. Esto se deriva de un oscilador a cristal estable de 3 MHz y un divisor de frecuencia de 100.

El diseño que muestra la figura 7-12 utiliza una compuerta OR exclusiva como detector de fase. Recuerde que una compuerta OR exclusiva (XOR) genera una salida binaria 1 sólo si las dos entradas son complementarias; de otra manera, produce una salida binaria 0.

La figura 7-14 indica cómo funciona el detector de fase XOR: recuerde que las entradas a un detector de fase deben tener la misma frecuencia. Este circuito requiere que las entradas tengan un ciclo de trabajo de 50%. La relación de fase entre las dos señales determina la salida del detector de fase. Si las dos entradas están exactamente en fase una con la otra, la salida del XOR será cero, como ilustra la figura 7-14b). Si las dos entradas están desfasadas 180° entre ellas, la salida del XOR será un 1 binario constante (figura 7-14c). Cualquier otra relación de fase producirá pulsos de salida al doble de la frecuencia de entrada. El ciclo de trabajo de estos pulsos indica la cantidad de desfase. Un pequeño desfase produce pulsos angostos y un desfase mayor de fase, pulsos más anchos; la figura 7-14d) muestra un desfase de 90°.

Los pulsos de salida se alimentan al filtro de lazo (figura 7-12), compuesto de un amplificador operacional y un capacitor en la trayectoria de realimentación que lo convierten en filtro pasabajos. Este filtro promedia los pulsos del detector de fase convirtiéndolos en un voltaje de cd que polariza los varactores del VCO. El promedio de voltaje de cd es proporcional al ciclo de trabajo, el cual es la relación del tiempo del pulso binario 1 al periodo de la señal. Los

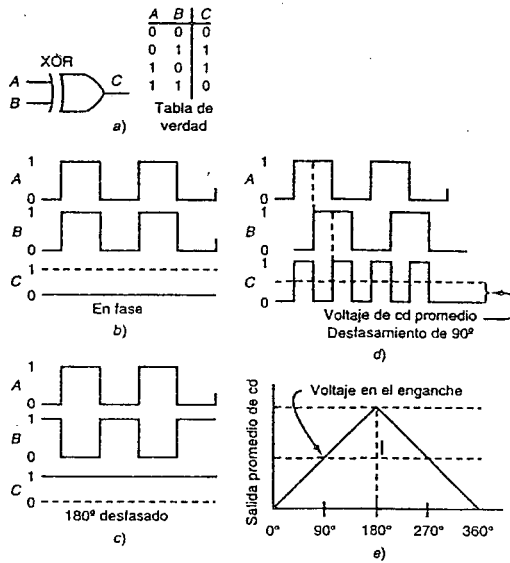


FIGURA 7-14 Operación de un detector de fase con una XOR.

pulsos angostos (ciclo de trabajo bajo) producen un voltaje promedio de cd baja y los pulsos anchos (ciclo de trabajo alto), un voltaje promedio alto. La figura 7-14e) señala cómo varía el voltaje de cd con el desfaseamiento. La mayoría de las PLL enganchan una diferencia de fase de 90°. Luego, al modificarse la frecuencia del VCO debido al desfaseamiento o a cambios en la relación del divisor de frecuencia, cambia la entrada al detector de fase del divisor de realimentación, haciendo variar el ciclo de trabajo. Esto modifica el voltaje de cd del filtro de lazo y fuerza un cambio en la frecuencia del VCO para compensar la variación original. Observe que la XOR produce un voltaje promedio positivo de cd, pero el amplificador operacional que se utiliza en el filtro de lazo la invierte a un voltaje negativo de cd, como lo requiere el VCO.

La frecuencia de salida del sintetizador, f_0 , y la frecuencia de referencia del detector de fase, f_r , están relacionadas con el cociente de la división general R como sigue:

$$R = \frac{f_0}{f_r} \quad f_0 = Rf_r \quad \text{o} \quad f_r = \frac{f_0}{R}$$

En nuestro ejemplo, la entrada de referencia al detector de fase, f_r , debe ser 30 kHz para igualar la realimentación de la salida del VCO, f_0 . Suponga una frecuencia de salida del VCO de 389.76 MHz. Un divisor de frecuencia reduce esta cantidad a 30 kHz. La relación de división general es $R = f_0/f_r = 389\,760\,000/30\,000 = 12\,992$.

Es común que los divisores de frecuencia se diseñen para cambiar el cociente de la división en incrementos enteros. Para este propósito se cuenta con contadores digitales y divisores que pueden preajustarse en CI de la variedad TTL o CMOS y se pueden programar aplicando un código binario externo por medio de interruptores rotativos, un teclado, una ROM o un microprocesador. El principal problema con los divisores en CI es que por lo común no se construyen para operar en frecuencias por arriba de unos 50 MHz para dispositivos TTL y mucho menos para dispositivos CMOS.

Para resolver este problema, en general se utiliza un divisor de frecuencia especial, llamado *preescalador*, entre la salida de alta frecuencia del VCO y la parte programable del divisor. El preescalador es de uno o más flip-flops ECL o un divisor de frecuencia de baja relación que puede operar a frecuencias de hasta 1 a 2 GHz. Observe otra vez la figura 7-12. El preescalador divide por una relación de $M = 64$ para reducir los 389.76 MHz de salida del VCO a 6.09 MHz, que están bien dentro del intervalo de la mayor parte de los divisores de frecuencia programables. Como es necesario un cociente general de división de frecuencia $R = 12\,992$ y se tiene un factor de $M = 64$ en el preescalador, puede calcularse la porción programable del divisor de realimentación N . El valor total del factor de división es $R = MN = 12\,992$. Despejando a N tenemos $N = R/M = 12\,992/64 = 203$.

Así, para observar cómo cambian las frecuencias de salida del sintetizador cuando varía el cociente de la división, suponga que la parte programable del divisor se cambia por un incremento, a $N = 204$. Para mantener la PLL en su estado de enganche, la entrada del detector de fase debe permanecer en 30 kHz. Esto significa que la frecuencia de salida del VCO debe cambiar. El nuevo cociente de la división de frecuencia es $204 \times 64 = 13\,056$; si esto se multiplica por 30 kHz se obtiene una nueva frecuencia de salida del VCO, $f_0 = 30\,000 \times 13\,056 = 391\,680\,000$ Hz = 391.68 MHz. En lugar del incremento deseado de 30 kHz, la salida del VCO cambió de $391\,680\,000 - 389\,760\,000 = 1\,920\,000$ Hz o un escalón de 1.92 MHz. Esto lo causó el preescalador. Para lograr un escalón de 30 kHz, el divisor de realimentación debió cambiar su relación de 12 992 a 12 993. Dado que el preescalador está ajustado a una división de 64, el escalón más pequeño de incremento es 64 veces la frecuencia de referencia o $64 \times 30\,000 = 1\,920\,000$ Hz. El preescalador soluciona el problema de un divisor con capacidad de frecuencia lo bastante grande para manejar la salida del VCO, pero obliga al uso de divisores programables para sólo una porción del total del cociente de la división. Debido al preescalador, el cociente de la división no se escalona en incrementos completos sino en incrementos de 64. Los diseñadores de circuitos pueden vivir ya sea con esto o encontrar otra solución.

Una solución posible es reducir la frecuencia de referencia a un factor de 64. En el ejemplo, la frecuencia de referencia quedaría en $30\text{ kHz}/64 = 468.75$ Hz. Para lograr esta frecuencia en la otra entrada del detector de fase debe incluirse un factor de división adicional de 64 en el divisor programable, haciéndolo $N = 203 \times 64 = 12\,992$. Si se considera la frecuencia de salida original de 389.76 MHz, la relación de división general es $R = MN = 12\,992(64) = 831\,488$. Esto hace la salida del divisor programable igual a la frecuencia de referencia o $f_r = 389\,760\,000/831\,488 = 468.75$ Hz.

Esta solución es lógica pero tiene algunas desventajas. Primera, incrementa costo y complejidad al requerir dos divisores en CI por 64 más en las trayectorias de referencia y realimentación. Segunda, mientras más baja es la frecuencia de operación del detector de fase, más difícil resulta filtrar la salida para obtener cd. Más aún, la respuesta a frecuencia baja del filtro dificulta el proceso de enganche. Cuando en el cociente de la división se hace un cambio, la frecuencia del VCO debe variar. El filtro requiere una cantidad finita de tiempo para desarrollar el valor del voltaje necesario para desplazar la frecuencia del VCO. A menor frecuencia del detector de fase, mayor será el tiempo de retardo de enganche. Se ha determinado que la frecuencia más baja aceptable es de alrededor de 1 kHz, y aun ésta es demasiado baja en algunas aplicaciones. A 1 kHz el cambio en la frecuencia del VCO es muy lento, ya que el capacitor del filtro cambia su carga en respuesta a los diferentes coeficientes de utilización de los pulsos del detector de fase. Con una frecuencia del detector de fase de 468.75 Hz, la respuesta del bucle se hace todavía más lenta. Para cambios de frecuencia más rápidos debe usarse una frecuencia mucho más alta. Para el espectro disperso y en algunas aplicaciones satelitales, la frecuencia debe cambiar en unos microsegundos o menos, requiriendo una frecuencia de referencia demasiado alta.

Para resolver este problema, los diseñadores de los sintetizadores de alta frecuencia con PLL crearon divisores de frecuencia en CI especiales, como el del diagrama de la figura 7-15.

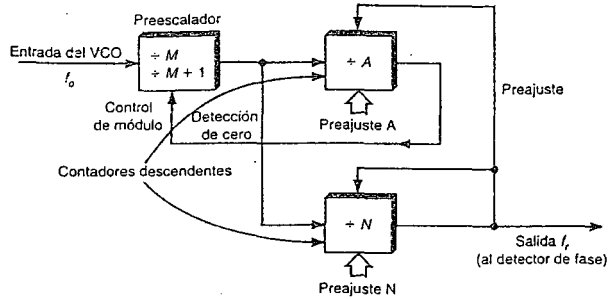


FIGURA 7-15 Uso de un preescalador de módulo variable en un divisor de frecuencia PLL.

La salida del VCO se aplica al divisor preescalador especial de módulo variable, el cual consta de circuitos lógicos acoplados por emisor (ECI) y, por lo tanto, opera en frecuencias muy altas. Está diseñado para tener dos relaciones de división, M y $M + 1$. Algunos pares de relación comunes son 10/11, 64/65 y 128/129. Considere el uso del contador 64/65. La relación de división real está determinada por la entrada del módulo de control. Si esta entrada es un 0 binario, el preescalador divide entre M o 64; si esta entrada es 1 binario, el preescalador divide entre $M + 1$ o 65. Por ejemplo, en la figura 7-15 el módulo de control recibe su entrada de una salida del contador A . Los contadores A y N son contadores descendentes programables que se utilizan como divisores de frecuencia. Las relaciones de división se programan en los contadores cada vez que se completa un ciclo de división. Estas relaciones son de tal forma que $N > A$. La entrada de cuenta a cada contador viene de la salida del preescalador de módulo variable.

Un ciclo de división empieza al preajustar los contadores descendentes a A y N poniendo el preescalador en $M + 1 = 65$. La frecuencia de entrada del VCO es f_0 . La entrada a los contadores descendentes es $f_0/65$. Ambos empiezan a contar hacia abajo. Como A es más corto que N , A llegará primero a cero. Cuando lo hace, su salida de detección de cero va hacia arriba, cambiando el módulo del preescalador de 65 a 64. El contador N cuenta inicialmente hacia abajo por un factor de A , pero continúa la cuenta hacia abajo con una entrada de $f_0/64$. Cuando alcanza cero, ambos contadores están preajustados de nuevo, el módulo dual del preescalador se cambia de nuevo a una relación de división de 65 y el ciclo vuelve a empezar.

La relación total de división, R , del divisor completo en la figura 7-15 es $R = MN + A$. Si $M = 64$, $N = 203$ y $A = 8$, la relación total de división es $R = 64(203) + 8 = 12\,992 + 8 = 13\,000$. La frecuencia de salida es $f_0 = Rf_c = 13\,000(30\,000) = 390\,000\,000 = 390\text{ MHz}$.

En el intervalo deseado se puede obtener cualquier relación de división, si se seleccionan los valores apropiados de preajuste para A y N . Más aún, este divisor escalona la relación de división un paso cada vez, de modo que el incremento del escalón en la frecuencia de salida es 30 kHz, como se desea.

Por ejemplo, suponga que N se ajusta a 207 y A a 51. La relación de división total es $R = MN + A = 64(207) + 51 = 13\,248 + 51 = 13\,299$. La nueva frecuencia de salida es $f_0 = 13\,299(30\,000) = 398\,970\,000 = 398.97\text{ MHz}$.

Si el valor de A aumenta con 1, haciéndola 52, la nueva relación de división es $R = MN + A = 64(207) + 52 = 13\,248 + 52 = 13\,300$. La nueva frecuencia es $f_0 = 13\,300(30\,000) = 399\,000\,000 = 399\text{ MHz}$. Observe que con un incremento de 1 en A , R cambió en uno y la frecuencia de salida final aumentó en 30 kHz (0.03 MHz) de 398.97 a 399 MHz.

Los valores preajustados para N y A se pueden suministrar por casi cualquier fuente digital paralela, pero en general se hace mediante un microprocesador o se almacenan en una ROM. Aun cuando este tipo de circuito es complejo, logra los resultados deseados en cuanto a esca-

lonar la frecuencia de salida en incrementos iguales a la entrada de referencia al detector de fase y permite mantener alta la frecuencia de referencia de manera que el retraso del cambio en la frecuencia de salida es más corto.

Ejemplo 7-3

Un sintetizador de frecuencia tiene un oscilador a cristal de referencia de 10 MHz seguido de un divisor con un factor de 100. El preescalador de módulo variable tiene $M = 31/32$. Los contadores descendentes A y N tienen factores de 63 y 285, respectivamente. ¿Cuál es la frecuencia de salida del sintetizador?

La señal de entrada de referencia al detector de fase es

$$\frac{10 \text{ MHz}}{100} = 0.1 \text{ MHz} = 100 \text{ kHz.}$$

El factor de división total R es

$$R = MN + A = 32(285) + 63 = 9183$$

La salida de este divisor debe ser 100 kHz para igualar con la señal de referencia y lograr el enganche. Por lo tanto, la entrada al divisor, la salida del VCO, es R veces 100 kHz o

$$f_0 = 9183(0.1 \text{ MHz}) = 918.3 \text{ MHz}$$

Ejemplo 7-4

Demuestre que el cambio del escalón de la frecuencia de salida del sintetizador del ejemplo 7-3 es igual al intervalo de referencia del detector de fase o 0.1 MHz.

Cambiando el factor A una unidad a 64 y recalculando la salida resulta

$$R = 32(285) + 64 = 9184$$

$$f_0 = 9184(0.1 \text{ MHz}) = 918.4 \text{ MHz}$$

El incremento es $918.4 - 918.3 = 0.1 \text{ MHz}$.

7-3 AMPLIFICADORES DE POTENCIA

Los tres tipos básicos de amplificadores de potencia son lineal, clase C y por conmutación.

Los *amplificadores lineales* proporcionan una señal de salida que es una réplica amplificada de la entrada. Su salida es directamente proporcional a su entrada y, por lo tanto, reproducen de manera fiel a la entrada, pero con un nivel de potencia mayor. La mayoría de los amplificadores de audio son lineales. Los amplificadores lineales de RF se utilizan para incrementar el nivel de

potencia de señales de RF de amplitud variable como las señales de bajo nivel de AM o de BLU. Los amplificadores lineales son clase A, AB o B. La clase del amplificador indica cómo está polarizado.

Los amplificadores clase A están polarizados de manera que conducen en forma continua. La polarización se fija de modo que la entrada cambia la corriente del colector (o de drenaje) dentro de una región lineal de las características del transistor. Por lo tanto, su salida es una reproducción lineal amplificada de la entrada. En general se dice que un amplificador clase A conduce por los 360° de una onda senoidal de entrada.

Los amplificadores clase B están polarizados en corte, por lo que en el colector con cero de entrada no hay conducción de corriente. El transistor conduce sólo en la mitad o 180° de la entrada de onda senoidal. Esto significa que sólo se amplifica la mitad de la onda senoidal. Por lo común se conectan dos amplificadores clase B en arreglo de push-pull para que ambos semiciclos, el positivo y el negativo de la entrada se puedan amplificar.

Los amplificadores lineales clase AB están polarizados cerca del corte con alguna corriente que fluye en forma continua por el colector. Éstos conducen por más de 180°, pero menos de 360° de la entrada; también se utilizan en amplificadores push-pull y proporcionan una mejor linealidad que los amplificadores clase B, pero con menos eficiencia.

Los amplificadores clase A son lineales pero no muy eficientes, por lo cual no se emplean como amplificadores de potencia. Por lo tanto, en general se usan como amplificadores de voltaje de señales pequeñas o para ampliaciones de baja potencia. Los amplificadores de aislamiento ya descritos son amplificadores clase A.

Los amplificadores clase B son más eficientes que los amplificadores clase A, pues la corriente sólo fluye durante una porción de la señal de entrada y sirven bien para amplificadores de potencia. Sin embargo, causan distorsión en la señal porque sólo conducen durante medio ciclo. Por ello, deben desarrollarse y utilizarse técnicas especiales para compensar o eliminar esta distorsión. Por ejemplo, si los amplificadores clase B se operan en configuración push-pull la distorsión se minimiza.

Los amplificadores clase C conducen menos de la mitad del ciclo de la onda senoidal de entrada, lo cual los hace muy eficientes. El pulso de corriente resultante, muy distorsionado, se utiliza para alimentar un circuito sintonizado y crear una salida senoidal continua. Los amplificadores clase C no pueden usarse para amplificar señales de amplitud variable, pues recortarán o distorsionarán una señal de AM o de BLU. Sin embargo, las señales de FM no varían en amplitud y, por lo tanto, pueden amplificarse con amplificadores clase C no lineales y más eficientes. Este tipo de amplificador también hace un buen multiplicador de frecuencia, ya que en el proceso de amplificación se generan armónicas.

Los amplificadores por conmutación son como interruptores digitales de ENCENDIDO-APAGADO que, en efecto, generan una onda cuadrada de salida. Esta salida distorsionada es indeseable; sin embargo, al utilizar circuitos sintonizados de Q alto en la salida, las armónicas que se generan como parte de la conmutación, pueden filtrarse y eliminarse con facilidad. La acción de conmutación ENCENDIDO-APAGADO es muy eficiente, ya que la corriente sólo fluye durante la mitad del ciclo de entrada y cuando lo hace, el voltaje a través del transistor es muy pequeño, dando como resultado una disipación de potencia baja. Los amplificadores por conmutación se designan como clase D y clase E.

AMPLIFICADORES LINEALES

Los amplificadores lineales se utilizan en transmisores de AM y de BLU y se emplean las versiones de baja y alta potencia. A continuación se dan algunos ejemplos.

¿SABÍA QUE?

La mayoría de los amplificadores de audio son lineales y, por lo tanto, clase A, AB o B.

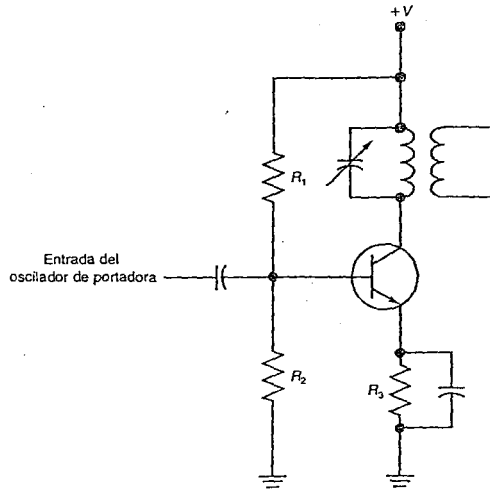


FIGURA 7-16 Amplificador de aislamiento lineal (clase A) de RF.

AMPLIFICADORES DE AISLAMIENTO CLASE A. La figura 7-16 muestra un amplificador de aislamiento clase A simple, el cual se utiliza entre el oscilador de la portadora y el amplificador de potencia final para aislar el oscilador de la carga del amplificador de potencia final, la cual puede cambiar la frecuencia del oscilador. También proporciona un incremento de potencia modesto para suministrar la excitación de potencia requerido por el amplificador final. Estos circuitos proporcionan miliwatts de potencia y rara vez más de 1 watt. La señal del oscilador de la portadora se acopla capacitivamente a la entrada. La polarización se toma de R_1 , R_2 y R_3 . El capacitor libra al resistor de emisor, R_3 , para proveer ganancia máxima. El colector está sintonizado con el circuito resonante LC a la frecuencia de operación. Un lazo inductivo acoplado como secundario transfiere la potencia a la etapa siguiente.

AMPLIFICADORES LINEALES DE ALTA POTENCIA. La figura 7-17 ilustra un amplificador lineal clase A de alta potencia. La polarización en la base la suministra una fuente de corriente constante que está compensada en temperatura. La entrada de RF de una fuente de 50Ω se conecta a la base mediante un circuito de acoplamiento de impedancias constituido por C_1 , C_2 y L_1 . La salida se acopla a una carga de 50Ω por la red de acoplamiento de impedancias formada por L_2 , L_3 , C_3 y C_4 . Cuando el transistor está montado en un disipador de calor apropiado puede generar hasta 100 W de potencia hasta unos 30 MHz. El amplificador se diseña para una frecuencia específica que establecen los circuitos sintonizados de entrada y de salida. Los amplificadores clase A tienen una eficiencia máxima de 50%. Por lo tanto, sólo el 50% de la potencia de cd se convierte en RF y el otro 50% se disipa por el transistor. Para 100 W de salida de RF el transistor disipa 100 W.

Los transistores de potencia de RF más comunes tienen una potencia límite superior de algunos cientos de watts. Para producir más potencia se pueden conectar en paralelo dos o más unidades en configuración push-pull o en algunas combinaciones. Con estos arreglos es posible alcanzar niveles de potencia de algunos miles de watts.

AMPLIFICADORES CLASE B EN PUSH-PULL. La figura 7-18 describe un amplificador de potencia lineal clase B en configuración push-pull. La señal de excitación de RF se aplica a Q_1 y Q_2 mediante el transformador de entrada, T_1 . Éste proporciona acoplamiento de impedancia

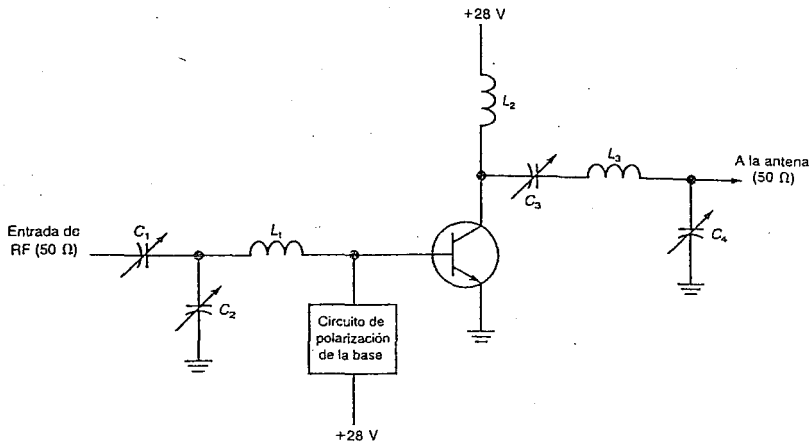


FIGURA 7-17 Amplificador lineal clase A de RF de alta potencia.

y señales de excitación para las bases de Q_1 y Q_2 que están desfasadas 180° . Un transformador de salida, T_2 , acopla la potencia a la antena o la carga. La polarización se proporciona por R_1 y D_1 .

Para operación en clase B, Q_1 y Q_2 deben estar polarizados a la derecha del punto de corte. La unión emisor-base de un transistor no conducirá hasta que se aplique una polarización para conducción de unos 0.6 a 0.8 volts debido a la barrera de potencial interna. Este efecto

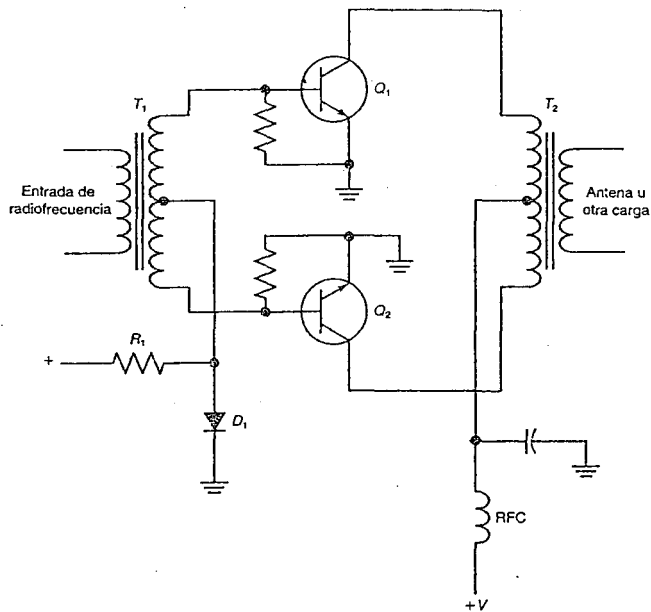


FIGURA 7-18 Amplificador de potencia clase B en push-pull.

causa que los transistores se polaricen de un manera natural más allá del corte y no en *éste*. Un diodo de silicio D_1 polarizado para conducción tiene alrededor de 0.7 volts, y esto se utiliza para poner a Q_1 y Q_2 en el umbral de conducción.

En el semiciclo positivo de la entrada de RF la base de Q_1 es positiva y la base de Q_2 , negativa. Q_2 está en corte, pero Q_1 , conduce linealmente amplificando el semiciclo positivo. La corriente de colector fluye en la mitad superior de T_2 , la cual induce un voltaje de salida en el secundario. En el semiciclo negativo de la entrada de RF, la base de Q_1 es negativa, así que está en corte. La base de Q_2 es positiva, por lo tanto, Q_2 amplifica el semiciclo negativo. La corriente fluye en Q_2 y la parte inferior del transformador, T_2 , con lo que concluye un ciclo completo. La potencia se divide entre los dos transistores.

El circuito de la figura 7-18 es de banda ancha no sintonizado y puede amplificar señales en un intervalo amplio de frecuencias de 2 a 30 Hz. En la frecuencia deseada se genera una señal de baja potencia de AM o BLU y se aplica al amplificador de potencia antes de enviarla a la antena. Con circuitos en push-pull se pueden alcanzar niveles de potencia de hasta 1 kW.

La figura 7-19 muestra otro amplificador de potencia de RF en push-pull. Éste utiliza dos MOSFET de potencia y puede producir una salida de hasta 1 kW en el intervalo de 10 a 90 MHz; tiene, además, una ganancia de potencia de 12 dB. La potencia de excitación de entrada de RF debe ser de 63 W para producir toda la potencia de salida de 1 kW. Para acoplamiento de impedancias a la entrada y a la salida se utilizan los transformadores toroidales T_1 y T_2 . Éstos proporcionan una operación de banda ancha dentro del intervalo de 10 a 90 MHz sin necesidad de sintonizar nada. Los choques de 20 nH y los resistores de 20 Ω forman circuitos de neutralización que proporcionan la realimentación desfasada de la salida a la entrada para prevenir autosilenciamiento.

AMPLIFICADORES CLASE C

El circuito clave en la mayoría de los transmisores de AM y FM es el amplificador clase C. Éste se utiliza para amplificar la potencia en forma de excitadores, multiplicadores de frecuencia

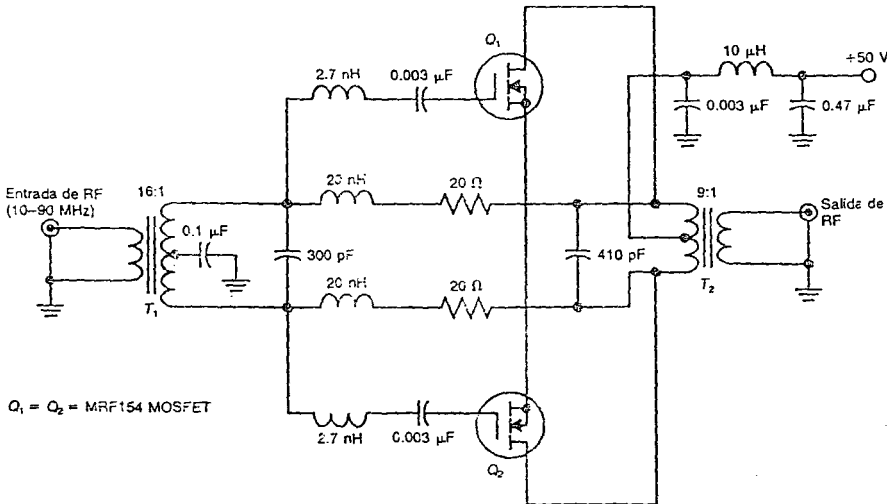


FIGURA 7-19 Amplificador de potencia de RF en push-pull de 1 kW utilizando MOSFET.

cia y amplificadores finales. Los amplificadores clase C están polarizados de manera que conducen en menos de 180° de la entrada. Un amplificador clase C tiene un ángulo de conducción típico de entre 90° y 150° . La corriente fluye por él en pulsos cortos y se utiliza un circuito sintonizado en resonancia para completar la amplificación de la señal.

MÉTODOS DE POLARIZACIÓN. La figura 7-20a) ilustra una forma de polarizar un amplificador clase C. La base del transistor sólo se conecta a tierra a través de un resistor y no se aplica ningún voltaje de polarización externo. Una señal de RF por amplificarse se aplica directamente a la base. El transistor conduce en el semiciclo positivo de la onda de entrada y queda en corte en los semiciclos negativos. No obstante que esto pareciera una configuración clase B, no lo es. Recuerde que la junta emisor-base de un transistor bipolar tiene un umbral de voltaje de conducción de casi 0.7 V. En otras palabras, la unión emisor-base en realidad no conduce hasta que la base es más positiva que el emisor por 0.7 V. Debido a ello, el transistor tiene una polarización inherente interconstruida. Cuando se aplica la señal de entrada, la corriente del colector no fluye hasta que la base es positiva en 0.7 V, como ilustra la figura 7-20b). El resultado es que la corriente del colector fluye por el transistor en los pulsos positivos por menos del total de 180° de los semiciclos positivos de ca.

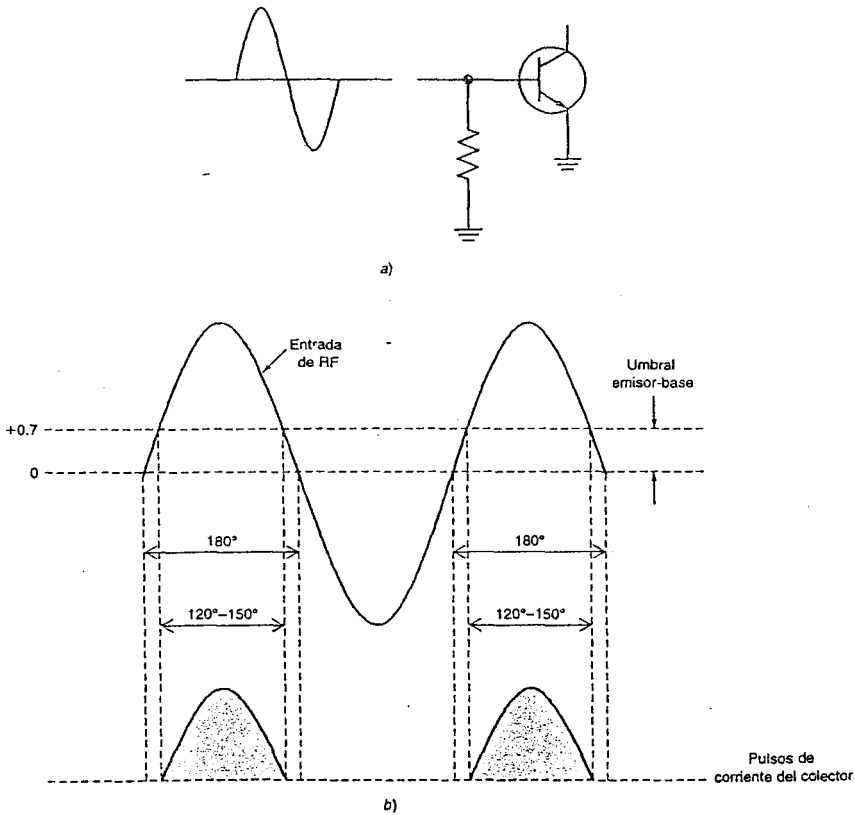


FIGURA 7-20 Uso del umbral emisor-base interno para polarización clase C.

SUGERENCIAS Y AYUDAS

El Q del circuito sintonizado de los amplificadores clase C deberá ser lo bastante alto para atenuar de modo suficiente las armónicas. El circuito sintonizado también deberá tener un ancho de banda adecuado para pasar las bandas laterales creadas durante el proceso de modulación.

En muchas etapas de excitadores y multiplicadores de baja potencia no se requiere polarización especial distinta de la tensión inherente de la unión emisor-base. El resistor entre la base y tierra sólo proporciona una carga para el circuito de excitación. En algunos casos se necesita un ángulo de conducción más angosto que el que proporciona el circuito de la figura 7-20a). En estos casos, es necesario aplicar alguna forma de polarización. Una manera sencilla de suministrar polarización es con la red RC que muestra la figura 7-21a). Aquí la señal por amplificarse se aplica mediante el capacitor C_1 . Cuando la unión emisor-base conduce en el semiciclo positivo, C_1 se carga al pico del voltaje aplicado menos la caída por conducción a través de la unión emisor-base. En el semiciclo negativo de la entrada la junta emisor-base se polariza en inversa por lo que el transistor no conduce. Durante este tiempo, sin embargo, el capacitor C_1 se descarga sobre R_1 , lo que produce un voltaje negativo a través de R_1 que sirve como una polarización en inversa en el transistor. Si la constante de tiempo de R_1 y C_1 , se ajusta propiamente se puede establecer un voltaje inverso de cd de polarización promedio. La tensión aplicada causa que el transistor conduzca, pero sólo en los picos. A mayor polarización promedio de cd, menor será el ángulo de conducción y más corta la duración de los pulsos de conducción del colector. Este método se conoce como *polarización de señal*.

polarización promedio de cd, menor será el ángulo de conducción y más corta la duración de los pulsos de conducción del colector. Este método se conoce como *polarización de señal*.

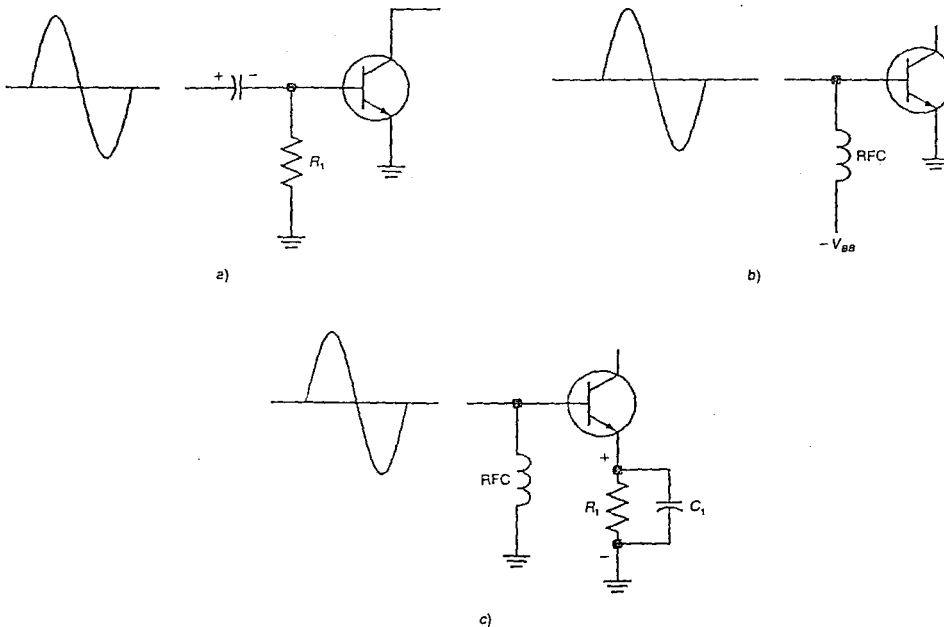


FIGURA 7-21 Métodos de polarización del amplificador clase C: a) polarización de señal, b) polarización externa. c) autopolarización.

Por supuesto, a un amplificador clase C también se puede suministrar polarización de una fuente de alimentación fija de cd como ilustra la figura 7-21b). Después de determinar el ángulo de conducción deseado, se puede establecer el valor del voltaje inverso y aplicarlo a la base por medio del RFC. Luego se acopla la señal de llegada a la base, provocando la conducción del transistor sólo durante los picos de semiciclos positivos de entrada. A esto se llama *polarización externa* y requiere una fuente de alimentación de cd negativa separada.

La figura 7-21c) describe otro método de polarización; como en el circuito de la figura 7-21a), la polarización se extrae de la señal. Este arreglo se conoce como *método de autopoliarización*. Cuando la corriente fluye en el transistor, a través de R_1 se desarrolla un voltaje. C_1 se carga y mantiene el voltaje constante. Esto hace al emisor más positivo que la base, lo cual tiene el mismo efecto que un voltaje negativo en la base. Para una operación correcta se requiere una señal fuerte de entrada.

CIRCUITOS DE SALIDA SINTONIZADOS. Todos los amplificadores clase C tienen alguna forma de circuito sintonizado en el colector, como indica la figura 7-22. El propósito principal de este circuito sintonizado es formar una onda senoidal completa de ca de salida. Un circuito sintonizado en paralelo oscila a su frecuencia de resonancia siempre que recibe un pulso de cd. El pulso carga al capacitor, el cual, a su vez, se descarga sobre el inductor. El campo magnético del inductor aumenta y luego se contrae, induciendo un voltaje que luego recarga al capacitor en dirección opuesta. Este intercambio de energía entre el inductor y el capacitor, llamado *efecto de volante*, produce una onda senoidal atenuada a la frecuencia de resonancia. Si el circuito resonante recibe un pulso de corriente cada semiciclo, la tensión a través del circuito sintonizado es una onda senoidal de amplitud constante a la frecuencia de resonancia. No obstante que la corriente fluye por el transistor en pulsos cortos, la salida del amplificador clase C es una onda senoidal continua.

Otra forma de considerar la operación del amplificador clase C es ver al transistor como suministrador de un pulso muy distorsionado de potencia al circuito sintonizado. De acuerdo con la teoría de Fourier, esta señal distorsionada contiene una onda senoidal fundamental más las armónicas impares y las pares. El circuito sintonizado se comporta como un filtro pasabanda para seleccionar la onda senoidal fundamental que contiene la señal compuesta distorsionada.

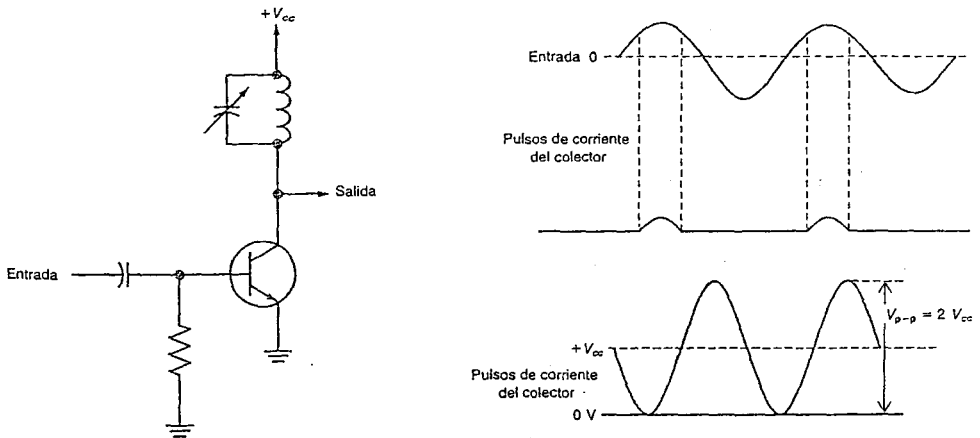


FIGURA 7-22 Operación del amplificador clase C.

El circuito sintonizado en el colector también se utiliza para eliminar armónicas indeseables. Los pulsos cortos en un amplificador clase C se forman con las armónicas segunda, tercera, cuarta, quinta, etcétera. En un transmisor de alta potencia se radian señales a estas frecuencias al mismo tiempo que la frecuencia fundamental resonante. Esta radiación de armónicas puede causar interferencia fuera de banda y el circuito sintonizado actúa como un filtro selectivo para eliminar estas armónicas de orden superior. Si el Q del circuito sintonizado se hace bastante alto, las armónicas se suprimirán de manera adecuada.

El Q del circuito sintonizado en el amplificador clase C se debe seleccionar de manera que proporcione una atenuación apropiada de las armónicas, pero también tener suficiente ancho de banda para pasar las bandas laterales que produce el proceso de modulación. Recuerde que el ancho de banda y el Q de un circuito entonado están relacionados por la expresión.

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

Si el Q de un circuito sintonizado es muy alto, el ancho de banda será muy angosto y algunas bandas laterales de altas frecuencias se eliminarán. Esto causa una forma de distorsión de frecuencia llamada *recorte de banda lateral* y puede hacer ininteligibles algunas señales o, por lo menos, limitar la fidelidad o la reproducción.

Una de las razones principales por las que se prefieren los amplificadores clase C para amplificación de potencia de RF sobre los amplificadores clase A y clase B es su alta eficiencia. Recuerde que la eficiencia es la relación de la potencia de salida a la potencia de entrada. Si toda la potencia generada, la potencia de entrada, se convierte en potencia de salida, la eficiencia es 100%. Esto no sucede en el mundo real debido a las pérdidas, pero en un amplificador clase C la mayoría de la potencia generada se aplica a la carga. Debido a que la corriente fluye por menos de 180° del ciclo de ca de entrada, la corriente promedio en el transistor es más o menos baja, lo cual indica que la potencia disipada por el mismo es baja. Un amplificador clase C funciona casi como un transistor interruptor que permanece CERRADO por más de 180° del ciclo de entrada. El interruptor conduce por alrededor de 90° a 150° del ciclo de entrada. Durante el tiempo que conduce, su resistencia emisor-colector es baja. No obstante que la corriente pico puede ser alta, la potencia total disipada es mucho menor que en el caso de los circuitos clase A y clase B. Por ello más de la potencia de cd se convierte en energía de RF y se transfiere a la carga, en general una antena. La eficiencia de la mayoría de los amplificadores clase C está entre 60% y 85%.

La potencia de entrada en un amplificador clase C es el promedio de la potencia que consume el circuito, o sea, simplemente el producto del voltaje de alimentación y la corriente promedio del colector o

$$P_{ent} = V_{CC} (I_C)$$

Por ejemplo, si el voltaje de alimentación es de 13.5 V y la corriente promedio del colector de 0.7 A, la potencia de entrada es $P_{ent} = 13.5 (0.7) = 9.45$ W.

La potencia de salida es, por lo general, la potencia que en realidad se transmite a la carga. La cantidad de potencia depende de la eficiencia del amplificador. La potencia de salida puede calcularse con la expresión familiar de la potencia.

$$P_{sal} = \frac{V^2}{R_L}$$

donde V es el voltaje de salida de RF en el colector del amplificador y R_L es la impedancia de la carga. Cuando un amplificador clase C está ajustado y funciona de manera correcta, la tensión pico a pico de salida de RF es dos veces el voltaje de alimentación, $2 V_{CC}$ (figura 7-22).



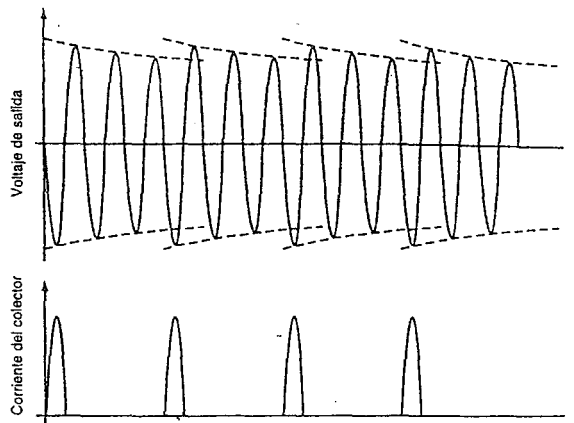


FIGURA 7-23 Relación entre la corriente del transistor y voltaje del circuito sintonizado en un triplicador de frecuencia.

MULTIPLICADORES DE FRECUENCIA. Cualquier amplificador clase C es capaz de producir multiplicación de frecuencia si el circuito sintonizado en el colector resuena a un múltiplo entero de la frecuencia de entrada. Por ejemplo, se puede construir un doblador de frecuencia si se conecta un circuito sintonizado paralelo en el colector de un amplificador clase C que resuene al doble de la frecuencia de entrada. Cuando ocurre el pulso de corriente del colector, el circuito sintonizado se excita al doble de la frecuencia de entrada. Por cada dos ciclos de la señal fluye un pulso de corriente. Un circuito triplicador se construye exactamente en la misma forma, excepto que el circuito sintonizado resuena a tres veces la frecuencia de entrada y recibe un pulso de entrada por cada tres ciclos de la oscilación que produce (figura 7.23).

Para incrementar la frecuencia de entrada se pueden construir multiplicadores por cualquier factor entero de hasta aproximadamente 10. A medida que el factor de multiplicación crece, la potencia de salida del multiplicador se reduce. Para la mayoría de las aplicaciones prácticas, los mejores resultados se obtienen con factores de 2 y 3.

Otra forma de ver la operación de un multiplicador de frecuencia clase C es recordar que el pulso de corriente no senoidal es rico en armónicas. Cada vez que ocurre el pulso, se generan la segunda, tercera, cuarta, quinta y otras armónicas mayores. El propósito del circuito sintonizado en el colector es actuar como un filtro para seleccionar la armónica deseada.

En muchas aplicaciones se requiere un factor de multiplicación mayor que el que se alcanza con una sola etapa de multiplicación. En estos casos se ponen en cascada dos o más multiplicadores; la figura 7-24 muestra dos ejemplos de multiplicadores. En el primer caso se utilizan multiplicadores en cascada de 2 y 3 para producir una multiplicación total de 6. En el segundo, tres multiplicadores proporcionan una multiplicación total de 30. El factor total de multiplicación es simplemente el producto de los factores de multiplicación de las etapas individuales.

SUGERENCIAS Y AYUDAS

No obstante que los multiplicadores pueden construirse para incrementar la frecuencia de entrada por un factor entero de hasta aproximadamente 10, los mejores resultados se obtienen con factores de 2 y 3.



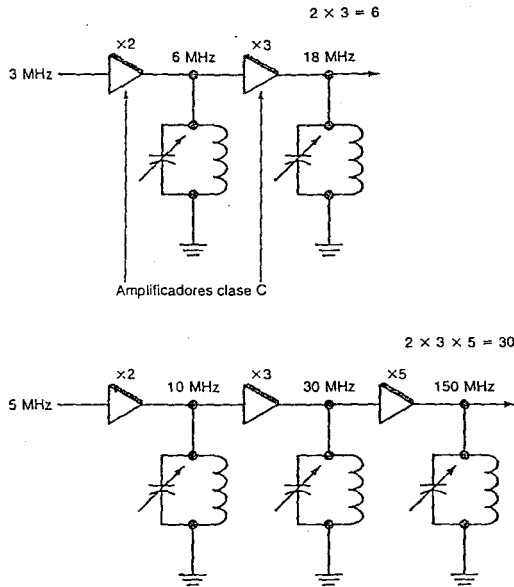


FIGURA 7-24 Multiplicación de frecuencia con amplificadores clase C.

NEUTRALIZACIÓN

Un problema de todos los amplificadores de RF, ya sean lineales o de clase C, es la *autooscilación*. Cuando algo del voltaje de salida encuentra un camino de regreso a la entrada del amplificador con la amplitud y fase correctora, el amplificador oscila, unas veces a su frecuencia de sintonía y otras a frecuencias muy altas. Cuando el circuito oscila a una frecuencia alta no relacionada con la frecuencia de sintonía, la oscilación se conoce como *oscilación parásita*. En ambos casos, la oscilación es indeseable y evita la amplificación o, en el caso de una oscilación parásita, reduce la amplificación de potencia e introduce distorsión de la señal.

La autooscilación a la frecuencia de sintonía en un amplificador es el resultado de una realimentación positiva que ocurre debido a la capacitancia entre elementos del amplificador, sea éste un transistor bipolar, FET o un tubo al vacío. En un transistor bipolar esta es la capacitancia colector-base, C_{bc} , como ilustra la figura 7-25a). Los amplificadores por transistor están polarizados de manera que la junta emisor-base está polarizada para conducción mientras que la unión base-colector está polarizada en inversa. Como ya se vio, la *junta* de un diodo o transistor polarizado en inversa actúa como un capacitor. Esta pequeña capacitancia permite que algo de la salida del colector se realimente a la base. Según la frecuencia de la señal, el valor de la capacitancia y los valores de las inductancias y capacitancias distribuidas en el circuito, la realimentación de la señal puede estar en fase con la señal de entrada y con la suficiente amplitud para causar oscilación.

La capacitancia entre elementos no se puede eliminar, por lo tanto, de alguna manera su efecto debe compensarse o neutralizarse. En el *proceso de neutralización* se realimenta otra señal igual en amplitud a la señal realimentada por C_{bc} y desfasada 180° con ésta. El resultado es que se cancelan las dos señales.

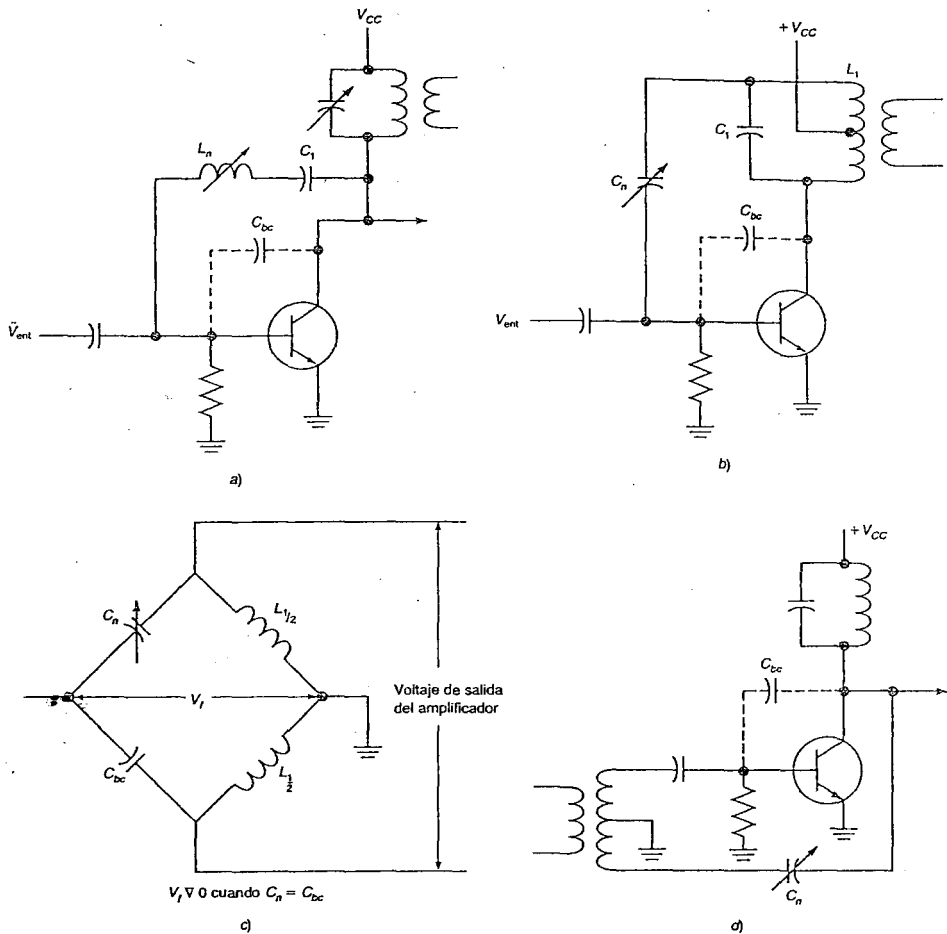


FIGURA 7-25 Circuitos de neutralización: a) se cancela el efecto de C_{bc} con una inductancia equivalente, L_n ; b) neutralización con un inductor con derivación en el colector, y un capacitor de neutralización, C_n ; c) circuito equivalente de la parte b); d) neutralización con un inductor con derivación en la entrada.

En la figura 7-25 se muestran varios métodos de neutralización. En la 7-25a) el inductor L_n proporciona una señal igual y de fase opuesta. El capacitor C_1 es de alto valor y sólo para bloquear el voltaje de cd del colector para que se aplique a la base. L_n se hace ajustable para que su valor de reactancia sea igual a la reactancia de C_{bc} en la frecuencia de oscilación. Como resultado, C_{bc} y L_n forman un circuito resonante paralelo que actúa como resistor de muy alto valor a la frecuencia de resonancia. El resultado es una cancelación efectiva de la realimentación positiva. El tipo de neutralización que ilustra la figura 7-25b) utiliza un inductor con derivación y un capacitor de neutralización, C_n . Las dos mitades iguales de la inductancia del colector, la capacitancia de la unión, C_{bc} , y C_n , forman un circuito puente (figura 7-25c). Cuan-

do C_e se ajusta para ser igual a C_{bc} , el puente está balanceado y no ocurre señal de realimentación, V_f . En la figura 7-25a) se muestra una variación de lo anterior, en donde en la base se utiliza un inductor de entrada con derivación central.

Es común que las oscilaciones parásitas se eliminen al conectar un resistor de valor bajo en el colector o en la conexión de la base. Es típico un valor de 10 a 22 Ω . Las oscilaciones parásitas también pueden suprimirse al poner una o más capas de ferrita sobre los conductores del colector o de la base. Otra práctica es enrollar un pequeño inductor sobre un resistor, y así crear un circuito paralelo R_L que se coloca en los conductores del colector o de la base.

AMPLIFICADORES DE POTENCIA POR CONMUTACIÓN

Como se analizó, el problema principal de los amplificadores de potencia de RF es su ineficacia y alta disipación de potencia. A fin de generar potencia de RF para transferirla a la antena, el amplificador debe disipar una cantidad considerable de potencia dentro de él mismo. Por ejemplo, un amplificador de potencia clase A con un transistor, conduce constantemente; es un amplificador lineal cuya condición cambia con las variaciones de la señal. Debido a la conducción continua, el amplificador clase A genera gran cantidad de potencia que no se transfiere a la carga. No más de 50% de la potencia total consumida por el amplificador se puede transferir a la carga. A causa de la alta disipación de potencia, por lo general la potencia de salida de un amplificador clase A es limitada. Por ello, es común que los amplificadores clase A se usen sólo en etapas de baja potencia del transmisor.

Para producir mayores potencias de salida se utilizan amplificadores clase B. Cada transistor conduce durante 180° de la señal de la portadora. Se usan dos transistores push-pull para formar una onda senoidal completa de la portadora. Como cada transistor conduce durante sólo 180° de cualquier ciclo de la portadora, la potencia que disipa es bastante menor y posibilita una eficiencia de 70% a 75%. Los amplificadores clase C son aún más eficientes pues conducen por menos de 180° de la señal de la portadora, dependiendo del circuito sintonizado en la placa o colector para suministrar potencia a la carga cuando no conducen. Con corriente que fluye por menos de 180° del ciclo, los amplificadores clase C disipan menor potencia y pueden, por lo tanto, transferir más potencia a la carga. Se pueden alcanzar eficiencias tan altas como 85%; por consiguiente, los amplificadores clase C son los que más se utilizan en amplificadores de potencia cuando el tipo de modulación lo permite.

Otra forma para obtener alta eficiencia en amplificadores de potencia es usar amplificadores por conmutación. El *amplificador por conmutación* es un transistor que se emplea sólo como conmutador, conduciendo o no. Tanto los transistores bipolares como los MOSFET de modo enriquecimiento se utilizan mucho en aplicaciones de amplificadores por conmutación. Un transistor bipolar como interruptor está en corte o en saturación. Cuando está en corte, no hay disipación de potencia. Si está en saturación, la corriente fluye al máximo, pero el voltaje emisor-colector es demasiado bajo, por lo común menos de 1 V. En consecuencia, la disipación de potencia es baja en extremo.

Cuando se usan MOSFET de enriquecimiento, el transistor está en corte APAGADO o en ENCENDIDO. En el estado de corte, no fluye la corriente, así que no se disipa potencia. Cuando el transistor está conduciendo, su resistor en ENCENDIDO entre fuente y drenaje en general es de nuevo muy bajo, no más de algunos ohms y por lo común mucho menos de 1 Ω . En consecuencia, la disipación de potencia es demasiado baja aun en altas corrientes.

¿SABÍA QUE?

Los amplificadores clase D, E y S en principio se desarrollaron para usar en aplicaciones de alta potencia de audio, pero ahora se utilizan mucho en radiotransmisores.

Utilizar amplificadores de potencia por conmutación permite una eficiencia de más de 90%. Las variaciones de corriente en un amplificador de potencia por conmutación son ondas cuadradas y, por lo tanto, se generan armónicas. Sin embargo, éstas son fáciles de filtrar y eliminar mediante circuitos sintonizados y filtros entre el amplificador de potencia y la antena.

Los tres tipos básicos de amplificadores de potencia por conmutación, clase D, clase E y clase S, al principio se desarrollaron para aplicaciones de alta potencia en audio, pero con la disponibilidad de transistores por conmutación de alta potencia y alta frecuencia, ahora se utilizan bastante en el diseño de transmisores de radio.

AMPLIFICADORES CLASE D. El amplificador clase D emplea un par de transistores para producir una corriente de onda cuadrada en un circuito sintonizado. La figura 7-26 muestra la configuración básica de este amplificador. Se utilizan dos interruptores para aplicar voltajes de cd positivo y negativo a una carga mediante un circuito sintonizado. Si el interruptor S_1 está cerrado, S_2 está abierto; cuando S_2 está cerrado, S_1 está abierto; si S_1 está cerrado, se aplica un voltaje positivo de cd a la carga; cuando S_2 está cerrado, se aplica un voltaje negativo de cd a la carga. Por lo tanto, el circuito sintonizado y la carga reciben en la entrada una onda cuadrada de ca.

El circuito resonante serie tiene un Q muy alto. Resuena en la frecuencia de la portadora. Dado que la forma de onda de entrada es una onda cuadrada, consiste en una onda senoidal fundamental y en armónicas impares. Debido al alto Q del circuito sintonizado, las armónicas impares se eliminan dejando sólo la onda senoidal fundamental a través de la carga. Con interruptores ideales, es decir, que no conduzcan corriente en la posición ABIERTO y que no tengan resistencia en la posición CERRADO cuando conducen, la eficiencia teórica es de 100%.

La figura 7-27 muestra un amplificador clase D implementado con MOSFET de modo enriquecimiento. La portadora se aplica a las rejillas de los MOSFET, desfasadas 180° mediante un transformador con derivación central del secundario. Cuando la entrada a la rejilla de Q_1 es positiva, la entrada a la rejilla de Q_2 es negativa. Por lo tanto, Q_1 conduce y Q_2 está en corte. En el siguiente semiciclo de la entrada, la rejilla de Q_2 ahora es positiva y la rejilla de Q_1 , negativa. Q_2 conduce aplicando un pulso negativo al circuito sintonizado. Recuerde que los MOSFET de modo enriquecimiento en general no conducen hasta que el voltaje de su rejilla alcanza el umbral de conducción, a partir del cual el MOSFET conduce. La resistencia en ENCENDIDO es muy baja. En la práctica se puede alcanzar una eficiencia de 90% si se utiliza un circuito como el de la figura 7-27.

AMPLIFICADORES CLASE E. En los amplificadores clase E se emplea un solo transistor. Se pueden usar bipolares y MOSFET; sin embargo, se prefiere el MOSFET debido a sus bajos re-

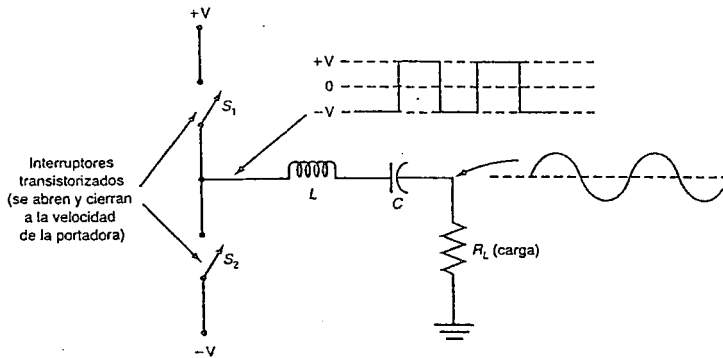


FIGURA 7-26 Configuración básica de un amplificador clase D.

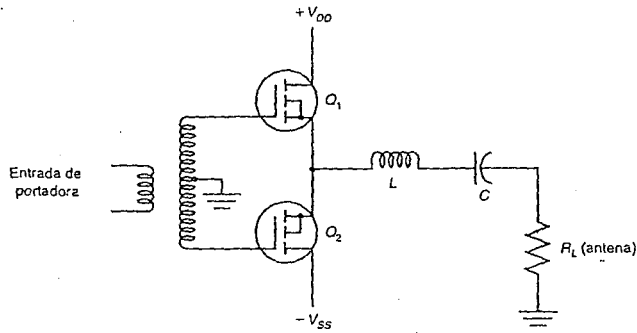


FIGURA 7-27 Amplificador clase D hecho con MOSFET de modo enriquecimiento.

querimientos para excitarlo. La figura 7-28 muestra un amplificador clase E de RF típico. La portadora, que de modo original es una onda senoidal, se aplica a un circuito para convertirla efectivamente en una onda cuadrada. Por lo común, la portadora es modulada en frecuencia. La onda cuadrada de la señal de la portadora se aplica luego a la base de un amplificador de potencia bipolar clase E. Q_1 se conmuta entre ENCENDIDO y APAGADO en la frecuencia de la portadora. La señal en el colector es una onda cuadrada, la cual se aplica a un filtro pasobajas y a un circuito sintonizado de acoplamiento de impedancias constituido por C_1 , C_2 y L_1 . Las armónicas impares se filtran y eliminan, dejando una onda senoidal fundamental, la cual se aplica a la antena. Con este arreglo se alcanza un alto nivel de eficiencia.

AMPLIFICADORES CLASE S. Los amplificadores clase S que utilizan técnicas de conmutación, pero con un esquema de modulación por ancho de pulsos, se encuentran principalmente en aplicaciones de audio, aunque también se han usado en amplificadores de baja y media frecuencia de RF como los empleados en transmisores de radiodifusión de AM. La señal de bajo nivel de audio, por ser amplificada, se aplica a un circuito llamado *modulación por ancho de pulsos*. También se aplica al modulador por ancho de pulsos una señal portadora en una frecuencia cinco o diez veces mayor que la más alta frecuencia de audio por amplificarse. En la salida del modulador hay una serie de pulsos de amplitud constante cuyo ancho o duración del pulso varía con la amplitud de la señal de audio. Estas señales se aplican luego a un amplificador por conmutación clase D o clase E. Se logran alta potencia y eficiencia debido a la acción de conmutación. A la salida del amplificador por conmutación se conecta un filtro pa-

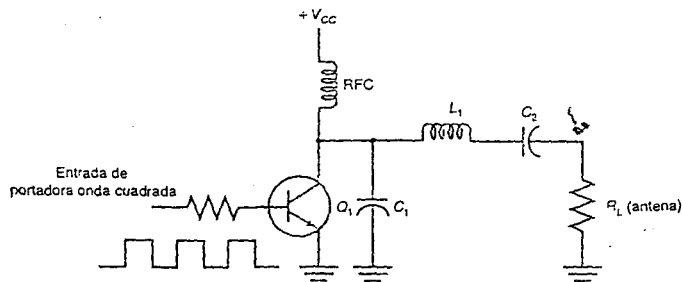


FIGURA 7-28 Amplificador de RF clase E.



sobajas para promediar y pulir los pulsos y obtener de nuevo la forma original de la señal de audio. A través de la bocina se coloca un capacitor o filtro de pasobajas, por lo general es suficiente.

PRINCIPIOS DE TUBOS AL VACÍO

Contrario a lo que se pueda pensar, los tubos al vacío todavía se usan mucho en electrónica, en especial en comunicaciones. El tubo al vacío que más se utiliza hoy día es el tubo de rayos catódicos (CRT), el cual es el corazón de todos los aparatos de televisión, monitores de video de computadoras, osciloscopios, analizadores de espectro y otros dispositivos con presentación visual. Los tubos al vacío también se utilizan bastante en amplificadores de RF. Los transistores pueden proporcionar amplificación de potencia hasta un intervalo de 500 a 1 000 W. Cuando las necesidades de potencia exceden varios miles de watts, los tubos al vacío son el amplificador elegido. Los amplificadores con tubos al vacío no sólo son más sencillos y confiables que los amplificadores a transistores, sino también mucho menos caros. En varias aplicaciones, los transistores no son capaces de proporcionar el nivel de potencia en las frecuencias muy altas de uso en la actualidad. Esto es en particular cierto en la amplificación de potencia en la región de microondas. Los transistores pueden proporcionar amplificación de potencia dentro del intervalo de 50 a 100 W en la región de microondas. (Para niveles de potencia mayores se utilizan tubos al vacío como el magnetron, klystron y el tubo de ondas viajeras. Éstos se estudian en el capítulo 15.)

Igual que un transistor, el tubo al vacío es un dispositivo para controlar la corriente. Una pequeña señal de entrada puede hacerse para controlar una corriente mucho mayor. Tal dispositivo es capaz de producir amplificación. La figura 7-29a) muestra el diagrama esquemático de un tubo al vacío simple. Consta de dos elementos, un *filamento* y una *placa* o *ánodo* sellados en un tubo de vidrio o de metal del cual se ha extraído el aire. Al aplicar un voltaje bajo o de ca o cd al filamento, éste se calienta, lo que causa que la cubierta del filamento empiece a emitir electrones. Recuerde, cuando una sustancia se calienta, se agitan los átomos y empiezan a lanzar electrones. Si se calientan algunas sustancias llamadas *materiales termiónicos* lanzan considerable número de electrones. Los electrones forman una nube alrededor del filamento. A la placa o ánodo se le aplica un voltaje positivo con respecto al filamento. La carga positiva

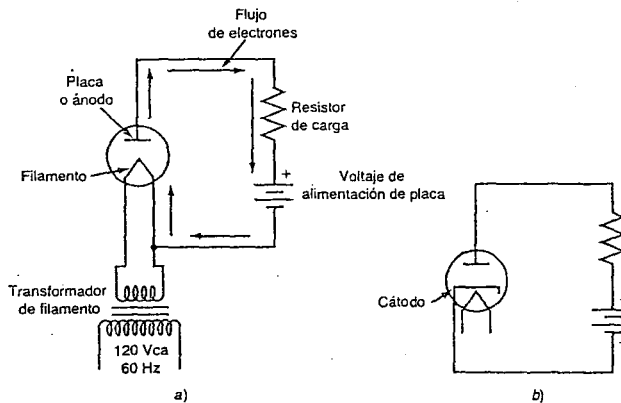


FIGURA 7-29 Principios del tubo al vacío.

¿SABÍA QUE?

Los amplificadores con rejilla aterrizada se usan principalmente en frecuencias por abajo de 30 MHz.

en la placa empieza a atraer a los electrones y se establece entre el filamento y la placa una senda de corriente.

La figura 7-29b) muestra un tubo al vacío con un tercer elemento, se añade un *cátodo*. En este tipo, el filamento calienta al cátodo; el filamento no emite electrones por sí mismo. El cátodo calentado es el que emite los electrones, que atrae la carga positiva en la placa.

Los tubos al vacío que muestra la figura 7-29 son diodos y, como un diodo semiconductor, sólo pasan corriente en un sentido, del filamento o cátodo al ánodo. Si se aplica una carga negativa al elemento placa, ésta repele los electrones del cátodo y no hay flujo de corriente. Los diodos por tubo al vacío fueron ampliamente utilizados en una ocasión como rectificadores en fuentes de alimentación de potencia y en detectores de AM.

TRIODOS

Para controlar el flujo de la corriente en un tubo al vacío se añade un elemento de control llamado *rejilla* entre la placa y el cátodo. El símbolo esquemático para este dispositivo se muestra en la figura 7-30. Como hay tres elementos: cátodo, rejilla y placa, este tipo de tubo al vacío se conoce como *triodo*. El filamento calienta al cátodo, el cual emite electrones. Para establecer flujo de corriente, se aplica un voltaje positivo a la placa con respecto al cátodo. La rejilla, que está más cerca del cátodo que de la placa, permite el paso de electrones hacia la placa. Sin embargo, si la rejilla se hace negativa con respecto al cátodo mediante un voltaje de polarización, repele algunos electrones de regreso al cátodo, disminuyendo el número de electrones que llegan a la placa. Al variar el voltaje negativo en la rejilla cambia la cantidad del flujo de la corriente. Debido a que la rejilla está más cerca del cátodo que la placa, una variación pequeña del voltaje de rejilla puede producir cambios muy grandes en la corriente de placa. Por lo tanto, el tubo al vacío puede funcionar como amplificador.

La figura 7-31 muestra un circuito básico de un triodo amplificador, similar con mucho al amplificador con FET. En general se coloca un resistor en serie con el cátodo y la corriente que pasa por este resistor desarrolla un voltaje con tal polaridad que el cátodo es positivo con respecto a la rejilla. Esto es equivalente a que la rejilla sea negativa con respecto al cátodo. La rejilla es, por lo tanto, polarizada en inversa con respecto al cátodo y no fluye la corriente en el circuito de la rejilla. Sin embargo, los electrones pasan, a través de la rejilla, hacia la placa y el resistor de placa.

Cuando se aplica una señal de ca a la rejilla, hace variar la polarización en inversa arriba y abajo del nivel establecido por el resistor del cátodo. Esto causa que la corriente de placa varíe en forma similar. La variación de la corriente de placa genera una versión amplificada de la señal de entrada que aparece entre la placa y tierra. La señal de ca amplificada va montada en el voltaje de cd de placa establecido por la polarización. La mayoría de los tubos al vacío requieren voltajes de cientos o miles de volts para una correcta operación.

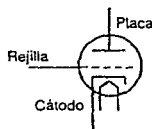


FIGURA 7-30 Triodo en tubo al vacío.

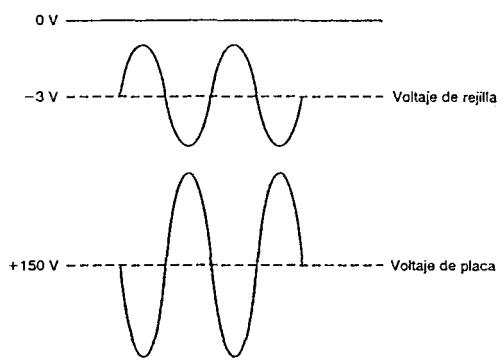
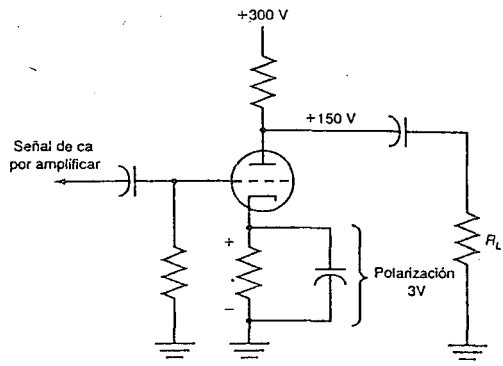


FIGURA 7-31 Triodo amplificador clase A lineal.

TETRODOS Y PENTODOS

Uno de los principales problemas con un tubo al vacío tipo triodo es su alta capacitancia entre electrodos. Por ejemplo, hay una considerable capacitancia entre la rejilla y la placa de un triodo. Debido a que esta capacitancia tiene un valor muy bajo de reactancia en frecuencias altas, la frecuencia más alta de operación del tubo es limitada. La capacitancia de rejilla a placa también causa oscilación.

Para eliminar este problema, algunos tubos tienen una segunda rejilla entre la placa y la rejilla de control, la cual actúa como un blindaje electrostático que reduce efectivamente la capacitancia de la rejilla de control a placa en un valor muy bajo. Este tubo se llama *tetrodo*. La figura 7-32a) muestra un circuito amplificador con tetrodo. La rejilla de pantalla es polarizada positivamente de forma que atrae a los electrones del cátodo y los acelera hacia la placa. La rejilla de pantalla actúa como una placa intermedia, pero los electrones pasan a través de la estructura de la rejilla. Debido a que la rejilla de pantalla está polarizada positivamente, toma un poco de la corriente. La rejilla de pantalla es puesta a potencial de tierra para las señales de ca con el capacitor de puenteo C_3 . Con la capacitancia entre electrones reducida a un nivel muy pequeño, el tetrodo puede operar en frecuencias mucho más altas y la posibilidad de autooscilación se reduce.

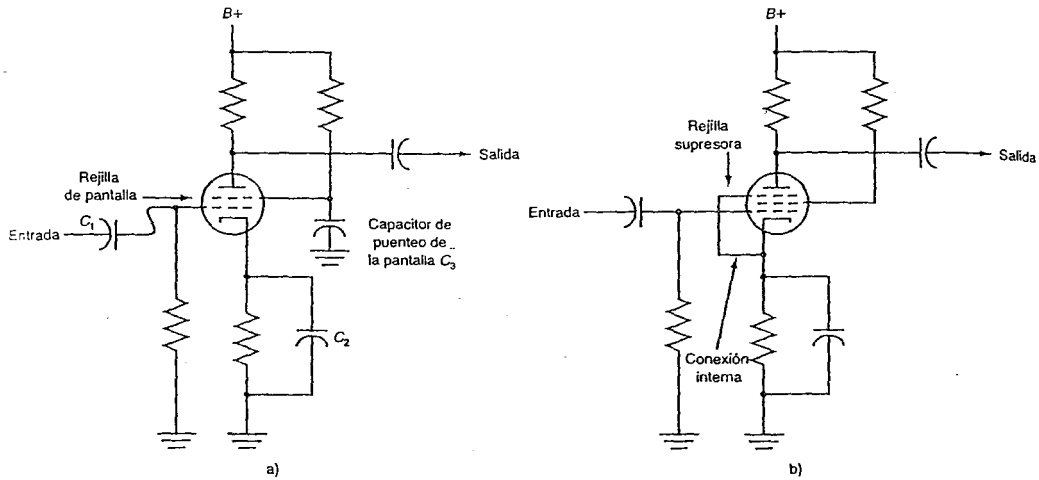


FIGURA 7-32 Amplificadores tetrodo y pentodo: a) circuito con tetrodo, b) circuito con pentodo.

Si los electrones de alta velocidad del cátodo golpean la placa, se expulsan otros electrones de la placa. Este fenómeno se conoce como *emisión secundaria*. Los electrones atraídos hacia atrás a la rejilla de pantalla positiva causan una especie de corriente inversa que fluye entre la placa y la rejilla de pantalla, efecto indeseable que puede eliminarse con sólo colocar otra rejilla entre la placa y la rejilla de pantalla, llamada *rejilla supresora*. Este arreglo produce lo que se denomina pentodo. Por lo general, la rejilla supresora se une de manera interna al cátodo, el cual está en un potencial más negativo, así que repele a los electrones de emisión secundaria de regreso a la placa (figura 7-32b).

AMPLIFICADORES DE POTENCIA CON TUBOS AL VACÍO

En un tiempo se usaron los tubos al vacío para amplificación de señales pequeñas y otras operaciones de procesamiento de señales que ahora han sido tomadas por los transistores y los CI. Hoy día es difícil encontrar este tipo de circuitos. Debido a los requerimientos de corriente de los filamentos, los tubos al vacío usan más potencia que los dispositivos de estado sólido y, por lo común, éstos también requieren mucho mayor voltaje de placa que las fuentes de suministro de voltaje de colector que se utilizan en los circuitos con transistores. Los tubos también son más grandes, generan más calor y son más delicados que los transistores y otros dispositivos semiconductores.

Como antes se vio, la mayoría de los tubos al vacío se usan como amplificadores de potencia de RF. Los tubos para estos amplificadores por lo general son grandes y requieren de voltajes de operación altos. El amplificador de tubo al vacío típico requiere voltajes de placa que van de los 500 V a los 3 000 V más para una operación correcta. Las corrientes de placa pueden ser de unos 100 mA a algunos amperes. Es obvio que estos tubos pueden generar una considerable potencia de salida y a menudo se fabrican de cerámica en vez de vidrio o metal y tienen ventiladores interconstruidos que permiten disipar el calor generado en el elemento

placa. Con frecuencia se requieren ventiladores o sistemas de enfriamiento por agua para los transmisores de alta potencia.

Los tubos al vacío se pueden polarizar para operar como amplificadores clase A y clase AB lineales. Sin embargo, con más frecuencia se utilizan en el circuito push-pull y operan como amplificadores clase B o clase C para mayor eficiencia. La rejilla en general se polariza en forma negativa con respecto al cátodo, por lo que en la rejilla no fluye corriente, pero en algunas aplicaciones, por ejemplo, en amplificadores clase C, la rejilla se polariza positivamente para alcanzar mayor potencia.

Los amplificadores de potencia de RF con tubos al vacío pueden generar con facilidad 1 kW o más de potencia de RF. Si se utilizan tubos múltiples en paralelo y en configuraciones push-pull se pueden producir potencias aún más altas. Algunos tubos al vacío diseñados especialmente generan decenas de miles y aun cientos de miles de watts para uso en transmisores de radio para radiodifusión y transmisores potentes de onda corta.

La configuración de amplificador de potencia en tubos al vacío popular es la del amplificador de rejilla común o rejilla a tierra utilizando un triodo. La figura 7-33 muestra un circuito típico. La señal de entrada se aplica al cátodo o filamento en vez de a la rejilla. El voltaje de rejilla a cátodo también es variada por la señal de entrada para controlar la corriente de placa, pero el cátodo o filamento está arriba de tierra. La señal de entrada se acopla por medio de una red π en circuito pasobajas al cátodo. La potencia de entrada debe ser sustancial; por lo general es de 50 a 100 watts, dependiendo del tubo utilizado y la potencia de salida deseada.

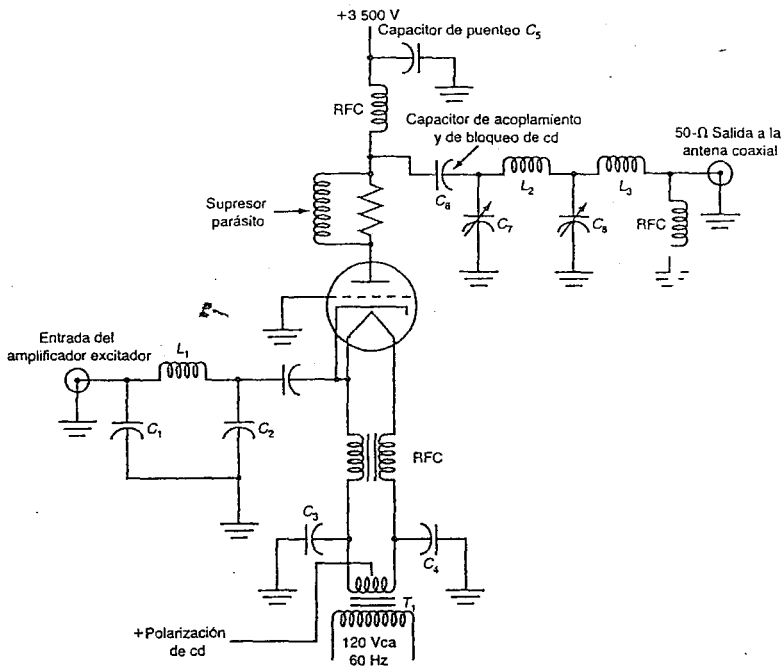


FIGURA 7-33 Amplificador de potencia con rejilla aterrizada.

Los choques de RF en los conductores del filamento, junto con los capacitores de puenteo C_3 y C_4 , evitan la RF en el circuito y transformador de filamento. Los RFC mantienen al cátodo separado de tierra para proporcionar la impedancia de entrada para que se desarrolle la señal de entrada. El RFC es un par de alambres bifilares devanados en un núcleo de ferrita. En el *embobinado bifilar*, los dos alambres que forman los choques son puestos uno al lado del otro y devanados como un solo alambre alrededor del núcleo de ferrita.

El voltaje de polarización se aplica en la derivación central del secundario del transformador de filamento. Éste es voltaje de polarización positivo porque la rejilla debe ser negativa con respecto al cátodo, que es lo mismo que el cátodo sea positivo con respecto a la rejilla. El valor real del voltaje de polarización determina la clase de operación clase A para aplicaciones lineales como AM y BLU y clase C para FM.

La señal de salida es alimentada a un circuito de salida en forma de red π , constituido por L_2 , L_3 , C_7 y C_8 , que proporciona el acoplamiento de impedancia entre la alta impedancia de salida del tubo y la baja impedancia de la antena, en general 50Ω . C_6 bloquea el alto voltaje de cd de la placa y la mantiene aislada de la antena. Observe la red R_L en el conductor de placa, la cual se usa para supresión de oscilaciones parásitas, como antes se describió. Con $3\,500\text{ V}$ en la placa y una corriente de placa de 700 mA , la potencia de entrada es $3\,500 \times 0.7 = 2\,450\text{ W}$ (2.45 kW). La potencia de salida es de alrededor de 80% de esto o $1\,960\text{ W}$.

Los amplificadores de rejilla aterrizada se utilizan principalmente en frecuencias por abajo de 30 MHz , pero, dependiendo del tubo, también pueden usarse dentro de la región de VHF. No son críticos y sí muy confiables. Debido a que la rejilla actúa como un blindaje electrostático entre la salida de placa y la entrada de cátodo o filamento, hay muy poca realimentación no deseable para causar autooscilación. Por lo tanto, es usual que los amplificadores con rejilla aterrizada y sus ajustes de sintonía asociados no requieran neutralización.

Una desventaja importante en los amplificadores de rejilla aterrizada es que requieren alta potencia de excitación, mucho mayor que la que se necesita al usar un circuito de cátodo aterrizado. Además, si se usa modulación de amplitud de alto nivel, el circuito no puede modularse al 100%. Para lograrlo, la señal impulsora también debe estar modulada en amplitud.

7-4 REDES DE ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIA

Las redes de acoplamiento que conectan entre sí las etapas de un transmisor, son partes muy importantes de éste. En un transmisor típico, el oscilador genera la señal básica de la portadora, que luego es amplificada, por lo común en múltiples etapas, antes de alcanzar la antena. Dado que la idea es incrementar la potencia de la señal, los circuitos de acoplamiento entre las etapas deben permitir una transferencia eficiente de la potencia de una etapa a la siguiente. Por último, deben proporcionarse los elementos para conectar el amplificador de la etapa final a la antena, también con el propósito de transferir la máxima potencia posible. Los circuitos que se utilizan para conectar un paso con el siguiente se llaman *redes de acoplamiento de impedancias*. En la mayoría de los casos, éstas son circuitos LC , transformadores, o alguna combinación. La función básica de una red de acoplamiento es proporcionar una transferencia óptima de energía mediante técnicas de acoplamiento de impedancias. Las redes de acoplamiento también proporcionan filtrado y selectividad. Los transmisores se diseñan para operar en una sola frecuencia o un intervalo angosto de frecuencias seleccionables. Los diversos pasos de amplificación del transmisor deben confinar la RF generada en estas frecuencias. En los amplificadores clase C, D, y E se genera un considerable número de armónicas de alta amplitud. Éstas deben eliminarse para prevenir radiaciones espurias por el transmisor. Las redes de acoplamiento de impedancia utilizadas para acoplar los pasos se encargan de esto.

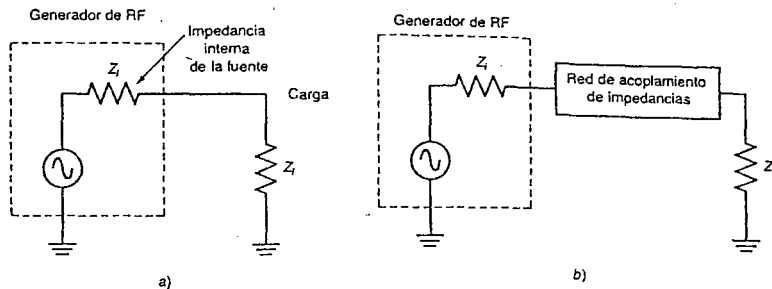


FIGURA 7-34 Circuitos de acoplamiento de impedancia en RF.

El problema básico de acoplamiento se ilustra en la figura 7-34a). La etapa de excitación aparece como una fuente de señal con una impedancia interna Z_i . La etapa que está siendo excitada representa una carga para el generador con su resistencia interna Z_L . Idealmente Z_i y Z_L son resistivas. Recuerde que para una transferencia máxima de potencia en circuitos de cd se necesita que Z_L sea igual a Z_i . Esta relación básica en esencia es también cierta en circuitos de RF, pero es una relación mucho más compleja. En circuitos de RF, Z_i y Z_L son rara vez resistencia pura y de hecho, por lo común incluyen un componente reactivo de algún tipo. Aún más, no siempre es necesario transferir la máxima potencia de una etapa a otra. La meta es transferir la suficiente cantidad de potencia a la etapa siguiente para que sea capaz de proporcionar la máxima salida de que es capaz.

En la mayoría de los casos, las dos impedancias en cuestión son muy diferentes y, por lo tanto, se produce una transferencia de potencia muy deficiente. Para resolver este problema, se introduce una red de acoplamiento de impedancias entre los dos, como ilustra la figura 7-34b). Hay tres tipos básicos de redes de acoplamiento de impedancias LC: red L, red T y red π .

REDES L

Las redes L constan de un inductor y un capacitor conectados en varias configuraciones L como muestra la figura 7-35. Los circuitos en la figura 7-35a) y b) son filtros pasobajas, los de la figura 7-35c) y d) son filtros pasoaltas. Por lo común se prefieren las redes pasobajas de manera que las frecuencias de las armónicas se filtren y eliminen.

La red de acoplamiento L se diseña para que la impedancia de la carga se acople a la impedancia de la fuente. Por ejemplo, la red en la figura 7-35a) hace que la resistencia de la carga aparezca más grande de lo que en realidad es. La resistencia de carga Z_L se presenta en serie con el inductor L de la red. El inductor y el capacitor son elegidos para resonar en la frecuencia del transmisor. Cuando el circuito está en resonancia, X_L es igual a X_C . Para la impedancia del generador Z_i , el circuito completo sólo aparece como un circuito resonante paralelo. En resonancia, la impedancia representada por el circuito es muy alta. El valor real de la impedancia depende de los valores de L y C y de la Q del circuito. A mayor Q, mayor será la impedancia. La Q en este circuito se determina básicamente por el valor de la impedancia de la carga. Si se seleccionan con cuidado los valores del circuito, la impedancia de la carga puede hacerse aparecer como cualquier valor deseado a la impedancia de la fuente, siempre y cuando Z_i sea mayor que Z_L .

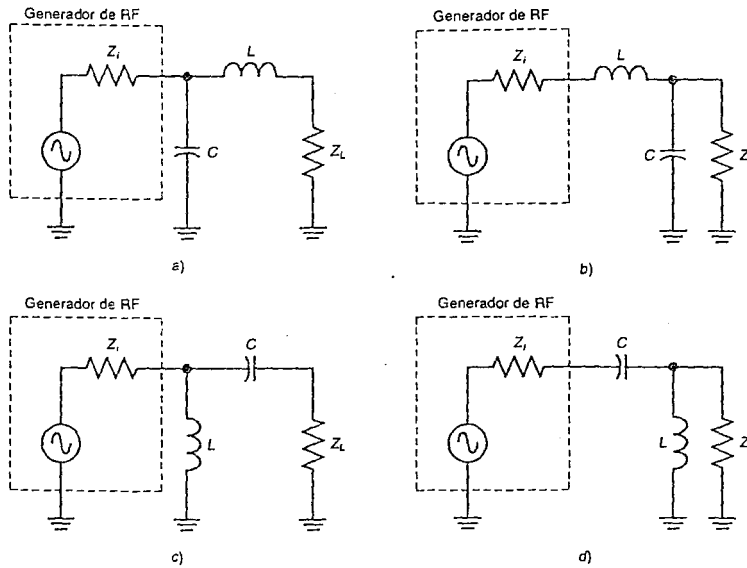


FIGURA 7-35 Cuatro redes de acoplamiento de impedancias tipo L: a) $Z_L < Z_r$, b) $Z_L > Z_r$, c) $Z_L < Z_r$, d) $Z_L > Z_r$.

Si se utiliza la red L que muestra la figura 7.35b), la impedancia puede reducirse o hacer que aparezca más pequeña de lo que en realidad es. Con este arreglo, el capacitor se conecta en paralelo con la impedancia de la carga. La combinación en paralelo de C y Z_L tiene una combinación RC en serie equivalente. C y Z_L aparecen con valores equivalentes en serie C_{eq} y Z_{eq} . El resultado es que en general la red aparece como circuito resonante serie, con C_{eq} y L en resonancia. Recuerde que un circuito resonante serie tiene una impedancia muy baja en resonancia. La impedancia es, de hecho, la impedancia equivalente de la carga Z_{eq} , la cual es resistiva.

Las ecuaciones de diseño de las redes L se describen en la figura 7-36. Si se considera que las impedancias internas de la fuente y de la carga son resistivas, $Z_i = R_i$ y $Z_L = R_L$. La red en la figura 7-36a), supone que $R_L < R_i$, mientras que la red en la figura 7-36b) considera que $R_i < R_L$.

Suponga que desea acoplar la impedancia de un amplificador de transistor con 6Ω a una carga de antena de 50Ω a 155 MHz . En este caso, $R_i < R_L$, por lo que se usará la fórmula de la figura 7-35b).

$$X_L = \sqrt{R_i R_L - (R_i)^2} = \sqrt{6(50) - (6)^2} = \sqrt{300 - 36} = \sqrt{264} = 16.25 \Omega$$

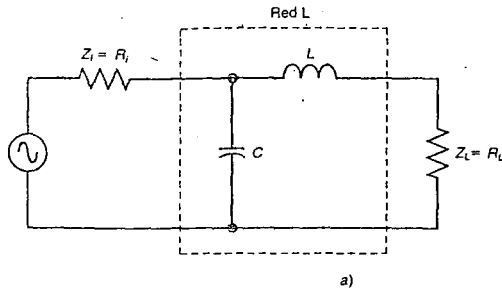
$$Q = \sqrt{R_L/R_i - 1} = \sqrt{50/6 - 1} = 2.7$$

$$X_C = -\frac{R_i R_L}{X_L} = \frac{50(6)}{16.25} = 18.46 \Omega$$

Para encontrar los valores de L y C a 155 MHz , se reescriben las fórmulas básicas de la reactancia como sigue:

$$X_L = 2\pi fL$$

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{16.25}{6.28 \times 155 \times 10^6} = 16.7 \text{ nH}$$



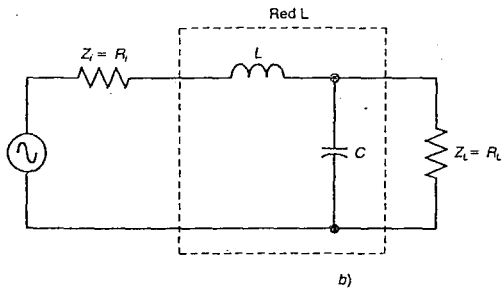
$$X_L = \sqrt{R_i R_L - (R_i)^2}$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_i} - 1}$$

$$X_C = \frac{R_i R_L}{X_L}$$

$$R_L < R_i$$

a)



$$X_L = \sqrt{R_i R_L - (R_i)^2}$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_i} - 1}$$

$$X_C = \frac{R_i R_L}{X_L}$$

$$R_L > R_i$$

b)

FIGURA 7-36 Ecuaciones de diseño de la red L.

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

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{6.28 \times 155 \times 10^6 \times 18.46} = 55.65 \text{ pF}$$

En la mayoría de los casos, las reactancias interna y parásita forman la impedancia interna y las impedancias complejas de la carga, en vez de puramente resistiva. La figura 7-37 muestra un ejemplo con las cifras antes dadas. Aquí, la resistencia interna es 6Ω , pero incluye una inductancia interna L_i de 8 nH . Hay una capacidad distribuida C_L de 8.65 pF a través de la carga. La forma de lidiar con estas reactancias es simplemente combinarlas con los valores de

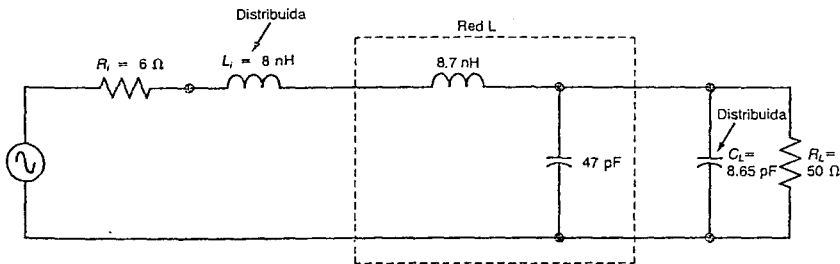


FIGURA 7-37 Incorporación de reactancias interna y parásita dentro de una red de acoplamiento.

la red L. En el ejemplo de anterior, los cálculos indican una inductancia de 16.7 nH. Dado que la inductancia parásita está en serie con la inductancia de la red L en la figura 7-37, los valores se suman. En consecuencia, la inductancia de la red L debe ser menor que el valor calculado por una cantidad igual a la de la inductancia distribuida de 8 nH o $L = 16.7 - 8 = 8.7$ nH. Si la inductancia de la red L se hace de 8.7 nH, la inductancia total del circuito será correcta cuando se suma a la inductancia distribuida.

Algo similar ocurre con la capacitancia. Los cálculos del circuito anterior dan en total 55.65 pF. La capacitancia de la red L y la capacitancia parásita se suman por estar en paralelo; por lo tanto, la capacitancia de la red L puede ser menor que el valor calculado por la misma cantidad que la capacitancia parásita, o $C = 55.65 - 8.65 = 47$ pF. Si se hace la capacitancia de la red L de 47 pF se obtiene la capacitancia total correcta cuando se suma a la capacitancia parásita.

REDES T Y π

Cuando se diseñan redes L, hay muy poco control del Q del circuito, el cual determinan los valores de las impedancias interna y de la carga y puede que no siempre sea lo que se necesita para lograr la selectividad deseada. Para solucionar este problema, se pueden utilizar redes de acoplamiento de tres elementos reactivos. Las tres redes de acoplamiento de impedancias más utilizadas con tres elementos reactivos se ilustran en la figura 7-38. La red de la figura 7-38a) se conoce como red π , ya que su configuración se asemeja a la letra griega π . El circuito en la figura 7-38b) se conoce como red T porque los elementos del circuito asemejan la letra T. El circuito de la figura 7-38c) también es otra red T, pero utiliza dos capacitores. Observe que todas son filtros pasobajas que proporcionan máxima atenuación de armónicas. Las redes π y T se pueden diseñar para incrementar o reducir la impedancia como se requiera en el circuito. Los capacitores en general son variables para que el circuito pueda sintonizarse en la frecuencia de resonancia y ajustar para máxima potencia de salida.

El circuito que más se utiliza es la red T de la figura 7-38c). Con frecuencia llamada red LCC, en muchos casos se usa para acoplar la baja impedancia de salida de un transistor amplificador de potencia a una impedancia mayor de otro amplificador o de una antena. El procedimiento de diseño y las fórmulas se dan en la figura 7-39. Considere de nuevo que una fuente R_i de 6 Ω debe acoplarse a una carga R_L de 50 Ω a 155 MHz. Suponga un Q de 10. (Para operación en clase C, donde hay que atenuar muchas armónicas, se ha determinado en la práctica que un Q de 10 es el mínimo absoluto necesario para una supresión satisfactoria de las armónicas.) Para configurar la red LCC, primero se calcula la inductancia

$$X_L = QR_i$$

$$X_L = 10(6) = 60 \Omega$$

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{60}{6.28 \times 155 \times 10^6} = 51.4 \text{ nH}$$

Luego se calcula C_1

$$X_{C_1} = 50 \sqrt{\frac{6(10)}{50} - 1} = 50(3.33) = 166.73 \Omega$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f X_{C_1}} = \frac{1}{6.28 \times 155 \times 10^6 \times 166.73} = 6.16 \times 10^{-12} = 6.16 \text{ pF}$$

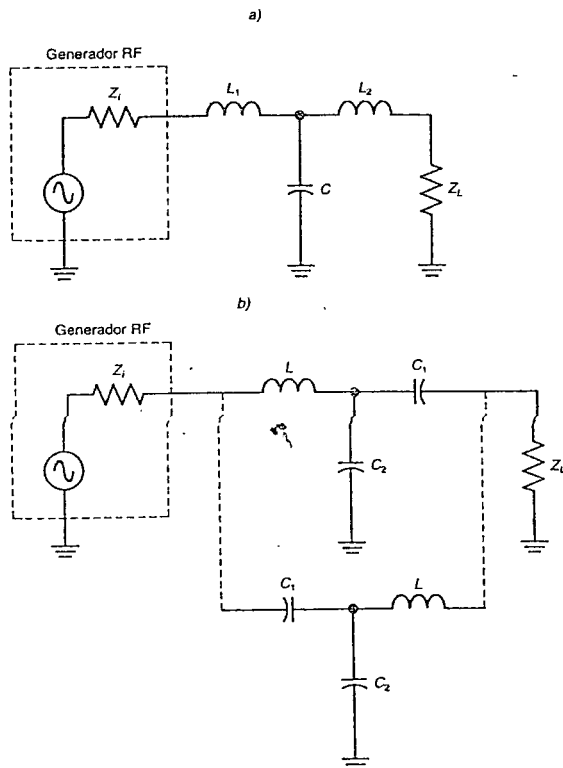


FIGURA 7-38 Redes de acoplamiento de tres elementos: a) red π , b) red T, c) red T de dos capacitores.

Por último, se calcula C_2

$$X_{C_2} = \frac{6(10^2 + 1)}{10} \frac{1}{1 - [166.73/(10 \times 50)]} = 60.6(1.5) = 91 \Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{6.28 \times 155 \times 10^6 \times 91} = 11.3 \text{ pF}$$

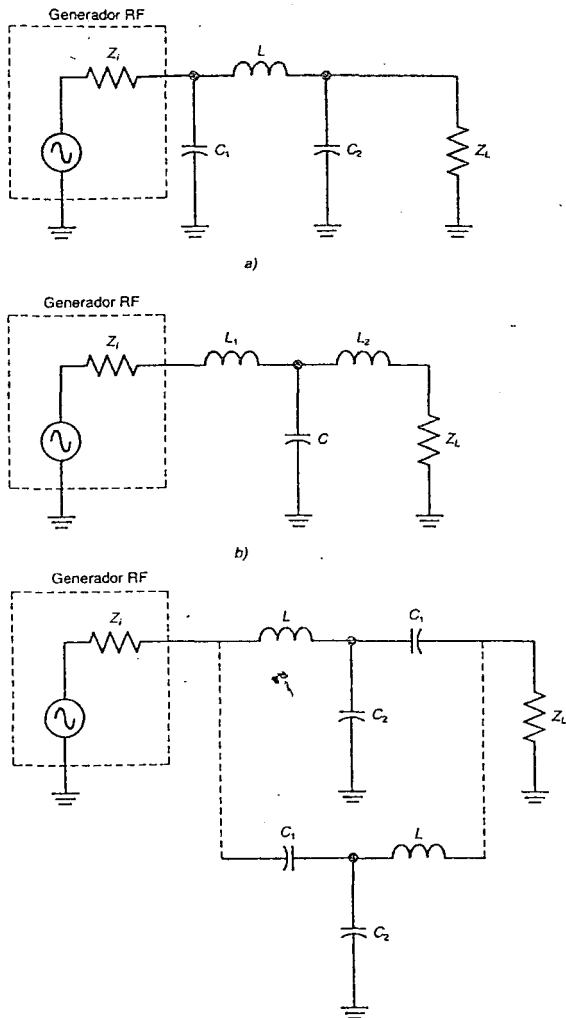


FIGURA 7-38 Redes de acoplamiento de tres elementos: a) red π , b) red T, c) red T de dos capacitores.

Por último, se calcula C_2

$$X_{C_2} = \frac{6(10^2 + 1)}{10} \frac{1}{1 - [166.73/(10 \times 50)]} = 60.6(1.5) = 91 \Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{6.28 \times 155 \times 10^6 \times 91} = 11.3 \text{ pF}$$

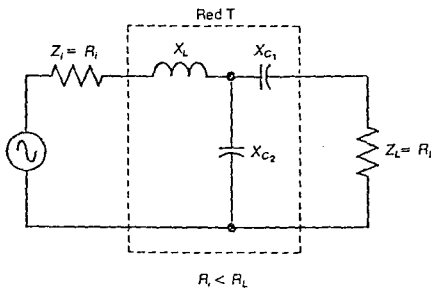


FIGURA 7-39 Ecuaciones para diseñar una red T LCC.

Procedimiento de diseño

1. Seleccione el Q deseado del circuito
2. Calcule $X_L = QR_i$
3. Calcule X_{C_1} :

$$X_{C_1} = R_i \sqrt{\frac{R_L(Q^2 + 1)}{R_L} - 1}$$

4. Calcule X_{C_2} :

$$X_{C_2} = \frac{R_i(Q^2 + 1)}{Q} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{X_{C_1}}{QR_L}\right)}$$

5. Calcule los valores finales de L y C

$$L = \frac{X_L}{2\pi f}$$

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

TRANSFORMADORES Y BALUNS

Uno de los mejores componentes para acoplamiento de impedancias es el transformador. Recuerde que los transformadores con núcleo de hierro se utilizan bastante en bajas frecuencias para igualar una impedancia con otra. Puede lograrse que cualquier impedancia de carga se parezca a una impedancia de carga deseada, al seleccionar sólo el valor correcto de la relación entre las vueltas del transformador. Además, los transformadores pueden conectarse en combinaciones únicas llamadas *baluns* para acoplar impedancias.

TRANSFORMADORES PARA IGUALAR (ACOPLAR) IMPEDANCIAS. Consulte la figura 7-40. La relación entre el cociente del número de vueltas y las impedancias de entrada y salida es

$$\frac{Z_i}{Z_L} = \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 \quad \frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{Z_i}{Z_L}}$$

Esto es, la relación entre la impedancia de entrada, Z_i , a la impedancia de la carga, Z_L , es igual al cuadrado de la relación del número de vueltas en el primario (N_p) al número de vueltas en el secundario (N_s). Por ejemplo, para igualar la impedancia de un generador de 6 Ω a la impedancia de una carga de 50 Ω , la relación de vueltas deberá ser

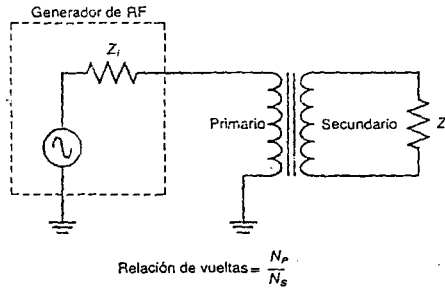


FIGURA 7-40 Acoplamiento de impedancias con un transformador de núcleo de hierro.

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{Z_i}{Z_L}} = \sqrt{\frac{6}{50}} = \sqrt{0.12} = 0.3464$$

$$\frac{N_s}{N_p} = \sqrt{\frac{1}{N_p/N_s}} = \sqrt{8.33} = 2.887$$

Esto significa que hay 2.89 veces más vueltas en el secundario que en el primario.

La relación antes dada es válida sólo en transformadores con núcleo de hierro. Cuando se utilizan transformadores con núcleo de aire, el acoplamiento entre los embobinados del primario y el secundario no es completo y, por lo tanto, la relación de la impedancia no es como se ha indicado. No obstante que los transformadores con núcleo de aire se usan mucho en frecuencias de RF y pueden utilizarse para acoplamiento de impedancias, son menos eficientes que los transformadores con núcleo de hierro.

Para un mejor acoplamiento en frecuencias muy altas se pueden utilizar núcleos de ferrita (cerámica magnética) y hierro pulverizado. Tanto el primario como el secundario se embobinan en un núcleo del material elegido.

El tipo de núcleo de mayor uso en transformadores de RF es el toroidal. El *toroide* es un núcleo circular en forma de dona, que por lo común se fabrica con un tipo especial de hierro pulverizado. Se enrolla alambre de cobre para formar los devanados del primario y del secundario. La figura 7-41 muestra un arreglo típico. También se emplean embobinados individuales con derivación, llamados *autotransformadores*, para acoplamiento de impedancias entre etapas de RF. La figura 7-42 muestra ambos, para bajar la impedancia y para subirla. Los toroides en general se usan en autotransformadores.

A diferencia de los transformadores con núcleo de aire, los transformadores toroidales hacen que el campo magnético que produce por el primario permanezca del todo dentro del mismo núcleo. Esto tiene dos ventajas importantes. Primero, que un toroide no radia energía de RF. Los inductores con núcleo de aire radian porque el campo magnético producido alrededor del primario no está contenido. En transmisores y receptores, los circuitos que utilizan inductores con núcleo de aire por lo general están contenidos con blindajes magnéticos para prevenir que interfieran en otros circuitos. Por otro lado, el toroide confina todos los campos magnéticos y no requiere blindajes. Segundo, que la mayor parte del campo magnético corta las vueltas del embobinado del secundario. Por lo tanto, la relación básica entre vueltas, voltajes de entrada-salida y las fórmulas de impedancia para un transformador estándar de baja frecuencia, se aplican a los transformadores de alta frecuencia con núcleo toroidal.

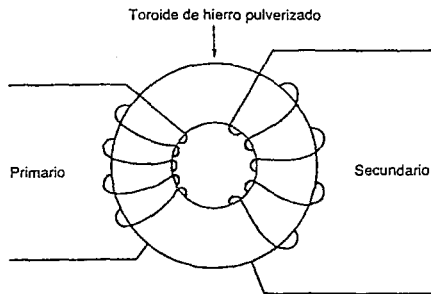


FIGURA 7-41 Transformador toroidal.

SUGERENCIAS Y AYUDAS

No obstante que se usan mucho en radiofrecuencias, los transformadores con núcleo de aire son menos eficientes que los transformadores con núcleo de hierro.

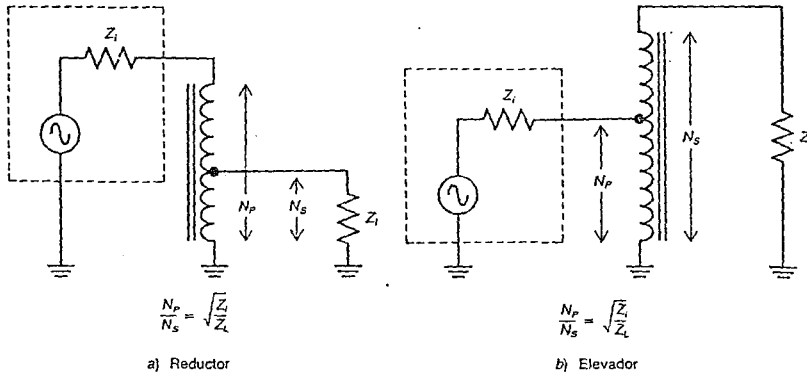


FIGURA 7-42 Acoplamiento de impedancia en un transformador: a) reductor, b) elevador.

En la mayor parte de los diseños nuevos de RF se utilizan transformadores toroidales de RF para acoplamiento de impedancias entre las etapas. Aún más, los embobinados de primario y de secundario algunas veces se usan como inductores en circuitos sintonizados. A veces se pueden construir inductores toroidales. Los inductores toroidales con núcleo de hierro pulverizado tienen una ventaja sobre los inductores con núcleo de aire para aplicaciones de RF porque la alta permeabilidad del núcleo causa que la inductancia sea mayor. Recuerde que siempre que un núcleo de hierro se inserta en un inductor de alambre, la inductancia se incrementa en forma dramática. Para aplicaciones en RF esto significa que los valores de inductancia deseados pueden crearse si se emplean menos vueltas de alambre y, por lo tanto, el mismo inductor puede ser menor. Más aún, menos vueltas tienen menos resistencia, dándole al inductor un mayor Q que el que puede obtenerse con inductores con núcleo de aire.

Los toroides de hierro pulverizado son tan efectivos que en apariencia han reemplazado a los inductores con núcleo de aire en la mayoría de los diseños modernos de transmisores. Están disponibles en tamaños que van desde una fracción de pulgada hasta varias pulgadas de diámetro. En la mayoría de las aplicaciones se requiere un número mínimo de vueltas para crear la inductancia requerida.

La figura 7-43 muestra un transformador toroidal T_1 utilizado para acoplamiento de etapas entre dos amplificadores excitadores clase C. El primario del transformador T_1 sintoniza en la frecuencia de resonancia con el capacitor C_1 . El capacitor es ajustable y, por lo tanto, puede fijarse la frecuencia exacta de operación. La relativa alta impedancia de salida del transistor se

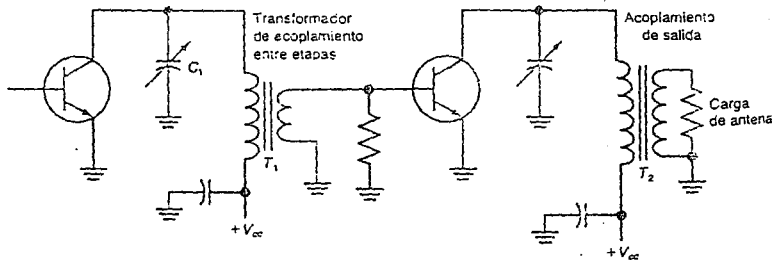


FIGURA 7-43 Uso de transformadores toroidales para acoplamiento e igualación de impedancias en etapas de amplificación clase C.

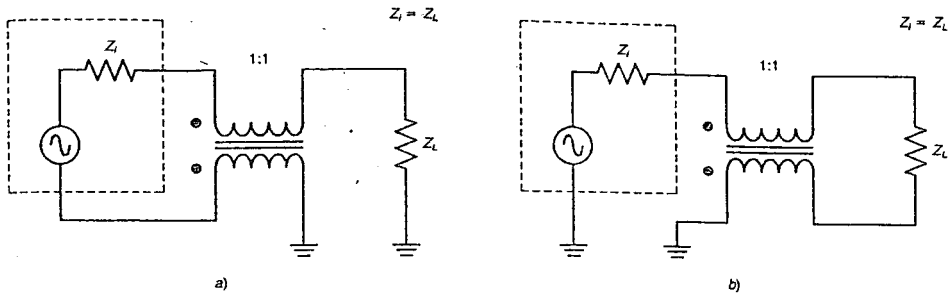


FIGURA 7-44 Transformadores balun utilizados para conectar cargas balanceadas o desbalanceadas o generadores: a) balanceada a desbalanceada, b) desbalanceada a balanceada.

acopla con la baja impedancia de la siguiente etapa clase C mediante un transformador reductor que proporciona los efectos deseados de acoplamiento de impedancias. En general, el inductor del secundario se compone de unas cuantas vueltas de alambre y no tiene que resonarse. El circuito de la figura 7-43 también muestra un transformador similar T_2 utilizado para el acoplamiento de salida a la antena.

BALUNS. Los transformadores pueden conectarse en formas únicas para proporcionar acoplamientos fijos de impedancias, característicos dentro de un intervalo amplio de frecuencias. Una de las configuraciones más utilizadas se muestra en la figura 7-44. Con esta configuración, un transformador por lo general se devana en un toroide, y el número de vueltas en el primario y en el secundario es igual, lo que da al transformador una relación de vueltas de 1:1, y una relación de acoplamiento de impedancia de 1:1. Los puntos indican la fase de los embobinados. Observe la forma inusual en que están conectados los embobinados. Un transformador conectado de esta manera se conoce por lo común como *balun* (de *balanced-unbalanced*, balanceado a no balanceado), porque estos transformadores en general se utilizan para conectar una fuente balanceada a una carga desbalanceada o viceversa. En el circuito de la figura 7-44a), un generador balanceado está conectado a una carga desbalanceada (aterrizada). En la figura 7-44b), un generador desbalanceado (aterrizado) está conectado a una carga balanceada.

La figura 7-45 muestra dos formas en las que un balun con relación de vueltas de 1:1 se puede utilizar para acoplamiento de impedancias. Con el arreglo que describe la figura 7-44a),

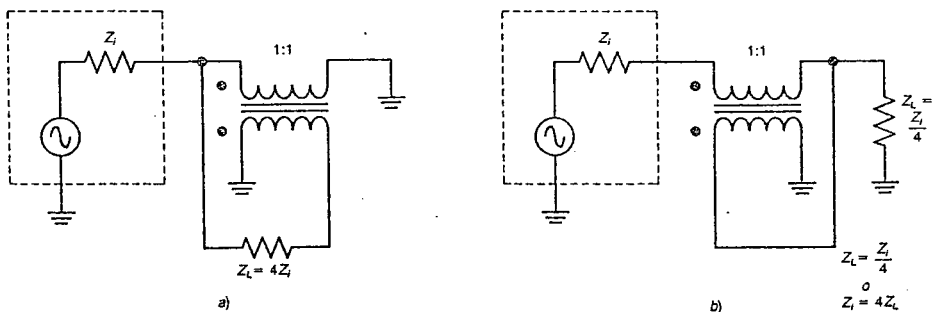


FIGURA 7-45 Uso del balun para acoplamiento de impedancias: a) impedancia elevada, b) impedancia reducida.

SUGERENCIAS Y AYUDAS

Al conectar en cascada los baluns, de manera que la salida de uno aparezca como la entrada del siguiente, se alcanzan impedancias elevadas o reducidas de relaciones muy amplias.

se obtiene una impedancia elevada. La impedancia de carga de cuatro veces la impedancia de la fuente Z_i proporciona el acoplamiento correcto. El balun logra que la carga de $4Z_i$ se vea como Z_i . En la figura 7-45b), se obtiene una impedancia reducida. El balun hace que la carga Z_L se vea como $Z_i/4$.

Muchas otras configuraciones de baluns posibles ofrecen diferentes relaciones de impedancia. Algunos balunes comunes 1:1 pueden interconectarse tanto para relaciones de transformación de impedancia de 9:1 como de 16:1. Además, los baluns pueden conectarse en cascada de modo que la salida de uno aparezca como la entrada del otro, y así de manera sucesiva. Por este procedimiento se pueden lograr impedancias de subida o de bajada dentro de relaciones muy amplias.

Observe que los devanados en un balun no se hacen resonar con capacitores en una frecuencia en particular. Las inductancias del devanado son para que las reactancias de los inductores sean cuatro o más veces que las impedancias más altas que se están acoplando. Este diseño permite al transformador proporcionar el acoplamiento de impedancias designado dentro de un intervalo enorme de frecuencias. Esta característica de banda ancha de los transformadores balun permite a los diseñadores construir amplificadores de potencia de RF de banda ancha. Tales amplificadores proporcionan una cantidad específica de potencia dentro de un amplio ancho de banda y son, por lo tanto, particularmente útiles en equipos de comunicaciones que deben operar en más de un intervalo de frecuencias. En vez de tener un transmisor separado por cada una de las bandas deseadas se puede tener un solo transmisor sin circuitos sintonizados.

Cuando se usen amplificadores sintonizados convencionales, debe proporcionarse un método para conmutar en el circuito el circuito sintonizado correcto. Estas redes de conmutación son complicadas y caras, mas aún, introducen problemas, en particular en altas frecuencias. Para que éstas funcionen efectivamente, los interruptores deben colocarse muy cerca de los circuitos sintonizados para que las inductancias y capacitancias parásitas no sean introducidas por el conmutador y los conductores de interconexión. Una forma para resolver el problema de la conmutación es utilizar el amplificador de banda ancha, que no requiere conmutación o sintonía. El amplificador de banda ancha proporciona la amplificación necesaria y el acoplamiento de la impedancia. Sin embargo, los amplificadores de banda ancha no proporcionan el filtrado necesario para deshacerse de las armónicas. Para resolver este problema se puede generar la

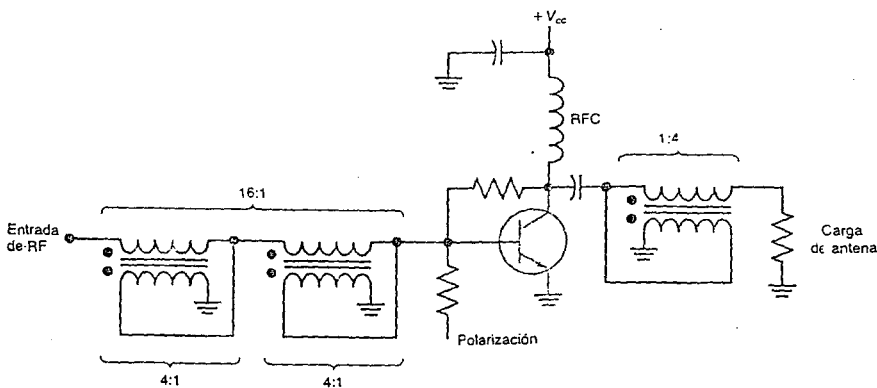


FIGURA 7-46 Amplificador de potencia clase A lineal de banda ancha.

frecuencia deseada en un bajo nivel de potencia, permitiendo que circuitos sintonizados filtren y eliminen las armónicas, y proporcionar la amplificación final de potencia con el circuito de banda ancha. El amplificador de potencia de banda ancha opera como amplificador lineal clase A o clase B en circuito push-pull, por lo que el contenido de armónicas inherente de la salida es muy bajo.

La figura 7-46 muestra un amplificador lineal de banda ancha. Observe que hay dos transformadores balun de 4:1 en cascada en la entrada; así, la baja impedancia de entrada de la base se hace ver como una impedancia 16 veces mayor de lo que es. La salida usa un balun de 1:4 que sube la impedancia de salida del amplificador final, que es muy baja, a una impedancia cuatro veces mayor para igualar la impedancia de carga de antena. En algunos transmisores, los amplificadores de banda ancha son seguidos por filtros pasobajas, que se usan para eliminar armónicas no deseadas en la salida.

7-5 PROCESAMIENTO DE VOZ

El *procesamiento de voz* se refiere a las formas en que la señal de voz que se utiliza en comunicaciones, se modifica antes de aplicarse al modulador. La señal de voz del micrófono por lo general se amplifica y aplica en circuitos que deliberadamente limitan su amplitud y respuesta de frecuencia. El propósito de los circuitos de procesamiento de voz es asegurar que no se produzca sobremodulación y restringir el ancho de banda de la señal. En modulación de amplitud, una señal de voz alta en exceso produce sobremodulación y distorsión severa de la señal. Si la amplitud se limita en forma deliberada no ocurrirá sobremodulación.

En un transmisor de AM, la distorsión que causa la sobremodulación propicia que se generen armónicas de las frecuencias primarias de la voz. Estas armónicas también modulan a la portadora y producen bandas laterales que se extienden mucho más allá del ancho de banda asignado a la señal de AM y pueden interferir con señales en canales adyacentes. En general, esta interferencia se llama *salpicadura*. La distorsión que causa la sobremodulación también provoca que la señal sea menos inteligible.

La mayoría de los transmisores se diseñan para operar en un intervalo específico de frecuencias. Esto significa que las bandas laterales no pueden extenderse más allá de ciertos límites asignados. En los transmisores de AM, la frecuencia de modulación más alta determina el ancho de banda total de la señal de AM. Por ejemplo, en radiodifusión de AM, el ancho del canal está limitado a 10 kHz. Por ello, el límite superior de la frecuencia de audio debe limitarse a la mitad; es decir, 5 kHz. Los circuitos para procesamiento de voz están diseñados para limitar la amplitud máxima y limitar la frecuencia permitida.

El procesamiento de voz en los transmisores de AM y de BLU también se utiliza para mantener la potencia promedio transmitida en un nivel alto. Recuerde que si se modula un transmisor de AM, la potencia del modulador que aparece en las bandas laterales aumenta con el porcentaje de modulación. Mientras más potencia se transmite en las bandas laterales mayor será la distancia de transmisión y más confiables las comunicaciones; esto es, la intensidad de la señal de RF se determina por la intensidad de la señal moduladora. Lo mismo es cierto para las señales de BLU, la intensidad de la señal moduladora determina la intensidad de la banda lateral transmitida.

Las señales de voz varían dentro de un amplio intervalo, con los picos de intensidad más altos y de más potencial de ininteligibilidad, que viene de los sonidos vocálicos. Las consonantes, como B, K, L, S, T y V, proporcionan los mejores detalles para una buena inteligibilidad. Sin embargo, los sonidos de consonantes por lo común se pronuncian a mucha menor amplitud que los sonidos vocálicos. Si se desenfatan los sonidos vocales y a la vez se enfatizan los sonidos consonantes, a través de una amplificación incrementada, mejora tanto la inteligibilidad como la intensidad promedio y la potencia de la señal de voz. Se han desarrollado cir-

cuitos especiales de procesamiento de voz para disponer de amplificación incrementada de contenido de bajo nivel de audio mientras que al mismo tiempo se limitan los picos. Este proceso en general se denomina *compresión dinámica*.

En FM también es necesario limitar en forma deliberada el ancho de banda y la amplitud de la señal moduladora. Recuerde que la desviación de frecuencia de una portadora de FM, es directamente proporcional a la amplitud de la señal moduladora. La mayoría de los transmisores de FM están autorizados para operar hasta con un cierto límite máximo de desviación. En transmisores de comunicaciones móviles, esta desviación de frecuencia es ± 5 kHz. Para asegurarse que la desviación límite no se exceda, debe prevenirse que la amplitud de la señal de modulación no cause sobremodulación. Esto es comparable con la sobremodulación en los transmisores de AM. El contenido en frecuencia de la señal moduladora también se debe limitar. Recuerde que una señal de FM produce múltiples bandas laterales por arriba y por abajo de la portadora, las cuales están espaciadas de la portadora por la frecuencia de la señal moduladora a mayor frecuencia de la señal moduladora; mayor será el espaciamiento entre las bandas laterales y mayor el espacio del espectro que ocupa la señal de FM. Como en la mayoría de las aplicaciones, el ancho de banda permitido para una señal de FM está especificado. Por ello, la frecuencia límite superior de la señal moduladora por lo general se limita para prevenir que el ancho de banda sea demasiado amplio.

RECORTADO Y FILTRADO

El circuito básico de procesamiento de voz que se muestra en la figura 7-47, es un amplificador que opera junto con un circuito recortador que limita los cambios de amplitud de la señal moduladora y un filtro que corta las frecuencias moduladoras arriba de cierto punto. La señal de bajo nivel del micrófono se amplifica en dos etapas de amplificación de audio para levantar la señal a una amplitud suficiente para hacerla compatible con el modulador. La salida del amplificador se aplica a un recortador de diodos. Los diodos D_1 y D_2 son de silicio de bajo nivel que conducen cuando a través de ellos se aplican alrededor de $+0.7$ V. Observe que los diodos están conectados en un arreglo paralelo inverso; esto es, un diodo está conectado para conducir con señales de ca que van a positivo y el otro está conectado para conducir con señales de ca que van a negativo.

Mientras la amplitud pico a pico de la señal de voz esté abajo de alrededor de 1.4 V no ocurrirá recorte. Si los picos de voz causan que la señal sea mayor, D_1 o D_2 conduce, recortando los picos y manteniendo la amplitud en ± 0.7 V. Por consiguiente, no importa qué salida tenga el amplificador, la señal a través de los diodos nunca será más grande que 1.4 V pico a pico. Esta limitación deliberada de la amplitud significa que el transmisor de AM no será sobremodulado y que un transmisor de FM no estará sobredesviado.

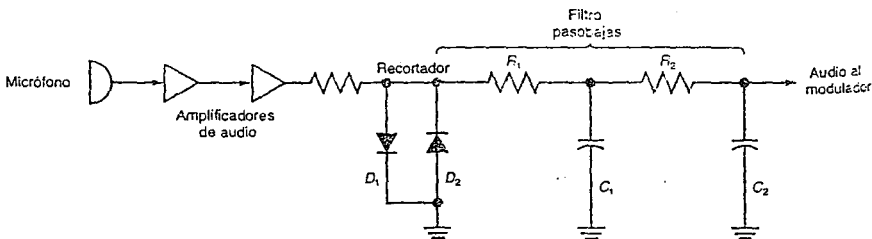


FIGURA 7-47 Circuito básico de procesamiento de voz incorporando recorte y filtrado.

Sin embargo, el recorte causa distorsión de la señal. El aplanamiento deliberado de los picos de la señal introduce armónicas. Una forma para librarse de éstas es pasar la señal recortada a través de un filtro pasabajas, como muestra la figura 7-47, donde el filtro está constituido por los resistores R_1 y R_2 y los capacitores C_1 y C_2 . Este filtro elimina las armónicas y a la vez compensa la distorsión que causa el recorte. El otro propósito de este tipo de filtro pasabajas es restringir el ancho de banda de la señal moduladora. Por lo común, la frecuencia de corte del filtro se elige entre 2.5 a 3 kHz, que es el límite superior para la mayoría de los sistemas de comunicaciones en los dos sentidos.

COMPRESIÓN DE VOZ

Los circuitos de compresión de voz casi siempre están incorporados en los transmisores de FM y también en muchos transmisores de AM. Sin embargo, en los transmisores de AM y de BLU se prefiere la compresión de voz sobre el recorte de la señal. Dicha compresión permite que el promedio de la señal moduladora sea mayor y, por lo tanto, aumenta el promedio de la potencia de salida. La figura 7-48 muestra un circuito típico de esta compresión. Consiste en dos pasos de amplificación cuya ganancia se controla en forma automática por la amplitud de la señal de audio. Parte de esta señal de audio se deriva y aplica a un diodo rectificador D_1 . La señal de audio se rectifica y filtra por C_2 para producir una salida de cd que amplifica un amplificador de cd. La salida promedio de cd es proporcional a la amplitud de la señal moduladora. Este voltaje de cd se realimenta a una etapa previa de amplificación para controlar su ganancia. La ganancia de una etapa de amplificación por transistor puede controlarse si se ajusta la corriente del colector. Esto se logra al modificar la corriente de polarización de la base. A mayor corriente de colector, mayor será la ganancia. Si la amplitud de la señal moduladora es alta, la salida de cd del rectificador será alta y ésta, a su vez, reducirá la ganancia del amplificador; por lo tanto, limitará los picos y prevendrá la sobremodulación y el salpicado.

Si la amplitud de la señal moduladora es muy baja, el rectificador producirá una salida promedio muy baja de cd. Esto produce que la ganancia del amplificador sea muy alta y proporcione amplificación extra para señales de bajo nivel. Se dice que este circuito de compresión tiene un *control automático de ganancia* (AGC, *automatic gain control*) sólo porque la ganancia del circuito se ajusta en forma automática a un nivel apropiado en la amplitud de la señal de entrada. Las señales de una amplitud alta son deliberadamente limitadas y las señales de amplitud baja son objeto de una amplificación extra.

El recorte y compresión pueden realizarse en las etapas de RF del transmisor más bien que en las etapas de modulación de la señal. Una técnica común con compresión en RF para este propósito que, en general se usa en los transmisores de BLU, se conoce como *control automático de nivel* (ALC, *automatic level control*). La técnica para compresión en RF es similar a la

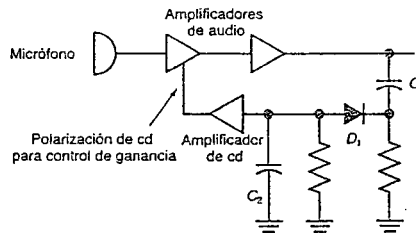


FIGURA 7-48 Circuito sencillo de compresión de voz.

¿SABÍA QUE?

La compresión de voz permite que el promedio de la señal moduladora sea mayor y, por lo tanto, incrementa la potencia de salida promedio.

que se emplea en compresión de audio. Se utiliza un circuito rectificador para extraer una muestra de la señal de RF en la etapa del amplificador final de potencia. La señal de RF se rectifica y se convierte en un voltaje de cd que se realimenta para controlar la ganancia de una etapa anterior usada para amplificar la señal de BLU. De nuevo, si el nivel de salida excede cierto límite, el voltaje de realimentación de cd reduce la ganancia de la etapa y, por lo tanto, controla en forma automática la amplitud. Las señales de bajo nivel reciben plena amplificación.

7-6 CIRCUITO TÍPICO DE UN TRANSMISOR

Muchos de los recientes diseños de equipos transmisores son combinación de CI y circuitos con componentes discretos. El transmisor que describe la figura 7-49 incorpora las técnicas más avanzadas. Este transmisor de FM de baja potencia, diseñado para trabajar en la banda de 30 MHz, tiene una potencia de entrada de unos 3 W y una desviación de frecuencia de 5 kHz para operación en banda angosta. El circuito está construido con un CI de Motorola MC2833 de un solo chip para el transmisor de FM, un circuito formador digital y un par de MOSFET de potencia, conectados en paralelo como amplificador clase E. Un CI regulador proporciona un voltaje constante de cd de un paquete de batería.

El corazón del circuito es el chip del transmisor. La figura 7-50 muestra con todo detalle este chip. Está encerrado en un encapsulado estándar de dos en línea de 16 terminales, y tiene un amplificador de micrófono con diodos para recortar; un oscilador de RF, se controla a cristal con un cristal externo, y un amplificador impulsor. La modulación de frecuencia se produce con un circuito de reactancia variable conectado al oscilador. En el chip también hay dos transistores libres que pueden conectarse con componentes externos como amplificadores separadores o como multiplicadores y amplificadores de bajo nivel de potencia. Este chip es útil hasta unos 60 a 70 MHz y a niveles mayores si se utilizan multiplicadores externos. El chip se emplea mucho en teléfonos inalámbricos que operan en la banda de 46 a 49 MHz con FM.

Como muestra la figura 7-49, la señal empieza con un micrófono cuya señal se envía al amplificador de audio en el CI terminal 5 por medio de C_{39} . La ganancia del amplificador se fija con el resistor R_{11} en las terminales 4 y 5. La salida del amplificador se conecta al modulador de reactancia, vía C_{38} , en la terminal 3. Este circuito se conecta con el oscilador cuya frecuencia la fija el cristal externo entre las terminales 1 y 16. Considere un cristal de 10 MHz. El modulador de reactancia hala la frecuencia del cristal mediante una pequeña cantidad, durante la modulación, para producir una variación de la frecuencia.

La salida del oscilador se aísla y se amplifica, y aparece en la terminal 14 del CI. El amplificador de aislamiento tiene un circuito resonante (L_1 y C_8) en su salida sintonizada a la tercera armónica del cristal o 30 MHz. Además de multiplicar la frecuencia de la portadora, el multiplicador también multiplica la desviación por un factor de 3 para obtener la desviación deseada de 5 kHz. La señal de FM

¿SABÍA QUE?

Los teléfonos inalámbricos operan en la banda de 46-49 MHz con FM.

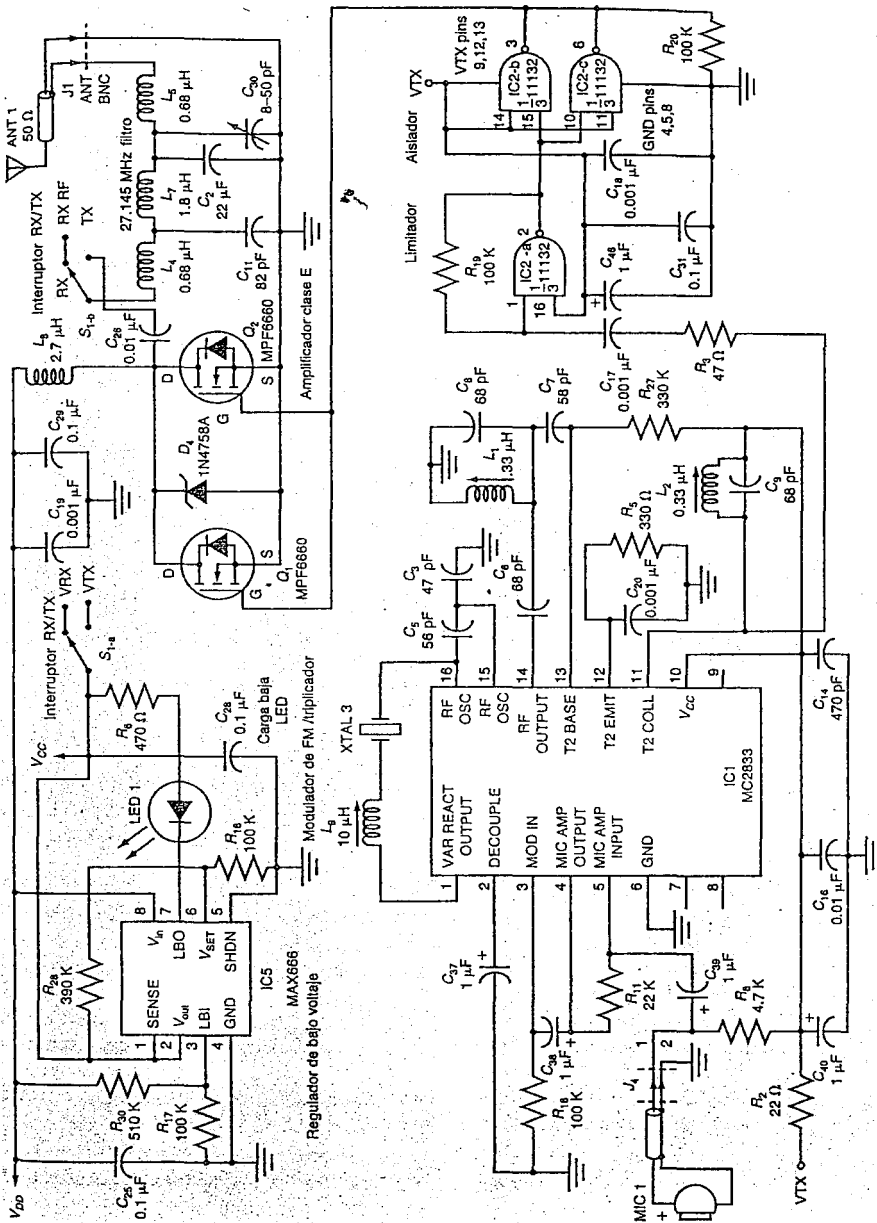


FIGURA 7-49 Diagrama esquemático que muestra el modulador y triplificador, el amplificador clase E, el limitador, el amplificador de aislamiento y las secciones del regulador de bajo voltaje del transmisor E-Comm. El dispositivo clave es el IC1, el chip del transmisor de FM. (Cortesía de *Electronic Now*, octubre de 1992.)



El presidente Franklin Delano Roosevelt (FDR) se dirige al país en sus famosas "charlas de chimenea". Estas pláticas por radio desde el salón de recepción para los diplomáticos ayudaron a hacer más llevaderas las dificultades durante la depresión y la Segunda Guerra Mundial.

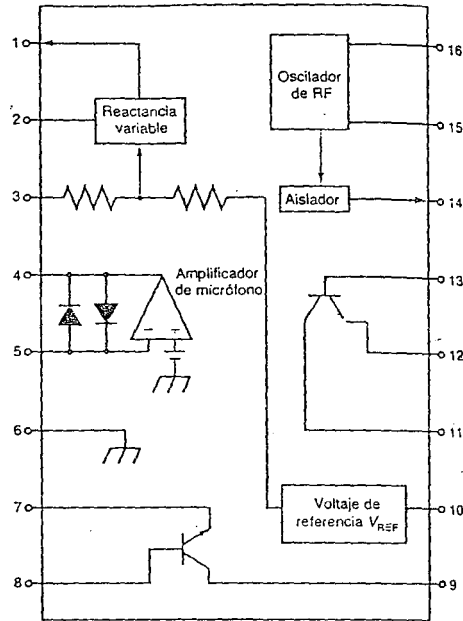


FIGURA 7-50 Chip del transmisor FM VHF Motorola MC 2833 IC.

resultante se aplica al amplificador lineal constituido por uno de los transistores en el CI (terminales 11, 12 y 13). Su salida es sintonizada por L_2 y C_9 . Después, la señal de FM de onda senoidal se aplica a una compuerta de alta velocidad del disparador de Schmitt a base de compuertas NAND CMOS. El CI_{2a} conforma la onda senoidal en una onda cuadrada. Por medio de dos compuertas adicionales de CMOS, CI_{2b} y CI_{2c} conectados en paralelo, se proporciona una onda cuadrada de alta potencia como señal de excitación al amplificador final.

El amplificador final de potencia utiliza dos MOSFET de RF MPF6660 de modo mejorado en paralelo como amplificador clase E por conmutación. El diodo Zener D_4 proporciona protección de sobrecargas causadas por desacoplamiento de impedancia de antena. La red π de salida compuesta por L_4 , L_7 , L_5 , C_{11} , C_2 y C_{30} acopla la señal a la antena, lo que proporciona acoplamiento de impedancia y filtrado pasobajas para eliminar las armónicas asociadas con la salida de onda cuadrada. La potencia de entrada es de unos 3 W y el circuito tiene una eficiencia aproximada de 90%, por lo que la potencia de salida es de casi $0.9 \times 3 = 2.7$ W. La antena es una "rubber ducky" vertical.

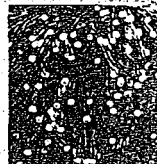
Por último, la unidad se alimenta mediante un paquete de batería que suministra 9.6 V al CI_3 un regulador de voltaje MAX665. El regulador proporciona voltaje constante de 8 V a los circuitos del transmisor, independientemente de la caída gradual del voltaje de la batería durante la operación. El CI también contiene un componente que detecta la carga baja de la batería y enciende el LED.

Este transmisor es parte de una unidad portátil con su correspondiente receptor. Los circuitos de los receptores se tratan en el capítulo 8.

El punto es la ge siempre Para los bandas transmisi de frecu Los radores malla de establec una sint interval: tetizado nicas de Los potencia lineales mutació se de u do en q clase A de mane están pe triente c amplific medio

Acop im Amp Amp Amp Amp Amp

RESUMEN



El punto de partida de todos los transmisores es la generación de la portadora, la cual casi siempre se obtiene con osciladores a cristal. Para lograr las frecuencias necesarias en las bandas VHF, UHF y aun en microondas, los transmisores utilizan circuitos multiplicadores de frecuencia.

Los sintetizadores de frecuencia son generadores de frecuencia variable que utilizan la malla de fase encadenada para proporcionar la estabilidad de un cristal y la conveniencia de una sintonía incremental dentro de un amplio intervalo de frecuencias. La salida de un sintetizador de frecuencias varía si se utilizan técnicas de conmutación.

Los tres tipos básicos de amplificadores de potencia que se usan en los transmisores son lineales (clase A, AB o B), clase C, y por conmutación (clase D, clase E y clase S). La clase de un amplificador se determina por el modo en que está polarizado. Los amplificadores clase A están polarizados para que conduzcan de manera continua; los amplificadores clase B están polarizados en corte, así que no hay corriente de colector cuando no existe señal y los amplificadores clase C conducen por menos del medio ciclo de la señal senoidal de entrada.

Los amplificadores lineales y los clase C enfrentan el problema de la autooscilación, que es el resultado de una realimentación positiva que ocurre debido a la capacitancia entre los elementos del dispositivo. El proceso de compensar por este efecto se llama neutralización.

Los circuitos que se emplean para conectar la etapa de un transmisor a otro, llamados redes de acoplamiento de impedancias, permiten una transferencia óptima de la potencia y tienen funciones de filtros y de selectividad. Los tipos básicos de redes de acoplamiento de impedancias LC son: red L, red T y red π .

Los circuitos de procesamiento de voz se usan para prevenir la sobremodulación, restringir el ancho de banda de la señal y maximizar el promedio de la potencia transmitida. El circuito básico es un amplificador que opera junto con un circuito recortador que limita las variaciones de amplitud de la señal moduladora y un filtro que corta las frecuencias moduladoras después de cierto punto. El recorte causa distorsión de la señal, pero ésta se puede eliminar si se pasa la señal recortada por un filtro pasobajas.

R
E
S
U
M
E
N

REPASO

TÉRMINOS CLAVE

Acoplamiento de impedancias
Amplificador clase A
Amplificador clase AB
Amplificador clase B
Amplificador clase C
Amplificador clase E

Amplificador clase S
Amplificador de potencia final
Amplificador lineal
Amplificador por conmutación
Amplificador push-pull

Armónica
Autooscilación
Autotransformador
Balun
Cátodo
Circuito de salida sintonizado



Compresión de voz
Control automático de ganancia
Control automático de nivel
Cristal
Cristal de sobretonos (armónicas)
Divisor de frecuencia
Efecto piezoeléctrico
Filtrado
Malla de fase encadenada
Método de autopolarización
MOSFET

Multiplicador de frecuencia
Neutralización
Operación QRP
Oscilador
Oscilador a cristal
Oscilador Colpitts
Oscilador de frecuencia variable
Oscilador Pierce
Pentodo
Placa
Preescalador
Procesamiento de voz
Recorte (de la señal)
Red L

Red π
Red T
Rejilla
Sintetizador de frecuencia
Tetrodo
Toroides
Transformador
Transistor de efecto de campo
Transmisor
Transmisor de banda lateral única (BLU)
Triodo
Tubo al vacío

25. ¿Cód
da a
26. Mer
27. ¿Cu
28. ¿Cu
ces
29. ¿Cu
mie
30. ¿Cu
AM
31. ¿Qu
de :
32. ¿Cé
33. ¿Qu
plit
34. Fal:
aud

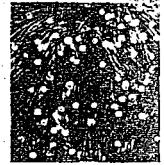
PREGUNTAS

R
E
P
A
S
O

1. ¿Qué circuitos son por lo común parte de todos los transmisores de radio?
2. ¿Qué tipo de transmisor no utiliza amplificadores clase C?
3. ¿Por cuántos grados de la onda senooidal de entrada conduce un amplificador clase B?
4. ¿Cuál es el nombre de la polarización de un amplificador clase C producida por una red RC?
5. ¿Por qué se utilizan los osciladores a cristal en vez de osciladores LC para fijar la frecuencia de un transmisor?
6. Mencione dos formas de seleccionar cristales mediante interruptores. ¿Cuál se prefiere en las frecuencias más altas?
7. ¿Cómo se cambia la frecuencia de salida de un sintetizador de frecuencia?
8. ¿Qué son los preescaladores y por qué se utilizan en los sintetizadores de VHF y UHF?
9. ¿Cuál es el propósito del filtro en la malla en una PLL?
10. ¿Cuál es la clase más eficiente de amplificador de potencia de RF?
11. ¿Cuál es aproximadamente la potencia máxima de un transistor de RF para amplificador de potencia?
12. ¿Qué son las oscilaciones parásitas y cómo se eliminan de un amplificador de potencia?
13. ¿Cuál es la razón principal para usar los amplificadores por conmutación?
14. ¿Cuál es la diferencia entre un amplificador clase D y uno clase E?
15. ¿Cuál es una desventaja importante en un amplificador de potencia por conmutación?
16. ¿Por qué todavía se usan tubos al vacío en los amplificadores de potencia de RF?
17. ¿Cuáles son las ventajas y las desventajas de un amplificador con rejilla aterrizada?
18. ¿Qué relación debe existir entre la impedancia del generador Z_g y la impedancia de la carga Z_L para que pueda ocurrir la máxima transferencia de potencia?
19. ¿Qué es un toroide y cómo se usa? ¿Qué componentes se hacen con él?
20. ¿Cuáles son las ventajas de un toroide con inductor de RF?
21. ¿Además del acoplamiento de impedancias, qué otras funciones importantes desempeñan las redes LC?
22. ¿Qué nombre se da a un transformador de un solo devanado?
23. ¿Cuál es el nombre dado a un transformador de RF con una relación de vueltas 1:1 conectado de forma que proporcione un acoplamiento de impedancias de 1:4 o de 4:1? Dé una aplicación común.
24. ¿Por qué se utilizan transformadores de RF no sintonizados en los amplificadores de potencia?

1. Un
cuc
2. Un
3. Un
arri
4. Un
de
5. Un
cia
pri
6. Un
cal
inc
7. Un
rel
es
de
8. Un
coi
9. Un
lec
10. Ca
do
11. Ca
co
un
12. Di
54

25. ¿Cómo se maneja el acoplamiento de impedancia en un amplificador lineal de RF de banda ancha?
26. Mencione las dos técnicas principales que se utilizan en el procesamiento de voz.
27. ¿Cuáles son los dos propósitos principales del procesamiento de voz?
28. ¿Cuál circuito se utiliza con frecuencia para restringir la amplitud de la señal en un procesador de voz?
29. ¿Cuáles son los dos propósitos principales de un filtro pasobajas en circuito de procesamiento de voz?
30. ¿Cuál es el término que se utiliza para referirse a la sobremodulación en un transmisor de AM que causa distorsión y operación fuera de banda?
31. ¿Qué característica de un amplificador de audio debe controlarse para obtener compresión de audio?
32. ¿Cómo mejora la compresión de audio en una señal de AM o de BLU?
33. ¿Qué nombre tiene el proceso de ajustar la amplificación de una señal basado en su amplitud?
34. Falso o verdadero. El procesamiento de voz puede hacerse en la señal de RF o la señal de audio.



PROBLEMAS

R
E
P
A
S
O

1. Un transmisor de FM tiene un oscilador a cristal de 8.6 MHz y multiplicadores de frecuencia de 2, 3 y 4. ¿Cuál es la frecuencia de salida?
2. Un cristal tiene una tolerancia de 0.003%. ¿Cuál es la tolerancia en ppm?
3. Un cristal de 25 MHz tiene una tolerancia de ± 200 ppm. Si la frecuencia se desvía hacia arriba hasta la máxima tolerancia, ¿cuál será la frecuencia del cristal?
4. Un sintetizador de frecuencia tiene una frecuencia de referencia de 25 MHz. Si el divisor de frecuencia se fija en un factor de 345, ¿cuál es la frecuencia de salida?
5. Un sintetizador de frecuencia tiene una frecuencia de salida de 162.7 MHz. Si la referencia es un oscilador a cristal de 1 MHz seguido de un divisor de 10, ¿cuál es la relación principal de división de frecuencia?
6. Un sintetizador de frecuencia tiene una frecuencia de salida de 470 MHz. Se usa un preescalador de división por 10. La frecuencia de referencia es 10 kHz. ¿Cuál es el escalón de incremento de frecuencia?
7. Un sintetizador de frecuencia tiene un preescalador de módulo variable de $M = 10/11$ y relaciones de división de los contadores A y N de 40 y 260. La frecuencia de referencia es 50 kHz. ¿Cuáles son la frecuencia VCO de salida y el escalón mínimo de incremento de la frecuencia?
8. Un amplificador final de tubo al vacío clase C tiene un voltaje de placa de 2 750 V y una corriente de placa de 660 miliamperos. ¿Cuál es la potencia de entrada?
9. Un amplificador clase C tiene un voltaje de alimentación de 36 V y una corriente de colector de 2.5 A. Su eficiencia es de 80%. ¿Cuál es la potencia de salida de RF?
10. Calcule los valores de L y C de una red L que sirve para acoplar un transistor amplificador de potencia de 9Ω a una antena de 75Ω a 122 MHz.
11. Calcule qué componentes de una red L acoplará una resistencia interna de 4Ω en serie con una inductancia interna de 9 nH , a una impedancia de carga de 72Ω en paralelo con una capacitancia distribuida de 24 pF en una frecuencia de 46 MHz.
12. Diseñe una red T LCC que acople 5Ω de resistencia interna a una carga de 52Ω a 54 MHz. Asuma un Q de 12.



13. Un transformador tiene 6 vueltas en el primario y 18 vueltas en el secundario. Si el generador (fuente) tiene una impedancia de 50Ω , ¿cuál deberá ser la impedancia de la carga?
14. Si un transformador tiene que acoplar un generador de 2500Ω a una carga de 50Ω , ¿cuál deberá ser la relación de vueltas?

PREGUNTAS PARA REFLEXIONAR

1. Mencione las cinco partes principales de un sintetizador de frecuencia. Dibuje un circuito, de memoria. ¿De cuál circuito se toma la salida?
2. Diseñe una red L como la de la figura 7-37 para acoplar un transistor amplificador de 55Ω con una inductancia interna de 7 nH a una antena con una impedancia de 50Ω y una capacitancia en paralelo de 20 pF . Considere una frecuencia de 112 MHz .
3. ¿Qué relación de vueltas debe tener el transformador (N_p/N_s) para acoplar la impedancia de un amplificador de 6Ω a la carga de antena de 72Ω ?

R
E
P
A
S
O



Sistemas Electrónicos de Comunicaciones.

