

98 2a)



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

SISTEMA DE COMUNICACION
INALAMBRICO DIGITAL



T E S I S

Que para obtener el Título de
Ingeniero Mecánico Electricista
p r e s e n t a

SR. OSCAR MOREIRA TAMAYO
SR. JORGE TEYSSIER GONZALES



Director de Tesis:

Ing. Edmundo Rosales Valderrabano

México, D. F.

Septiembre de 1990



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

CONTENIDO

| | |
|---|----|
| INTRODUCCION | 8 |
| CAPITULO 1. CONCEPTOS BASICOS Y CLASIFICACION DE SEÑALES. | 10 |
| 1.1 DIAGRAMA A BLOQUES DE UN SISTEMA DE COMUNICACION | 10 |
| 1.1.1 Transductor de entrada. | 10 |
| 1.1.2 Transmisor. | 11 |
| 1.1.3 Canal. | 11 |
| 1.1.4 Receptor. | 12 |
| 1.1.5 Transductor de salida. | 12 |
| 1.2 CARACTERISTICAS DEL CANAL | 12 |
| 1.2.1 Fuentes de ruido. | 12 |
| 1.2.2 El Espectro Electromagnético. | 15 |
| 1.3 CLASIFICACION DE LAS SEÑALES. | 16 |
| 1.3.1 Señales periódicas, señales no periódicas. | 16 |
| 1.3.2 Señales determinísticas, señales aleatorias | 16 |
| 1.3.3 Señales de energía, señales de potencia. | 17 |
| 1.3.4 Señales analógicas, señales digitales | 18 |
| 1.4 TEORIA DE COMUNICACIONES. | 18 |
| 1.5 MODULACION DE AMPLITUD (AM). | 19 |
| 1.5.1 Espectro de frecuencias de la onda de AM. | 19 |
| 1.6 MODULACION DE FRECUENCIA (FM). | 21 |
| 1.6.1 Descripción del sistema. | 21 |
| 1.6.2 Representación matemática de la FM. | 22 |
| 1.6.3 Espectro de frecuencia para una onda de FM. | 24 |
| 1.6.4 Análisis de un caso real. | 27 |
| 1.7 CAPACIDAD MAXIMA DE UN CANAL. | 28 |

| | |
|---|----|
| CAPITULO 2. CIRCUITOS RESONANTES. | 31 |
| 2.1 CIRCUITOS RLC. | 31 |
| 2.2 TRANSFORMADORES DE RF. | 36 |
| 2.3 RED DE ACOPLAMIENTO π . | 41 |
| CAPTULO 3. CIRCUITO MODULADOR DE FM. | 44 |
| 3.1 OSCILADORES | 44 |
| 3.1.1 Análisis. | 45 |
| 3.1.2 Técnicas de diseño de osciladores. | 47 |
| 3.1.3 Cálculo de un circuito oscilador. | 48 |
| 3.1.3 Osciladores controlados por cristal. | 55 |
| 3.1.5 Propiedades de circuito de los cristales de cuarzo. | 56 |
| 3.2 METODOS PARA GENERAR SENALES DE FM. | 60 |
| 3.2.1 Modulación por Diodo Varactor. | 61 |
| 3.2.2 Modulador de Reactancia estabilizado. | 63 |
| 3.3 EFECTOS DEL RUIDO EN LA PORTADORA. | 65 |
| 3.3.1 Pre-énfasis y de-énfasis. | 67 |
| CAPITULO 4. CIRCUITO DE RECEPCION DE FM. | 68 |
| 4.1 CONCEPTOS. | 68 |
| 4.2 PARTES DEL RECEPTOR. | 68 |
| 4.2.1 Amplificador de RF. | 69 |
| 4.2.2 Mezcladores y oscilador local. | 70 |
| 4.2.3 Frecuencias intermedias y amplificadores de FI. | 74 |
| 4.2.4 Frecuencias Imagen. | 75 |
| 4.2.5 Limitador. | 78 |

| | | |
|---|--|----|
| 4.2.6 | Control Automático de Ganancia (CAG). | 78 |
| 4.2.7 | Demoduladores básicos. | 79 |
| 4.2.8 | Diferenciación en el dominio de la frecuencia. El demodulador de pendiente. | 80 |
| CAPITULO 5. RADIACION DE LA SEÑAL: ANTENAS. | | 82 |
| 5.1 | ONDAS ELECTROMAGNETICAS DE RADIO. | 82 |
| 5.1.1 | Velocidad de las ondas de radio. | 83 |
| 5.1.2 | Longitud de onda de las ondas de radio. | 83 |
| 5.2 | PRINCIPIOS DE RADIACION. | 83 |
| 5.2.1 | La onda de radio en el espacio. | 85 |
| 5.2.2 | La radiación y los campos de inducción. | 85 |
| 5.2.3 | Interferencia de ondas de radio. | 86 |
| 5.3 | CARACTERISTICAS DE LA ANTENA | 86 |
| 5.3.1 | Inductancia L_r y capacitancia C_r distribuidas. | 86 |
| 5.3.2 | Antenas resonantes. | 89 |
| 5.3.3 | Polarización. | 89 |
| 5.3.4 | Microvolts por metro. | 90 |
| 5.4 | COMO PROPORCIONA LA ANTENA SEÑALES AL RECEPTOR. | 90 |
| 5.5 | ANTENA DIPOLO DE MEDIA ONDA. | 91 |
| 5.5.1 | Distribución de corriente y voltaje. | 91 |
| 5.5.2 | Ondas estacionarias. | 92 |
| 5.5.3 | Razón de onda estacionaria. | 93 |
| 5.5.4 | Resistencia de radiación. | 93 |
| 5.5.5 | Antena dipolo doblada. | 93 |
| CAPITULO 6. CONCLUSIONES. | | 94 |
| 6.1 | EQUIPO DE MEDICION. | 94 |
| 6.2 | COMPONENTES. | 97 |

| | |
|---|------------|
| 6.3 COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA. | 101 |
| APENDICE | 103 |
| BIBLIOGRAFIA | 107 |

INTRODUCCION.

Los requerimientos de transmisión de datos en la "Era de la información", son cada vez más variados y diversos. Se ha comprobado plenamente la importancia y la necesidad de contar con recursos que permitan el fácil y rápido manejo de la información en cualquier tipo de actividad.

Dada la diversidad de requerimientos y aplicaciones que se presentan en materia de transmisión de información, ha sido necesario contar con dos elementos que permitan satisfacer los requisitos fundamentales en esta gigantesca demanda, de tal forma que resulte una solución rápida, accesible y costeable. Estos elementos son: Las comunicaciones y las computadoras.

A partir de esta investigación se inicia un campo para el cual se ha venido desarrollando tecnologías a pasos acelerados, teniendo siempre como objetivo la búsqueda de la mejor solución para cada requerimiento o grupos de aplicaciones. En la actualidad existe una gran variedad de tecnologías avanzadas aplicables a la comunicación entre equipos de cómputo, cada una desarrollada para aplicaciones específicas.

El diseño y desarrollo de una red de computadoras no constituye un proyecto de gran trascendencia, si no se realiza pensando en el servicio y aplicación que se le dé. En un artículo publicado en la primera plana del periódico Excelsior el día 31 de enero de 1990, se cita lo siguiente:

" Nueva York, 30 de enero.- International Business Machines Corp. (IBM) y Motorola Inc. anunciaron una empresa conjunta en redes de computación que permitirá a los clientes comunicarse via ondas de radio, indicaron ejecutivos de la industria.

De acuerdo con The Wall Street Journal, la empresa tiene el propósito de dirigirse al mercado potencialmente enorme de gente que se beneficiaría del uso de las computadoras en el campo, como la que repara equipo en las oficinas y los ajustadores de reclamos de seguros.

Aquellos que compran el servicio usarán las computadoras manuales fabricadas por Motorola para comunicarse via una red privada de torres de radio que IBM ha construido en todo Estados Unidos durante los últimos años. La red, construida de manera que IBM pueda comunicarse con su personal de servicio formado por más de 20 mil personas en el área, cubre más de 90% del país.

Los analistas indican que el mercado para las transmisiones de computadora inalámbrica se encuentra en las docenas de millones de dólares, pero podría alcanzar miles de millones durante la próxima década. "

Este artículo nos da una idea de lo que se puede lograr en este campo y la magnitud del proyecto. Con el fin de tener una tecnología nacional que permita el desarrollo en estas áreas, hemos hecho esta investigación sobre un sistema capaz de realizar la comunicación entre dos sistemas digitales, que podrían ser una computadora personal (PC) con cualquier periférico u otra PC de una manera inalámbrica, es decir, mediante el uso de un dispositivo electrónico transmisor-receptor en radio frecuencia. Esta tesis podría ser un análisis útil en el desarrollo de equipos de comunicación inalámbrica para sistemas digitales, hasta llegar a redes y sistemas tan complejos como los que se citan en el artículo anterior.

Algunos de los beneficios que se obtendrían al darle aplicación al análisis que se expone en la presente tesis son los siguientes:

- Lograr dar servicio de comunicación a equipos móviles en los cuales no resulta funcional el uso de sistemas con conductores.
- Evitar el uso de otros modems en la comunicación no cercana de equipos, evitando posibles interferencias a causa del ambiente electromagnético donde se trabaja.
- El contar con un equipo de tecnología nacional que cumpla con las necesidades propias, a bajo costo.

CAPITULO 1. CONCEPTOS BASICOS Y CLASIFICACION DE SEÑALES.

El propósito fundamental de la presente tesis es el analizar la comunicación de dos sistemas, razón por la cual debemos definir los conceptos relacionados con los sistemas de comunicaciones y el procesamiento de las señales que deseamos transmitir, o bien, recibir.

1.1 DIAGRAMA A BLOQUES DE UN SISTEMA DE COMUNICACION

En la figura 1-1 se muestra un modelo de sistema de comunicación, que es el que se usa generalmente. Sin tomar en cuenta las aplicaciones y configuraciones particulares, todos los sistemas de información contienen de manera invariable, tres partes principales: el transmisor, el canal y el receptor.

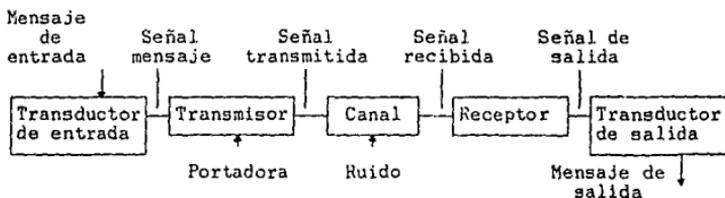


Figura 1-1. Diagrama en bloques de un sistema de comunicación.

A continuación se describirá con mayor detalle, cada uno de los elementos funcionales que se muestran en la figura 1-1.

1.1.1 Transductor de entrada.

La amplia variedad de posibles fuentes de información da por resultado diferentes formas de mensajes. Sin embargo, sin importar su forma exacta, los mensajes se pueden clasificar como analógicos o digitales. Para los primeros, pueden servir de modelo las funciones de una variable continua en el tiempo, (por ejemplo, presión, temperatura, voz, música), mientras que un sistema digital se compone de símbolos discretos (por ejemplo, un texto escrito o los bits en una computadora). Casi invariablemente, el mensaje que se produce en la fuente debe convertirse, por medio de un transductor, a una forma apropiada al tipo particular de sistema de comunicación que se emplee. Por ejemplo, en las comunicaciones eléctricas, las ondas de voz se convierten, por medio de un micrófono en variaciones de voltaje. Este mensaje se reconocerá como la señal mensaje. Por lo tanto, en esta tesis, una señal se podrá interpretar como la variación de una cantidad con el tiempo, esta cantidad puede ser un voltaje o una corriente.

1.1.2 Transmisor.

El propósito del transmisor es acoplar el mensaje al canal. Aunque no deja de ser frecuente encontrar el transductor de entrada directamente acoplado al medio de transmisión, como sucede, por ejemplo, en algunos sistemas de intercomunicación; sin embargo, es generalmente necesario modular una portadora con la señal del transductor de entrada. La modulación es la variación sistemática de alguna característica de una onda de alta frecuencia llamada portadora, como la amplitud, la fase o la frecuencia, de acuerdo con una función de la señal mensaje. Existen varias razones para utilizar y modular la onda portadora. Entre las más importantes están:

- (1) Para la facilidad de radiación.
- (2) Para la reducción del ruido y la interferencia causados por señales externas.
- (3) Para la asignación de canales.
- (4) Para la transmisión múltiple, o sea, la transmisión de varios mensajes por un solo canal.
- (5) Para superar las limitaciones del equipo. Algunas de estas razones se explican por sí mismas; otras, como la segunda, se analizarán más adelante.

Entre las funciones que realiza el transmisor, además de la modulación, están la filtración, la amplificación y el acoplamiento de la señal ya modulada con el canal, lo que puede hacerse mediante una antena u otro dispositivo apropiado.

1.1.3 Canal.

El canal puede tener diferentes formas, siendo, quizá, la más conocida, el canal que existe entre la antena transmisora de la radioemisora comercial y la antena receptora del equipo de radio. En este canal, la señal transmitida se propaga a través de la atmósfera, o el espacio libre, hasta llegar a la antena receptora. Sin embargo, no es infrecuente encontrar al transmisor conectado de una manera fija al receptor, como sucede en la mayoría de los sistemas telefónicos locales. Este canal es muy diferente al del ejemplo, ya citado del radio, pero todos tienen algo en común. La señal sufre degradación entre el transmisor y receptor. Aunque esta degradación puede presentarse en cualquier punto del diagrama a bloques se acostumbra asociarla solamente con el canal. Con frecuencia, esta degradación es el resultado del ruido, de otras señales indeseables o de interferencias, pero puede también incluir otros efectos de distorsión, como el desvanecimiento del nivel de la señal, las rutas múltiples de transmisión y la filtración.

1.1.4 Receptor.

La función del receptor es extraer la señal deseada del conjunto de señales recibidas a la salida del canal y convertirlas a una forma apropiada para el transductor de salida. Aunque la amplificación puede ser una de las primeras operaciones realizadas por el receptor, especialmente en las comunicaciones radiales, donde la señal puede ser extremadamente débil, la función principal del receptor es demodular la señal recibida, proceso inverso al de la modulación. Se desea a menudo que la salida del receptor represente una versión a escala, posiblemente retardada, de la señal a la entrada del modulador, aunque en algunos casos, se desee tener una función más generalizada del mensaje que entró. Sin embargo, debido a la presencia del ruido y la distorsión esta operación dista bastante de ser ideal. Conforme se avanza se describirán algunas maneras de acercarse al caso ideal de la perfecta recuperación.

1.1.5 Transductor de salida.

El transductor de salida completa el sistema. Este dispositivo convierte la señal eléctrica, de la entrada a la forma que desee el usuario del sistema. La bocina es, quizá, el transductor de salida más conocido. Existen, sin embargo, otras muchas posibilidades como son las grabadoras de cinta, los teletipos, los osciladores, medidores y tubos de rayos catódicos, etc..

1.2 CARACTERISTICAS DEL CANAL

A continuación mencionaremos las características del canal referentes al ruido que se presenta en el sistema y al espectro electromagnético.

1.2.1 Fuentes de ruido.

El ruido presente en un sistema de comunicación se puede clasificar en dos categorías, dependiendo de su origen. El ruido generado por los componentes dentro del sistema de comunicación, como son las resistencias, transistores y demás dispositivos electrónicos, se conocen como ruido interno. La segunda categoría de ruido proviene de fuentes externas al sistema de comunicación, las que incluyen fuentes atmosféricas, fuentes producidas por el hombre y fuentes de origen extraterrestre.

El ruido atmosférico proviene, en primer término, de ondas espúreas de radio, generadas por las descargas eléctricas naturales, asociadas con las tormentas de rayos y truenos y que se conoce generalmente como estática. Por debajo de 100 MHz el campo de fuerza de dichas ondas es inversamente proporcional a la frecuencia. Se caracterizan en el dominio del tiempo como explosiones de gran amplitud y corta duración; estas ondas son uno de los principales ejemplos de lo que se conoce como ruido de pulsos. Debido a que depende inversamente de la frecuencia, el ruido atmosférico afecta adversamente las transmisiones AM de radio, que ocupan los límites de frecuencia entre 550 kHz y 1.6 MHz, mucho más que a la televisión y el radio que operan en las bandas de frecuencia arriba de 50 MHz.

Los ruidos producidos por el hombre incluyen las descargas de efecto corona de las líneas de alto voltaje, motores eléctricos, ruido de ignición de los motores de automóviles y aeroplanos y los ruidos de los conmutadores. Los ruidos de ignición y conmutación, como los atmosféricos, se caracterizan por su origen impulsivo; este es el tipo de ruido predominante en los canales alámbricos, como los telefónicos. Para aquellas aplicaciones, como la transmisión de la voz, el ruido impulsivo es solamente un factor irritante; sin embargo, constituye una seria fuente de error en las aplicaciones que comprenden la transmisión de datos digitales.

Además, hay otra fuente importante del ruido producido por el hombre; se trata de los transmisores de radiofrecuencia que operan cerca del que nos interesa. El ruido que se debe a la interferencia de otros transmisores se conoce como interferencia de radiofrecuencia (RFI) es especialmente molesta en aquellas situaciones donde una antena receptora se encuentra en un ambiente de transmisión muy saturado, como sucede con los equipos móviles de comunicación en una gran ciudad.

Las fuentes extraterrestres incluyen a nuestro sol y a otros cuerpos celestes de alta temperatura. El sol es una intensa fuente de energía radiante, debido a su alta temperatura (6000°C) y a su relativa cercanía a la Tierra; esta energía se extiende en un alto espectro de frecuencias, pero por fortuna está localizada. De un modo semejante las estrellas constituyen una fuente de energía radiante de banda ancha que, aunque mucho más distante y por lo tanto menos intensa que la de el sol es, en forma colectiva, una fuente importante de ruido, debido al gran número de estrellas. Las radio estrellas, como las quasares y los pulsares, son también intensas fuentes de energía radiante que, aunque los radios astrónomos las consideran fuentes de energía radiante, son otras fuentes de ruido desde el punto de vista del ingeniero de comunicaciones. El rango de frecuencias de los ruidos solares y cósmicos se extiende desde unos pocos Megahertz a unos pocos Gigahertz.

Otra fuente de interferencia en los sistemas de comunicación la constituyen las rutas múltiples de transmisión. Pueden ser el resultado de las reflexiones de los edificios, de la tierra, de los aeroplanos y barcos; puede ser también el resultado de la refracción y estratificación del medio de transmisión. Si el mecanismo dispersor resulta ser de numerosos componentes reflejados, la señal recibida, procedente de rutas múltiples, tiene característica de ruido y se llama difusa. Si la componente de la señal múltiple se forma solamente, de uno o dos potentes rayos reflejados, se le llama especular. Finalmente, puede haber degradación de la señal en un sistema de comunicaciones, debido a los cambios aleatorios en la atenuación dentro de el medio de transmisión. A estas perturbaciones de la señal se le llama desvanecimiento, aunque se debe notar que en las rutas múltiples especulares, puede resultar también un desvanecimiento debido a la interferencia constructiva y destructiva de las señales múltiples recibidas.

Ruido térmico. La limitación más básica sobre la sensibilidad de un receptor de RF es el ruido térmico. Este se relaciona con el hecho de que la temperatura de cualquier dispositivo eléctrico es una medida del movimiento casual de sus átomos y electrones, que resulta en la radiación de energía electromagnética que aparece en las terminales como un voltaje de ruido. Este voltaje está relacionado con la temperatura absoluta ($^{\circ}\text{K}$) del dispositivo. Este voltaje de ruido es una forma de ruido blanco, indicando que ocurre en todas las frecuencias. Por esta razón es deseable reducir el ancho de banda del sistema al mínimo requerido para comunicación. Esta relación de voltaje de ruido y ancho de banda es independiente de la frecuencia central del ancho de banda. Finalmente, el voltaje de ruido está relacionado con la componente resistiva de la impedancia del componente electrónico. Debido a que este voltaje de ruido se genera por el componente de entrada de un sistema también como por cada otro componente resistivo, es el más problemático de los ruidos internos. Las relaciones se resumen en la ecuación (1-1).

$$E_n = \sqrt{4 k T (BW) R} \quad (1-1)$$

donde: k = Constante de Boltzmann, $1.38 \cdot 10^{-23}$ J/ $^{\circ}\text{K}$.
 T = Temperatura absoluta ($^{\circ}\text{K}$).
 BW = Ancho de banda del receptor, Hz.
 R = Resistencia de componente, Ω .

Relación señal a ruido. En un ancho de banda especificado, la relación señal a ruido se define como la razón entre la potencia de la señal y la potencia de ruido en un puerto.

$$\text{SNR} = \frac{P_s}{P_n} = \frac{V_s^2}{V_n^2} \quad (1-2) \quad \text{ó} \quad \text{SNR(dB)} = 20 \log \frac{V_s}{V_n} \quad (1-3)$$

donde V_s y V_n son los voltajes medios de señal y de ruido cuadráticos respectivamente. Mientras mayor sea la SNR, menor será la "corrupción" de la señal por el ruido. El valor mínimo permisible de la SNR depende de la aplicación, algunos valores mínimos aproximados son los siguientes: 10 dB en la entrada del detector para un receptor AM; 12 dB en la entrada del detector de un receptor FM y 40 dB en la entrada del detector de un aparato de televisión.

Cifra de ruido (NF). Es una medida de la degradación causada por un sistema. En la práctica, debe generarse algún ruido en cada etapa de un sistema. La cifra de ruido (NF) se define como la comparación de las SNRs a la entrada (SNRe) y a la salida (SNRs) de ese sistema.

$$\text{NF} = \frac{\text{SNRe}}{\text{SNRs}} \quad (1-4)$$

Mientras más cercano es el valor de la cifra de ruido a la unidad, más libre de ruido será el sistema correspondiente. Un sistema perfecto tendría una cifra de ruido de cero dB.

1.2.2 El Espectro Electromagnético.

Se denomina Espectro de Frecuencias o simplemente Espectro, al conjunto de frecuencias contenidas en una señal. Espectro Electromagnético será el conjunto de frecuencias de una onda electromagnética.

La interferencia y el ruido presentes en un sistema de comunicación dependen, en gran parte, de la frecuencia de transmisión. Además, las características de propagación de las ondas radiadas hacen que algunas ondas de transmisión sean útiles para ciertas aplicaciones e inútiles para otras. La tabla 1.1 da un registro de el espectro electromagnético con las designaciones de las bandas de frecuencia. También se indican los usos típicos de esas bandas.

Tabla 1.1. Bandas de frecuencia y usos típicos.

| Banda de frecuencia | Nombre | Usos Típicos |
|---------------------|--------------------------------------|--|
| 3 a 30 kHz | Muy baja frecuencia (VLF) | Navegación de largo alcance; sonar |
| 30 a 300 kHz | Baja frecuencia (LF) | Auxiliares de la navegación radiofaros. |
| 0.3 a 3 MHz | Frecuencia media (MF) | Radio marítimo; buscador de dirección; llamadas de auxilio; comunicación de buques guardacostas, radio comercial AM |
| 3 a 30 MHz | Alta frecuencia (HF) | Búsqueda y rescate; comunicación de avión a barco; telégrafo, teléfono y facsimil; barco a tierra |
| 30 a 300 MHz | Muy alta frecuencia (VHF) | Canales de televisión VHF; radio FM; transporte terrestre; aviación privada; control de tráfico aéreo; taxis; policía; auxiliares de la navegación |
| 0.3 a 3 GHz | Ultra alta frecuencia (UHF) | Canales de televisión UHF; radiosonda; auxiliares de radar de vigilancia; comunicación por satélite; radio altímetros; enlaces de microondas; radar aéreo; radar de alcance; radar (meteorológico) camión de portadora común |
| 30 a 300 GHz | Extremadamente alta frecuencia (EHF) | Servicio de ferrocarriles; Sistemas de radar para aterrizaje; en experimentación |

Nosotros podremos seleccionar una banda de frecuencias para establecer nuestra comunicación; pero solamente dentro de las bandas asignadas por los reglamentos de la S.C.T.. Dentro de aquellas que se tiene acceso (según la aplicación), escogemos la más adecuada para nuestro sistema, y donde fuera necesario, debemos efectuar las limitaciones de capacidad del sistema para conseguir un funcionamiento correcto.

1.3 CLASIFICACION DE LAS SEÑALES.

Para nuestros propósitos, una señal se define como una función de una variable, el tiempo, que conduce información. En consecuencia, para cada instante de tiempo (la variable independiente) existe un valor único de la función (la variable dependiente). Este valor decimos que puede ser un número real, en cuyo caso tendremos una señal de valor real, o bien puede ser un número complejo, en cuyo caso se tendrá una señal de valor complejo. En ambos casos, la variable independiente (el tiempo) tendrá un valor real.

Para una situación dada, encontramos que el método que más se utiliza para la representación de la señal depende del tipo de señal particular que se esté considerando. Dependiendo de la característica que interese, podemos distinguir cuatro diferentes casos de señales:

1.3.1 Señales periódicas, señales no periódicas.

Una señal periódica $g(t)$, es una función que satisface la condición:

$$g(t) = g(t + T_0), \quad (1-5)$$

para toda t , donde t representa al tiempo y T_0 es una constante. El valor más pequeño de T_0 que satisface esta condición se llama periodo de $g(t)$. De acuerdo con esto, el periodo T_0 define la duración de un ciclo completo de $g(t)$.

Cualquier señal para la que no exista valor de T_0 que satisfaga la condición de la ecuación (1-5) se denomina señal no periódica o aperiódica.

1.3.2 Señales determinísticas, señales aleatorias.

Una señal determinística es una señal acerca de la cual no existe incertidumbre con respecto a su valor en cualquier tiempo. Conforme a esto, encontramos que las señales determinísticas pueden modelarse como funciones del tiempo completamente específicas.

Por otra parte, una señal aleatoria es una señal acerca de la cual existe cierto grado de incertidumbre antes de que se presente en la realidad. Tal señal puede verse como perteneciente a

una colección o conjunto de señales, y todas las señales de la colección son diferentes.

1.3.3 Señales de energía, señales de potencia.

En los sistemas eléctricos, una señal puede representar un voltaje o una corriente. Consideremos un voltaje $v(t)$ que se desarrolla en un resistor R y produce una corriente $i(t)$. La potencia instantánea que se disipa en este resistor se define mediante

$$p = \frac{|v(t)|^2}{R} \quad (1-6)$$

o bien, en forma equivalente,

$$p = R |i(t)|^2 \quad (1-7)$$

En ambos casos, la potencia instantánea p es proporcional al cuadrado de la amplitud de la señal. Además, para un resistor igual a 1 ohm, se observa que las ecuaciones (1-6) y (1-7) toman la misma forma. Según esto, en el análisis de las señales se acostumbra trabajar con un resistor de 1 ohm, de manera que, sin importar que una señal dada $g(t)$ represente un voltaje o una corriente, la potencia instantánea asociada con la señal se puede expresar como

$$p = |g(t)|^2 \quad (1-8)$$

Con base en esta convención, definimos la energía total de una señal $g(t)$ como

$$E = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^T |g(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |g(t)|^2 dt \quad (1-9)$$

y a su potencia media como

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T |g(t)|^2 dt \quad (1-10)$$

Se dice que la señal $g(t)$ es una señal de energía si y sólo si la energía total de la señal satisface la condición

$$0 < E < \infty$$

Se dice también que la señal $g(t)$ es una señal de potencia si y sólo si su potencia media satisface la condición

$$0 < P < \infty$$

Las clasificaciones de energía y de potencia son mutuamente exclusivas. En particular, una señal de energía tiene una potencia media cero, mientras que una señal de potencia tiene energía infinita. También, es interesante notar que, en general, las señales periódicas y las señales aleatorias son señales de poten-

cia, y las señales que son determinísticas y no periódicas son señales de energía.

1.3.4 Señales analógicas, señales digitales.

Una señal analógica es una función continua del tiempo, con su amplitud también continua. Las señales analógicas se presentan cuando una forma de onda física, tal como una onda acústica o una luminosa, se convierte en una señal eléctrica. La conversión se efectúa por medio de un transductor; como ejemplos se incluyen el micrófono, que convierte las variaciones de presión de sonido en variaciones correspondientes de voltaje o de corriente, y la celda fotoeléctrica, que hace lo mismo con las variaciones de intensidad de la luz.

Por otra parte, una señal de tiempo discreto se define solamente para tiempos discretos. Así, en este caso, la variable independiente toma sólo valores discretos que se encuentran, por lo general, espaciados de manera uniforme. En consecuencia, las señales de tiempo discreto se describen como sucesiones de muestras cuyas amplitudes pueden tomar un continuo de valores. Cuando cada una de las muestras de una señal de tiempo discreto se cuantifica (es decir, se permite que su amplitud tome solamente un conjunto finito de valores discretos) y luego se codifica, la señal resultante se conoce como señal digital. La salida de una computadora digital es un ejemplo de este tipo. Naturalmente, una señal analógica puede convertirse en digital, si se muestrea en el tiempo, se cuantifica y se codifica.

1.4 TEORIA DE COMUNICACIONES.

El propósito de un sistema de comunicación es transmitir señales portadoras de información o señales de banda base a través de un canal de comunicación que separa al transmisor del receptor. El término banda base se utiliza para designar a la banda de frecuencia que representa la señal original que entrega una fuente de información. La utilización eficiente del canal de comunicación requiere un corrimiento del rango de frecuencias de banda base a otro rango de frecuencias apropiadas para la transmisión, y el corrimiento correspondiente a la banda de frecuencias original después de su recepción. Se lleva a cabo un corrimiento del rango de frecuencias de una señal utilizando la modulación, que se define como el proceso por medio del cual se varía alguna característica de una portadora de acuerdo con una onda moduladora. La señal de banda base es la onda moduladora, y el resultado del proceso de modulación es la onda modulada. En el extremo receptor del sistema de comunicación habitualmente se requiere que la señal original de banda base u onda moduladora sea recuperada; esto se logra utilizando un proceso que se conoce como demodulación, que es lo contrario al proceso de modulación.

En las siguientes secciones se hará una síntesis de sistemas de modulación, en los que se varían la amplitud y el ángulo de una onda portadora senoidal de acuerdo con la señal portadora de información que va a transmitirse.

1.5 MODULACION DE AMPLITUD (AM).

La AM se define como un sistema de modulación en el cual la amplitud de la portadora es hecha proporcional a la amplitud instantánea del voltaje modulador. La frecuencia de la moduladora es invariablemente inferior al de la portadora.

Sean los voltajes de la portadora y de la moduladora v_p y v_m , respectivamente, representados por

$$v_p = V_p \text{ sen } W_p t \quad (1-11)$$

$$v_m = V_m \text{ sen } W_m t \quad (1-12)$$

Notemos que el ángulo de fase ha sido ignorado en ambas expresiones debido a no se varía en el proceso de modulación de amplitud. Su inclusión aquí sólo afectaría los procedimientos, sin afectar el resultado. No siendo así en la modulación de frecuencia y ángulo.

Apartir de la definición de AM, se desprende que la amplitud (máxima) V_p de la portadora sin modular tendrá que ser hecho proporcional al voltaje instantáneo modulador $V_m \text{ sen } W_m t$ cuando la portadora sea modulada en amplitud.

1.5.1 Espectro de frecuencias de la onda de AM.

Mostraremos metemáticamente que las frecuencias presentes en la onda de AM son la frecuencia portadora y el primer par de frecuencias de bandas laterales, donde una frecuencia de banda lateral se define como

$$f_{bl} = f_c \pm n f_m \quad (1-13)$$

Donde f_p es la frecuencia de la portadora
 f_m es la frecuencia de la moduladora
 y el primer par es con $n=1$.

Cuando una portadora es modulada en amplitud, la constante de proporcionalidad es hecha igual a la unidad, y las variaciones del voltaje modulador instantáneo son sobrepuestas en la amplitud de la moduladora. De este modo, cuando temporalmente no hay modulación, la amplitud de la portadora es igual a su valor sin modular. Cuando la modulación está presente, la amplitud de la portadora es variada por su valor instantáneo. Esta situación es ilustrada en la figura 1-2, que muestra como la máxima amplitud del voltaje de la Amplitud Modulada se hace variar de acuerdo con las cambios del voltaje modulador. La figura 1-2 también muestra que algo inusual (la distorsión, tal como sucede) ocurrirá si V_m es mayor que V_p . Esto, y el hecho de que la razón V_m/V_p es útil, dan lugar a la siguiente definición de índice de modulación:

$$m = \frac{V_m}{V_p} \quad (1-14)$$

El índice de modulación es un número entre 0 y 1, y es frecuentemente expresado en porcentaje y llamado porcentaje de modulación.

Apartir de la figura 1-2, y de la ecuación (1-14) es posible escribir una ecuación para la amplitud de el voltaje modulado en amplitud. De esta manera tenemos que

$$\begin{aligned} A &= V_p + v_m = V_p + V_m \text{ sen } W_m t = V_p + m V_p \text{ sen } W_m t \\ &= V_p (1 + m \text{ sen } W_m t) \end{aligned} \quad (1-15)$$

El voltaje instantáneo de la onda modulada en amplitud resultante es

$$\begin{aligned} v &= A \text{ sen } \theta = A \text{ sen } W_p t \\ &= V_p (1 + m \text{ sen } W_m t) \text{ sen } W_p t \end{aligned} \quad (1-16)$$

La ecuación (1-16) puede ser expandida, utilizando la identidad trigonométrica

$$\text{sen } x \text{ sen } y = \frac{1}{2} [\cos (x-y) - \cos (x+y)],$$

$$v = V_p \text{ sen } W_p t + \frac{1}{2} m [V_p \cos (W_p - W_m)t - V_p \cos (W_p + W_m)t] \quad (1-17)$$

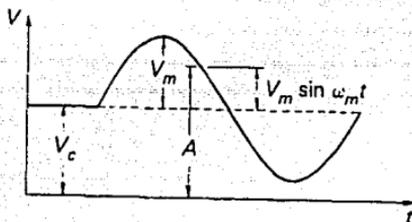


Figura 1-2. Onda de AM.

Podemos ver entonces, que la ecuación de una onda modulada en amplitud contiene tres términos. El primero es idéntico a la ecuación (1-11) y representa la portadora sin modular. Es aparente, que el proceso de modulación en amplitud tiene el aspecto de adición a la onda modulada, más que de cambiarla. Los dos términos adicionales producidos son las dos bandas laterales señaladas. La frecuencia de la banda lateral inferior (LSB) es $f_p - f_m$, y la frecuencia de la banda lateral superior (USB) es $f_p + f_m$. Una conclusión muy importante que debe hacerse aquí es que el ancho de banda requerido para la modulación en amplitud es el doble de la frecuencia de la señal moduladora. En la modulación

por varias ondas senoidales simultáneas, el ancho de banda requerido es el doble de la mayor frecuencia moduladora.

1.6 MODULACION DE FRECUENCIA (FM).

La modulación en frecuencia es un sistema en el cual la amplitud de la portadora es conservada constante, mientras que su frecuencia es variada por la señal moduladora. Este sistema se llevó a la práctica en 1936 como una alternativa a la AM, en un esfuerzo por hacer las transmisiones de radio más resistentes al ruido. La modulación en fase es un sistema similar en la que la fase de la portadora es variada en lugar de su frecuencia; como en la FM, la amplitud permanece constante.

1.6.1 Descripción del sistema.

La ecuación general de una onda no modulada, o portadora, puede ser escrita como

$$x = A \sin (wt + \phi) \quad (1-18)$$

donde x = valor instantáneo (de voltaje o corriente)

A = amplitud (máxima)

w = velocidad angular, radianes por segundo (rad/seg)

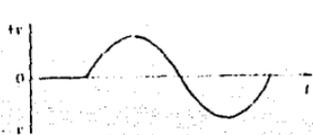
ϕ = ángulo de fase, rad

Notemos que wt representa un ángulo en radianes.

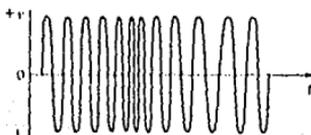
Si alguno de estos tres parámetros es variado de acuerdo a otra señal, normalmente de una menor frecuencia, entonces la segunda señal es llamada moduladora y la primera se dice que es modulada por la segunda. En la modulación en amplitud, ya mencionada, es obtenida cuando la amplitud A es variada; una alteración del ángulo de fase ϕ dará modulación en fase. Finalmente, si la frecuencia de la portadora se hace variar, se obtienen ondas moduladas en frecuencia.

Por simplicidad, supongamos nuevamente que la señal moduladora es sinusoidal. Esta señal tiene dos parámetros importantes que deben ser representados por el proceso de modulación con mínima distorsión, llamados, amplitud y frecuencia. Se asume que las relaciones de fase de una señal compleja modulada se preservarán. Por definición de frecuencia modulada, la cantidad por la cual la frecuencia portadora es variada desde su valor sin modular, llamada desviación, es hecho proporcional al valor instantáneo del voltaje modulador. La razón de cambio a la cual esta variación de frecuencia u oscilación toma lugar es igual a la frecuencia moduladora.

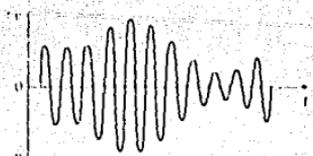
Esta situación es ilustrada en la figura 1-3, que muestra al voltaje modulador y la onda modulada en frecuencia resultante. La figura también muestra la variación de la frecuencia con el tiempo, que se ve idéntica a la variación con el tiempo de el voltaje modulador. El resultado de usar ese voltaje modulador para producir AM también se muestra para comparación. La amplitud de la onda modulada en frecuencia permanece constante todo el tiempo; este es, de hecho, la mas sencilla ventaja de la FM.



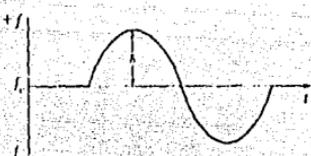
a) Señal moduladora



c) Frecuencia modulada (altamente exagerada).



b) Modulación en amplitud



d) Frecuencia vs. tiempo en FM

Figura 1-3. Formas de onda modulada básicas.

1.6.2 Representación matemática de la FM.

Apartir de la figura 1-3d, la frecuencia instantánea f de una onda modulada en frecuencia está dada por :

$$f = f_0 (1 + k V_m \cos W_m t) \quad (1-19)$$

donde :

f_0 = Frecuencia portadora sin modular (promedio).

k = Constante de proporcionalidad.

$V_m \cos W_m t$ = Voltaje modulado instantáneo (se prefiere coseno por simplicidad de cálculos).

La desviación máxima para esta señal ocurrirá cuando el término coseno alcance su valor máximo, esto es, f_1 . Bajo estas condiciones la frecuencia instantánea será :

$$f = f_c (1 \pm k V_m),$$

así la máxima desviación estará dada por

$$\delta = k V_m f_c \quad (1-20)$$

La amplitud instantánea de la señal estará dada por la siguiente ecuación:

$$V(t) = A \text{ sen } [F(W_c, W_m)] = A \text{ sen } \phi(t) \quad (1-21)$$

Donde $F(W_c, W_m)$ es alguna función, aún indeterminada de la portadora y frecuencia moduladora. Esta función representa un ángulo al que se llamará ϕ por conveniencia. El problema ahora es determinar el valor instantáneo de este ángulo. Como se muestra en la figura 1-4, $\phi(t)$ es el ángulo trazado por el vector A en el tiempo t . Si A , estuviera rotando con una velocidad angular constante, digamos ω , este ángulo $\phi(t)$ estaría dado por ωt (en radianes).

Hasta aquí, la velocidad angular es cualquiera pero constante; y es determinada de la ecuación para ω obtenida a partir de la ecuación (1-18), esto es,

$$\omega = W_c (1 + k V_m \cos W_m t)$$

Para determinar $\phi(t)$, ω debe ser integrada con respecto al tiempo,

$$\phi(t) = \int \omega dt \quad (1-22)$$

$$\phi(t) = \int W_c (1 + k V_m \cos W_m t) dt = \int W_c (1 + k V_m \cos W_m t) dt.$$

$$\phi(t) = W_c [t + (k V_m \text{ sen } W_m t) / W_m] = W_c t + (k V_m f_c \text{ sen } W_m t) / f_m$$

$$\phi(t) = W_c t + \delta / f_m \text{ sen } W_m t \quad (1-23)$$

Para este desarrollo tomamos en cuenta que:

- W_c es constante
- La fórmula de integración que aparece definida en cualquier libro de Cálculo Integral. $\int \cos nx dx = \text{sen } nx / n$
- La ecuación (1-20) que muestra que $\delta = k V_m f_c$.

Sustituyendo (1-23) en (1-21), para obtener el valor instantáneo del voltaje de la señal de FM, tenemos lo siguiente:

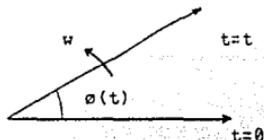


Figura 1-4. Ángulo de fase $\phi(t)$.

$$V(t) = A \sin (W_c t + \delta / f_m \sin W_m t) \quad (1-24)$$

el índice de modulación para la FM (β), se define como :

$$\beta = \frac{\text{desviación de frecuencia (máxima)}}{\text{frecuencia moduladora}} = \frac{\delta}{f_m} \quad (1-25)$$

Sustituyendo la ecuación (1-24) en la (1-25) obtenemos :

$$V(t) = A \sin (W_c t + \beta \sin W_m t) \quad (1-26)$$

1.6.3 Espectro de frecuencia para una onda de FM.

La obtención del espectro de una señal de FM es, típicamente un trabajo muy difícil. Sin embargo, si la señal moduladora es sinusoidal, la desviación instantánea de fase de la portadora modulada es sinusoidal para la FM y se puede obtener con facilidad el espectro. Por lo tanto, este es el caso que se ha de considerar. Aún cuando se restrinja la atención a un caso muy especial, los resultados suministran una gran introspección sobre el comportamiento de la modulación angular en el dominio de la frecuencia. La ecuación (1-24) también se puede expresar de la siguiente forma :

$$V(t) = A \cos (W_c t + \beta \sin W_m t) , \text{ o bien :}$$

$$V(t) = A \operatorname{Re} (e^{j W_c t} e^{j \beta \sin W_m t}) \quad (1-27)$$

La función $e^{j \beta \sin W_m t}$ es periódica con frecuencia W_m y se puede, por tanto, desarrollar en una serie de Fourier. Los coeficientes de la serie de Fourier están dados por :

$$\begin{aligned} W_n &= \int_{-\pi/W_m}^{\pi/W_m} \frac{e^{j \beta \sin W_m t} e^{-j n W_m t}}{2\pi} dt = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-j (n x - \beta \sin x)} dx \quad (1-28) \end{aligned}$$

Esta integral no se puede evaluar en forma cerrada. Sin embargo, se ha tabulado muy bien. La integral es una función de n y β y se conoce como la función de Bessel de primera clase, de orden n y argumento β . Se representa como $J_n(\beta)$ y está tabulada para varios valores de n y β , una tabla se incluye en el apéndice.

Para conocer el valor de un par de bandas laterales dado, o el valor de la portadora, es necesario saber el valor correspon-

diente de la función de Bessel. Para facilitar la explicación tenemos la tabla resumida 1.2 y su gráfica en la figura 1-5.

| n | $\beta=0.2$ | $\beta=0.5$ | $\beta=0.75$ | $\beta=1$ | $\beta=1.5$ | $\beta=2$ | $\beta=3$ |
|---|-------------|-------------|--------------|-----------|-------------|-----------|-----------|
| 0 | 0.9900 | 0.9385 | 0.8642 | 0.7652 | 0.5118 | 0.2239 | -0.2601 |
| 1 | 0.0995 | 0.2423 | 0.3492 | 0.4401 | 0.5579 | 0.5767 | 0.3391 |
| 2 | 0.0050 | 0.0306 | 0.0671 | 0.115 | 0.2321 | 0.3528 | 0.4861 |
| 3 | 0.0002 | 0.0026 | 0.0085 | 0.0196 | 0.061 | 0.1289 | 0.3091 |
| 4 | 0 | 0.0002 | 0.0008 | 0.0025 | 0.0118 | 0.034 | 0.132 |

Tabla 1.2. Funciones de Bessel.

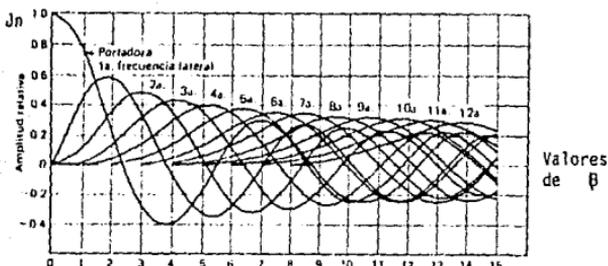


Figura 1-5. Tabla y gráfica de las funciones de Bessel.

De aquí podemos notar lo siguiente :

- Los coeficientes J eventualmente decrecen como n se incrementa, pero no de una manera sencilla, los valores fluctúan a cada lado del cero disminuyendo gradualmente. Debido a que cada coeficiente J representa la amplitud de un par particular de bandas laterales, estas eventualmente se decrementan, pero sólo pasando cierto valor de n . Por lo tanto, el índice de modulación determina cuantas componentes de banda lateral tienen amplitudes significativas.
- Es evidente que el ancho de banda teórico requerido por el FM es infinito. En la práctica, el ancho de banda usado es aquel que a sido calculado para permitir pasar todas las amplitudes significativas de las componentes de banda lateral bajo las condiciones más frecuentes.
- En FM a diferencia de AM, la amplitud de la componente portadora no permanece constante.

Para determinar el ancho de banda en la práctica, podemos utilizar el siguiente criterio:

En la figura 1-5 se observa que la amplitud, y por lo tanto la potencia, de esas bandas laterales se vuelve despreciable para valores grandes de n . En otras palabras,

$$\lim_{n \rightarrow \infty} J_n(\beta) = 0$$

de tal manera que se puede definir el ancho de banda al considerar solamente aquellas bandas laterales que contienen potencia significativa. La relación de potencia, Pr , que es la relación de la potencia contenida en la portadora más m bandas laterales a cada lado de la portadora con la potencia total es,

$$Pr = J_0^2(\beta) + 2 \sum_{n=1}^m J_n^2(\beta) \quad (1-29)$$

El ancho de banda para una aplicación determinada puede hallarse por la definición de una relación aceptable de potencia, resolver para el valor requerido de m con el uso de una tabla de funciones de Bessel y luego reconocer que el ancho de banda resultante es

$$B = 2 m f_m$$

El valor aceptable de la relación de potencia viene dictado por la aplicación del sistema. En la tabla de la gráfica 1-6 se muestran dos relaciones de potencia para los diferentes índices de modulación: $Pr \geq 0.7$ y $Pr \geq 0.98$. El valor de n correspondiente a m , para $Pr \geq 0.7$ se indica con el valor en "negrita", y el valor de n correspondiente a m para $Pr \geq 0.98$ se indica subrayado. Notemos que si $m = \infty$ entonces $Pr = 1$.

1.6.4 Análisis de un caso real.

Parámetros de la señal de FM.

Para poder realizar un modulador de FM, requerimos de conocer las características de la señal que deseamos generar; determinaremos en esta sección la desviación de frecuencia de la señal portadora y el ancho de banda correspondiente que se requiere para transmitir nuestras señales dentro del canal de transmisión a seleccionar, de los asignados por la SCT.

Por ejemplo, para una transmisión digital tenemos que la velocidad de transmisión de un sistema típico, que opera a 9600 bits/seg, se transmiten:

$$8 \text{ bits información} + 1 \text{ paridad} + 2 \text{ paro} = 11 \text{ bits/palabra}$$

por lo cual, la velocidad de transmisión es :

$$9600 / 11 = 872 \text{ palabras por segundo}$$

la Transformada de Fourier de una señal cuadrada es la siguiente

$$e = 4A/\pi (\cos \omega t - 1/3 \cos 3\omega t + 1/5 \cos 5\omega t - 1/7 \cos 7\omega t + \dots)$$

(1-29)

su espectro de frecuencias es el mostrado en la figura 1-6.

Según el Teorema de Modulación podemos transmitir al doble de la velocidad de transmisión (19.2 KHz), sin embargo para mayor seguridad podemos transmitir las tres primeras armónicas, esto es, hasta 28.8 KHz.

Como se está modulando en FM, debemos calcular el ancho de banda correspondiente y establecer según el reglamento de comunicaciones cual es el canal que podemos utilizar. En el reglamento de comunicaciones se especifican canales de 20 KHz, 50 KHz, y 200 KHz para la banda de 72 a 73 MHz, en el cual se pueden efectuar transmisiones para uso industrial, veamos cual de estos es el que mejor satisface las necesidades.

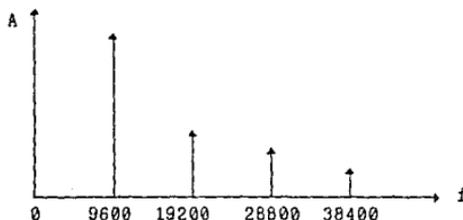


Figura 1-6. Espectro de frecuencias de una onda cuadrada.

Ancho de banda y espectro requerido.

Usando la tabla del apéndice es posible evaluar el tamaño de la portadora y cada banda lateral para cada valor específico del índice de modulación. El ancho de banda de la señal la podemos determinar de la siguiente manera :

$$B = f_m * m * 2$$

Para el canal de 200 KHz tenemos que la mayor banda lateral necesaria m es:

$$m = B / (2 * f_m) = 200\ 000 / (2 * 28\ 800) = 3.472$$

Aquí podemos ver que lo máximo que podemos pasar son hasta tres bandas laterales; si hacemos esta operación para el canal de 50 kHz, no alcanzaría a pasar ninguna; razón por la cual usamos un canal de 200 KHz. Podemos notar que si reducimos la velocidad de transmisión podemos usar un canal más pequeño.

Lo siguiente es determinar el índice de modulación que se requiere, en la tabla que índices de modulación del apéndice, se indican índices de modulación con potencia relativa para la segunda y tercer armónica. De esa tabla buscamos el valor en el cual las primeras tres armónicas contengan al menos el 99% de la potencia (.99), y que además el índice de modulación sea el máximo posible. Amplitudes menores se consideran no significativas. Este criterio es arbitrario y depende de su aplicación.

Obtenemos de la tabla que el mayor índice de modulación que podemos usar es de 2.7 (nos conviene usar el mayor para hacer máxima la inmunidad al ruido que nos permite este tipo de modulación), con este dato obtenemos la mayor variación de frecuencia que podemos darle a la señal haciendo uso de la ecuación (1-20).

$$\delta = f_m \cdot \beta = 28\,800 \cdot 2.7 ;$$

$$\delta = \underline{77.760 \text{ Hz}}$$

Sin embargo, el canal de 200 kHz está un poco sobrado ya que el número de armónicas es discreto. el canal óptimo requerido con este índice de modulación es:

$$B = f_m \cdot m \cdot 2 = 28,800 \cdot 3 \cdot 2 = 172,800 \text{ Hz}$$

Para la generación de la FM, es necesario usar osciladores, para lo cual, este dato es importante en el cálculo de la sección moduladora que se analizará en el capítulo siguiente.

1.7 CAPACIDAD MAXIMA DE UN CANAL.

La capacidad máxima de un canal puede describirse como la proporción máxima a la que puede enviarse información por su conducto, sin cometer errores, y para fines de transmisión de datos puede medirse en bits por segundo. La proporción en que podemos enviar datos por un canal está en función de su ancho de banda.

De acuerdo la demostración de Nyquist, en general, pueden enviarse n bits en cualquier momento, usando 2^n niveles posibles de señal. Por lo tanto, con 2^n niveles de señal posibles y capacidades de distinguirse, puede transmitirse una proporción de señales de $2nW$ bits por segundo por un canal, con un ancho de banda de W ciclos por segundo.

Si L es el número de niveles de señal entonces:

$$2^n = L$$

$$n = \log_2 L \quad (1-30)$$

Por lo tanto, la capacidad L del canal, sin ruido, se obtiene con la ecuación:

$$C = 2 W \log_2 L \quad (1-31)$$

Para una señal de 2 niveles, $C = 2 W$

Evidentemente, los niveles de señal que pueden transmitirse y distinguirse separadamente en el receptor, quedan restringidos por el ruido y la distorsión de la línea, las fluctuaciones de la atenuación y el límite de potencia de la señal que pueda usarse.

Bauds. Este término se usa comúnmente para referirse a la velocidad real de la señal que se use en una línea y no a la capacidad de la misma. Es usado para hacer distinción entre símbolos por segundo y bits por segundo. La velocidad de transmisión de información se especifica en bauds, los bits transmitidos en bits/seg. Cuando se usan símbolos binarios, el número de bauds y la velocidad de bits coinciden; si se emplean símbolos multivaluados o bits de protección de información, son diferentes. Si se tiene una señal binaria que transmite 9600 bits/seg, pero se generan sólo 2400 símbolos/seg, es una señal que transmite 2400 bauds.

Señales en un canal con ruido. Shannon, demostró matemáticamente que un canal tiene una capacidad máxima finita. Estudió un canal continuo, así como un canal sin ruido, y luego, a otro con ruido. Shannon probó que si se envían señales con una energía por un canal que tenga ruido blanco (fluctuaciones aleatorias, o sea gaussianas) de una energía N , la capacidad del canal en bits por segundo será:

$$C = W \log_2 (1 + \text{SNR}) \quad (1-32)$$

donde W es el ancho de banda del canal.

Esta fórmula (1-32), da la proporción máxima de señales en un canal de comunicación, en términos de tres parámetros conocidos o que pueden medirse. La ley de Shannon se relaciona con la transmisión de bits cuya secuencia es absolutamente imprevisible, si hubiera alguna forma de anticipar una serie no aleatoria de bits podría aumentarse la proporción de transmisión. Sin embargo, con una serie de bits que no pueda predecirse, la prueba de Shannon demuestra que no hay ninguna forma posible de aumentar esa cantidad de información para esos parámetros del canal.

Ejemplo:

Para la señal de 9600 bits/seg en dos niveles podemos determinar la relación señal a ruido máxima que podemos permitir en nuestro sistema

$$C = 9600 = 28,800 \log_2 (1 + \text{SNR})$$

$$\text{SNR} = 0.25$$

Es decir que teóricamente el ruido puede ser hasta 4 veces mayor que nuestra señal de información.

CAPITULO 2.

CIRCUITOS RESONANTES.

Todos los circuitos que se analizarán tienen una estrecha relación con este tipo de circuitos. Son componentes esenciales para el funcionamiento práctico. En este capítulo se hará un análisis y un procedimiento de diseño. Primeramente se hablará de los circuitos más sencillos (RLC) y posteriormente se hablará de elementos de acoplamiento como son los transformadores y las redes π .

2.1 CIRCUITOS RLC.

Primeramente analizaremos el circuito resonante RLC mostrado en la figura 2-1.

La admitancia de entrada del circuito es

$$Y(j\omega) = \frac{1}{R_s + j\omega L} + j\omega C = \frac{1 - \omega^2 LC + j\omega R_s C}{R_s + j\omega L} \cdot \frac{R_s - j\omega L}{R_s - j\omega L} \quad (2-1)$$

$$Y(j\omega) = \frac{R_s + \omega^2 LR_s C - \omega^2 LR_s C + j(\omega R^2 + \omega^2 L^2 C - \omega L)}{R_s^2 + (\omega L)^2} \quad (2-2)$$

$$Y(j\omega) = \frac{R_s}{R_s^2 + (\omega L)^2} + j \frac{\omega C (R_s^2 + \omega^2 L^2) - \omega L}{R_s^2 + (\omega L)^2} \quad (2-3)$$

En resonancia, la corriente y el voltaje están en fase, y el término de susceptancia debe desaparecer. La frecuencia de resonancia se encuentra igualando a cero la susceptancia:

$$\omega_0 = \left[\frac{1}{L C} - \frac{R_s^2}{L^2} \right]^{1/2} \text{ rad/s} \quad (2-4)$$

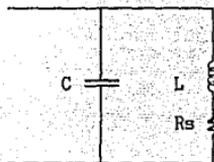


Figura 2-1. Circuito resonante $R_s L \parallel C$.

La sustitución de este valor en la ecuación (2-3) da la impedancia de resonancia como

$$Z(j\omega_0) = \frac{1}{Y(j\omega_0)} = R_t = \frac{L}{R_s C} \quad (2-5)$$

Si se define el factor de calidad* del circuito Q_t como

$$Q_t = \frac{\omega_0 L}{R_s} \quad (2-6)$$

De esta ecuación sustituimos $\omega_0 L = R_s Q_t$ en la ecuación (2-3) para la frecuencia de resonancia y obtenemos:

$$R_t = \frac{L}{R_s C} = R_s (Q_t^2 + 1) \quad (2-7)$$

Esta relación ilustra la propiedad de transformación de impedancias del circuito. En resonancia, una resistencia pequeña R_s se transforma en un valor terminal R_t mayor y viceversa.

Un diagrama equivalente del circuito anterior puede ser el de la figura 2-2, en éste, en lugar de considerar la resistencia de la bobina en serie, puede considerarse en paralelo. La conversión se hace con la ecuación (2-7).

En base a esto puede incluirse la resistencia de carga en la de la bobina en cualquiera de los dos circuitos, obteniéndose los resultados iguales. Podemos ver un resumen de las ecuaciones para los parámetros del circuito en la tabla 2.1.

Es de utilidad considerar el circuito resonante con resistencia en la rama capacitiva mostrado en la figura 2-3, ya que es de uso frecuente. Si la resistencia de la bobina es pequeña frente a la resistencia R , las ecuaciones de diseño se establecen en forma similar a las del circuito con la resistencia en la rama inductiva. Por ello, las fórmulas de diseño se resumen simplemente en la tabla 2.2.

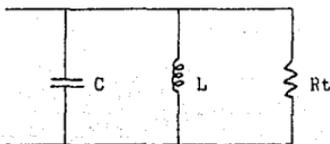


Figura 2-2. Circuito resonante R_tLC

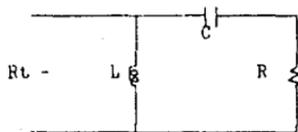


Figura 2-3. Circuito paralelo LC con resistencia en la rama capacitiva.

Estos circuitos, carecen de flexibilidad, pues el ancho de banda del circuito y Q_t quedan fijos una vez especificados los

* Se define el factor de calidad Q , como 2π por la energía instantánea máxima almacenada en el circuito entre la energía disipada por ciclo, para un circuito RLC , corresponde a razón de la reactancia a la resistencia de una bobina.

valores de R_t y R_s . Para ganar cierto grado adicional de libertad, de tal suerte que el ancho de banda y la razón de impedancias puedan escogerse independientemente, se requiere un elemento de circuito adicional. Una forma de hacer esto es dividir la rama inductiva o capacitiva en dos componentes en serie, con carga de baja resistencia a través de una de ellas, como se muestra en la figura 2-4a. Los circuitos con derivación se usan profusamente en osciladores y amplificadores de alta frecuencia y de banda estrecha.

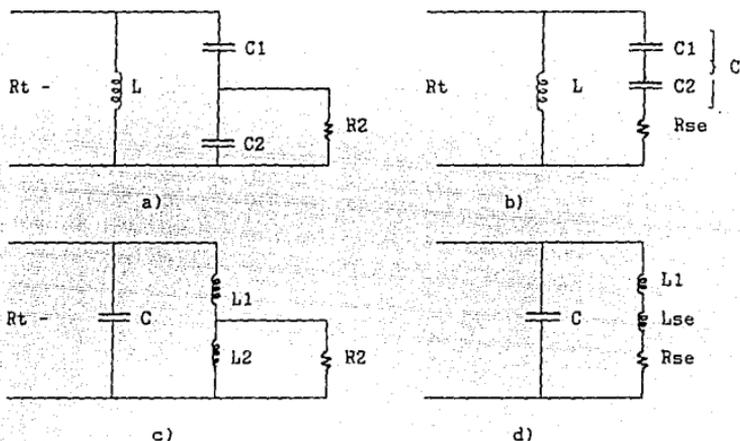


Figura 2-4. a) Circuito con capacitor derivado; b) circuito equivalente para la rama capacitiva; c) circuito con inductor derivado; d) un circuito equivalente.

Aunque el circuito resonante con derivación proporciona flexibilidad, su diseño se hace más complicado. Un análisis exacto de estos circuitos no proporciona una guía evidente para la elección de los valores C y L , por lo que deben hacerse aproximaciones de cierto tipo para llegar a soluciones útiles. En la cita de la bibliografía [7] página 59 se menciona un procedimiento de diseño. Para ello se utilizan conversiones de circuitos RC y RL serie a paralelo, mostradas en las tablas 2.3 y 2.4. En estas tablas, se define un nuevo parámetro $Q_p = R_p/X_p$ para la combinación paralela de R y C ó de R y L . Este parámetro es útil en el diseño de circuitos resonantes derivados, especialmente si Q_p puede escogerse ≥ 10 , de modo que las fórmulas aproximadas sean aplicables. En la tabla 2.5 se incluyen las fórmulas para el diseño de circuitos con derivación en la rama capacitiva, tomadas de ese libro, las que utilizaremos mas adelante.

| Cantidad | Expresión Exacta | Unidades | Expresión aproximada $Q > 10$ |
|--------------|---|-------------------------------|---|
| ω_0 | $= \left[\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{R^2 C^2} \right]^{1/2}$ | $\frac{\text{rad}}{\text{s}}$ | $\approx \frac{1}{\sqrt{LC}}$ |
| Q_t | $= \frac{\omega_0 L}{R} = \omega_0 C R t$ | | $\approx \frac{1}{\omega_0 C R}$ |
| $\omega_0 L$ | $= \frac{1}{\omega_0 C} \left[\frac{Q_t^2}{Q_t^2 + 1} \right]$ | Ω | $\approx \frac{1}{\omega_0 C}$ |
| $R t$ | $= \frac{L}{C R} = \frac{Q_t}{\omega_0 C}$ $= R(Q_t^2 + 1)$ | Ω | $\approx Q_t^2 R = \omega_0 L Q_t$ |
| BW | | Hz | $\approx \frac{f_0}{Q_t} = \frac{1}{2\pi C R t} = \frac{R}{2\pi L}$ |

Tabla 2.1. Fórmulas de diseño para el circuito resonante RL||C de la figura 2-1.

| Cantidad | Expresión Exacta | Unidades | Expresión aproximada $Q > 10$ |
|--------------|---|-------------------------------|--|
| ω_0 | $= \left[\frac{1}{LC} - \frac{1}{R^2 C^2} \right]^{1/2}$ | $\frac{\text{rad}}{\text{s}}$ | $\approx \frac{1}{\sqrt{LC}}$ |
| Q_t | $= \frac{1}{\omega_0 C R} = \frac{R t}{\omega_0 L}$ | | $\approx \frac{\omega_0 L}{R}$ |
| $\omega_0 L$ | $= \frac{1}{\omega_0 C} \left[\frac{Q_t^2 + 1}{Q_t^2} \right]$ | Ω | $\approx \frac{1}{\omega_0 C}$ |
| $R t$ | $= \frac{L}{C R} = \omega_0 L Q_t$ $= R(Q_t^2 + 1)$ | Ω | $\approx Q_t^2 R = \frac{Q_t}{\omega_0 C}$ |
| BW | | Hz | $\approx \frac{f_0}{Q_t} = \frac{1}{2\pi C R t}$ |

Tabla 2.2. Fórmulas de diseño para el circuito resonante RC||L de la figura 2-3.

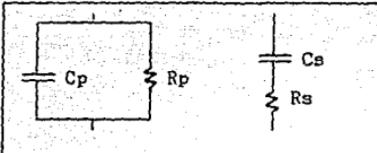
| | |
|---|---|
|  | Definir: $X_p = \frac{1}{\omega C_p}$ $X_s = \frac{1}{\omega C_s}$ $Q_p = \frac{R_p}{X_p}$ $Q_s = \frac{X_s}{R_s}$ |
| Equivalente paralelo de la red serie. $R_{pe} = R_s (1 + Q_s^2)$ $X_{pe} = X_s \frac{Q_s^2 + 1}{Q_s^2}$ $C_{pe} = C_s \frac{Q_s^2}{Q_s^2 + 1}$ | Equivalente serie de la red paralelo. $R_{se} = \frac{R_p}{1 + Q_p^2}$ $X_{se} = X_p \frac{Q_p^2}{Q_p^2 + 1}$ $C_{se} = C_p \frac{Q_p^2 + 1}{Q_p^2}$ |

Tabla 2.3. Fórmulas de conversión paralelo serie para redes RC.

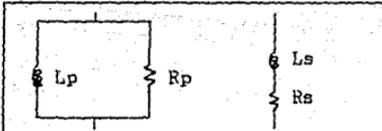
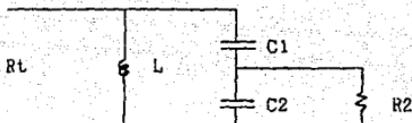
| | |
|---|--|
|  | Definir: $X_p = \omega L_p$ $X_s = \omega L_s$ $Q_p = \frac{R_p}{X_p}$ $Q_s = \frac{X_s}{R_s}$ |
| Equivalente paralelo de la red serie. $R_{pe} = R_s (1 + Q_s^2)$ $X_{pe} = X_s \frac{(Q_s^2 + 1)}{Q_s^2}$ $L_{pe} = L_s \frac{(Q_s^2 + 1)}{Q_s^2}$ | "equivalente serie de la red paralelo. $R_{se} = \frac{R_p}{1 + Q_p^2}$ $X_{se} = X_p \frac{Q_p^2}{Q_p^2 + 1}$ $L_{se} = C_p \frac{Q_p^2}{Q_p^2 + 1}$ |

Tabla 2.4. Fórmulas de conversión paralelo serie para redes RL.



Para $Q_t \approx f_o/B \geq 10$

1) $C \approx 1 / 2 \pi B R_t$

2) $L \approx 1 / \omega_o^2 C$

3) $Q_t \approx f_o / B$

4) $N = (R_t/R_2)^{1/2}$

5) $Q_t/N \approx Q_p$. Si $Q_t/N \geq 10$, usar las fórmulas de la columna izquierda. Si $Q_t/N < 10$, emplear las del lado derecho.

Fórmulas aproximadas $Q_p \geq 10$

Fórmulas para $Q_p < 10$

6) $Q_p = \frac{Q_t}{N}$

6) $Q_p = \left[\frac{Q_t^2 + 1}{N^2} - 1 \right]^{1/2}$

7) $C_2 = N C$

7) $C_2 = Q_p / \omega_o R_2$

8) $C_1 = C_2 / (N-1)$

8) $C_{se} = \frac{C_2 (Q_p^2 + 1)}{Q_p^2}$

9) $C_1 = \frac{C_{se} C}{C_{se} - C}$

Tabla 2.5. Fórmulas de diseño para circuitos con capacitor derivado.

2.2 TRANSFORMADORES DE RF.

Para lograr el acoplamiento de los osciladores y lograr la multiplicación de frecuencias utilizaremos transformadores, los cuales ofrecen versatilidad, pues permiten obtener acoplamiento de impedancias, aislamiento entre circuitos, posibilidad de inversión de fase y sintonizar frecuencias. Un circuito de transformador con un lado sintonizado se muestra en la figura 2-5. El procedimiento de diseño debe dar los valores de inductancias de primario y secundario (L_1 y L_2), la inductancia mutua (M) de coeficiente de acoplamiento (k) y de capacitancia de sintonía (C) que satisfagan las valores especificados de R_t , R_2 , f_o y B .

La deducción del circuito equivalente, la haremos usando los circuitos equivalentes mostrados en la figura 2-5, para llegar al circuito de la figura 2-6, que tiene la forma del circuito LC de la figura 2-1. El transformador con carga en el secundario R_2 , mostrado en la figura 2-5a, se puede representar por el circuito equivalente de la 2-5b, que tiene las mismas corrientes de malla

I1 e I2. a impedancia de entrada de cualquiera de ellos está dada por

$$\frac{V_1}{I_1} = Z(j\omega) = j\omega L_1 + \frac{(\omega M)^2}{R_2 + j\omega L_2} \quad (2-8)$$

Para referir los parámetros del circuito al primario, multiplicamos por un factor a la inductancia mutua y la impedancia del secundario por α^2 , con esto, no cambia la impedancia de entrada y la corriente del primario. Así, el circuito equivalente tiene ahora los valores mostrados en la figura 2-5c, y esta puede simplificarse a la forma mostrada en la 2-5d, si se escoge el valor de α tal que sea $\alpha = M/L_2$, de tal manera que la inductancia $\alpha^2 L_2 - \alpha M = 0$. Los valores de circuito en la figura 2-5d se muestra en términos del coeficiente de acoplamiento definido por

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2-9)$$

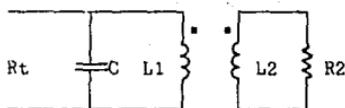


Figura 2-8. Circuito de transformador sintonizado simple.

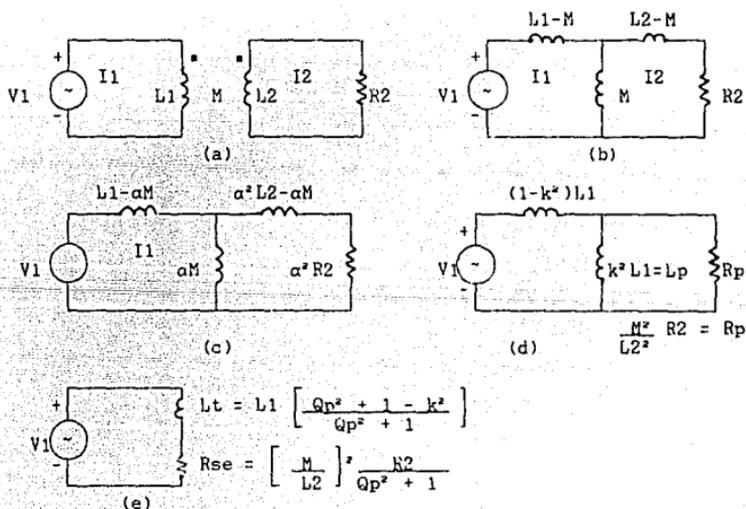


Figura 2-5. Sucesión de circuitos equivalentes usados para deducir la figura 2-6.

La combinación paralelo de R_p y L_p puede convertirse a su equivalente serie por la tabla 2.3, con el Q_p definido a la frecuencia de resonancia del sistema definido por

$$Q_p = \frac{R_p}{\omega_o L_p} = \frac{(M/L_2)^2 R_2}{\omega_o k^2 L_1} = Q_p = \frac{R_2}{\omega_o L_2} \quad (2-10)$$

Las fórmulas de conversión exactas dan

$$R_{se} = \frac{R_p}{Q_p^2 + 1} = \frac{(M/L_2)^2 R_2}{Q_p^2 + 1}$$

(2-11), y

$$L_{se} = \frac{k^2 L_1 Q_p^2}{Q_p^2 + 1} \quad (2-12)$$

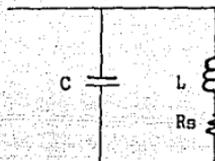


Figura 2-6. Circuito resonante $R_s L \parallel C$.

Si se combina L_{se} con la inductancia $(1 - k^2)L_1$ de la figura 2-5d, la inductancia total se hace

$$L_t = L_1 \left[\frac{Q_p^2 + 1 - k^2}{Q_p^2 + 1} \right] \quad (2-13)$$

como se muestra en el circuito equivalente final de la figura 2-5e. De esta manera, el circuito de la figura 2-4 se ha convertido en el de la 2-6, para el que se aplican las fórmulas aproximadas de la tabla 2.2, si $Q \geq 10$. A partir de los valores especificados de R_t , R_2 , f_o y BW se pueden encontrar los valores de $Q_t \approx f_o/BW$, $C = 1/(2\pi BW R_t)$ y $L_t \approx 1/\omega_o^2 C$. Pero de las ecuaciones (2-9), (2-10) y (2-11)

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} \quad (2-14)$$

$$L_2 = \frac{R_2}{\omega_o Q_p} \quad (2-15)$$

$$L_1 = L_t \left[\frac{Q_p^2 + 1}{Q_p^2 + 1 - k^2} \right] \quad (2-16)$$

Ninguna de estas cantidades puede calcularse sin escoger arbitrariamente es valor de Q_p o k

Mediante reagrupaciones en las ecuaciones anteriores, se puede demostrar que

$$Q_t = \frac{Q_t^2 + 1 - k^2}{Q_p k^2} \quad (2-17) \quad k^2 = \frac{Q_p^2 + 1}{Q_p Q_t + 1} \quad (2-18)$$

y que

$$Q_p = Q_t \left[\frac{k^2}{2} + \left[\frac{k^4}{4} + \frac{(k^2 - 1)}{Q_t^2} \right]^{1/2} \right] \quad (2-19)$$

La última ecuación muestra que si k se hace lo suficientemente pequeño, el valor de Q_p se hace complejo. De esta manera, existe un límite inferior para el valor realizable de k con uno especificado de Q_t . Tomando derivadas, los valores mínimos permisibles de k y el valor correspondiente de Q_p se encuentran como

$$Q_p \text{ (k\textsubscript{mín})} = \frac{1}{Q_t} [\sqrt{(Q_t^2 + 1)} - 1] \quad (2-20)$$

$$k_{\text{mín}} = \frac{\sqrt{2}}{Q_t} [\sqrt{(Q_t^2 + 1)} - 1] \quad (2-21)$$

De la ecuación (2-19) observamos que Q_p siempre será menor que Q_t a menos que $k=1$. Tomando en cuenta esta restricción, podemos escoger arbitrariamente a Q_p , pero entonces deberemos de usar el valor de k que resulta de (2-18). En transformadores de RF no siempre es posible obtener valores altos del coeficiente de acoplamiento; por lo tanto, debemos verificar el valor mínimo de k para un Q_t especificado. Las restricciones de diseño que impone este método son:

- (1) $Q_t > 10$ de tal suerte que se aplique las relaciones aproximadas para los circuitos como el de la figura 2-6 descritas en el capítulo anterior.
- (2) Q_p debe escogerse de tal manera que $0 < Q_p < Q_t$, y
- (3) $k_{\text{mín}} < k < 1$. El ejemplo siguiente ilustra el procedimiento de diseño.

Para construir las inductancias utilizamos la fórmula empírica (2-22) que aparece en la página 4-11 de la cita bibliográfica [3] que aparece al final del libro. La fórmula para arrollamientos de una capa es la siguiente:

$$L = \frac{0.394 r^2 N^2}{9 r + 10 l} \mu H \quad (2-22)$$

donde: r es el radio de la bobina en centímetros

l es la logitud.

N es el número de vueltas.

En la precisión, se asegura que es de 1% para bobinas en las que $l > 2/3 r$.

Para construir una inductancia de manera sencilla utilizando esta fórmula, tenemos las tablas del apéndice A, en estas se indica el valor de la inductancia según el número de vueltas que de dan y el largo de la bobina, para distintos diámetros de núcleos. Dependiendo del calibre del alambre usado, cada vuelta forma da una longitud diferente.

El resultado obtenido con esta ecuación fue muy cercano al deseado con las diversas bobinas que armamos, medimos algunas con un medidor de inductancias cuando nos fue posible, otras las colocamos en un circuito oscilador y la frecuencia fue muy cercana a la esperada. El factor de calidad de la bobina es problemático, ya que es necesario saber la resistencia del cobre a 10 MHz, a esta frecuencia es muy significativo el efecto "piel", donde la corriente tiende a circular por las partes externas del conductor. Estimamos un factor de calidad de 150 en base a las especificaciones de fabricantes de bobinas de construcción similar.

A continuación se muestran algunos ejemplos de transformadores que construimos. Las ecuaciones anteriores las programamos y obtuvimos lo siguiente

Transformador 1

| | |
|------------------------|------------------------|
| $f_0 = 10$ MHz | $BW = 0.5$ MHz |
| $R_i = 4.7$ k Ω | $R_o = 4.7$ k Ω |
| $K = 0.405$ | $C = 68$ pF |
| $Q_p = 3$ | $Q_t = 20$ |
| $L_1 = 3.63$ μ H | $L_2 = 24.93$ μ H |

Transformador 2

| | |
|------------------------|------------------------|
| $f_0 = 20$ MHz | $BW = 1$ MHz |
| $R_i = 4.7$ k Ω | $R_o = 4.7$ k Ω |
| $K = 0.405$ | $C = 33$ pF |
| $Q_p = 3$ | $Q_t = 20$ |
| $L_1 = 1.9$ μ H | $L_2 = 12.6$ μ H |

Transformador 3

| | |
|------------------------|------------------------|
| $f_0 = 30$ MHz | $BW = 1.5$ MHz |
| $R_i = 4.7$ k Ω | $R_o = 4.7$ k Ω |
| $K = 0.405$ | $C = 22$ pF |
| $L_1 = 1.3$ μ H | $L_2 = 8.3$ μ H |

Transformador 4

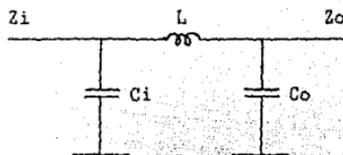
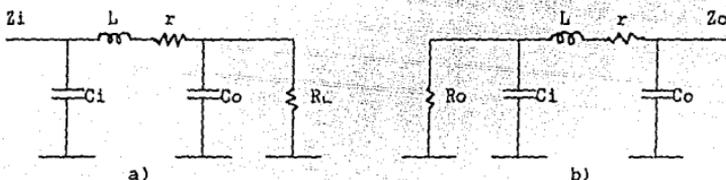
| | |
|------------------------|-----------------------|
| $f_0 = 72$ MHz | $BW = 3.6$ MHz |
| $R_i = 2.2$ k Ω | $R_o = 75$ Ω |
| $K = 0.405$ | $C = 20$ pF |
| $L_1 = 0.247$ μ H | $L_2 = 0.055$ μ H |

2.3 RED DE ACOPLAMIENTO π .

Una red de acoplamiento π se muestra en la figura 2-7. El propósito de esta red es que si tenemos un circuito que debe pasar una señal a otro, teniendo impedancias diferentes, las que deseamos acoplar de tal manera que halla máxima transferencia de potencia.

Para lograr este objetivo colocaremos una red π de tal manera que presente una impedancia de entrada igual a la del circuito "fuente", y una impedancia de salida igual a la del circuito "carga".

Haremos un análisis sencillo auxiliándonos de la figura 2-8, y para el diseño emplearemos un programa de computadora.

Figura 2-7. Red π .Figura 2-8. Red π en acoplamiento. a) Impedancia de entrada. b) Impedancia de salida.

A partir de la figura 2-8 podemos determinar las impedancias de entrada y salida, definidas por las siguientes expresiones:

$$Z_i = Z_{Ci} \parallel [Z_L + r + (Z_{Co} \parallel R_L)] \quad (2-23)$$

$$Z_o = Z_{Co} \parallel [Z_L + r + (Z_{Ci} \parallel R_o)] \quad (2-24)$$

Siendo

$$Z_{Ci} = \frac{1}{j 2\pi f C_i}$$

$$Z_{Co} = \frac{1}{j 2\pi f C_o}$$

$$Z_L = j 2\pi f L$$

Y la función de transferencia del circuito es

$$\frac{V_o}{V_i} = H(s) = \frac{\frac{R_i}{R_i + Z_i} \cdot (Z_{Co} \parallel R_o)}{Z_L + r + (Z_{Co} \parallel R_o)}$$

$$H(s) = \frac{R_i (Z_{Co} \parallel R_o)}{(R_i + Z_i)[Z_L + r + (Z_{Co} \parallel R_o)]} \quad (2-25)$$

Supongamos que deseamos conectar un circuito receptor que tiene una impedancia de entrada de 300Ω con una antena que tiene una impedancia de 75Ω . La frecuencia de operación es de 72 MHz .

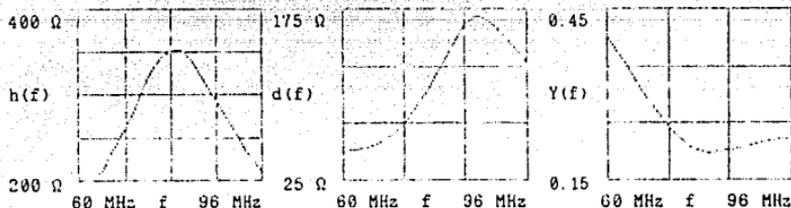
Podemos entonces, calcular los componentes del tal manera que el circuito π tenga una impedancia de entrada de 300Ω y una impedancia de salida de 75Ω . Veamos las dos opciones siguientes, los cuadros inferiores indican la respuesta en frecuencia.

$$\begin{aligned} L &:= .314 \mu\text{H} & C_1 &:= 18 \text{ pF} & C_o &:= 27 \text{ pF} \\ R_i &:= 300 \Omega & R_o &:= 75 \Omega & Q_1 &:= 100 \\ f &:= 60 \text{ MHz}, 62 \text{ MHz}, \dots, 96 \text{ MHz} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Par}(x,y) &:= \frac{x y}{x + y} & Z_c(w,f) &:= \frac{-j}{2 \pi f w} & Z_L(z,f) &:= j 2 \pi f z \\ & & & & Z_L(f) &:= Z_L(L,f) \\ & & & & Z_{Co}(f) &:= Z_c(C_o,f) \\ & & & & Z_{C1}(f) &:= Z_c(C_1,f) \\ P1(f) &:= \text{Par}(Z_{Co}(f), R_o) & r(f) &:= \frac{Q_1}{Z_L(f)} \\ P2(f) &:= \text{Par}(Z_{C1}(f), R_i) & & & & \\ \text{Rama1}(f) &:= Z_L(f) + P1(f) + r(f) & Z_i(f) &:= \text{Par}(Z_{C1}(f), \text{Rama1}(f)) \\ \text{Rama2}(f) &:= Z_L(f) + P2(f) + r(f) & Z_o(f) &:= \text{Par}(Z_{Co}(f), \text{Rama2}(f)) \\ h(f) &:= |Z_i(f)| & d(f) &:= |Z_o(f)| \end{aligned}$$

$$T(f) := \frac{R_i P1(f)}{(R_i + Z_i(f)) (Z_L(f) + r(f) + P1(f))} \quad Y(f) := |T(f)|$$

Respuestas en frecuencia.



$$h(72 \text{ MHz}) = 301.866 \Omega$$

$$d(72 \text{ MHz}) = 74.755 \Omega$$

$$|T(72 \text{ MHz})| = 0.244$$

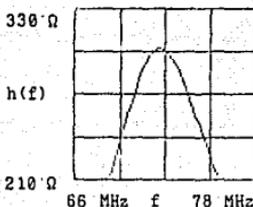
Calculo de la red π de acoplamiento

$$\begin{aligned} L &:= .14 \mu\text{H} & C_i &:= 52 \text{ pF} & C_o &:= 185 \text{ pF} \\ R_i &:= 300 \Omega & R_o &:= 75 \Omega & Q_1 &:= 100 \\ f &:= 66 \text{ MHz}, 66.25 \text{ MHz} \dots 78 \text{ MHz} \end{aligned}$$

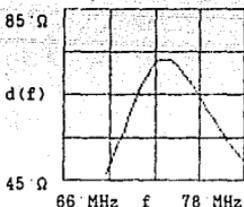
$$\begin{aligned} \text{Par}(x,y) &:= \frac{x y}{x + y} & Z_c(w,f) &:= \frac{-j}{2 \pi f w} & Z_l(z,f) &:= j 2 \pi f z \\ & & & & Z_l(f) &:= Z_l(L,f) \\ & & & & Z_{Co}(f) &:= Z_c(C_o,f) \\ & & & & Z_{Ci}(f) &:= Z_c(C_i,f) \\ P_1(f) &:= \text{Par}(Z_{Co}(f), R_o) & r(f) &:= \frac{Q_1}{Z_l(f)} \\ P_2(f) &:= \text{Par}(Z_{Ci}(f), R_i) & & & & \\ \text{Rama1}(f) &:= Z_l(f) + P_1(f) + r(f) & Z_i(f) &:= \text{Par}(Z_{Ci}(f), \text{Rama1}(f)) \\ \text{Rama2}(f) &:= Z_l(f) + P_2(f) + r(f) & Z_o(f) &:= \text{Par}(Z_{Co}(f), \text{Rama2}(f)) \\ h(f) &:= |Z_i(f)| & d(f) &:= |Z_o(f)| \end{aligned}$$

$$T(f) := \frac{R_i P_1(f)}{(R_i + Z_i(f)) (Z_l(f) + r(f) + P_1(f))} \quad Y(f) := |T(f)|$$

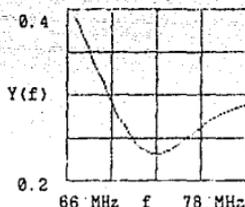
Respuestas en frecuencia.



$$h(72 \text{ MHz}) = 300.925 \Omega$$



$$d(72 \text{ MHz}) = 72.541 \Omega$$



$$|T(72 \text{ MHz})| = 0.232$$

La mayoría de las aplicaciones se usan con el circuito en resonancia, como la segunda opción. sin embargo puede haber aplicaciones donde sea útil usar las otras. El ancho de banda del circuito queda determinado principalmente por el factor de calidad de la bobina y las resistencias de los circuitos a conectar, aunque en la práctica los capacitores tienen un factor de calidad que es significativo. Los componentes reactivos de los circuitos a conectar, pueden incluirse en C_1 y C_2 si así lo permiten.

El problema con este tipo de circuitos es que son susceptibles a los cambios en los valores de los componentes. Se requiere que los capacitores permitan el ajuste al valor con exactitud, así como una inductancia cuyo valor sea muy cercano al del cálculo. La ventaja de estos circuitos es que son de fácil construcción y ocupan menor espacio que un transformador.

CAPITULO 3. CIRCUITO MODULADOR DE FM.

Para un funcionamiento confiable de un transmisor de radiofrecuencia es necesario cumplir con las siguientes características:

- Cumplir satisfactoriamente con las normas establecidas por la Secretaría de Comunicaciones (SCT), las cuales se refieren básicamente a ancho de banda, potencia radiada y frecuencia.
- Cumplir con los protocolos de transmisión tomando en cuenta el equipo que se desea enlazar, en el caso de una PC la norma de transmisión del puerto RS 232.
- Estabilidad de frecuencia : Es necesario que el ancho de banda de la señal y frecuencias portadoras se encuentren dentro del canal de transmisión seleccionado, conservándose estable con variaciones de temperatura, ambiente de operación (electromagnético) y manejo, envejecimiento del equipo, etc..

El principal requerimiento de un modulador o generador de frecuencia modulada es la obtención de una señal de frecuencia variable, con variación proporcional a la amplitud instantánea de la señal moduladora. Los requerimientos adicionales son que la frecuencia de la señal sin modularse sea constante, y la desviación independiente de la frecuencia moduladora. Pero si el propio sistema no tiene estas características adicionales, se pueden incluir correcciones durante el proceso de modulación.

Antes de decidir cual circuito se va a analizar para cada función, hicimos pruebas con distintas configuraciones con el objetivo de ver cual de ellos satisface mejor con los requisitos de operación, disponibilidad de componentes, costo de realización, así como cumplir con las características mencionadas al inicio del capítulo. Los circuitos definitivos son los que se mencionan durante este capítulo.

Como una parte esencial de estos circuitos lo componen circuitos sintonizados (resonantes), se hace un análisis de ellos a continuación.

3.1 OSCILADORES

Un elemento fundamental para cualquier tipo de modulador y/o transmisor es el oscilador, que genera la onda a transmitirse. A continuación se hace un análisis de ellos.

Básicamente, un oscilador de onda senoidal es un circuito que mediante amplificación y realimentación, genera una salida sinusoidal. Su elemento activo es normalmente un transistor único o FET para alta frecuencia de operación. La frecuencia de operación es determinada por un circuito sintonizado (o un cristal de

cuarzo) en la trayectoria de realimentación. Los factores que se toman en cuenta para la elección de un circuito para cierta aplicación son :

- 1) Frecuencia de operación.
- 2) Estabilidad de frecuencia.
- 3) Estabilidad de la amplitud.
- 4) Amplitud de salida.
- 5) La pureza de la forma de onda de salida.
- 6) La posibilidad de que ocurran modos de oscilación indeseables.

3.1.1 Análisis.

Apartir de la teoría de realimentación, un amplificador como el de la figura (3-1), presenta una ganancia de malla cerrada dada por la siguiente expresión:

$$A_c = \frac{A_a}{1 - \beta \cdot A_a} \quad (3-1)$$

En donde :

A_a = Ganancia de malla abierta
 A_c = Ganancia de malla cerrada
 β = Factor de realimentación

De aquí podemos ver que si el factor de realimentación β es negativo, la ganancia de malla cerrada A_c será menor que la de malla abierta A_a . Sin embargo, si el factor de realimentación es positivo, la ganancia de malla cerrada puede tender a infinito. Por ejemplo, si el factor de realimentación β es el recíproco de la ganancia de malla abierta A_a , el producto βA_a en la ecuación (3-1) es 1, $\beta A_a = 1$ y el denominador tiende entonces a cero y la ganancia de lazo abierto a infinito.

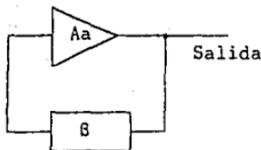


Figura 3-1. Amplificador con realimentación conectado como oscilador.

La condición en la que se producirá oscilación autosostenida, es la que se describe como un amplificador cuya ganancia de malla abierta y cuyo factor de realimentación positiva satisfacen los criterios siguientes :

$$1 - \beta \cdot A_a = 0 \quad \text{o bien,} \quad \beta \cdot A_a = 1 \quad (3-2)$$

En general, este criterio se denomina criterio de Barkhausen para la oscilación. La realimentación no sólo debe satisfacer este criterio, sino hacerlo a la frecuencia en la que el circuito de realimentación produce un cambio neto de fase de 0° ; puesto que tanto A como β son números complejos que incluyen factores de reactancia en el circuito, la ecuación (3-2) se puede escribir, de manera más explícita, como sigue :

$$\beta \cdot A_a = 1 \angle 0^\circ = 1 + j 0 \quad (3-3)$$

La condición de cambio de fase de 0° para la oscilación es en realidad de 360° o algún múltiplo. El amplificador del oscilador invierte típicamente su señal produciendo un cambio de fase de 180° , la red de realimentación positiva selectiva de frecuencias, conectada de regreso a un punto de la entrada producirá el cambio de fase adicional de 180° .

Los circuitos de las figuras 3-2 a 3-6 representan los osciladores más comunes con realimentación. Se pueden emplear transistores de unión operando en configuración de base común, u otros dispositivos activos como FET's o amplificadores operacionales. Para mayor estabilidad de frecuencia se pueden sustituir las reactancias de los circuitos por cristales de cuarzo.

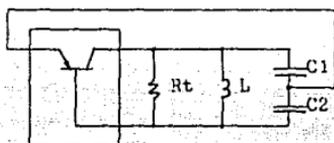


Fig. 3-2. Oscilador Colpitts.

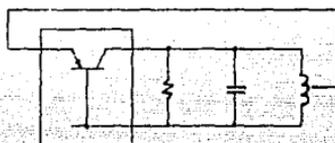


Fig. 3-3. Oscilador Hartley.

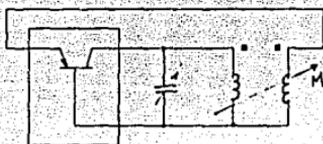


Fig. 3-4. Oscilador sintonizado a la salida.

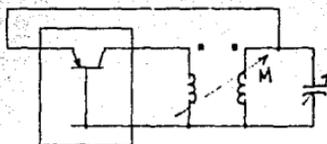


Fig. 3-5. Oscilador sintonizado a la entrada.

Aunque cualquiera de las terminales del transistor o del FET puede estar a tierra, la mayoría de los circuitos osciladores utilizan circuitos de base común, emisor común, compuerta común o drenador común. Con transistores de unión se prefiere por lo general la configuración base común para osciladores en RF pues :

- 1) Se reduce al mínimo la realimentación dentro del transistor, permitiendo un mejor control de la realimentación global mediante elementos de circuitos externos.
- 2) La ganancia en corriente tiene un desplazamiento de fase pequeño y es casi constante en amplitud hasta una frecuencia de alrededor de $f_a/2 \approx f_c/2$.

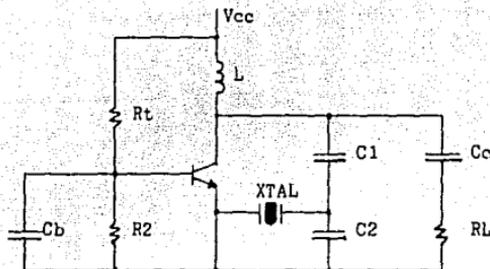


Figura 3-6. Oscilador de cristal con transistor .

En la configuración emisor común por otra parte, la ganancia de corriente (β) cae en una tasa de 6 dB por octava en la región superior de la gama de RF y su corrimiento de fase se aproxima a 90° . La dependencia resultante de la ganancia de transistor y el desplazamiento de fase con la frecuencia son desventajas prácticas en un oscilador sintonizable y complican el análisis de un circuito en una frecuencia fija.

3.1.2 Técnicas de diseño de osciladores.

El diseño de osciladores tiene más de empirismo que de ciencia exacta. Los circuitos utilizados alcanzan la operación estacionaria sólo cuando un transistor ha sido excitado tan profundamente en su operación no lineal, que su ganancia, promediada en cada ciclo de salida, cae hasta una fracción pequeña del valor nominal en señal pequeña. Las hojas de datos o catálogos de parámetros de transistores definen solamente las condiciones iniciales de un circuito oscilador, desconociéndose por lo general los valores transitorios y finales. Los circuitos equivalentes y la mayoría de las herramientas analíticas de circuitos se sustentan en la linealidad, una condición que no existe en la mayoría de los osciladores. Esto quiere decir que las condiciones de operación estacionarias de un oscilador no se pueden predecir exactamente, por lo general, mediante técnicas matemáticas elementales.

Para que se inicien las oscilaciones, la salida de un dispositivo amplificador debe realimentar a la entrada con una ganancia mayor que la unidad y con un corrimiento de fase de 0° o algún múltiplo de 360° . En un circuito oscilador ideal, esto puede tener lugar sólo en una frecuencia, que será la de oscilación. Si el desplazamiento de fase a través de la red de realimentación y del transistor es independiente de las condiciones de operación de éste, la frecuencia de oscilación estacionaria será la misma que al inicio de las oscilaciones y puede predecirse exactamente por análisis de señal débil del circuito inicial. Es también posible predecir la ganancia de transistor mínima que iniciará la oscilación, aunque esta ganancia y frecuencia de

operación son casi lo único que puede dar un análisis en señal débil.

La dependencia en frecuencia de los valores de los componentes pasivos es otro factor que complica el análisis. Los capacitores con capacitancias arriba de algunos pF tienden a comportarse inductivamente arriba de los 10 MHz y las capacitancias entre las vueltas pueden hacer que los inductores se hagan capacitores. Estos efectos son difíciles de modelar en la teoría convencional de circuitos y pueden hacer que un circuito satisfaga las condiciones para la oscilación en frecuencias no previstas en los análisis de circuitos. Un resultado práctico es que un circuito que se ve aceptable en el papel puede oscilar simultáneamente a la frecuencia pretendida y en una más baja ("ruido de motor") o a una o más frecuencias superiores ("parásitas"). Por lo general esto se puede evitar empleando inductores de alta calidad y conectando en paralelo capacitores pequeños (de 100 a 300 pF) con todos los de puenteo y de acoplamiento. En frecuencias donde los capacitores más grandes se hacen inductivos, los pequeños proporcionan cortocircuitos efectivos. En casos extremos se tienen que insertar cuentas de ferrita en los conductores del transistor para extinguir las oscilaciones de VHF.

Así, el análisis del circuito de un oscilador es sólo el comienzo del proceso de diseño. Da quizá valores para todas las componentes determinadas por la frecuencia en el circuito, pero dice poco o nada sobre las magnitudes como la salida de potencia, eficiencia, pureza de la forma de onda, estabilidad en frecuencia y sensibilidad frente a variaciones en temperatura y alimentación de voltaje. Estos puntos se resuelven muy a menudo tomando los cálculos de señal débil como punto de partida, construyendo ensayada el circuito y ajustando valores de componentes hasta alcanzar el funcionamiento deseado.

3.1.3 Cálculo de un circuito oscilador.

La configuración básica, a partir de la cual se forman los osciladores tanto del transmisor como del receptor, es la de un oscilador Colpitts en base común. A continuación se analiza su funcionamiento y cálculo.

El circuito Colpitts en base común se escogió por usarse con frecuencia como oscilador de RF. Ya que ofrece las ventajas de operar aproximadamente arriba de la frecuencia de corte del transistor (obtenida por la configuración en base común) y de evitar un inductor con derivación (como el que se usa en el circuito oscilador Hartley). En la figura 3-7 se muestra el circuito mostrando sus componentes. Aquí R_c es el resistor de carga; C_f es un capacitor de sintonía usado para ajustes de frecuencia; C_1 y C_2 determinan la razón de realimentación; R_e estabiliza al circuito contra variaciones en la impedancia de entrada del transistor; R_1 , R_2 establecen las condiciones de polarización (punto Q); L_t es la inductancia del circuito tanque y r su resistencia interna serie. Obsérvese que L_t está en paralelo con R_c , C_f , C_1 , y con la combinación serie de C_2 y C_3 . La bobina de RF en el conductor del emisor evita la disipación de potencia de RF en R_e .

El capacitor C_b manda a tierra a la base en la frecuencia de operación; y C_c es un capacitor de acoplamiento de baja impedancia que evita corrientes continuas en la carga. El circuito que probamos es muy parecido, la variante es de que en lugar de el capacitor variable C_f de ajuste de frecuencia, puede emplearse en su lugar un inductor L_t variable, siendo esta última la opción que utilizamos. Como se verá mas adelante, puede usarse en caso de ser un modulador en frecuencia el diodo varactor como C_f .

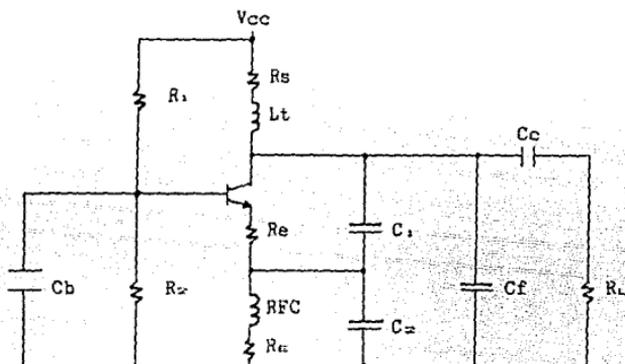


Figura 3-7. Circuito oscilador Colpitts práctico mostrando todas sus componentes.

Circuito equivalente.

El modelo de señal pequeña para el transistor en base común para alta frecuencia aparece en la figura 3-8.

Consideraremos ahora algunas simplificaciones para el análisis del circuito. La resistencia R_s de la bobina L_t es importante en la operación del circuito; se le incluye adecuadamente definiendo una resistencia paralelo equivalente $R_p = Q_c^2 r$ (Q_c es el factor de calidad Q de la bobina) y representando la bobina como una R_p en paralelo con un inductor sin pérdidas con inductancia igual a L_t .

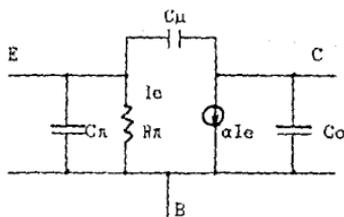


Figura 3-8. Modelo de señal pequeña para el transistor en base común.

Para el análisis de este oscilador, consideraremos su circuito equivalente en señal pequeña, el cual aparece en la figura 3-8.

Podemos observar los bloques que integran el oscilador en la figura 3-9; el amplificador está formado por el transistor de la figura 3-8 y la realimentación por un circuito resonante con divisor capacitivo. La fuente de corriente I_s (ficticia) representa un pulso infinitesimal que inicia las oscilaciones. Consideramos que C_1 está en paralelo con C_M y C_2 con C_X por lo que C_1 y C_2 incluirán el valor de C_M y C_X respectivamente; R_t es el paralelo de las resistencias R_L y R_p . R_i es la suma de $R_A + R_e$.

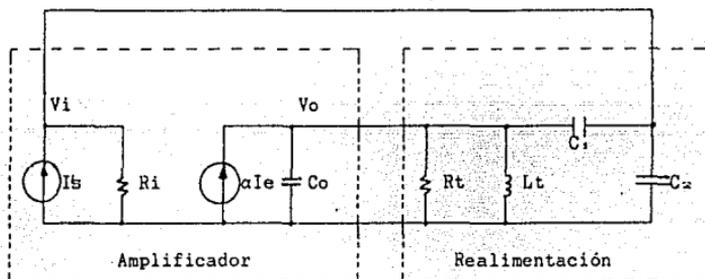


Figura 3-9. Circuito equivalente del oscilador.

El circuito de realimentación, que es igual al mostrado en la figura (3-9) se diseña para valores específicos de R_t y R_i ; en la frecuencia de resonancia f_0 y ancho de banda B . Se deben calcular los valores de L , C_1 y C_2 .

En términos de los parámetros de admitancia $g_i = 1/R_i$ y $g_t = 1/R_t$, y para la frecuencia compleja, las ecuaciones nodales del circuito adoptan la forma:

$$\begin{bmatrix} I_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_i + s(C_1 + C_2) & -sC_1 \\ -\alpha g_i - sC_1 & g_t + s(C_1 + C_2) + \frac{1}{sL_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i \\ V_o \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

En términos del determinante $\Delta(s)$ de la red y de su cofactor $\Delta_{21}(s)$, el voltaje de salida es $V_o = -I_s \Delta_{21}(s) / \Delta(s)$.

Con un pulso infinitesimal de ruido I_s a la entrada se tendrá un V_o de salida finito si $\Delta(s) = 0$, por lo que $\Delta(s) = 0$ proporciona el criterio para el establecimiento de las oscilaciones.

Así,

$$(s) = g_1 + s(Lt g_1 + C_1 + C_2) + s^2 [Lt g_1 (C_1 + C_2) + Lt g_1 (C_1 + C_2) - Lt C_1 g_1] + s^3 [Lt (C_1 + C_2)(C_1 + C_2) - Lt C_1^2] = 0 \quad (3-5)$$

Si se satisfacen las condiciones para la oscilación, la ecuación (3-5) tendrá un par de raíces complejas conjugadas en la mitad derecha del plano. Las condiciones límites para el establecimiento de las oscilaciones tienen lugar si las raíces se localizan sobre el eje $j\omega$, por lo que los términos de potencia pares representan una cantidad real y los de potencia impares son cantidades imaginarias. Ambas deben ser nulas separadamente para que $(j\omega)$ se cancele. Así,

$$\text{Re}(j\omega) = g_1 - \omega^2 Lt [g_1(C_1 + C_2) + g_1(C_1 + C_2) - C_1 g_1] = 0 \quad (3-6)$$

$$\text{Im}(j\omega) = Lt g_1 + C_1 + C_2 - \omega^2 Lt [(C_1 + C_2)(C_1 + C_2) - C_1] = 0 \quad (3-7)$$

Como la parte real contiene a ω y ω como incógnitas, mientras que la parte imaginaria tiene sólo a ω como incógnita, la solución de esa da la frecuencia de oscilación $\omega_0 = 2\pi f_0$. Este valor puede sustituirse en la primera para obtener el valor mínimo de g_1 requerido para que se inicien las oscilaciones. Este proceso da lugar a las relaciones

$$\omega_0^2 = \frac{g_1 E_1 + [(C_1 + C_2)/Lt]}{(C_1 + C_2)(C_1 + C_2) - C_1^2} \quad (3-8)$$

arreglando la ecuación,

$$\omega_0^2 = \frac{1}{Lt[Co + (C_1 C_2 / C_1 + C_2)]} + \frac{1}{Rt Ri [Co(C_1 + C_2) + C_1 C_2]} \quad (3-9)$$

Este término se debe al Este término se debe al
circuito tanque LC. transistor y a la carga.

El primer término debe predominar, para que los cambios en la carga, en el punto Q del transistor y otros, no afecten la frecuencia de oscilación f_0 . Si se tiene una bobina de Q elevado y una carga mínima, Rt será incrementada y se reducirá la magnitud del segundo término.

Al reescribir el denominador del segundo término como

$$Rt Ri (C_1 + C_2) \left(C_2 + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) \quad (3-10)$$

Se hace evidente que si va a minimizarse este término, debe satisfacerse la condición

$$Lt \ll Rt Ri (C_1 + C_2)$$

Entonces

$$\omega_0^2 \approx \frac{1}{L_t [C_0 + (C_1 C_2 / C_1 + C_2)]} \quad (3-11)$$

y el circuito oscila a una frecuencia determinada esencialmente por L_t en paralelo con la capacidad efectiva que resulta de la combinación paralelo de C_0 con C_1 y C_2 en serie.

Haciendo el análisis para encontrar la α mínima para que se inicien las oscilaciones, encontramos que la mayoría de los transistores cuya $F_{T/2}$ es mayor a la frecuencia de oscilación, satisfacen ese valor mínimo. La expresión final es

$$\alpha_{min} = \frac{1}{1 + (C_2/C_1)} + \frac{R_i}{R_t} \left[1 + \frac{C_2}{C_1} \right] \quad (3-12)$$

Para nuestro proyecto, los parámetros principales son, la frecuencia de oscilación y la potencia que debe entregarse a la carga. Estas condiciones proporcionan orientaciones claras para la sección del transistor, pues el dispositivo debe ser capaz de amplificar en la frecuencia de operación y de manejar la disipación de potencia requerida. Primeramente trataremos el problema de la potencia.

El transistor en un oscilador Colpitts en base común se comporta como una fuente de corriente paralelo con:

- 1) la resistencia paralelo equivalente de la resistencia R_p de bobina del tanque;
- 2) el valor transformado de la resistencia R_i de emisor efectiva, y
- 3) la resistencia de carga R_L .

Si esta combinación se denota con R_o entonces,

$$R_o = \frac{1}{(1/R_p) + (1/N^2 R_i) + (1/R_L)} = R_p \parallel N^2 R_i \parallel R_L \quad (3-13)$$

donde N es la "razón de conversión" del divisor de voltaje capacitivo (ver sección 2.1 y tabla 2.5).

Consideremos ahora la característica de salida (idealizada) del transistor que aparece en la figura 3-10. Bajo condiciones de reposo, el transistor opera en I_{BQ} y V_{CEQ} . La línea de carga de CA pasa a través del punto de operación y tiene una pendiente $-1/R_o$. El punto de operación es determinado por la red de polarización y se encuentra sobre las líneas de carga de ca y CD. Si las variaciones de i_c y v_{ce} son sinusoidales cuando tienen lugar las oscilaciones, el punto de operación se mueve sobre la línea de CA con pendiente $-1/R_o$. Durante cada ciclo, la corriente de colector va de cero hasta un cierto valor pico I_p , y el voltaje

de colector pasa de 0 a un valor máximo V_p . Puede demostrarse por geometría analítica que

$$V_p = V_{CC} + I_{CQ} R_o \quad (3-14)$$

$$I_p = I_{CQ} + V_{CC} / R_o \quad (3-15)$$

Si escogemos el punto de operación de tal manera que

$$V_{CC}/I_{CQ} = R_o,$$

entonces $V_p = 2V_{CC}$

e $I_p = 2I_{CQ}$.

Suponiendo que la i_c varíe sinusoidalmente entre 0 e I_p , el valor rms de la componente sinusoidal de la corriente de colector es $0.707 I_{CQ}$.

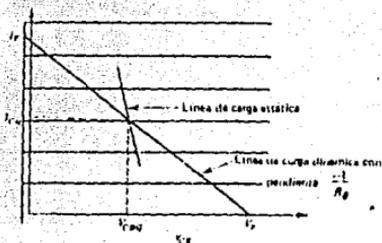


Figura 3-10. Característica de salida a transistor idealizada para el diseño del oscilador Colpitts.

Para máxima transferencia de potencia a la carga,

$$\frac{1}{R_L} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{N^2 R_i} \quad \text{ó} \quad R_o = R_p \parallel N^2 R_i \quad (3-16)$$

y $R_o = R_L/2$. Entonces, la potencia entregada a la carga está dada por

$$P_{Lm\acute{a}x} = I_{CQ}^2 \frac{R_L}{8} \quad (3-17)$$

Si el punto de operación no se desplaza durante la oscilación, la corriente directa extraída por el transistor bajo estas condiciones, es

$$P_{cd} = V_{CC} I_{CQ} = I_{CQ}^2 R_o = I_{CQ}^2 R_L/2 \quad (3-18)$$

La eficiencia máxima preestablecida por este análisis es del 25%. Por consiguiente, el paso 1 en el diseño de un oscilador Colpitts es seleccionar un transistor capaz de disipar cuando menos 4 veces la potencia de salida deseada. El transistor debe ser capaz también de manejar las oscilaciones de corriente y voltaje requeridas. Si el transistor seleccionado tiene también una FT que sea al menos el doble de la frecuencia de operación, se asegura la ganancia suficiente para iniciar las oscilaciones, con tal que satisfaga la ecuación (3-18).

Para nuestro caso, tenemos una fuente de voltaje de 24 volts y una resistencia de carga de 4.7 k Ω a CD, deseamos que la señal tenga la amplitud mayor posible, 24 Vpp, por lo cual, $V_{rms} = 24/2\sqrt{2} = 8.48$ v y $P = 8.48^2/4700 = 15.32$ mW. Los osciladores esta-

rán a una frecuencia alrededor de 10 MHz. El transistor que usaremos es el BC547c de Motorola, algunas de sus características son las siguientes:

$I_c = 100 \text{ mA}$; Disipación de potencia = 625 mW, $T_a = 25^\circ\text{C}$;
 $h_{FE} = 420 \text{ min @ } I_c = 2 \text{ mA}$; $f_T = 150 \text{ MHz min}$; $C_o = 4.5 \text{ pF máx.}$

Podemos ver que el transistor cubre estos requisitos sin problema. Además, tomamos en cuenta el costo y disponibilidad.

Ahora debemos hallar los valores de los componentes de la red de polarización. El punto de operación lo encontramos por usando la ecuación (3-18)

$$I_{CQ} = \sqrt{8 (0.01532)/4700} = 5.107 \text{ mA}$$

$$R_{\pi} \approx 1/40 I_{CQ} = 4.9 \Omega \quad R_o = 4.7 \text{ k}\Omega / 2 = 2.35 \text{ k}\Omega$$

$$V_{CEQ} = I_{CQ} R_o = 5.106 (2.35) = 12 \text{ v}$$

$$V_{CC} = V_{CEQ} + V_{CEsat} + I_{CQ} (R_e + R_b), \text{ de aquí}$$

$$R_b = (24 - 12 - 0.2) / 5.106 - 4.9 = 2.31 \text{ k}\Omega$$

El valor mas próximo comercial es de 2.2 k Ω .

Escogemos $R_e = 10 R_{\pi} = 49 \Omega$, el valor comercial mas próximo es de 47 Ω . Las resistencias R_1 y R_2 se seleccionan de la siguiente manera, $I_{BQ} = 5.106/420 = 12.16 \mu\text{A}$, la corriente en $R_b = R_1 \parallel R_2$ debe ser mayor para garantizar la estabilidad, pongamos 50 veces mayor, $I_{R_1} \approx 50 I_{BQ} = 0.608 \text{ mA}$, resolviendo la malla de base:

$$V_b = I_{R_1} (R_b + R_e) + V_{beq} = 5.106 (2.247) + .6 = 12.07 \text{ v}$$

$$R_1 = V_{cbq} / I_{R_1} = (24 - 12.07) / 0.608 = 19.62 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 12.07 / 0.0608 = 19.85 \text{ k}\Omega$$

Ahora debemos seleccionar los componentes del circuito tanque, partiendo de la ecuación (3-11). La frecuencia para el oscilador maestro será de 10 MHz, la capacitancia del circuito tanque es $C_t = C_o + C_1 \parallel C_2$ para reducir la dependencia haremos que $C_1 \parallel C_2$ sea mayor que C_o para disminuir el efecto del transistor sobre la frecuencia. Como $C_o = 4.5 \text{ pF}$, haremos $C_t = 170 \text{ pF}$. Con lo cual,

$$L_t = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_t} = 1.49 \mu\text{H}$$

Para transferencia máxima de potencia a la carga,

$$N = \sqrt{\frac{R_o \cdot R_p}{R_i (R_p - R_o)}} = \sqrt{\frac{(4.7)(14)}{(0.0519)(14-4.7)}} = 11.68$$

El paso siguiente es escoger C_1 y C_2 , tomando el dato del

transistor de $C_0=4.5$ pF, $C_t - C_0 = 165.5$ pF. De la tabla 1.4 tenemos que:

$$Q_p = \left[\frac{Q_t^2 + 1}{N^2} - 1 \right]^{1/2} = 1.89$$

$$C_w = Q_p / (\omega_0 R^2) = 580 \text{ pF}$$

$$C_{se} = C_w (Q_p^2 + 1) / Q_p^2 = 742.37 \text{ pF}$$

$$C_i = \frac{C_{se} C_t}{C_{se} - C_t} = 220 \text{ pF}$$

Mediante este cálculo obtenemos resultados aproximados, es necesario efectuar ajustes en algunos componentes una vez armado y probado, existen errores por las tolerancias de cada uno de los componentes, pero el resultado es muy próximo al deseado.

Para convertir este circuito en un modulador de FM, es necesario variar la frecuencia en función del voltaje instantáneo de la señal moduladora, lo cual puede hacerse fácilmente colocando en el lugar de C_f del circuito de la figura (3-7); un diodo varactor, el cual, es un diodo que tiene la propiedad de variar su capacitancia dentro de un rango especificado, en función del voltaje en inversa que se le aplique. Al variar esta capacitancia, la frecuencia de resonancia varía. El diodo varactor debe seleccionarse de tal manera que su variación de capacitancia cause la desviación de frecuencia especificada en el análisis de ancho de banda y que la variación del voltaje que hay que aplicar para causar dicha variación de capacitancia pueda obtenerse fácilmente de la señal moduladora. Esto se tratará con mayor detalle mas adelante.

3.1.4 Osciladores controlados por cristal.

El cuarzo y algunos otros compuestos cristalinos exhiben una relación recíproca (llamada efecto piezoeléctrico) entre una deformación mecánica a lo largo de un eje del cristal y la aparición de un potencial eléctrico a lo largo de otro eje. La deformación de un cristal separará las cargas y dará lugar a un voltaje inverso, un voltaje que deformará al cristal. Si el voltaje aplicado es sinusoidal con frecuencia variable, el cristal oscilará mecánicamente, exhibiendo un cierto número de frecuencias de resonancia. Cerca de una resonancia, un cristal oscilante tiene las características terminales de una red LC con un Q extremadamente alto. En sí, el cristal puede sustituir parte de la red que determina la frecuencia en un oscilador y mejorar considerablemente su estabilidad de frecuencia. Los osciladores controlados por cristal (llamados comúnmente osciladores de cristal) se usan cuando lo exige así la ley (por ejemplo, en transmisiones de bandas normal y civil), cuando la operación se anticipa en sólo unas pocas frecuencias (como en transreceptores de aficionados en VHF) y ahí donde el espacio sea un problema y puedan reemplazarse los circuitos sintonizados bromosos por un cristal más compacto (como en transistores de telemetría).

3.1.5 Propiedades de circuito de los cristales de cuarzo.

Un cristal puede vibrar en un cierto número de modos mecánicos, siendo la frecuencia función de las dimensiones físicas del cristal. El modo con la frecuencia de resonancia más baja se denomina fundamental; los de más alto se denominan sobretonos, siendo estos últimos múltiplos enteros de la frecuencia fundamental. Eléctricamente, en cada resonancia mecánica un cristal se comporta como un circuito serie sintonizado con una inductancia grande y un alto Q. La inductancia resuena con una capacitancia dinámica determinada por la elasticidad del cristal. Estos circuitos serie, para todas las resonancias, están en paralelo con cada uno de los otros y con la capacitancia estática creada por el propio bloque del cuarzo y por las placas de metal que hacen contacto eléctrico con él. En la figura 3-14c podemos ver su respuesta en frecuencia, en las proximidades de una frecuencia de resonancia.

La figura (3-11) ilustra el símbolo para un cristal y el circuito equivalente para un solo modo. Las ramas que representan a los otros modos pueden suponerse que operan tan alejadas de la resonancia que sus efectos son insignificantes. Con la notación de la figura, la resonancia serie ocurre en

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (3-19)$$

y la resonancia paralelo en

$$f_p = f_s \left(1 + \frac{C_s}{C_p} \right)^{1/2} \quad (3-20)$$

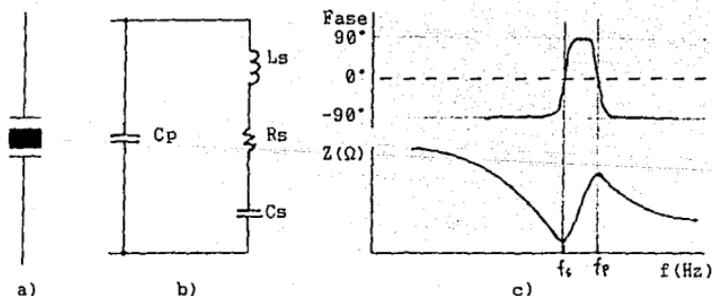


Figura 3-11. Cristal de cuarzo. a) Símbolo. b) Circuito equivalente. c) Respuesta en frecuencia.

La separación de frecuencias entre resonancias está dada por

$$\begin{aligned} f &= f_p - f_s \\ &= f_s [1 - (1 + C_s/C_p)^{-1/2}] \end{aligned} \quad (3-21)$$

La resistencia R_s toma en cuenta la potencia disipada por el calentamiento del cristal y determina el Q del circuito equivalente, dado por

$$Q = \frac{2 \pi f_s L_s}{R_s} \quad (3-22)$$

Por lo general, f_p es menos del 1 % más alta que f_s y un cristal presenta una variación extremadamente rápida de la reactancia con la frecuencia en la banda entre f_p y f_s . Cuando se usa un cristal en un circuito oscilador, esta tasa alta de cambio con la frecuencia estabiliza a la frecuencia del oscilador, pues cualquier cambio de significación en la frecuencia de operación originará uno grande en el desplazamiento de fase de la malla de realimentación y evitará oscilaciones en frecuencias ajenas.

Los fabricantes especifican las frecuencias de resonancia del cristal para operación resonante serie o paralelo. La frecuencia dada para resonancia paralelo se mide con una capacitancia externa en derivación especificada llamada carga, cuyo valor más común es de 30 pF. Si la capacitancia de carga se conecta en serie con el cristal, la combinación será resonante serie en la frecuencia nominal de resonancia paralelo. Los cristales destinados para frecuencias de oscilador hasta 15 MHz aproximadamente, operan normalmente en modo fundamental y se pueden usar para resonancia serie o paralelo. Arriba de 14 MHz se usa un modo de sobretono, siempre resonante serie. En la mayoría de estos casos se especifican en tercer sobretono.

Observando la respuesta en frecuencia de la figura 3-11c se puede deducir fácilmente la manera de aplicarlos, en las figuras 3-11a y 3-11b se muestran los casos típicos de resonancias serie y paralelo. En el caso (a) de resonancia serie, la realimentación del amplificador es máxima a la frecuencia determinada por el cristal, ya que es entonces cuando presenta menor impedancia. A la frecuencia de resonancia paralelo (caso b), el cristal presentará mayor impedancia y por lo tanto mayor realimentación.

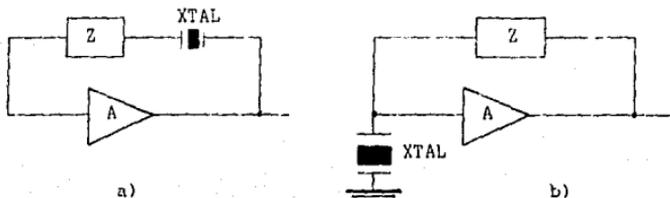


Figura 3-12. Circuitos resonantes. a) resonancia serie. b) resonancia paralelo.

A partir del circuito equivalente de la figura 3-11b podemos ver que también podemos hacer que el cristal oscile a frecuencias diferentes de las de resonancia, añadiendo componentes externos para que la frecuencia de resonancia total del circuito cambie. En el caso de tener una configuración de resonancia serie podemos añadir componentes reactivos en paralelo con el cristal, y en el caso de la configuración resonancia paralelo los añadiríamos en serie con él. La ventaja que proporciona el utilizar el cristal de esta manera es el de tener componentes reactivos con mayor factor de calidad, aunque este sea muy inferior al que se tiene en la frecuencia de resonancia del cristal.

El oscilador controlado por cristal puede hacerse funcionar en un sobretono del cristal añadiendo una impedancia Z (ver figura 3-13) que resuene en ese sobretono, quedando la frecuencia determinada por el cristal. Hicimos pruebas con este tipo de circuitos, obteniendo sus sobretonos, un resultado representativo con dos cristales se describe a continuación.

Se tienen dos cristales que especifican 49.435 MHz y 36.000 Mhz. Los conectamos en dos circuitos osciladores Colpitts, uno con transistor y otro con FET, en sus modos de resonancia serie y paralelo.

El circuito con transistor es el que se indica en la figura 3-6. En el modo de resonancia serie se colocó el cristal entre el divisor capacitivo de C_1 y C_2 y la entrada del amplificador (la resistencia de emisor R_e). Se calcularon los componentes utilizando el método indicado en la sección de osciladores obteniéndose los siguientes resultados.

Parámetros del circuito:

Transistor: BC547c

| | | |
|---------------------------|-----------------------------|-------------------------|
| $r_c = 0.04 \Omega$ | $L_t = 0.1 \mu\text{H}$ | $V_{cc} = 24 \text{ V}$ |
| $R_e = 33 \Omega$ | $R_L = 4.7 \text{ k}\Omega$ | $C_f = 10 \text{ pF}$ |
| $PL = 15 \text{ mW}$ | $f = 50 \text{ MHz}$ | $k = 0.05$ |
| $V_{ceq} = 0.7 \text{ V}$ | $\beta = 200$ | |

$$I_{cq} = \sqrt{\frac{8 PL}{R_L}} = 5.053 \text{ mA} \quad Q = \frac{2\pi f L_t}{r_c} = 117.81$$

$$R_p = Q^2 r_c = 5.552 \text{ K}\Omega \quad V_{cbq} = I_{cq} R_o = 11.874 \text{ V}$$

$$R_o = R_L/2 = 2.35 \text{ K}\Omega \quad R_\pi = 1/(40I_{cq}) = 4.948 \Omega$$

$$R_i = R_\pi + R_e$$

$$R_i = 37.948 \Omega$$

$$N = \sqrt{\frac{R_L R_p}{R_i (R_p - R_L)}} = 28.414$$

$$C_t = \frac{1}{(2\pi f)^2 L_t} = 67.547 \text{ pF} \quad I_{bq} = \frac{I_{cq}}{\beta} = 2.526 \text{ }\mu\text{A}$$

$$C_s = C_t - C_o - C_f = 53.047 \text{ pF} \quad C_1 = N C_s / (N - 1) = 54.982 \text{ pF}$$

$$C_2 = 1.507 \text{ nF} \quad I_{R1} = I_{bq} / k = 0.5053 \text{ mA}$$

$$R_1 = V_{cbq} / I_{R1} = 23.5 \text{ K}\Omega \quad R_2 = (V_{cc} - V_{cbq}) / I_{R1} = 23.997 \text{ K}\Omega$$

$$R_E = (V_{cc} - V_{cbq} - V_{beq}) / I_{cq} - R_e = 2.228 \text{ K}\Omega$$

Los parámetros finales del circuito son:

$$\begin{array}{lll} R_1 = 22 \text{ K}\Omega & R_2 = 22 \text{ K}\Omega & R_E = 2.2 \text{ K}\Omega \\ C_1 = 56 \text{ pF} & C_2 = 330 \text{ pF} & C_f = 2-22 \text{ pF} \\ C_c = 0.01 \text{ }\mu\text{F} & L_t = 0.1 \text{ }\mu\text{H} & \end{array}$$

Para construir la Inductancia utilizamos las tablas del apéndice A.

Utilizando alambre magneto calibre 24 y utilizando la tabla, determinamos que se ocupan 5 vueltas, utilizando diámetro de 8mm. Además de esto, hicimos rosca al núcleo para poder introducir un tornillo de material ferromagnético y así poder aumentar la inductancia y poder realizar los ajustes.

La primera modificación al circuito la podemos ver en C_2 que fue necesario utilizar un capacitor mas pequeño, lo cual se debe probablemente a que tenemos un factor de calidad inferior al estimado, y a las tolerancias de los componentes.

La frecuencia de oscilación sin incluir el cristal es muy aproximada a la calculada, el siguiente paso que efectuamos fue ajustar a la frecuencia lo mas posible a la especificada en el cristal, lo cual fue sencillo, ya sea variando el capacitor C_f o la inductancia. Al introducir el cristal, la amplitud de la oscilación fue ligeramente menor, pero se ajustó a la frecuencia especificada por el cristal (49.435 MHz). Si aumentamos el valor de la inductancia o del capacitor C_f observamos que la amplitud disminuye mas no la frecuencia, si la variación es mucha, el circuito empieza a oscilar a una frecuencia a 2/3 de la anterior, esto es, 32.957 MHz. Y si se sigue tratando de bajar la frecuencia del oscilador llegamos a 1/3 de la frecuencia especificada, esto es, a 16.478 MHz. Medidas con un contador de frecuencias. Esta frecuencia es la menor alcanzada, por lo que vemos que es la frecuencia fundamental. De esto concluimos que el cristal está especificado en el tercer sobretono. Esto puede visualizarse mas claramente con el circuito a FET, que se muestra en la figura 3-16. En el cual la frecuencia de oscilación está determinada únicamente por el cristal.

El circuito de la figura 3-13a consta de un amplificador a FET en configuración autopolarizada. La red de realimentación está compuesta únicamente por el cristal, razón por la cual se producirán oscilaciones a la frecuencia fundamental del cristal.

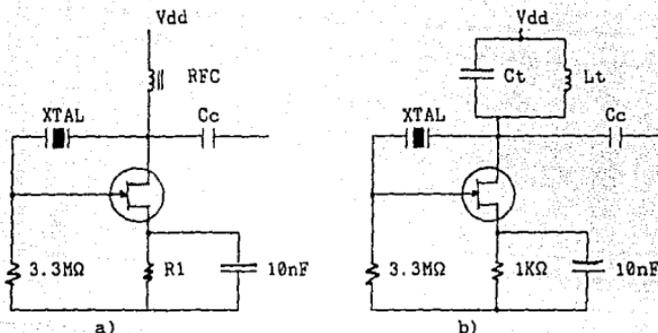


Figura 3-13. Osciladores de cristal a FET (Pierce). a) Circuito simple, para operar a la frecuencia fundamental del cristal. b) Circuito para sintonizar los sobretonos.

Ocurre con frecuencia que los autores de libros sobre este tema, en la configuración con FET eliminan la resistencia de polarización R_1 y el capacitor de by-pass, conectando el FET directamente a tierra, asumiendo que no tiene importancia el punto de operación ya que el circuito está bien sintonizado y por lo tanto no se produce distorsión y las oscilaciones tienen amplitudes máximas. Pero para que inicie la oscilación se requiere de un transitorio inicial, que se puede producir al energizar al circuito, pero no ocurre en todos los casos, de manera que para garantizar que las oscilaciones inicien debe tenerse un punto de operación en la región lineal para que cualquier voltaje de ruido o transitorio inicie las oscilaciones.

3.2 METODOS PARA GENERAR SEÑALES DE FM.

Una manera sencilla de generar una onda de FM es haciendo variar ya sea la capacitancia o la inductancia del circuito tanque de un oscilador LC. Si esta variación se hace proporcional al voltaje proporcionado por los circuitos moduladores, se obtendrá una señal de FM.

Existen diversos fenómenos eléctricos y electrónicos controlables que proporcionan una variación de capacitancia como resultado de un cambio de voltaje, y otros en los que puede variarse la inductancia. De manera general, si tal sistema es usado, se coloca una reactancia variable en el circuito tanque, y este es sintonizado de tal manera que en ausencia de modulación la frecuencia de oscilación es igual a la de la frecuencia portadora deseada. La capacitancia (o inductancia) del elemento variable es cambiado con el voltaje modulador, incrementándose o (decremen-

tándose) según varíe positivamente y variando contrariamente cuando se haga negativo. La mayor variación del voltaje, tendrá la mayor variación de la reactancia. Cuando el voltaje modulador es cero la reactancia variable tendrá su valor medio.

Existen diversos dispositivos cuya reactancia puede variar por la aplicación de un voltaje, los de tres terminales incluyen la reactancia del transistor de efecto de campo (FET), el transistor bipolar y los bulbos. Pero más común es el diodo varactor que tiene dos terminales. Utilizaremos este último, a continuación se hace un pequeño análisis.

3.2.1 Modulación por Diodo Varactor.

Un diodo varactor es un diodo semiconductor cuya juntura varía linealmente según el voltaje que se le aplique en polarización inversa. En la figura 3-14 podemos ver sus curvas características. Al observar la figura, notamos que al aumentar el voltaje en inversa, la capacitancia disminuye en un intervalo amplio de manera lineal. Si esta capacitancia es parte del circuito tanque del oscilador, y es aplicado el voltaje modulador al diodo polarizado en inversa, dentro de la zona lineal, podremos obtener una señal de FM.

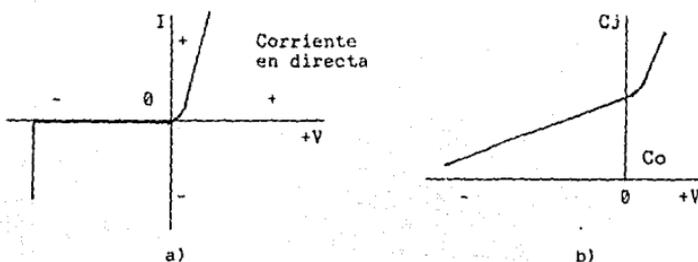


Figura 3-14. Características del diodo varactor. a) Corriente vs. Voltaje; b) Capacitancia de juntura vs. voltaje.

En la figura 3-15 tenemos un circuito que puede conectarse al circuito tanque de cualquier oscilador de los mencionados anteriormente.

El proceso de diseño de un circuito como este, sería el siguiente:

1. Calcular el oscilador que va a generar la frecuencia portadora.
2. Debemos determinar apartir del análisis de frecuencia, la desviación que debemos producir en el oscilador principal.

3. En base al cálculo del oscilador, determinar que variación de capacitancia en el circuito tanque nos produce la desviación de frecuencia requerida.
4. Seleccionar un diodo varactor que sea adecuado para la variación de capacitancia y los voltajes existentes en el circuito.
5. Determinar el valor de V_p que establece la capacitancia estática del diodo varactor. V_p se puede ajustar mediante un divisor de voltaje de la fuente de alimentación.
6. El valor de R_p debe ser tal que no presente problemas a la fuente de AF (señal moduladora), pero que mantenga polarizado al diodo.

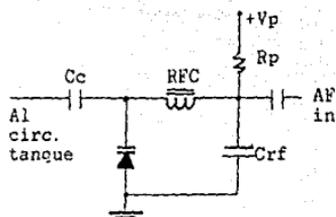


Figura 3-15. Modulador por diodo varactor.

Tomando los datos del ejemplo del oscilador de la sección 3.1.3 y de la onda de FM del final del capítulo 1, tenemos que debemos producir una desviación de frecuencia de 77,760 Hz. En un oscilador de 10 MHz. Sus parámetros del circuito tanque son: $C_t = 170$ pf y $L_t = 1.49\mu\text{H}$.

Para una frecuencia de 10'077,760 Hz

$$C_t \text{ cambia a } C_{th} = \frac{1}{(2\pi f)^2 L_t} = 191.85 \text{ pf}$$

Para una frecuencia de 9'922,240 Hz

$$C_{tl} = 197.91 \text{ pF}$$

Por lo que la variación debe ser de $C_{tl} - C_{th} = 6.06$ pF. Debemos seleccionar por lo tanto un diodo que tenga su región lineal dentro de este rango. Un diodo comercial podría ser el MV105G de Motorola. En la figura 3-16 podemos ver sus características. Podemos darle al diodo un voltaje de polarización de 3.3v, con lo cual $C_d = 10$ pF. Disminuyendo así C_t en este valor, para no alterar el circuito. Los valores extremos del en el diodo deben ser:

$$\begin{aligned} \text{Para } C_d &= 10 + 3.03 = 13.03\text{pF} & V_r &= 1.7\text{v} \\ \text{y para } C_d &= 10 - 3.03 = 6.97\text{pF} & V_r &= 6.5\text{v} \end{aligned}$$

Con estos datos debemos acondicionar la señal de AF si deseamos una operación lineal. Para una señal digital, el uno y el cero lógicos deben tomar estos valores.

tal el cual se usa para bajar la frecuencia mezclando las señales y obtener mejor control de frecuencia, la razón para el mezclado se mencionará a continuación.

Como mencionamos, el diodo varactor opera en el circuito resonante de un oscilador LC. Es aislado por un amplificador de acoplo, cuya salida pasa a través de un limitador de amplitud a un amplificador que da la señal una ganancia adecuada. Una fracción de la salida se toma del limitador y se alimenta a un mezclador, que también recibe la señal de un oscilador de cristal. La señal diferencial resultante, tiene una frecuencia de entre $1/20$ y $1/40$ de la frecuencia del oscilador maestro, es amplificada u alimentada a un discriminador de fase. La salida del discriminador está conectada al modulador de diodo varactor u provee un voltaje de DC que corrige automáticamente cualquier variación en la frecuencia del oscilador maestro.

Razones de usar mezclador: Si fuera posible estabilizar la frecuencia del oscilador directamente en lugar de mezclarla primero con las salidas de un oscilador de cristal el circuito se simplificaría, pero la efectividad podría disminuir. La estabilidad de todo el circuito depende de la estabilidad del discriminador; si su frecuencia disminuye, la frecuencia de salida también disminuirá. El discriminador es una red pasiva y puede por lo tanto esperarse que sea más estable que el oscilador maestro, por un factor hasta de 3 a 1. Un oscilador LC bien diseñado puede esperarse que varíe de frecuencia en cerca de 5 partes en 10,000 como máximo, o cerca de 5 KHz a 10 MHz, así que la estabilización directa podría mejorar esto sólo en 800 Hz como máximo.

Quando el discriminador es ajustado a una frecuencia que es solamente a un veinteavo de la frecuencia maestra de oscilación, entonces (aunque el porcentaje de la variación de frecuencia sea la misma) la variación en Hertz es un veinteavo que en el caso anterior, o 40 Hz en este caso. El oscilador será entonces dentro de aproximadamente los 40 Hz de la frecuencia nominal de 10 MHz. La mejora sobre la estabilización directa es entonces proporcional a la reducción en la frecuencia central del discriminador, o un veinteavo en el caso mencionado.

Desafortunadamente, es muy difícil hacer una reducción de frecuencia arriba de $1/20$, aunque la estabilidad puede sin duda ser mejorada más. La razón de esto es práctica; el ancho de banda de la curva S del discriminador puede ser insuficiente (ver sección 3.5.4) para provocar la máxima caída del oscilador maestro, así que la estabilización puede perderse. Hay una solución para esto, si la salida del mezclador de salida es dividida, la caída de frecuencia será también dividida con ella. Entonces la discriminación puede ser sintonizada a esta frecuencia dividida, y la estabilidad puede ser mejorada sin límite teórico.

El análisis de los mezcladores y los limitadores se hará en el siguiente capítulo.

Operación del discriminador C.A.F..

La necesidad de un control automático de frecuencia (CAF) en los circuitos de transmisión y recepción de FM se hace evidente si se considera el rango de frecuencias y la banda utilizada en esos sistemas. Para un transmisor que opere en la banda comercial de 100 MHz es suficiente una variación de frecuencia de 75 kHz para que los receptores dejen de recibir la señal. El valor en porcentaje de la variación de frecuencia considerada es solamente 0.075 %.

Para evitar una variación de la frecuencia del oscilador local se filtra y se convierte en CD la salida del detector. Esta tensión continua de corrección se aplica a un diodo varactor o a un transistor modulador a reactancia para regresar el oscilador local a la frecuencia central. Esta función se logra utilizando un circuito similar al de demodulación de FM, sólo que se filtra de manera que solo pasen las señales de muy baja frecuencia (las variaciones de temperatura y de las características de los componentes varían de manera "muy lenta". Los demoduladores de FM se analizarán en la sección siguiente.

3.3 EFECTOS DEL RUIDO EN LA PORTADORA.

Un ruido de frecuencia única, afectará a la salida solamente si se encuentra dentro del ancho de banda de la señal de FM; la portadora y las señales de ruido se mezclarán, y si la diferencia se encuentra en la banda de la señal moduladora, interferirá con la recepción de las señales deseadas. Si este voltaje de ruido lo consideramos vectorialmente, se verá que el vector de ruido estará sobrepuesto sobre la portadora, rotando alrededor de esta con una velocidad angular relativa $\omega_n - \omega_c$. Esto se muestra en la figura 3-18. La desviación máxima en amplitud del valor de amplitud promedio será V_n , mientras que la máxima desviación en fase será $\theta = \text{ang sen}(V_n/V_c)$.

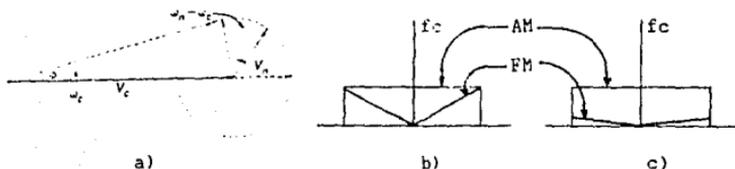


Figura 3-17. a) Efecto en vectores del ruido sobre la portadora. Distribución de ruido en la banda lateral; b) $mf=1$, c) $mf=5$ a las frecuencias máximas.

Supongamos que la amplitud del voltaje de ruido sea un cuarto de la amplitud de voltaje de la portadora; entonces el índice de modulación para esta modulación en amplitud por el ruido será $0.25/1 = 0.25$, y la máxima desviación de fase será: $\theta = \text{ang sen}(0.25/1) = 14.5^\circ$. Para comunicación de voz, un receptor de AM no será afectado por el cambio de fase; mientras que el

receptor de FM no será afectado por el cambio en amplitud, el cual puede ser eliminado por un limitador de amplitud como veremos más adelante. Ahora es importante determinar si el cambio de fase afecta más al receptor de FM que los efectos de cambio de amplitud en el de AM.

Las comparaciones serán inicialmente hechas en condiciones que prueben ser el peor caso para FM. Consideremos que la frecuencia moduladora es de 15 KHz, y por conveniencia, el índice de modulación tanto para AM como para FM de 1. Bajo estas condiciones la razón de señal a ruido relativa en el receptor de AM será $0.25/1 = 0.25$. Para FM, primero convirtamos el índice unitario de modulación de radianes a grados (1 rad = 57.3°) y entonces calculemos la relación señal a ruido. Aquí la razón es de $14.5^\circ/57.3^\circ = 0.253$, ligeramente mayor que en la AM.

Consideraremos ahora los efectos del cambio de frecuencia del ruido. En AM, no hay diferencia entre el ruido relativo, la portadora, y las amplitudes del voltaje modulador cuando la diferencia del ruido y la frecuencia moduladora son reducidas de 15 KHz a 30 Hz. Los cambios en las frecuencias del ruido y de la moduladora no afectan a la relación señal a ruido en AM. En FM la situación es diferente, si la relación señal a ruido permanece constante, también el índice de modulación debido al ruido. Se nota entonces que el ruido modula a la fase de la portadora. Así, mientras el índice de modulación debido al ruido permanece constante (conforme se reduce la banda lateral del ruido), el índice de modulación causado por la señal continuará aumentando conforme baja su frecuencia, como ya se explicó. La relación señal a ruido en FM disminuye con la frecuencia hasta que alcanza valor mínimo cuando tanto la señal como el ruido tienen una salida de 30 Hz. En este punto, la relación señal a ruido es

$$0.253 * 30 / 15000 = 0.000505$$

una reducción del 25.3% a 15 KHz a un 0.05 % a 30 Hz.

Como las frecuencias de ruido son aleatorias en la banda de paso del receptor, podemos ver que la salida del ruido del receptor decrece uniformemente con la frecuencia de la banda lateral para FM. Esto es ilustrado en la figura (3-17b). La distribución triangular para FM es llamada triángulo de ruido; el correspondiente para AM es un rectángulo. Podemos estimar de esta figura, bajo estas condiciones el mejoramiento para el voltaje promedio en FM. En la figura (3-17c) podemos ver que con un índice de modulación mayor, aumentamos notablemente la inmunidad al ruido.

En este caso consideramos que el ruido es inferior al de la señal, con relación señal a ruido de 0.25 para AM, que es la cifra en la cual la FM empieza a ser mejor frente a la AM. Para relaciones señal a ruido mayores definitivamente es superior la FM. Pero si se tienen relaciones señal a ruido muy pequeñas, la AM resulta ser mejor que la FM.

Debemos considerar que 1 es el máximo índice de modulación permisible para AM, mientras que para FM no existe ese límite.

Podemos entonces ver que con FM podemos tener condiciones de ruido que en AM no serían posibles. Lo que se limita es la máxima desviación de frecuencia para la señal en FM. La relación señal a ruido se decrementa proporcionalmente conforme aumenta el índice de modulación.

3.3.1 Pre-énfasis y de-énfasis.

El triángulo de ruido mostró que el ruido tiene un efecto mayor en las frecuencias moduladoras mayores que en las menores. Así, si las frecuencias mayores fueran amplificadas en el transmisor y atenuadas en el receptor, se esperaría un mejoramiento en la inmunidad al ruido. Esta amplificación de las frecuencias mayores, de acuerdo con una curva preestablecida, es denominada pre-énfasis, y la compensación en el receptor es llamada de-énfasis. Un ejemplo de un circuito usado para cada función y su curva de respuesta en frecuencia se muestra en la figura (3-18).

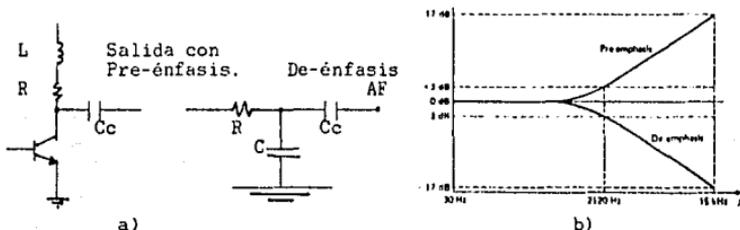


Figura 3-17. Énfasis a 75 μ s. a) Circuitos, b) Curva.

La mejoría ofrecida por los circuitos de pre-énfasis y de-énfasis no se obtiene sin pagar un precio. El filtro de pre-énfasis amplifica los componentes de alta frecuencia y esto tiene como resultado en aumento de la desviación. El resultado final es un aumento de el ancho de banda. Sin embargo, muchas señales de interés práctico tienen poca potencia en las componentes de alta frecuencia, por lo que el aumento en la desviación debido al uso del pre-énfasis es despreciable.

CAPITULO 4. CIRCUITO DE RECEPCION DE FM.

Antes de definir las partes que componen un receptor, veamos algunos conceptos.

4.1 CONCEPTOS.

Sensitividad. La sensitividad de un receptor de radio es su habilidad de amplificar señales débiles. Se define regularmente en términos del voltaje que debe ser aplicado al receptor para obtener una potencia determinada a la salida, otra manera de definirla es en términos de la potencia de la señal requerida para producir una señal de salida mínima aceptable con un mínimo aceptable de relación señal a ruido. Los factores principales que determinan la sensitividad de un receptor son las ganancias de los amplificadores de RF y de FI. Es entonces importante el efecto de la cifra de ruido en la sensitividad.

Selectividad. La selectividad de un receptor es la habilidad de rechazar señales (adyacentes) no deseadas. La selectividad es medida al final de la prueba de sensitividad con las mismas condiciones, sólo que ahora la frecuencia del generador es variada a cada lado de la frecuencia a la cual está sintonizado. La amplitud de la salida baja, debido a que la frecuencia de entrada ahora es incorrecta. Por lo cual el voltaje de entrada debe ser incrementado hasta que la salida es la misma que la que era originalmente, con lo cual se obtiene una curva que puede ser expresada en decibeles respecto a la señal cuando esta en la sintonía seleccionada. La selectividad varía con la frecuencia recibida si se usan circuitos sintonizados ordinarios en la etapa de FI y se hace peor si se incrementa la frecuencia recibida. En general es determinada por la respuesta de la sección de FI, con los circuitos de RF tomando una pequeña pero significativa parte.

4.2 PARTES DEL RECEPTOR.

El diagrama de bloques de un receptor del tipo que analizamos se muestra en la figura 4-1.

Funcionamiento.

Una vez que la señal es captada por la antena del receptor, debe ser amplificada y limitar su ancho de banda. Ya teniendo un nivel adecuado en la señal entonces cambiamos su frecuencia portadora a una menor usando un mezclador, con el objeto de procesar la señal con mayor facilidad y precisión. Siendo ahora la señal de menor frecuencia, más manejable, procedemos a amplificarla para darle la amplitud adecuada para limitar su amplitud y así eliminar cualquier modulación en amplitud que el ruido le halla causado. Esta amplitud adecuada es ajustada por un Control Auto-

mático de Ganancia. Lo siguiente es demodular la señal y finalmente amplificarla y filtrarla en caso de ser necesario.

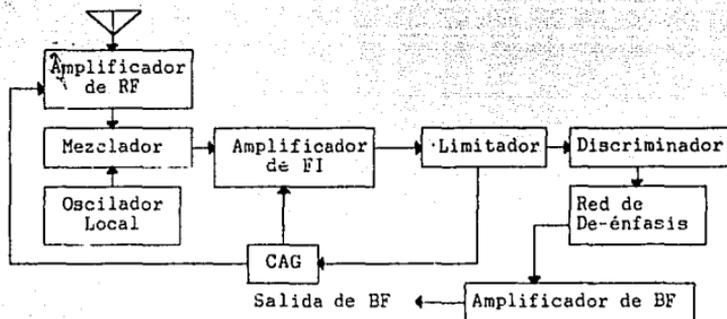


Figura 4-1. Receptor de FM.

La descripción de los bloques que lo componen se hace en las secciones siguientes.

4.2.1 Amplificador de RF.

Su propósito principal es el de reducir la cifra de ruido, darle a la señal un nivel adecuado y discriminar canales adyacentes, que de otra manera podrían ser un problema debido a los anchos de banda grandes utilizados en la FM. También se requiere acoplar la impedancia de entrada del receptor a la antena. Para satisfacer este otro requerimiento, se utilizan amplificadores de base común (o compuerta) o cascodo sintonizados. Ambos tienen la propiedad de baja impedancia de entrada, acoplar la antena y aislar la entrada de la salida. Esta sección es sintonizable para seleccionar algunas de las frecuencias deseadas y rechazar las demás. Otras ventajas de usar esta etapa es que incrementa la sensibilidad, aumenta el rechazo de señales no deseadas (mayor selectividad), prevención de que señales de otras frecuencias entren al mezclador y produzcan una señal de interferencia igual a la de FI de la señal deseada y prevención de radiación del oscilador local a través de la antena del receptor.

Analizaremos a continuación un amplificador de compuerta común sintonizado. El oscilador que se analizó en el capítulo anterior, tiene como amplificador un circuito base común, pues otra de sus ventajas es la de poder operar en frecuencias altas. Lo cual lo hace preferible como amplificador de RF. En el caso de el circuito con compuerta común, ofrece ventajas similares, pero además tiene una cifra de ruido menor por lo que se prefiere para amplificador receptor de RF. El circuito propuesto aparece en la figura 4-2.

La primera etapa del amplificador la compone un transformador sintonizado a la salida (con C_i), el cual es indispensable para disminuir la cifra de ruido y rechazar frecuencias imagen. Esto se analizará en la siguiente sección.

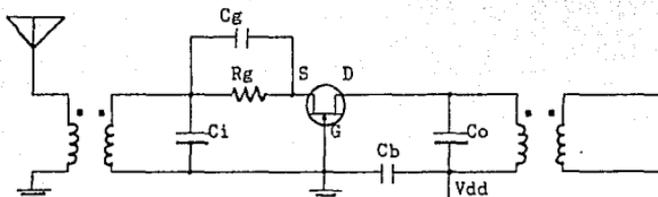


Figura 4-2. Amplificador de RF.

La siguiente etapa la constituye propiamente el amplificador. Se trata de un FET con autopolarización, que es determinada por la resistencia R_g . Los parámetros del circuito se determinan mediante las ecuaciones (4-1) a la (4-3). Las capacitancias del FET las podemos tomar en cuenta en las capacitancias de sintonización de los transformadores.

$$A_v = g_m Z_o \quad (4-1)$$

$$R_i = R_{t1} \parallel 1/g_m \quad (4-2)$$

$$R_o = R_{t2} \quad (4-3)$$

donde: A_v es la ganancia de voltaje

R_i es la resistencia de entrada

R_o es la resistencia de salida

R_{t1} es la resistencia del transformador sintonizado de entrada a la frecuencia de operación. (Depende del factor de calidad y de la impedancia del primario).

R_{t2} es la resistencia del transformador de salida.

g_m es la transconductancia del FET.

La última etapa la constituye un transformador sintonizado que conecta con la carga; este realiza las funciones de acoplamiento, filtración y permite cambiar la relación de transformación según las necesidades de los circuitos siguientes.

4.2.2 Mezcladores y oscilador local.

El propósito de estas secciones es el de reducir la frecuencia a una intermedia para lograr el procesamiento de la señal con

los dispositivos comerciales y lograr un mejor funcionamiento total del circuito. El circuito oscilador toma cualquiera de las formas usuales, siendo predominantes los Colpitts y Clapp, operándose en VHF, como se mencionó en la sección (3.1). La función de los mezcladores es el de producir una señal cuya frecuencia sea la suma o diferencia de las frecuencias de dos señales. Cualquier dispositivo no lineal puede servir como mezclador; la no linealidad se requiere para producir frecuencias no presentes a la entrada. De este modo, los mezcladores pueden usar diodos, TBJs, FETs o aún reactancias saturables. Las elecciones de diseño giran alrededor sobre consideraciones de ganancia (o pérdida), cifra de ruido, estabilidad, rango dinámico, y la posible generación de frecuencias indeseables que produzcan intermodulación y distorsión.

La figura (4-3) ilustra un mezclador sencillo formado por un dispositivo no lineal con voltajes de entrada $v_1(t)$ y $v_2(t)$ de diferentes frecuencias f_1 y f_2 respectivamente. Si el dispositivo fuera perfectamente lineal, el voltaje o corriente de salida contendría sólo las frecuencias f_1 y f_2 . La naturaleza no lineal determina que otras frecuencias se generen. En general, la relación entrada salida en el dominio del tiempo se puede expresar por la serie de Taylor

$$i_o(t) = I_o + a v_i(t) + b [v_i(t)]^2 + c [v_i(t)]^3 + \dots \quad (4-4)$$

donde I_o es la corriente de salida en reposo, y $v_i(t)$ representa la suma de los efectos de todas las señales de entrada. Si la entrada contiene sólo una frecuencia, la no linealidad generará armónicas de esta frecuencia y alterará la componente de CD. Si tiene varias frecuencias de entrada, se generarán suma y diferencia, así como armónicas. Las frecuencias suma y diferencia generadas por el término cuadrático en la ecuación (4-1) se llaman productos de intermodulación de segundo orden; las originadas por el término cúbico, productos de tercer orden, etc.

Un dispositivo de ley cuadrática es ideal para servicio de mezclador, pues reduce al mínimo el número de frecuencias indeseables. Si el dispositivo tiene la característica de transferencia

$$I_o(t) = a v_i(t) + b [v_i(t)]^2$$

y la entrada es $v_i(t) = v_1 \cos \omega_1 t + v_2 \cos \omega_2 t$

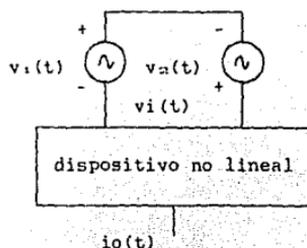


Figura 4-3. Dispositivo no lineal usado como mezclador.

la corriente de salida se hace

$$i_o(t) = a v_1 \cos \omega_1 t + a v_2 \cos \omega_2 t + b v_1^2 \cos^2 \omega_1 t + b v_2^2 \cos^2 \omega_2 t + 2b v_1 v_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t \quad (4-5)$$

Los dos primeros términos en (4-5) carecen de interés para la acción del mezclador, salvo que en un circuito práctico puede ser necesario filtrarlos. Mediante la igualdad trigonométrica

$$b v_1^2 \cos^2 \omega_1 t = \frac{b}{2} v_1^2 (1 + \cos 2\omega_1 t) \quad (4-6)$$

podemos notar que los términos tercero y cuarto presentan una componente de CD y segundas armónicas de las frecuencias de entrada. El término final en (4-5), llamado término producto, es la salida deseada:

$$2b v_1 v_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t = b v_1 v_2 [\cos (\omega_1 - \omega_2)t + \cos (\omega_1 + \omega_2)t] \quad (4-7)$$

Obsérvese que las amplitudes de las componentes de suma y diferencia, son proporcionales al producto $v_1 v_2$ de las amplitudes de las señales de entrada.

Por lo general en mezcladores de recepción, sólo se desea la componente salida de frecuencia diferencia, de tal suerte que deben eliminarse las frecuencias originales, las armónicas y su suma, mediante filtrado o por otro medio. Para analizar los circuitos reales, es necesario hacer un análisis espectral de las salidas del mezclador, lo cual implica utilizar transformadas de Fourier y el teorema de convolución, a causa de señales de entrada moduladas y distorsiones de orden superior.

Los elementos que se deben tomar en cuenta para la selección de un circuito son los siguientes:

Ganancia (o pérdida) de conversión. Es la razón de la potencia de señal de salida (FI) a la de entrada (RF).

Cifra de ruido. Es la SNR en el puerto de entrada (RF) dividida entre la SNR en el puerto de salida (FI).

Aislamiento. Representa la cantidad de "fuga" o "paso de alimentación entre los puertos del mezclador. Sea f_r la frecuencia en el puerto de RF, f_l la del oscilador local y f_i la de FI. Entonces "el aislamiento en el puerto de RF en f_l " es la cantidad en que la señal de nivel de excitación se atenúa cuando se mide en el puerto de RF. El "aislamiento en el puerto FI en f_l " es la cantidad en que la señal de nivel de excitación se atenúa cuando se mide en el puerto FI.

Compresión de conversión. Se refiere al nivel de potencia de RF arriba del cual la curva de potencia de salida FI vs potencia de entrada RF se desvía de la linealidad. Arriba de este nivel, un aumento adicional en el nivel de entrada de RF se traduce en

un aumento proporcional en el nivel de salida. Cuantitativamente, la compresión de conversión es la reducción del nivel de salida en dB abajo de la característica lineal. Usualmente, el nivel de entrada en el que la compresión es de 1 o 3 dB se da en las especificaciones del mezclador.

Rango dinámico. Es el rango de amplitud dentro del cual el mezclador puede trabajar sin degradación en la operación. Depende del punto de compresión de conversión y de la cifra de ruido del mezclador.

Distorsión por intermodulación de tercer orden en dos tonos. Es la cantidad de distorsión de tercer orden causada por la presencia de una señal secundaria recibida en el puerto de RF. Por lo general, mientras más alta sea la compresión de conversión más alta será la superficie de este producto.

Algunos de los mezcladores con los que efectuamos pruebas son los mostrados en la figura 4-4.

En el mezclador de la figura 4-4a, la señal del oscilador local LO se inyecta juntamente con la señal de RF. Esto nos da una ganancia de conversión y una cifra de ruido baja. Las no linealidades de orden superior se reducen al mínimo mediante la característica de transferencia de ley cuadrática, aproximadamente. Se puede sustituir el FET por un TBJ, pero la distorsión de tercer orden se incrementa también marcadamente.

En la figura 4-4b podemos ver un mezclador a diodo balanceado, este tipo de circuito produce suma y diferencia de las dos frecuencias de entrada, razón por la cual las términos de modulador balanceado y mezclador balanceado son sinónimos. Este tipo de circuito es más ruidoso que el anterior pues produce distorsiones de orden superior y tiene mayor pérdida de conversión. Sin embargo cuando se desea obtener frecuencias mayores ofrece algunas ventajas.

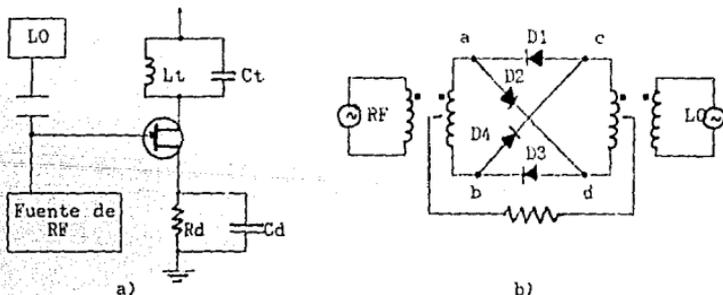


Figura 4-4. Mezcladores. a) Mezclador a FET con entrada de RF y LO en la compuerta. b) Mezclador a diodo balanceado.

Nuestra experiencia con estos mezcladores, fue la siguiente: En el primer mezclador se tiene una mezcla más pura, se presenta la señal deseada con buena amplitud. Sin embargo presenta el problema del aislamiento, pues las señales del oscilador local y la de la entrada de RF tienden a revolverse, lo cual no es gran problema si el oscilador local es controlado por cristal operando a su frecuencia fundamental. Pero si el cristal está en un sobretono puede presentarse el problema de que el oscilador se "brinque de sobretono" y oscile en otra de sus frecuencias. El segundo mezclador presenta problemas de ajuste debidos a que los transformadores pueden no estar operando en resonancia en su frecuencia de operación, pero presentan mayor flexibilidad ya que su capacidad de cambiar la relación de transformación les permite adaptarse a la etapa anterior o a la posterior.

4.2.3 Frecuencias intermedias y amplificadores de FI.

La frecuencia intermedia de un sistema de recepción es usualmente indispensable, debido a que hay razones por las que debe tener cierto rango. Los factores que se muestran a continuación son los que más afectan la selección de la frecuencia intermedia para un sistema particular.

- 1.- Si la FI es demasiado alta, resultará en una baja selectividad y bajo rechazo de los canales adyacentes a menos que se cuente con filtros de alta selectividad (mecánicos o de cristal).
- 2.- Un alto valor de FI dificulta el ajuste de la frecuencia portadora al circuito de demodulación.
- 3.- Conforme la FI es disminuida baja el rechazo de la frecuencia imagen.
- 4.- Una FI demasiado baja, puede hacer la selectividad demasiado aguda, cortando las bandas laterales. Este problema surge debido a que Q debe ser baja cuando la FI es baja, a menos que se usen filtros mecánicos o de cristal, lo cual haría que la ganancia por etapa sea baja.
- 5.- Si la FI es muy baja, la estabilidad en frecuencia del oscilador local debe ser proporcionalmente mayor ya que cualquier variación tiene mayor proporción en una FI menor que en una mayor.
- 6.- La FI no debe caer dentro del rango de sintonía del receptor, o ocurrirá inestabilidad y zumbidos en el caso de receptores heterodinos, haciendo imposible sintonizar la banda de frecuencia adyacente a la FI.

Frecuencias utilizadas. Como resultado de años de experiencia, los requerimientos anteriores han sido traducidas a frecuencias específicas, las cuales han sido estandarizadas en todo el mundo (y no por ser obligatorios). Estas son las siguientes:

- a. Los receptores de transmisiones de AM estándar (sintonizados de 540 a 1650 kHz o de 6 a 18 MHz), utilizan una FI en el rango de 438 a 465 kHz, siendo 455 kHz por mucho la más popular frecuencia.
- b. Los receptores de FM que usan la banda de 88 a 108 MHz, tienen una FI que es casi siempre de 10.7 MHz.
- c. Los receptores de televisión en la banda de VHF (54 a 223 MHz) usan una FI entre 26 y 46 MHz, siendo 36 MHz el valor más popular.

Los amplificadores de FI se diseñan con el procedimiento general para amplificadores sintonizados de alta frecuencia, pero debe tenerse en cuenta que debe tener capacidad de filtración y capacidad para ajustar su ganancia mediante un voltaje de CD que se le aplique (del control automático de ganancia).

4.2.4 Frecuencias Imagen.

Cuando se tiene en el receptor un amplificador de RF de banda ancha surge el problema de interferencia con otros canales. Una Frecuencia Imagen difiere de la frecuencia del oscilador por la cantidad de FI, precisamente como la señal deseada lo hace pero la frecuencia imagen es más alta en lugar de más baja que la frecuencia del oscilador.

Por ejemplo, supongamos que el receptor está sintonizado a una estación a 600 kHz. El oscilador local está entonces a $600 + 455 = 1055$ kHz. Al mismo tiempo, cualquier señal no deseada a 1510 que pudiera estar acoplada en el mezclador puede también producir mezcla con el oscilador para producir la FI porque $1510 - 1055 = 455$ kHz.

El problema de interferencia por frecuencia imagen se minimiza haciendo el valor de la FI tan alto como sea posible. Esto coloca a la mayor parte de las frecuencias imagen fuera de la banda de RF del receptor. También podemos colocar a la entrada del receptor un circuito sintonizado que sólo permita el paso de las frecuencias cercanas a las del canal por recibir.

4.2.5 Limitador.

Para lograr la efectividad que proporciona la FM, el discriminador debe de ser precedido por un limitador, con el propósito de eliminar las frecuencias que la portadora tenga moduladas en amplitud por el ruido. El punto es significativo, ya que la mayoría de los demoduladores de FM reaccionan a los cambios de amplitud al igual que a los cambios de frecuencia. Como puede suponerse, el limitador es un tipo de dispositivo recortador, un circuito cuya salida tiende a permanecer constante a pesar de los cambios en la señal de entrada. El tipo más común de limitador usa dos efectos eléctricos separados para proveer una salida relativamente constante. Existen el de tipo polarización por fuga y el de saturación inicial de colector.

Operación del limitador de amplitud.

La figura 4-5 muestra un limitador típico FET. Al examinar las condiciones de CD, vemos una caída del voltaje de alimentación del drenador, a través de la resistencia R_d . También, se tiene ubicado el punto de operación por la polarización por fuga determinado por la combinación de R_g y C_g . Finalmente, el FET se muestra neutralizado por medio del capacitor C_n , considerando operación en alta frecuencia. En la figura 4-6 se muestra la acción limitadora. Cuando la señal de voltaje de entrada aumenta, fluye corriente en el circuito de polarización R_g - C_g , y aparece un voltaje negativo en el capacitor, éste se incrementa en proporción a la amplitud del voltaje de entrada. Como resultado, la ganancia del amplificador es disminuida, y el voltaje de salida tiende a permanecer constante.

Aunque se obtiene un poco de limitación por este proceso, es insuficiente, la acción antes descrita ocurrirá sólo con voltajes de entrada grandes. Para remediar esto, se ubica la polarización cerca de la saturación, lo cual puede obtenerse polarizando el circuito con bajo voltaje. El voltaje de alimentación para un limitador es típicamente un medio del voltaje normal de CD del drenador. El resultado de polarizar cerca de saturación es asegurar limitación para voltajes bajos de entrada.

La figura 4-7 muestra la característica de respuesta de el limitador de amplitud. La gráfica muestra claramente que la limitación toma lugar para ciertos valores de los voltajes de entrada, después de los cuales varía con la entrada.

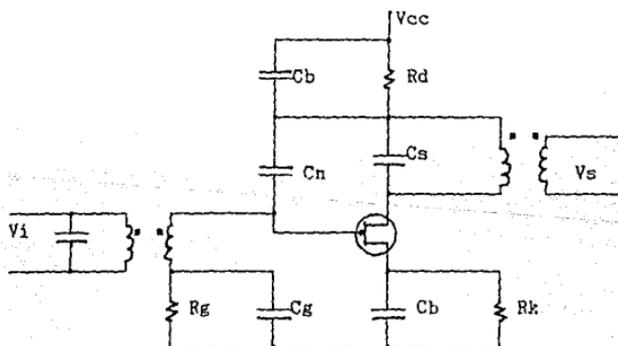


Figura 4-5. Limitador de amplitud.

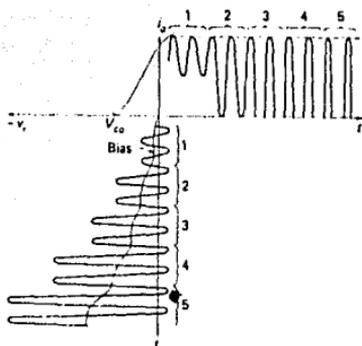


Figura 4-6. Característica de transferencia del limitador de amplitud.

Refiriéndose simultáneamente a la figura 4-6, vemos que a medida que la entrada aumenta desde el valor 1 al valor 2, la corriente de salida también aumenta. Hasta aquí no ha habido limitación. Pero comparando 2 y 3, vemos que ambos tienen la misma amplitud de salida. Aquí empieza la limitación. El valor 2 es el punto en el cual empieza la limitación y es llamado umbral de limitación. Conforme la entrada aumenta de 3 a 4, no hay aumento en la salida; todo esto sucede si esa corriente de salida por alguna porción del ciclo de entrada. Esto, sugiere una operación como la de un amplificador clase C. Así que el efecto rectificador del circuito tanque es usado para asegurar que el voltaje de salida es sinusoidal, aunque la corriente fluya en pulsos.

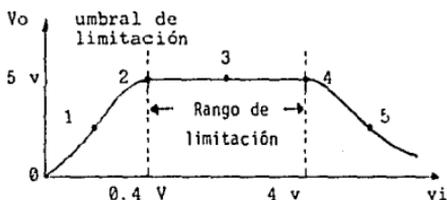


Figura 4-7. Característica de respuesta de un limitador típico.

Cuando el voltaje de entrada aumenta lo suficiente, como en una proporción de 5, el ángulo del flujo de corriente de salida es reducido tanto que se alimenta menos potencia al circuito tanque de salida. Esto sucede para todas las señales de entrada de entrada mayores que el valor 4, y este valor indica el final

superior del rango de limitación, como se muestra en la figura 4-7. Es posible que sea necesario hacer otra limitación en el circuito definitivo, ya que cualquier variación en la intensidad del campo puede hacer que la amplitud de la señal salga del rango de limitación. Un segundo limitador conectado en cascada puede dar una operación limitadora satisfactoria.

4.2.6 Control Automático de Ganancia (CAG).

Un problema que presentan la mayoría de las receptores de comunicaciones concierne a la amplia variación del nivel de potencia de las señales recibidas en la antena. Esta variación es debida a diversas causas. Por ejemplo, en un receptor de radio comercial ordinario de AM, cada estación emisora está situado a diferente distancia del receptor y puede transmitir a diferente nivel de potencia. Puesto que la señal recibida disminuye como el cuadrado de la distancia al receptor, es probable que en muchas situaciones se produzcan amplias variaciones del nivel de potencia recibido.

El diodo detector suministra fácilmente la tensión para el control automático de ganancia (CAG). En la figura 4-8 se puede ver un circuito típico de CAG.

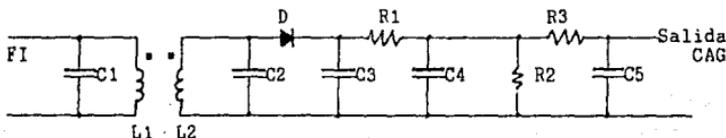


Figura 4-8. Circuito CAG.

La aplicación del circuito CAG puede ser peligrosa porque causa una reducción de salida aun para señales débiles RF débiles de entrada. Se puede minimizar esta característica bloqueando el CAG hasta que la tensión portadora de entrada tenga un valor mínimo especificado. Esto se denomina CAG retardado.

Es posible diseñar un CAG ideal con un sistema combinado de CAG amplificado y retardado. Todas esas variaciones se resumen en la figura 4-9.

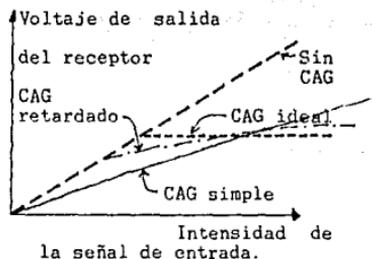


Figura 4-9. Sistemas CAG.

La constante de tiempo R.-C. es bastante grande para suavizar las formas de onda de la señal recibida, y entregar una tensión continua pura. El nivel de tensión continua es proporcional al valor pico de la portadora RF. La tensión del CAG puede ser positiva o negativa, según la polaridad del diodo. El CAG puede ser aplicado a las etapas de FI y RF. El número de las etapas controladas determina el grado de control. Si se requiere un mayor control, se puede amplificar la tensión del CAG. Esto se llama CAG amplificado.

4.2.7 Demoduladores básicos.

La función de un cambiador de frecuencia a voltaje, o demodulador de fm, es cambiar la desviación de frecuencia de la señal de entrada en una variación de amplitud de baja frecuencia (idéntica a la que causó la desviación de frecuencia original). Esta conversión debe hacerse con eficiencia y linealidad. Además, el circuito de detección debe (si es posible) ser insensible a las variaciones de amplitud y no debe ser demasiado crítico su ajuste y operación. Existen sólo dos técnicas básicas para demodular una señal de fm. La primera técnica coloca un modulador de FM en la rama de retorno de un amplificador realimentado. El demodulador resultante, llamado malla de fase encadenada (PLL), hace uso del hecho de que un amplificador realimentado con suficiente ganancia de malla efectiva en la rama de amplificación la función inversa a la de la rama de realimentación. Debido a que este dispositivo es especializado y más complejo, utilizamos la segunda técnica de demodulación.

La segunda técnica y la más general, para hacer la función de demodulación, consiste en primero colocar la señal de FM limitada en amplitud a través de una red diferenciadora la cual provoca una modulación de amplitud proporcional a la frecuencia instantánea de la señal de FM, y si luego pasamos esta señal por un demodulador de amplitud que extrae una señal proporcional a $\phi(t)$, de la ecuación (1-19): $\phi(t) = W_m t + \delta/f_m \sin W_m t$. Una vez que $\phi(t)$ es extraída, $\sin W_m t$ puede ser obtenido ya sea sustrayendo el término $W_m t$ o eliminándolo pasando $\phi(t)$ a través de una red paso altas (capacitiva) de acoplamiento. Un diagrama a bloques de este demodulador básico de frecuencia modulada (o también llamado discriminador) se muestra en la figura 4-10. La mayor parte de los demoduladores en operación hoy en día emplean alguna variación de la técnica de demodulación ilustrada por el diagrama a bloques.

Para ver cuantitativamente como opera el demodulador de la figura 4-10, determinemos una expresión para su salida cuando la señal dada por la ecuación (1-17): $V(t) = A \sin \phi(t)$ es aplicada a su entrada. Con $V(t)$ aplicada, la salida de la red diferenciadora está dada por

$$V_b(t) = -K_d A (W_m + \delta/f_m \sin W_m t) \sin \phi(t) \quad (4-8)$$

con el resultado de que la salida de el demodulador de amplitud tiene la forma deseada

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

$$V_n(t) = A K_d K_m (\delta/f_m \text{ sen } W_m t) = A K_d K_m \delta/f_m V(t) \quad (4-9)$$

donde K_d es la constante de la red diferenciadora y K_m es la constante del demodulador de amplitud.

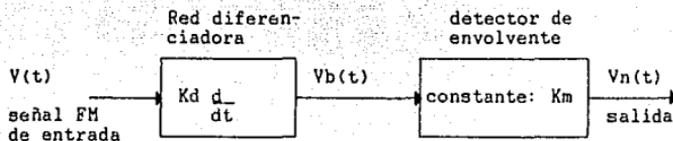


Figura 4-11. Diagrama a bloques del demodulador básico de frecuencia modulada.

Existen restricciones teóricas con respecto a los bloques de diferenciación y al de detección de la envolvente; estos se considerarán a continuación, además de el método práctico para lograr las funciones de los bloques. Existen tres maneras diferentes de lograr la diferenciación y otras tres maneras para detectar la envolvente, de modo que existen 9 maneras de demodular la señal; aquí sólo se considerará una de ellas.

4.2.8 Diferenciación en el dominio de la frecuencia. El demodulador de pendiente.

Un diferenciador en el dominio de la frecuencia es una red lineal cuya función de transferencia $H(j\omega)$ tiene una magnitud de pendiente lineal sobre la banda de frecuencias ocupadas por la señal FM de entrada. Esta red funciona como un diferenciador y convierte las variaciones de la frecuencia instantánea a su entrada a variaciones de la envolvente en su salida. Para entender esto veamos los espectros de magnitud y fase de un filtro paso altas que se muestra en la figura (4-12).

Si aplicamos a la entrada una señal $V(t)$ dada por la ecuación (1-19) la salida de esta red está dada por

$$V_b(t) = A |H(j\omega(t))| \text{ sen } [\phi(t) + \text{Ang } H(j\omega(t))]$$

$$V_b(t) = A \frac{[\phi(t-t_0) - W_1]}{W_2} \text{ sen } [\phi(t) + \theta(W_0)] \quad (4-10)$$

después de pasar esta señal diferenciada por el demodulador de amplitud obtenemos

$$V_o(t) = A K_d K_m [W_0 - W_1 + \text{sen } (t-t_0)] \quad (4-10)$$

donde $K_d = 1/W_x$ es la pendiente de la característica $|H(j\omega)|$ vs ω , y K_m es la constante de el demodulador de envolvente. Es aparente que un diferenciador en el dominio de la frecuencia seguido

por un demodulador de amplitud produce por lo tanto una señal proporcional a $f(t)$ [para ser más preciso, $f(t-t_0)$].

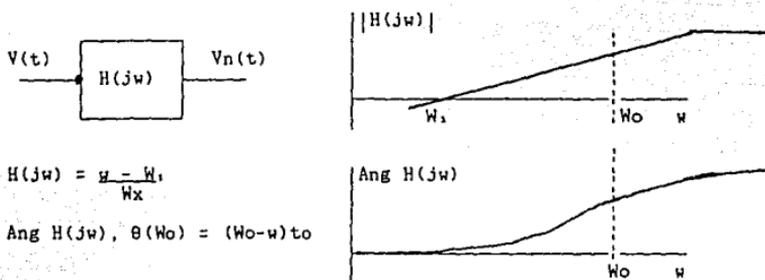


Figura 4-12. Filtro con magnitud de pendiente lineal y característica de fase.

Existe una restricción en el uso de filtros prácticos que consiste en que la mayoría de ellos tiene características lineales sólo en una banda angosta de frecuencias, un demodulador que emplea diferenciación en el dominio de la frecuencia debe ser empleado en señales de FM que tienen una desviación pequeña; lo cual debe tomarse en cuenta al seleccionar la frecuencia intermedia. Sin embargo, en caso de señales digitales, se puede ajustar el circuito de demodulación de tal manera que situando el filtro apropiadamente la no linealidad puede favorecerlos.

En el capítulo 2 se mencionó un procedimiento para diseñar redes π de acoplamiento, pudiéndose colocar en un punto fuera de la de resonancia de tal manera que se tenga la característica necesaria para la demodulación, teniendo la ventaja de tener flexibilidad en el diseño con este tipo de circuitos.

CAPITULO # 5. RADIACION DE LA SENAL: ANTENAS.

Una antena es simplemente un conductor metálico, usualmente cierta longitud de alambre o de tubo hueco. Se debe usar un conductor para la antena de modo que la corriente pueda fluir en ella. En el transmisor la corriente de antena produce ondas de radio electromagnéticas. La onda consta de campos eléctricos y magnéticos variables que se propagan desde la antena a través del espacio. En el receptor, las ondas de radio inducen una corriente en la antena. Esta corriente es la señal de entrada al receptor.

Las antenas, tanto en receptores como en transmisores, tienen esencialmente los mismos requisitos pero funciones opuestas. En un radio de CB, por ejemplo, la misma antena se usa para transmitir y recibir.

La línea de transmisión es el enlace que conecta con la antena. Usualmente la línea consta de un par de alambres conductores con espaciamiento constante. Su función es conducir la corriente sin ninguna radiación. En los siguientes puntos se dan más detalles de las antenas, ondas de radio y de las líneas.

5.1 ONDAS ELECTROMAGNETICAS DE RADIO.

Las antenas son conductores diseñados para radiar las ondas electromagnéticas o para recibir las ondas radiadas que están presentes en el aire o en el espacio. Las antenas se fabrican en una gama amplia de tamaños y formas para servir a las aplicaciones particulares.

Cuando fluye corriente a través de ella, la antena siempre tiene un campo magnético asociado en el espacio que la rodea. Cuando la intensidad de campo magnético cambia o el campo mismo se mueve, se genera un voltaje inducido. El voltaje siempre tiene un campo eléctrico asociado. El resultado es que se producen dos campos variables, uno con flujo magnético y el otro con líneas de fuerza eléctricas. En realidad, los campos en el espacio son más importantes que los conductores. Cualquier campo magnético que cambia generará un campo eléctrico. Además, cualquier campo eléctrico que cambia generará un campo magnético. Los dos campos se ilustran en la figura (5-1) con la dirección de propagación a través del espacio. El campo eléctrico se denota por E; el campo magnético se denota con la letra H, la cual es el símbolo para la intensidad de campo magnético. La intensidad de ambos campos varía cuando se mueven en la dirección de propagación P. Considérense las flechas en tres dimensiones. Los campos E y H son perpendiculares entre sí y ambos están en ángulos rectos a la dirección de propagación de la onda. Los campos eléctrico y magnético forman una onda electromagnética que se propaga a través del espacio. La energía ondulatoria en el movimiento se divide igualmente entre las componentes eléctrica y magnética.

5.1.1 Velocidad de las ondas de radio.

En general, una onda electromagnética es una forma de radiación que transmite energía a través del espacio. La radiación luminosa, la radiación del calor, los rayos X y las ondas de radio son ejemplos de ondas electromagnéticas. Todas las ondas electromagnéticas se propagan a través del espacio con la velocidad de la luz, la cual se denota con el símbolo c . La velocidad es

$$c = 300\,000\,000, \text{ o } 3 \cdot 10^8, \text{ m/s}$$

La velocidad puede considerarse prácticamente la misma en el aire o en el vacío. En las ondas de radio, la secuencia de variación en la corriente de antena que produce la onda electromagnética. En otras palabras, la frecuencia del campo es la frecuencia de la fuente que genera el campo.

5.1.2 Longitud de onda de las ondas de radio.

Ahora puede considerarse la longitud de la onda viajando en el espacio. Su símbolo es la letra griega lambda, λ . Una longitud de onda es la distancia entre dos puntos a lo largo de la dirección de propagación donde E y H repiten sus valores de intensidad. La longitud de onda λ , la frecuencia f y la velocidad de la luz c están relacionadas entre sí por la fórmula

$$\lambda = c/f$$

Por ejemplo, si una estación de radio está emitiendo a 1 MHz, la longitud de onda de la onda electromagnética puede calcularse como

$$\lambda = \frac{300\,000\,000 \text{ m/s}}{1\,000\,000 \text{ Hz}}$$

$$\lambda = 300 \text{ m}$$

Cuanto mayor sea la frecuencia tanto menor será la longitud de onda. Las frecuencias en la banda de radio de banda civil de cerca de 27 MHz tienen longitudes de onda más cortas que las radiodifusoras de AM en la banda de 535 a 1605 kHz.

5.2 PRINCIPIOS DE RADIACION.

Las líneas de fuerza eléctricas y magnéticas son responsables de que el campo electromagnético se mueva alejándose de la antena en el espacio que la rodea. El mecanismo de la radiación se ilustra en el ejemplo de la figura (5-2). En la figura (5-2a) las placas del capacitor para C_r representan los conductores de la antena de la figura (5-2b), los cuales están descubiertos para radiar el campo en el espacio. La capacitancia tiene variaciones de voltaje asociadas con el campo eléctrico. L_r representa la inductancia de los conductores de la antena. Las variaciones de corriente producen el campo magnético.

Esencialmente, la radiación está asociada con variaciones de voltaje y corriente con una frecuencia lo suficientemente alta para permitir que la energía en el campo electromagnético se mueva hacia el espacio. De hecho, esta condición especifica el significado de las frecuencias de radio. Arriba de 30 kHz, aproximadamente, las frecuencias de radio son lo suficientemente altas para ser radiadas eficientemente por una antena. Considérese el circuito equivalente mostrado en la figura (5-2a). El generador de RF es una fuente de ca usada para cargar el capacitor C. La inductancia L_r proporciona resonancia en serie para la frecuencia de la fuente de ca de modo que la intensidad de corriente alterna máxima se suministre al circuito de la antena.

El capacitor C_r se carga siempre que su voltaje sea inferior al voltaje de la fuente. Esta carga produce una polaridad de voltaje a través de C_r . Cuando el voltaje de la fuente disminuye, C_r está en posibilidad de descargarse. Entonces el voltaje de la fuente carga a C_r con la polaridad opuesta para el siguiente semiciclo, por tanto, el voltaje de ca a través de C_r tiene un campo eléctrico variable en el dieléctrico; esto se indica por las líneas punteadas E. La frecuencia de las variaciones es la misma que la frecuencia de la fuente.

Por la inductancia L_r fluye la corriente en serie. Su campo magnético asociado se indica por las líneas punteadas para H. La frecuencia de las variaciones de I_r y H son las mismas que la frecuencia de la fuente.

Hasta aquí, se tiene sólo un circuito resonante serie. En la figura (5-2b), sin embargo, las placas del capacitor se han abierto en la forma de los dos conductores de la antena. El objetivo que se persigue es lograr que las líneas de campo para E y H se extiendan hacia el espacio que rodea a la antena.

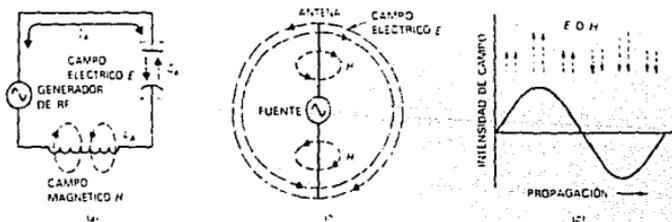


Fig 5-2. Radiación de una onda electromagnética en el espacio. a) Circuito equivalente de la antena con inductancia L_r y capacitancia C_r . b) Conductores de antena que extienden sus campos E y H al espacio alrededor de la antena. c) Cómo varía la intensidad de campo de la onda radiada al propagarse.

Los dos conductores proporcionan un efecto capacitivo especialmente en sus extremos, donde puede acumularse carga. El dieléctrico del capacitor es el espacio que rodea a la antena. El espacio tiene líneas eléctricas de fuerza mostradas por líneas punteadas para E . Su dirección es vertical (hacia arriba y hacia abajo), como la de la antena. Además, la corriente en los conductores de la antena produce el campo magnético indicado por H . Las líneas magnéticas de fuerza están en un plano perpendicular a las del campo eléctrico. Debe notarse que aunque la antena se muestre aquí en posición vertical, puede estar en la posición horizontal.

Cuando la rapidez de cambio (de variación) es muy alta y a suficiente distancia de la antena, las líneas de campo no pueden contraerse hacia el conductor de la antena antes de que la corriente y el voltaje produzcan otra vez un campo en expansión. Como consecuencia parte de la energía del campo se repele de la antena.

Conforme las líneas de fuerza en un campo de mueven en el espacio, generan sus propios campos. Un campo magnético en movimiento genera un inducido en una bobina cuando es cortado por las líneas magnéticas de fuerza. Además un campo eléctrico en movimiento genera un campo magnético. Esta acción corresponde a la carga o descarga de corriente producida por un capacitor cuando su voltaje cambia.

5.2.1 La onda de radio en el espacio.

La figura (5-2c) ilustra cómo el campo eléctrico E o el campo magnético H pasan a través de ciclos de variaciones conforme se propaga alejándose de los conductores de las antenas. Debe notarse que E y H están 90° fuera de fase en el tiempo entre sí. Además, sus líneas de campo están en ángulos rectos unas con otras. Finalmente, la propagación es en la dirección del movimiento de las líneas de campo. Si se imaginan tres planos en el espacio, la dirección de propagación está a ángulos rectos respecto de E o H .

En consecuencia, se radia un campo electromagnético en el espacio. La onda de radio ha dejado la antena para propagarse en todas direcciones alejándose de la antena. La energía se radia en esta forma en todos los tipos de antenas. Cualquier conductor con corriente puede producir alguna radiación. Prácticamente, no obstante, sólo las frecuencias de radio arriba de 30 kHz son efectivas para transmitir ondas electromagnéticas. Mientras más alta sea la frecuencia, más eficiente será la radiación. Para frecuencias por abajo de 30 kHz, la antena tendría que ser muy larga. Así mismo, las variaciones de intensidad del campo no son lo suficientemente rápidas para crear radiación significativa en la antena.

5.2.2 La radiación y los campos de inducción.

Además de la energía radiada por la antena, hay campos locales asociados con la corriente y el voltaje en cualquier circuito. Para distinguir entre la energía radiada y los campos locales

cercanos al conductor, uno se llama campo de radiación y el otro campo de inducción, más allá de la distancia de unas cuantas longitudes de onda, sin embargo, el campo de inducción no necesita considerarse, porque su intensidad disminuye rápidamente. El campo de radiación es el único que se considera para ondas de radio, porque puede propagarse sobre grandes distancias.

5.2.3 Interferencia de ondas de radio.

Cualquier radiación captada por la antena de recepción que no sea la señal deseada puede considerarse como interferencia. La interferencia puede provenir de un campo de radiación, de un campo de inducción o ambos. Por ejemplo, si uno vive cerca de una autopista transitada, el paso de los automóviles puede producir interferencia en los receptores de radio y televisión. La energía que alcanza a la antena del receptor es el campo de radiación del sistema de ignición. En las cercanías del automóvil, el campo local de inducción de la bobina de ignición puede producir interferencia. La interferencia de ignición produce unas rayas cortas horizontales de corta duración en la imagen de televisión y una crepitación o chasquidos en el sonido. Otros ejemplos de interferencia son la radiación producida por el chisporroteo de los motores o las luces fluorescentes.

Otro fenómeno interviene en la buena recepción reduciendo la intensidad de la señal que llega al receptor: cualquier conductor de metal puede servir como una antena. Cuando las estructuras de metal están cercanas a la antena receptoras, reducen la intensidad de campo. El metal actúa como un corto circuito para la onda electromagnética. Esta es la razón por la cual es difícil obtener buena recepción de señales de radio dentro de una envolvente de metal o en las cercanías de una estructura grande de metal. Los materiales aislantes, sin embargo, no afectan a la onda electromagnética de radio.

5.3 CARACTERISTICAS DE LA ANTENA

La elección de un tipo de antena depende principalmente de las frecuencias de operación. Mientras más alta sea la frecuencia más corta será la longitud requerida del conductor de la antena. Una antena puede ser resonante o no resonante. Una antena resonante tiene una longitud específica para una frecuencia particular. Especialmente en la banda de VHF de 30 a 300 MHz, una longitud práctica es la de media onda. En general, cuanto más larga sea una antena tanto más podrá radiar energía para un transmisor o captarla para un receptor. La frecuencia resonante de una antena, sin embargo, proporciona la operación más eficiente.

5.3.1 Inductancia L_r y capacitancia C_r distribuidas.

Una antena parece ser solamente un tramo de alambre o una varilla, pero eléctricamente tiene inductancia y capacitancia distribuidas sobre su largo. Esto se ilustra en la figura (5-3). En la figura (5-3a) la corriente en el alambre de la antena debe fluir a través de una pequeña inductancia L_r equivalente. La L

corresponde a una bobina pequeña. La bobina tiene una inductancia acumulada (localizada) o concentrada en una pequeña área. La antena tiene inductancia distribuida desde un extremo del conductor al extremo opuesto.

Como se muestra en la figura (5-3b), el alambre de la antena tiene una capacitancia distribuida C_r respecto a la tierra física. C_r está indicada en un punto de la figura, pero la longitud total del alambre tiene una capacitancia en derivación que produce la capacitancia total C_r . En la antena de dipolo, C_r es la capacitancia entre un polo y el otro. En una antena con conexión a tierra, C_r es la capacitancia y el alambre y la superficie de la tierra.

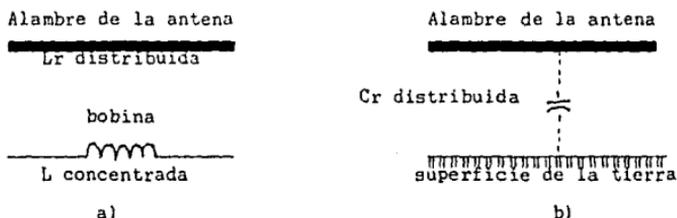


Figura 5-3. Inductancia y capacitancia distribuidas de una antena. a) inductancia L_r del alambre. b) Capacitancia C_r de la antena respecto a la superficie de la tierra.

Los circuitos sintonizados tienen una frecuencia óptima de funcionamiento y se alejan de ese punto conforme las frecuencias difieren, ya sea por encima de este punto o por debajo. Como en el caso de los circuitos sintonizados, se dice que una antena tiene una frecuencia de resonancia (la frecuencia para la cual se determinó su longitud), un ancho de banda (BW) y un factor de calidad Q .

$$B = \frac{f_0}{Q}$$

Además de aparecer como resistencia, la impedancia de la antena tiene también un componente reactivo. Las porciones reactivas de la impedancia son el resultado de que las corrientes y los voltajes estén fuera de fase en el dispositivo consumidor de potencia, en este caso la antena. La razón por la que las corrientes y voltajes están fuera de fase podría ser que la antena no se cortó a la longitud exacta para el tipo de antena en cuestión. En realidad, una antena es muy similar a un circuito sintonizado en el hecho de que su frecuencia central, aquella para la que la geometría es exactamente correcta se presenta a la línea de transmisión una impedancia máxima que es puramente resistiva (resistencia a la radiación más la resistencia óhmica). Conforme cambia la frecuencia de la señal presentada a la antena, se hace ya sea más

alta o más baja que la frecuencia de diseño y la impedancia presentada a la antena, se hace más alta o más baja que la frecuencia de diseño y la impedancia presentada a la línea de transmisión se hace reactiva, como sucede en el caso de un circuito sintonizado. En realidad, se habla del ancho de banda y el valor Q de una antena como en el caso de los circuitos sintonizados, y esos términos conservan todavía su significado original. La relación entre el ancho de banda y el valor Q de una antena es la misma que para los circuitos sintonizados. En la figura (5-4) se ilustra la relación entre la antena y circuitos sintonizados.

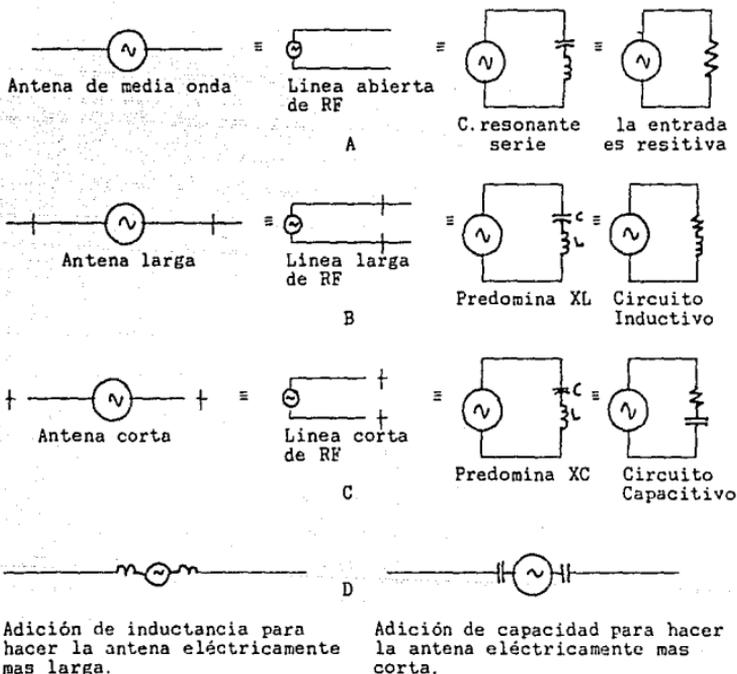


Figura 5-5. Efectos de la longitud sobre la impedancia de la antena.

5.3.2 Antenas resonantes.

Los valores de L_r y de C_r pueden usarse para hacer que la antena actúe como un circuito resonante en serie. La ventaja es una máxima corriente de antena a la frecuencia de resonancia. No hay una bobina y no hay un capacitor físico, pero las características eléctricas de la antena corresponden a las de un circuito LC.

La longitud física de la antena respecto a la longitud de onda de la onda de radio determina la frecuencia de resonancia. Generalmente la longitud de media onda de la frecuencia de operación se usa para una antena resonante en la banda de VHF de 30 a 300 MHz. A esas frecuencias, una media onda es de cerca de 0.46 a 4.6 m. Estas longitudes son prácticas para una antena de dipolo de media onda sin conexión a tierra, que puede soportarse en un mástil suficientemente alto para ser independiente de la superficie de la tierra (tierra física). A frecuencias más bajas, se usa una antena resonante de un cuarto de onda. Usualmente es una antena con conexión a tierra, y la tierra toma el lugar de un polo.

5.3.3 Polarización.

El conductor de la antena puede montarse ya sea vertical u horizontalmente. En cualquier caso, el campo eléctrico E tiene líneas de fuerza en la misma dirección que la antena. La figura (5-4) muestra el caso de una antena de dipolo.

La dirección de polarización de una onda de radio se define como la dirección del campo eléctrico E . Como consecuencia, una antena vertical y su onda de radio transmitida están polarizadas verticalmente como se muestra en la figura (4-4a). En la figura (5-4b), la polarización es horizontal para una antena horizontal.

Las antenas de transmisores y receptores deben tener la misma dirección de polarización para la máxima captación de la señal.

La polarización horizontal generalmente se usa para frecuencias de la banda de VHF de 30 a 300 MHz. La razón de esto es que la mayor parte de la interferencia de ruido en esa banda está polarizada verticalmente. Por tanto, las antenas polarizadas horizontalmente deben ser menos susceptibles a la emisión de ruido. En la radiodifusión de televisión se usa la polarización horizontal, así que las antenas para la recepción de

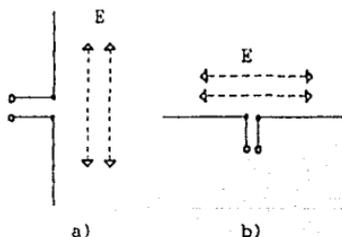


Figura 5-4. Polarización de la antena en términos del campo eléctrico E . a) vertical. b) horizontal.

TV anteriormente eran sólo horizontales. Un método mas reciente para la banda de VHF combina las polarizaciones vertical y horizontal, lo cual da como resultado la polarización circular. La ventaja que de esto se obtiene es que la antena receptora puede estar ya sea vertical u horizontal con buena captación de señal. Esta característica es importante en los casos de antenas inferiores.

5.3.4 Microvolts por metro.

La unidad de microvolts por metro generalmente se usa para indicar la intensidad del campo de una onda de radio transmitida en el espacio. Por ejemplo supongamos que una antena de dipolo de media onda con longitud de un metro puede captar hasta $300 \mu\text{V}$. La intensidad de campo es entonces $300 \mu\text{V/m}$. La altura de la antena receptora se ha normalizado a 9 metros para la banda de VHF; también la polarización de la antena es la misma que la onda de radio transmitida.

Nótese que el mismo campo produce más señal de antena en una antena larga a frecuencias más bajas considerando que ambas antenas estén en resonancia. Por ejemplo, una antena con una longitud de onda de 2 m puede captar hasta $600 \mu\text{V}$ de señal con la misma intensidad de campo de $300 \mu\text{V/m}$.

5.4 COMO PROPORCIONA LA ANTENA SEÑALES AL RECEPTOR.

El campo electromagnético se radia de la antena transmisora en todas direcciones. Ni el aire ni cualquier material aislante tiene algún efecto en la propagación de la señal de radio. Conforme el campo electromagnético corta a través del conductor metálico de la antena receptora, sin embargo, se induce un voltaje muy bajo. Esta señal de antena es generalmente del orden de microvolts. Una amplitud de 1 a 5 mV, o 1000 a $5000 \mu\text{V}$ es una señal fuerte de antena.

Debe notarse que aunque el campo electromagnético induce una señal en la antena receptora, la onda de radio continúa propagándose en el espacio como si la antena no existiera. La cantidad de energía extraída por la antena receptora es tan pequeña que no tiene prácticamente efectos en el campo. Todos los receptores en el área de servicio alrededor del transmisor pueden recibir la señal radiada.

El circuito de entrada de antena de un receptor se ilustra en la figura (5-5). Nótese

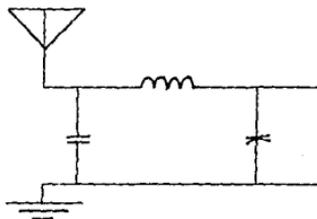


Figura 5-5. Cómo es que la antena suministra la señal de entrada a un receptor.

el símbolo del triángulo usado para cualquier tipo de antena.

El voltaje inducido en la antena produce una corriente de señal hacia la red que es una red pasiva sintonizada a la frecuencia de la señal transmitida, que acopla la impedancia de la antena con la impedancia del amplificador de RF.

Esto es con el objeto de que la energía captada por la antena se transmita con máxima eficiencia al amplificador de entrada, seleccionando la señal de frecuencia que se desea, ya que la antena capta señales de frecuencias no deseadas según su ancho de banda lo permita.

5.5 ANTENA DIPOLO DE MEDIA ONDA.

Con base en la velocidad de la luz de una onda electromagnética de radio en el espacio, puede derivarse la fórmula para calcular media longitud de onda como $L = kC/f$ donde f es la frecuencia, C es la velocidad de las ondas electromagnéticas en el espacio y k es el factor de velocidad, siendo este un número menor a uno que cuando se multiplica por la velocidad de las ondas electromagnéticas en el espacio libre, da la velocidad de esas ondas en un medio físico. Por lo cual un dipolo de media onda resonante es menor que media longitud de onda en el espacio libre. La razón es que la antena tiene una capacitancia que altera la distribución de corriente en los extremos. Este efecto de punta requiere del acortamiento previo del conductor para obtener la longitud de resonancia. En la figura (5-6) se muestra una gráfica con los valores de k . El dipolo puede montarse ya sea vertical u horizontal. Un dipolo de media onda también se llama antena Hertz.

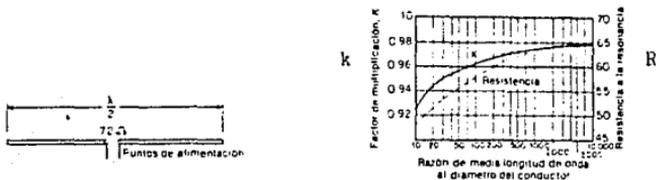


Figura 5-6. a) Antena dipolar de Hertz. b) La curva sólida muestra el factor k para obtener la longitud física de una antena resonante de media onda con la razón de longitud a diámetro que se muestra a lo largo del eje horizontal. La curva interrumpida muestra el modo en que varía la resistencia a la radiación de una antena de media onda con la razón de la longitud al diámetro.

5.5.1 Distribución de corriente y voltaje.

Quando la antena de dipolo se alimenta por el transmisor, los electrones fluyen a lo largo del conductor a los extremos abiertos. Este flujo de electrones es la corriente de antena I en la figura (5-7b). Cuando los electrones alcanzan los extremos del

conductor, la carga eléctrica se acumula. Esta carga genera el voltaje V en los extremos. La carga en cada extremo proporciona un potencial para mover los electrones en la misma dirección pero sentido opuesto, invirtiendo por tanto el sentido de la corriente. Como consecuencia la corriente es cero en los extremos y dos corrientes de igual amplitud fluyen en sentidos opuestos.

Alejados de los extremos de los conductores las corrientes que van y vienen no son iguales debido a las cargas que causan la I han sido suministradas a la antena en tiempos diferentes del ciclo de RF. La máxima corriente está en el centro, donde la corriente reflejada puede agregarse a la corriente original que proviene de la fuente de ca.

Los extremos de la antena son puntos de máximo voltaje. La forma de onda de la distribución de voltaje a lo largo de la antena muestra voltajes $+V$ y $-V$ de los dos extremos debido a que los polos tienen polaridades opuestas a la fuente de ca.

La distribución de corriente y voltaje ilustra porqué la longitud física hace que la antena sea resonante a frecuencias específicas. Las cargas de electrones en el conductor de la antena deben viajar del centro a los extremos y después regresar al centro en el tiempo de un semiciclo en la fuente de ca. Entonces los valores de voltaje y corriente en la antena son máximos. En otras frecuencias hay una cancelación parcial de los electrones incidentes y de retorno que reducen la intensidad de corriente o voltaje de la antena.

5.5.2 Ondas estacionarias.

Las formas de onda de los valores de I y V a lo largo de la antena se muestran en la figura (5-7b) y se conocen como ondas estacionarias. Los puntos de mínima I o V son los nodos; los puntos máximos son los antinodos. En una antena de media onda los lazos sucesivos a los nodos para V y I están separados media longitud de onda entre sí.

Es importante darse cuenta que la onda estacionaria no es una imagen de la corriente o el voltaje. En realidad, cada punto en el conductor tiene un voltaje que cambia continuamente y una corriente que varía respecto al tiempo a la frecuencia de la fuente de ca. Sin embargo, la amplitud del pico o cresta de las variaciones de ca es diferente a lo largo de la longitud de la

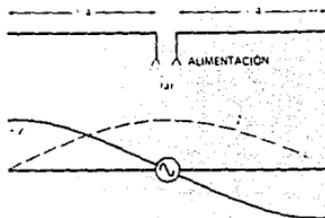


Figura 5-7. Antena de media onda. a) Cada polo de la antena tiene una longitud de un cuarto de onda. b) Distribución de corriente I y voltaje V a lo largo de los conductores.

antena. No obstante, esta distribución de los valores pico o de cresta no cambia a lo largo de la longitud de la antena, y el resultado es una gráfica estacionaria o de onda estacionaria de valores de I y V de un extremo al otro.

5.5.3 Razón de onda estacionaria.

La razón de onda estacionaria (SWR) compara el voltaje en un punto máximo con el voltaje en un punto mínimo. Por ejemplo, cuando una antena de dipolo tiene V diez veces mayor en los extremos que en el centro, la SWR es 10. Una antena resonante tiene una alta SWR, la cual indica altos valores para V e I en las ondas estacionarias. Así pues la eficiencia es alta para una antena de transmisión que radia o para una antena de recepción que capta una señal. Sin embargo, una línea de transmisión no resonante que alimenta a la antena debe tener una SWR de 1. Esta es la SWR más baja posible, e indica que no hay ondas estacionarias.

5.5.4 Resistencia de radiación.

El hecho de que una antena tiene valores específicos de V y de I significa que tiene una impedancia definida. Si la antena es resonante, el punto de alimentación es resistivo. Esta R se llama resistencia de radiación ya sea de una antena receptora o de transmisión. La resistencia de radiación de un dipolo es de 72Ω en el centro. Alejándose hacia los extremos, la antena tiene una impedancia reactiva con valores más altos. Los extremos tienen la impedancia más alta; los valores típicos son de hasta varios miles de ohms.

5.5.5 Antena dipolo doblada.

Como se muestra en la figura 5-8, la antena de dipolo doblada se construye con dos conductores de media onda unidos en los extremos, pero con un conductor abierto en el centro donde se conectan al la línea de transmisión. El espaciamiento entre los dos conductores es pequeño comparado con la media longitud de onda.

Se usa más conductor que en un dipolo recto, pero la parte inferior está doblada hacia atrás en secciones de un cuarto de onda, de modo que el dipolo doblado ocupa aún media onda en el espacio. Las características de la antena son esencialmente las mismas que las de un dipolo recto, excepto que R es $4 \cdot 72 = 288 \Omega$ para un dipolo doblado. Este valor es conveniente para igualar a 300Ω la línea de transmisión.

CAPITULO 6. CONCLUSIONES.

A continuación mencionaremos las observaciones más importantes que o no habíamos considerado o no les habíamos dado la importancia que requieren; y que tuvimos que analizar y hacer uso de ellas.

6.1 EQUIPO DE MEDICION.

Para la realización de este tipo de sistemas es necesario poner atención especial a la selección del equipo de medición, lo cual es determinante en el éxito del proyecto. Debemos tomar en cuenta que un conductor incrementa su resistencia conforme aumenta la frecuencia de medición debido al efecto piel. Esto tiene importancia definitiva en el factor de calidad de los elementos reactivos.

Nosotros empleamos el siguiente equipo:

- Multímetro digital.
- Osciloscopio.
- Contador de frecuencias.
- Medidor de capacitores e inductores.
- Vernier.
- Generador de funciones.

Las consideraciones que encontramos para la selección, utilización e interpretación de lecturas se resume a continuación.

Multímetro digital. Este instrumento se hace necesario para poder efectuar las mediciones de voltaje (el voltaje de alimentación, verificar la polarización de los componentes y variaciones con temperatura, etc.); de resistencia (obtener el valor real de los componentes, ver su variación con la temperatura, etc.); de corriente (lo cual nos ayuda a ver el consumo del circuito, cálculo de eficiencias, puntos de operación, etc.); de β de transistores (con ello sabemos la ganancia de CD); y verificamos continuidad en caso de fallas.

Osciloscopio. Este instrumento requiere de especial atención al utilizarlo para medir señales de alta frecuencia, ya que podemos cometer errores en la interpretación de las lecturas. Las especificaciones fundamentales para estas aplicaciones son las siguientes: frecuencia de corte, sensibilidad, impedancia del aparato, impedancia de las puntas de medición y conexiones.

La frecuencia de corte indica la frecuencia a la cual la amplitud de una señal que permanece constante, se atenúa en la pantalla al aumentar su frecuencia. Son de importancia dos cosas. Si en un osciloscopio de 20 MHz tratamos de ver una señal cuadrada de 15 MHz, no se verá cuadrada, ya que sus armónicas que son de mayor frecuencia serán atenuadas. Podemos detectar una señal

de mayor frecuencia y tener una idea de su forma, pero sabiendo que ni la forma, ni la amplitud que se observa es la real, pues tiene atenuadas sus componentes armónicas de mayor frecuencia.

La sensibilidad indica el rango mínimo de voltajes de la señal que pueden ser vistos, por lo general es de 5mV/div y algunos tiene multiplicador por 5, es decir, hasta 1 mV/div pero la señal aparece muy ruidosa.

La impedancia del aparato, la impedancia de las puntas de medición y las conexiones son muy importantes para obtener la lectura. generalmente los osciloscopios presentan una impedancia de entrada de 1M Ω en paralelo con un capacitor de 20 o 30 pF. La punta de prueba tiene relativamente alta capacitancia. Un valor típico es de 90 pF para 90 cm de cable coaxial de 50 Ω .

Como podemos ver, la capacitancia total en la punta de prueba, puede llegar a ser de 120 pF, lo cual generalmente es excesivo para un circuito de alta frecuencia. Por esta razón la mayoría de las puntas tienen un interruptor para seleccionar atenuación, el circuito es como el de la figura 6-1.

Este tipo de punta tiene una resistencia interna en serie de 9 M Ω para aislar las capacitancias del cable y del osciloscopio del circuito de prueba que se desea medir. La capacitancia de entrada con la punta de prueba es de alrededor de 10 pF. La función de C1 es compensar a la punta de prueba para altas frecuencias. La constante de tiempo de R1 debe igualar la constante de tiempo RC del circuito de entrada. C1 se ajusta para una mínima en una señal de onda cuadrada.

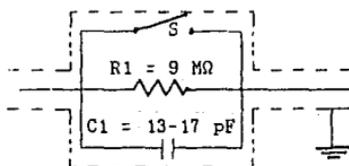


Figura 6-1. Circuito de la punta de prueba de baja capacitancia para osciloscopio.

Es recomendable utilizar la punta de prueba con atenuación siempre que se tienen señales de mediana o alta frecuencia, o cuando se tiene alta impedancia en el circuito, para evitar ver la señal distorsionada o afectar el funcionamiento del circuito. Nosotros algunas pruebas las efectuamos tomando el valor de capacitancia de la punta como parte del circuito, por ejemplo, si se tiene un capacitor de 32 pF en un circuito tanque conectado a tierra o al positivo, podemos efectuar la medición conectando un capacitor de 22 pF y la punta de prueba en paralelo, para que sumados den los 32 pF.

Las puntas de prueba están fabricadas por distintos procedimientos y utilizan distintos cables coaxiales. Normalmente se especifica la frecuencia máxima que la punta puede conducir sin distorsionar. Nuevamente debe tomarse en cuenta igual que con la hablado anteriormente.

La conexión debe tomarse en cuenta, si se tienen conectadas dos puntas, como en el caso de comparar dos señales en un osciloscopio de doble trazo. Si ambas puntas tienen conexión tierra, pueden formar una espira (llamada lazo de tierra) en la cual se induce cualquier campo magnético que la atraviese. Para evitar esto es recomendable solo conectar a tierra una de las puntas y tratar de que los cables estén lo más próximas entre sí posible (si es posible trenzadas).

Contador de frecuencias. Cuando se desea calibrar un equipo se transmisión es importante saber la frecuencia con alta precisión, por ejemplo, si se asigna un canal con frecuencia portadora en 49.3850 MHz es necesario saber con toda esa exactitud (6 decimales) la frecuencia de la señal, de manera similar se mide la desviación máxima para una señal de frecuencia modulada o las fluctuaciones por temperatura.

Este tipo de instrumentos, tiene por lo general una entrada para efectuar las mediciones de frecuencias menores a 1 MHz y otra para las superiores. Al igual que con el osciloscopio, este instrumento presenta una impedancia de entrada similar, la cual debe tomarse en cuenta. Además tiene un control de sensibilidad, que si no se opera correctamente pueden efectuarse mediciones falsas, si se ajusta para una sensibilidad baja puede indicar 0 o una frecuencia baja (o 60 Hz que se le puede estar induciendo). Si se ajusta para una sensibilidad alta, la señal en el interior de recorta, presentándose armónicos que pueden ocasionar una lectura mayor a la frecuencia fundamental de la señal. Para una señal que se compone de diversas señales de diferentes frecuencias, mediante este control puede obtenerse la frecuencia de varias de ellas.

Medidor de capacitores e inductores. Este tipo de instrumentos nos permiten la medición de elementos reactivos a baja frecuencia. En ocasiones los multimetros digitales incluyen medidores de capacitancias, los cuales son un circuito puente de Wheatstone con elementos reactivos o un medidor de impedancias. Su frecuencia de operación está entre 400 y 1000 Hz. El medidor de inductancias es menos común, y por lo general su sensibilidad no es suficiente para inductancias de menos de 10 μH . Por lo que efectuar esta medición es más complicada, puede efectuarse la medición utilizando un puente a una frecuencia alta, pero se presenta el problema de necesitar inductancias patrón, otra manera es construir un oscilador o un circuito resonante, y teniendo conocidos los valores de capacitancia y frecuencia, calcular el valor de la inductancia. Aquí la frecuencia de medición es importante para altas frecuencias, pues mientras que a bajas frecuencias el entorno puede no ser importante, a frecuencias mayores la longitud de onda de la señal empieza a ser comparativa con la de los objetos que rodeen al elemento en consideración. Por ejemplo, si tenemos un inductor cercano a un tornillo, la distancia que lo separa tendrá distinto efecto sobre el valor de la inductancia, lo mismo es para un capacitor.

Vernier. Este instrumento tiene su principal utilización en la construcción de inductancias, pues es necesario tener con

precisión las dimensiones físicas de la bobina para estimar su inductancia. También es útil en la construcción física de modelos.

Generador de funciones. Este aparato lo utilizamos para aplicar señales de forma y frecuencia conocida y así saber el comportamiento del circuito y, obtener respuestas en frecuencia de un sistema; en el caso de moduladores y demoduladores podemos saber su distorsión y de esta manera determinar las modificaciones al circuito necesarias para obtener el funcionamiento deseado.

6.2 COMPONENTES.

Como parte esencial de cualquier diseño que se desea llevar a la práctica, se requiere una atención especial a las partes con las que se pretende implementar ese dispositivo.

Los componentes fundamentales para la construcción de un equipo de comunicaciones son los siguientes.

- Resistencias.
- Capacitores.
- Inductancias y transformadores.
- Transistores (TBJs y FETs) de RF.
- Diodos rectificadores y varactores.
- Cristales de cuarzo.
- Cables, conexiones y medio de armado.
- Circuitos integrados.
- Información.

Existen en el mercado una gama amplia de partes que son de utilidad para la realización de estos proyectos. En el mercado nacional se tienen sobre todo refacciones para los aparatos existentes y en menor escala componentes de diseño. El principal problema en su utilización es la falta de especificaciones en los parámetros menos usuales. Haremos referencia a nuestra experiencia en la selección y utilización de ellos, pero sólo en los casos donde se usó un criterio diferente a los convencionales.

Resistencias. Al escoger resistencias debemos tomar en cuenta además de las consideraciones usuales, los factores que tienen efecto en altas frecuencias que son, los efectos reactivos parásitos de inductancia y capacitancia y efectos de frecuencia. En la figura 6-2a vemos un modelo de resistor que funciona a altas frecuencias y en la 6-2b vemos una gráfica de un fabricante de resistencias. Resulta laborioso caracterizar este tipo de componentes, ya que efectuar mediciones de resistencia a frecuencias altas no es tarea sencilla. Es muy raro encontrar especificaciones como las de la figura 6-2b. Además debemos tomar en cuenta que son diferentes para cada material. Para un valor de resistencia dada, el construirla con un material de relativa baja resistividad nos dará un elemento largo y delgado, mientras que con uno de relativa alta resistividad nos dará un elemento corto y grueso. Por lo cual sus características de altas frecuencias son

diferentes. Para el caso de la figura 6-2b tenemos que una resistencia en CD de $10\text{ k}\Omega \frac{1}{2}\text{ W}$, a 100 MHz se nos transforma en $5.2\text{ k}\Omega$; para los valores de L y C no encontramos datos.

Considerando lo anterior podemos concluir que una resistencia determinada nos puede funcionar al mismo tiempo capacitiva o inductivamente, lo cual puede ser útil o perjudicial. Su valor de resistencia puede ser muy diferente al que se tiene en CD. Vemos entonces que este es una cuestión que debe ser analizada con cuidado para los casos en los que es crítico.

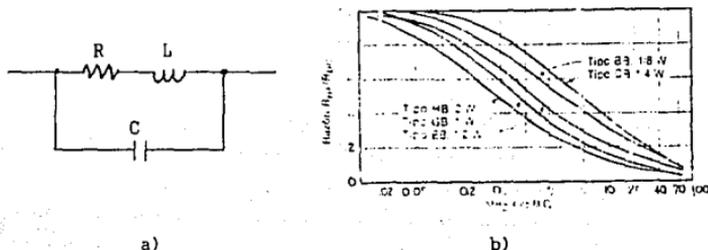


Figura 6-2. Resistor a altas frecuencias. a) Circuito equivalente. b) Características típicas a frecuencias altas de diferentes tipos de resistores fijos.

Inductores. Los factores importantes para alta frecuencia son el factor de calidad, la gama de frecuencias, la composición del núcleo, efectos de capacitancia parásita y frecuencia autorresonante y para bobinas acopladas la inductancia mutua, el acoplamiento capacitivo, las bobinas de RF y los efectos de alta frecuencia.

El factor de calidad, junto con el ancho de banda se trató principalmente en el capítulo 2 ya que es uno de los factores más significativos para el diseño de circuitos resonantes. La composición del núcleo es importante al considerar alta frecuencia, pues nos dará referencia respecto a la dispersión del flujo magnético, de las pérdidas, y de las dimensiones físicas. Un núcleo ferromagnético tiene la ventaja de utilizar menor espacio, su coeficiente de acoplamiento (para el caso de transformadores) es cercano a la unidad y tiene menor dispersión de flujo (sobre todo en el caso de toroides). Lo que hay que cuidar en este caso es la saturación del núcleo y las pérdidas. En una bobina, la capacitancia se desarrolla entre las vueltas individuales y los contactos terminales.

Los alambres de una bobina, separados por un aislador, producen capacitancia entre las vueltas. Además, hay una capacitancia a tierra. El efecto total de las diversas capacitancias se denomina capacitancia distribuida. Esta última tiene un efecto sobre los parámetros de la bobina. Cuando se conoce la inductan-

cia real, la capacitancia distribuida se puede determinar experimentalmente, midiendo su frecuencia autorresonante. Esto se puede determinar obteniendo la frecuencia a la que la bobina no tiene reactancia neta.

Las bobinas de radiofrecuencias (chokes de RF) son bobinas devanadas de tal modo que se minimiza la capacitancia distribuida. La finalidad es obtener la frecuencia autorresonante más elevada que sea posible, independientemente de Q . Esto se logra, devanando en una serie de secciones en forma de pastel. Existe un efecto de alta frecuencia en las bobinas, producido por el efecto piel, en donde la corriente en un conductor sólido fluye por su capa externa; de ese modo aumenta su resistencia efectiva.

Capacitores. En este caso también resulta importante las consideraciones de alta frecuencia, básicamente son la impedancia del capacitor y su resonancia serie (o autoresonancia). La impedancia del capacitor no es una reactancia pura, sino que se modifica por la resistencia en serie de las terminales y las placas, las pérdidas en el dieléctrico y la resistencia en paralelo, junto con los efectos de fugas. Un modo de manejar esto es similar a la de una bobina, determinando el factor de calidad del capacitor y utilizándolo de manera equivalente. Los capacitores se deben conectar en los circuitos por medio de terminales de alambre, y como se mencionó, un alambre simple tiene inductancia. Se puede ver que hay una frecuencia en la que $X_L = X_C$. El capacitor está en resonancia serie y la reactancia se encuentra en un mínimo. A frecuencias más altas el capacitor actúa como inductor. A frecuencias altas se puede emplear este efecto mínimo, y es preciso tener cuidado para mantener la misma longitud de las terminales en el caso de que deba reemplazarse el capacitor. Existen manuales de capacitores en los cuales se especifica esta frecuencia de autoresonancia y el factor de calidad.

Transistores de RF. Los TBJs se escogen por lo general, según la gama deseada de frecuencias. En su mayor parte se caracterizan por tener un producto de ganancia-ancho de banda, f_T , de hasta 2 GHz. Por lo común, la ganancia máxima de potencia se especifica para la frecuencia esperada de funcionamiento, donde se desea un valor alto de ganancia. Si se usa para niveles muy bajos de señal (como en los circuitos de entrada de un receptor), se deberán escoger dispositivos con factores específicos de ruido. Afortunadamente en el mercado nacional existe variedad de transistores disponibles, los cuales se pueden adaptar a las necesidades de un diseño.

Los FETs tienen menor disponibilidad en el mercado, generalmente sólo se tienen unos cuantos diferentes, de manera que antes de iniciar un diseño resulta conveniente verificar cuales son, y con sus especificaciones tratar de adaptarlos al diseño que se desea hacer.

Uno de los principales problemas al hacer uso de estos dispositivos, es su gran variación de sus parámetros respecto de las especificaciones, generalmente se manejan altas tolerancias en ellas. Es necesario por lo tanto comprobar las especificaciones

que son de mayor relevancia. Nosotros trabajamos con diversos transistores, siguiendo las especificaciones dadas en el manual de Motorola; y aunque muchos de los dispositivos tienen el mismo número de parte, varían respecto al lote del que se trate, y por lo general los equivalentes presentan más variaciones que los originales. Si se deseara producir una línea de aparatos en serie, sería de suma importancia evaluar y en su caso seleccionar aquellos componentes que cumplan con las tolerancias obtenidas del análisis del sistema.

Diodos rectificadores y varactores. Este tipo de dispositivos para señal pequeña, presentan escasa disponibilidad en cuanto a diversidad de componentes, debido probablemente a su bajo costo. Su característica fundamental es la capacitancia que presentan entre sus terminales.

Cristales de cuarzo. Este tipo de dispositivos tienen una dificultad especial para su selección. Su principal especificación es la frecuencia de resonancia, la cual por lo general aparece indicada en el mismo dispositivo. El problema de los cristales es la falta de manuales que detallen sus características, nosotros hicimos pruebas con varios de ellos, obteniendo resultados satisfactorios, pero no contamos con ninguna otra especificación que su frecuencia de resonancia serie, la cual al hacer pruebas tocaba en tono fundamental o en tercer sobretono. En la bibliografía encontramos que el máximo sobretono usual es el quinto, llegando a frecuencias hasta de 100 MHz.

Cables, conexiones y medio de armado. Es de primordial importancia tomar en cuenta el tipo de conductores que se van a utilizar para efectuar las conexiones. Como se mencionó anteriormente un conductor cualquiera presenta inductancia, la cual puede ocasionar modos de funcionamiento no deseados. En la siguiente sección se hablará más de este tipo de problemas.

El medio de armado es de consideración, existen para pruebas tabletas de conexión, en las cuales se tiene que tomar en cuenta la disposición de los componentes, además de los elementos parásitos que contienen. Existe una capacitancia de aproximadamente 7 pF entre cada borne de conexión, y resulta conveniente colocar capacitores entre las líneas de suministro de 0.01 μ F a cada 2 cm para reducir el efecto inductivo. Para la instalación definitiva se pueden utilizar tabletas fenólicas, las cuales ofrecen mejores características en cuanto a el acoplamiento capacitivo entre conexiones. Al efectuar el diseño de la disposición de los componentes, no debe perderse de vista la minimización de interferencia entre ellos, aplicando algunos de los criterios que se mencionan en la sección siguiente.

Circuitos integrados. Se obtiene mayor versatilidad y eficacia al emplear estos dispositivos, pero presentan la desventaja de no haber disponibles en el mercado componentes que operen a altas frecuencias, por lo que su uso se restringe a las etapas de FI o a las de menor frecuencia, para las de RF deben utilizarse componentes discretos. Otro problema que se tiene para su uso, es el que muchos de ellos especifican componentes externos sólo

mediante su número de parte (principalmente cuando se requieren bobinas, transformadores, filtros cerámicos, etc.), y no indican características. Por lo cual resulta difícil su utilización

Información. Un problema de importancia, es la de información sobre la realización práctica de los temas analizados, incluyendo lo referente a los reglamentos existentes en el campo de comunicaciones. No es sencillo encontrar documentación sobre realización y construcción de este tipo de sistemas, probablemente se deba a la protección de patentes por las compañías fabricantes por una parte, y por otra el control desde el punto de vista legal. El reglamento de comunicaciones no está a disposición abiertamente, se requiere de trámites y restricciones por parte de la SCT. Esto es razonable, pues se trata de sistemas que requieren de un cuidado especial, ya que de no ser así habría dificultad en la operación de las comunicaciones.

La realización de un sistema confiable requiere de profundización en cuanto al diseño y experimentación con este tipo de circuitos. El diseño de un circuito eficaz capaz de producirse en serie requiere de un trabajo de análisis extenso, sobre todo para equipos de transmisión. En el mercado encontramos que los equipos de transmisión son delicados, costosos y existiendo solamente unas cuantas firmas comerciales que se dedican a su producción.

6.3 COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA.

Debemos efectuar un estudio de compatibilidad electromagnética, ya que tenemos un sistema radiante, debe prevenirse la radiación de señales que puedan causar interferencia. Tomando en cuenta que las bobinas y transformadores, y en general todo elemento que genere un campo eléctrico y/o magnético, puede actuar como una antena, la cual puede recibir otras señales o bien radiarlas.

Nuestro sistema debe ser capaz de funcionar en el medio físico en el que deberá operar, sin causar contaminación en el medio y con la capacidad de que la que exista no le afecte. Existen normas en cuanto al máximo de energía que puede radiarse. La más conocida quizá es la norma de la FCC. Esta norma especifica el campo magnético máximo que el aparato debe generar bajo condiciones específicas.

Una manera de solucionar este problema consiste en blindar el circuito, utilizando gabinetes metálicos y diversos implementos diseñados para resolver este problema, pero debemos considerar el efecto sobre el funcionamiento del circuito y sobre el costo del mismo.

En el diseño del circuito debe tomarse en cuenta el tipo de tecnología para el armado, y la disposición física de los componentes, ya que se pueden presentar interferencias internas por acoplamientos inductivos o capacitivos. Una bobina cerca de otra

puede causar inducciones y si se tratase de un oscilador o modulador podría provocar un "enlazamiento" de frecuencias.

Otro punto de importancia radica en la fuente de voltaje, la cual debe tener consideraciones de alta frecuencia, de tal manera que no se genere ruido hacia la línea de alimentación, así como la técnica para alimentar. Un centímetro de conductor recto presenta una inductancia de aproximadamente $0.01 \mu\text{H}$. Por lo que en el armado del circuito debe considerarse la longitud de los conductores. Se puede dar el caso de alimentar con varios conductores aislados que conecten lo mismos puntos, ya que las inductancias en paralelo disminuyen su valor total. Otra técnica que podría utilizarse es la de alimentar independientemente a cada etapa del circuito. Ya que la impedancia reactiva que presenta el conductor provoca una caída de voltaje entre la fuente de alimentación y el circuito puede afectar a los demás componentes. Y la técnica general que consiste en conectar capacitores a una distancia adecuada entre las líneas de alimentación.

INDUCTORES CON NUCLEO DE AIRE DE 6 mm DE DIAMETRO SEGUN SU LONGITUD

| N | L(N..1) | L(N..2) | L(N..3) | L(N..4) | L(N..5) | L(N..6) | L(N..7) | L(N..8) |
|----|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| 2 | 0.0383 | 0.0302 | 0.0249 | 0.0212 | 0.0184 | 0.0163 | 0.0146 | 0.0132 |
| 3 | 0.0862 | 0.0679 | 0.0559 | 0.0476 | 0.0414 | 0.0367 | 0.0329 | 0.0298 |
| 4 | 0.1532 | 0.1206 | 0.0995 | 0.0846 | 0.0736 | 0.0652 | 0.0584 | 0.053 |
| 5 | 0.2394 | 0.1885 | 0.1554 | 0.1322 | 0.115 | 0.1018 | 0.0913 | 0.0828 |
| 6 | 0.3448 | 0.2714 | 0.2238 | 0.1904 | 0.1657 | 0.1466 | 0.1315 | 0.1192 |
| 7 | 0.4692 | 0.3694 | 0.3046 | 0.2591 | 0.2255 | 0.1998 | 0.179 | 0.1623 |
| 8 | 0.6129 | 0.4825 | 0.3978 | 0.3385 | 0.2945 | 0.2607 | 0.2338 | 0.2119 |
| 9 | 0.7757 | 0.6107 | 0.5035 | 0.4284 | 0.3727 | 0.3299 | 0.2959 | 0.2682 |
| 10 | 0.9577 | 0.7539 | 0.6216 | 0.5289 | 0.4602 | 0.4073 | 0.3653 | 0.3312 |

| N | L(N..5) | L(N..65) | L(N..6) | L(N..95) | L(N..1.1) | L(N..1.25) | L(N..1.4) | L(N..1.65) |
|----|---------|----------|---------|----------|-----------|------------|-----------|------------|
| 11 | 0.5568 | 0.466 | 0.4007 | 0.3514 | 0.3129 | 0.2821 | 0.2567 | 0.2235 |
| 12 | 0.6626 | 0.5546 | 0.4769 | 0.4182 | 0.3724 | 0.3357 | 0.3055 | 0.2657 |
| 13 | 0.7777 | 0.6509 | 0.5596 | 0.4908 | 0.4571 | 0.394 | 0.3586 | 0.3119 |
| 14 | 0.9019 | 0.7549 | 0.6491 | 0.5693 | 0.5069 | 0.4569 | 0.4159 | 0.3817 |
| 15 | 1.0354 | 0.8666 | 0.7451 | 0.6535 | 0.5819 | 0.5245 | 0.4774 | 0.4152 |
| 16 | 1.178 | 0.986 | 0.8477 | 0.7435 | 0.6621 | 0.5968 | 0.5432 | 0.4724 |
| 17 | 1.3299 | 1.1131 | 0.957 | 0.8394 | 0.7475 | 0.6737 | 0.6132 | 0.5333 |
| 18 | 1.4909 | 1.2479 | 1.0729 | 0.941 | 0.838 | 0.7553 | 0.6874 | 0.5979 |
| 19 | 1.6612 | 1.3904 | 1.1955 | 1.0485 | 0.9337 | 0.8415 | 0.7653 | 0.6662 |
| 20 | 1.8407 | 1.5406 | 1.3248 | 1.1617 | 1.0345 | 0.9324 | 0.8487 | 0.7382 |

| N | L(N..1) | L(N..1.2) | L(N..1.4) | L(N..1.6) | L(N..1.8) | L(N..2) | L(N..2.2) | L(N..2.4) |
|----|---------|-----------|-----------|-----------|-----------|---------|-----------|-----------|
| 22 | 1.35 | 1.167 | 1.027 | 0.917 | 0.828 | 0.755 | 0.694 | 0.642 |
| 24 | 1.607 | 1.388 | 1.222 | 1.091 | 0.986 | 0.899 | 0.826 | 0.764 |
| 26 | 1.886 | 1.629 | 1.434 | 1.281 | 1.157 | 1.055 | 0.97 | 0.897 |
| 28 | 2.187 | 1.89 | 1.663 | 1.486 | 1.342 | 1.224 | 1.125 | 1.04 |
| 30 | 2.511 | 2.169 | 1.91 | 1.705 | 1.541 | 1.405 | 1.291 | 1.194 |
| 32 | 2.857 | 2.468 | 2.173 | 1.94 | 1.753 | 1.598 | 1.469 | 1.359 |
| 34 | 3.225 | 2.786 | 2.453 | 2.19 | 1.979 | 1.804 | 1.658 | 1.534 |
| 36 | 3.616 | 3.124 | 2.75 | 2.458 | 2.216 | 2.023 | 1.859 | 1.72 |
| 38 | 4.029 | 3.481 | 3.064 | 2.736 | 2.472 | 2.254 | 2.071 | 1.916 |
| 40 | 4.464 | 3.857 | 3.395 | 3.032 | 2.739 | 2.497 | 2.295 | 2.125 |

INDUCTORES CON NUCLEO DE AIRE DE 10 mm DE DIAMETRO SEGUN SU LONGITUD

| N | L(N,1) | L(N,1.2) | L(N,1.4) | L(N,1.6) | L(N,1.8) | L(N,2) | L(N,2.2) | L(N,2.4) |
|----|--------|----------|----------|----------|----------|--------|----------|----------|
| 10 | 0.679 | 0.597 | 0.532 | 0.48 | 0.437 | 0.402 | 0.371 | 0.345 |
| 12 | 0.977 | 0.859 | 0.766 | 0.691 | 0.63 | 0.578 | 0.535 | 0.497 |
| 14 | 1.33 | 1.169 | 1.043 | 0.941 | 0.857 | 0.787 | 0.728 | 0.677 |
| 16 | 1.738 | 1.527 | 1.362 | 1.228 | 1.12 | 1.028 | 0.951 | 0.884 |
| 18 | 2.199 | 1.933 | 1.724 | 1.556 | 1.417 | 1.302 | 1.203 | 1.119 |
| 20 | 2.715 | 2.386 | 2.128 | 1.92 | 1.75 | 1.607 | 1.486 | 1.381 |
| 22 | 3.285 | 2.887 | 2.575 | 2.324 | 2.117 | 1.944 | 1.798 | 1.672 |
| 24 | 3.91 | 3.436 | 3.064 | 2.786 | 2.52 | 2.314 | 2.139 | 1.989 |
| 26 | 4.584 | 4.032 | 3.597 | 3.246 | 2.957 | 2.716 | 2.511 | 2.335 |
| 28 | 5.322 | 4.677 | 4.171 | 3.764 | 3.43 | 3.15 | 2.912 | 2.708 |
| 30 | 6.104 | 5.369 | 4.788 | 4.321 | 3.937 | 3.616 | 3.343 | 3.108 |
| 32 | 6.951 | 6.108 | 5.448 | 4.916 | 4.479 | 4.114 | 3.803 | 3.536 |
| 34 | 7.847 | 6.896 | 6.15 | 5.55 | 5.057 | 4.644 | 4.294 | 3.992 |
| 36 | 8.797 | 7.731 | 6.895 | 6.222 | 5.669 | 5.206 | 4.814 | 4.476 |
| 38 | 9.802 | 8.614 | 7.682 | 6.933 | 6.317 | 5.801 | 5.363 | 4.987 |

| N | L(N,2) | L(N,2.2) | L(N,2.4) | L(N,2.6) | L(N,2.8) | L(N,3) | L(N,3.2) | L(N,3.4) |
|----|--------|----------|----------|----------|----------|--------|----------|----------|
| 42 | 7.09 | 6.55 | 6.09 | 5.69 | 5.34 | 5.03 | 4.76 | 4.51 |
| 44 | 7.78 | 7.19 | 6.69 | 6.25 | 5.86 | 5.52 | 5.22 | 4.95 |
| 46 | 8.5 | 7.86 | 7.31 | 6.83 | 6.41 | 6.04 | 5.71 | 5.41 |
| 48 | 9.26 | 8.56 | 7.96 | 7.44 | 6.98 | 6.57 | 6.21 | 5.89 |
| 50 | 10.04 | 9.29 | 8.63 | 8.07 | 7.57 | 7.13 | 6.74 | 6.39 |
| 52 | 10.86 | 10.04 | 9.34 | 8.73 | 8.19 | 7.71 | 7.29 | 6.91 |
| 54 | 11.71 | 10.83 | 10.07 | 9.41 | 8.83 | 8.32 | 7.86 | 7.45 |
| 56 | 12.6 | 11.65 | 10.83 | 10.12 | 9.5 | 8.95 | 8.46 | 8.02 |
| 58 | 13.51 | 12.49 | 11.62 | 10.86 | 10.19 | 9.6 | 9.07 | 8.6 |
| 60 | 14.46 | 13.37 | 12.43 | 11.62 | 10.9 | 10.27 | 9.71 | 9.2 |

Funciones de Bessel de primer orden.

| mf | J0(mf) | J1(mf) | Jn(2,mf) | Jn(3,mf) | Jn(4,mf) | Jn(5,mf) |
|-----|---------|---------|----------|----------|----------|----------|
| 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0.2 | 0.99 | 0.0995 | 0.005 | 0.0002 | 0 | 0 |
| 0.4 | 0.9604 | 0.196 | 0.0197 | 0.0013 | 0.0001 | 0 |
| 0.6 | 0.912 | 0.2867 | 0.0437 | 0.0044 | 0.0003 | 0 |
| 0.8 | 0.8463 | 0.3688 | 0.0758 | 0.0102 | 0.001 | 0.0001 |
| 1 | 0.7652 | 0.4401 | 0.1149 | 0.0186 | 0.0025 | 0.0002 |
| 1.2 | 0.6711 | 0.4983 | 0.1593 | 0.0329 | 0.005 | 0.0005 |
| 1.4 | 0.5669 | 0.5419 | 0.2074 | 0.0505 | 0.0091 | 0.0013 |
| 1.6 | 0.4554 | 0.5699 | 0.257 | 0.0725 | 0.015 | 0.0022 |
| 1.8 | 0.34 | 0.5815 | 0.3061 | 0.0988 | 0.0232 | 0.0043 |
| 2 | 0.2239 | 0.5767 | 0.3528 | 0.1289 | 0.034 | 0.007 |
| 2.2 | 0.1104 | 0.556 | 0.3951 | 0.1623 | 0.0476 | 0.0109 |
| 2.4 | 0.0025 | 0.5202 | 0.431 | 0.1981 | 0.0643 | 0.0162 |
| 2.6 | -0.0968 | 0.4708 | 0.459 | 0.2353 | 0.084 | 0.0232 |
| 2.8 | -0.185 | 0.4097 | 0.4777 | 0.2727 | 0.1067 | 0.0321 |
| 3 | -0.2601 | 0.3391 | 0.4861 | 0.3091 | 0.132 | 0.043 |
| 3.2 | -0.3202 | 0.2613 | 0.4835 | 0.3431 | 0.1597 | 0.0562 |
| 3.4 | -0.3643 | 0.1792 | 0.4697 | 0.3734 | 0.1892 | 0.0719 |
| 3.6 | -0.3918 | 0.0955 | 0.4448 | 0.3988 | 0.2198 | 0.0897 |
| 3.8 | -0.4026 | 0.0128 | 0.4093 | 0.418 | 0.2507 | 0.1098 |
| 4 | -0.3971 | -0.066 | 0.3641 | 0.4302 | 0.2811 | 0.1321 |
| 4.2 | -0.3766 | -0.1386 | 0.3105 | 0.4344 | -0.31 | 0.1561 |
| 4.4 | -0.3423 | -0.2028 | 0.2501 | 0.4301 | 0.3365 | 0.1816 |
| 4.6 | -0.2961 | -0.2566 | 0.1846 | 0.4171 | 0.3594 | 0.208 |
| 4.8 | -0.2404 | -0.2985 | 0.1161 | 0.3952 | 0.378 | 0.2347 |
| 5 | -0.1776 | -0.3276 | 0.0466 | 0.3648 | 0.3912 | 0.2611 |
| 5.2 | -0.1103 | -0.3432 | -0.0217 | 0.3265 | 0.3985 | 0.2865 |
| 5.4 | -0.0412 | -0.3453 | -0.0867 | 0.2811 | 0.3991 | 0.3101 |
| 5.6 | 0.027 | -0.3343 | -0.1464 | 0.2298 | 0.3926 | 0.331 |
| 5.8 | 0.0917 | -0.311 | -0.199 | 0.1738 | 0.3788 | 0.3486 |
| 6 | 0.1506 | -0.2767 | -0.2429 | 0.1148 | 0.3576 | 0.3621 |
| 6.2 | 0.2017 | -0.2329 | -0.2769 | 0.0543 | 0.3294 | 0.3708 |
| 6.4 | 0.2433 | -0.1816 | -0.3001 | -0.0059 | 0.2945 | 0.3741 |
| 6.6 | 0.274 | -0.125 | -0.3119 | -0.0641 | 0.2537 | 0.3716 |
| 6.8 | 0.2931 | -0.0652 | -0.3123 | -0.1185 | 0.2077 | 0.3629 |
| 7 | 0.3001 | -0.0047 | -0.3014 | -0.1676 | 0.1578 | 0.3479 |
| 7.2 | 0.2951 | 0.0543 | -0.28 | -0.2099 | 0.1051 | 0.3266 |
| 7.4 | 0.2786 | 0.1096 | -0.249 | -0.2442 | 0.051 | 0.2993 |
| 7.6 | 0.2516 | 0.1592 | -0.2097 | -0.2696 | -0.0031 | 0.2663 |
| 7.8 | 0.2154 | 0.2014 | -0.1638 | -0.2853 | -0.0557 | 0.2282 |
| 8 | 0.1717 | 0.2346 | -0.113 | -0.2911 | -0.1054 | 0.1858 |
| 8.2 | 0.1222 | 0.258 | -0.0593 | -0.2869 | -0.1507 | 0.1399 |
| 8.4 | 0.0692 | 0.2708 | -0.0047 | -0.273 | -0.1903 | 0.0918 |
| 8.6 | 0.0146 | 0.2728 | 0.0488 | -0.2501 | -0.2233 | 0.0424 |
| 8.8 | -0.0392 | 0.2641 | 0.0933 | -0.219 | -0.2485 | -0.007 |
| 9 | -0.0903 | 0.2453 | 0.1448 | -0.1809 | -0.2655 | -0.055 |
| 9.2 | -0.1367 | 0.2174 | 0.184 | -0.1374 | -0.2736 | -0.1005 |
| 9.4 | -0.1768 | 0.1816 | 0.2154 | -0.09 | -0.2728 | -0.1422 |
| 9.6 | -0.209 | 0.1395 | 0.238 | -0.0403 | -0.2633 | -0.179 |
| 9.8 | -0.2323 | 0.0928 | 0.2512 | 0.0097 | -0.2453 | -0.2099 |
| 10 | -0.2459 | 0.0435 | 0.2546 | 0.0584 | -0.2196 | -0.2341 |

Valor de la potencia relativa según el número de bandas laterales consideradas

| mf. | Pr2(mf) | Pr3(mf) | Pr4(mf) | Pr5(mf) | Pr6(mf) | Pr7(mf) | Pr8(mf) |
|-----|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| 1 | 0.9992 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1.2 | 0.9978 | 0.9999 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1.4 | 0.9947 | 0.9998 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1.6 | 0.989 | 0.9995 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1.8 | 0.9794 | 0.9989 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 2 | 0.9643 | 0.9976 | 0.9999 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 2.2 | 0.9425 | 0.9952 | 0.9998 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 2.4 | 0.9127 | 0.9912 | 0.9994 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 2.6 | 0.874 | 0.9847 | 0.9989 | 0.9999 | 1 | 1 | 1 |
| 2.8 | 0.8263 | 0.9751 | 0.9978 | 0.9999 | 1 | 1 | 1 |
| 3 | 0.7701 | 0.9612 | 0.996 | 0.9997 | 1 | 1 | 1 |
| 3.2 | 0.7067 | 0.9421 | 0.9931 | 0.9995 | 1 | 1 | 1 |
| 3.4 | 0.6382 | 0.9171 | 0.9887 | 0.999 | 0.9999 | 1 | 1 |
| 3.6 | 0.5674 | 0.8854 | 0.9821 | 0.9981 | 0.9999 | 1 | 1 |
| 3.8 | 0.4974 | 0.8469 | 0.9727 | 0.9968 | 0.9997 | 1 | 1 |
| 4 | 0.4316 | 0.8017 | 0.9598 | 0.9947 | 0.9995 | 1 | 1 |
| 4.2 | 0.3731 | 0.7505 | 0.9427 | 0.9915 | 0.9991 | 0.9999 | 1 |
| 4.4 | 0.3245 | 0.6945 | 0.9209 | 0.9868 | 0.9985 | 0.9999 | 1 |
| 4.6 | 0.2875 | 0.6354 | 0.8937 | 0.9802 | 0.9975 | 0.9998 | 1 |
| 4.8 | 0.2629 | 0.5753 | 0.861 | 0.9712 | 0.9959 | 0.9996 | 1 |
| 5 | 0.2505 | 0.5167 | 0.8228 | 0.9592 | 0.9936 | 0.9993 | 0.9999 |
| 5.2 | 0.2487 | 0.4619 | 0.7795 | 0.9437 | 0.9902 | 0.9988 | 0.9999 |
| 5.4 | 0.2553 | 0.4133 | 0.7318 | 0.9241 | 0.9855 | 0.998 | 0.9998 |
| 5.6 | 0.2671 | 0.3727 | 0.681 | 0.9001 | 0.979 | 0.9968 | 0.9996 |
| 5.8 | 0.2811 | 0.3415 | 0.6284 | 0.8715 | 0.9703 | 0.9951 | 0.9994 |
| 6 | 0.2938 | 0.3201 | 0.5759 | 0.8381 | 0.959 | 0.9926 | 0.999 |
| 6.2 | 0.3025 | 0.3084 | 0.5254 | 0.8004 | 0.9447 | 0.9891 | 0.9984 |
| 6.4 | 0.3053 | 0.3053 | 0.4788 | 0.7587 | 0.9269 | 0.9844 | 0.9975 |
| 6.6 | 0.3009 | 0.3091 | 0.4378 | 0.7139 | 0.9052 | 0.978 | 0.9962 |
| 6.8 | 0.2894 | 0.3175 | 0.4038 | 0.6672 | 0.8796 | 0.9697 | 0.9944 |
| 7 | 0.2718 | 0.3279 | 0.3777 | 0.6198 | 0.8499 | 0.959 | 0.9918 |
| 7.2 | 0.2497 | 0.3378 | 0.3599 | 0.5733 | 0.8163 | 0.9457 | 0.9883 |
| 7.4 | 0.2256 | 0.3449 | 0.3501 | 0.5292 | 0.7792 | 0.9292 | 0.9835 |
| 7.6 | 0.202 | 0.3473 | 0.3473 | 0.4891 | 0.7331 | 0.9095 | 0.9773 |
| 7.8 | 0.1811 | 0.344 | 0.3502 | 0.4543 | 0.6869 | 0.8862 | 0.9693 |
| 8 | 0.1651 | 0.3346 | 0.3568 | 0.4258 | 0.6538 | 0.8593 | 0.9592 |
| 8.2 | 0.1551 | 0.3197 | 0.3651 | 0.4043 | 0.6108 | 0.8289 | 0.9466 |
| 8.4 | 0.1515 | 0.3006 | 0.373 | 0.3898 | 0.5693 | 0.7954 | 0.9313 |
| 8.6 | 0.1538 | 0.2788 | 0.3785 | 0.3821 | 0.5306 | 0.759 | 0.9131 |
| 8.8 | 0.1607 | 0.2566 | 0.3801 | 0.3802 | 0.496 | 0.7206 | 0.8917 |
| 9 | 0.1705 | 0.236 | 0.3769 | 0.383 | 0.4665 | 0.6809 | 0.867 |
| 9.2 | 0.181 | 0.2187 | 0.3685 | 0.3887 | 0.4427 | 0.641 | 0.8393 |
| 9.4 | 0.19 | 0.2062 | 0.3551 | 0.3956 | 0.4251 | 0.602 | 0.8085 |
| 9.6 | 0.1959 | 0.1992 | 0.3378 | 0.4019 | 0.4137 | 0.5649 | 0.7752 |
| 9.8 | 0.1974 | 0.1976 | 0.3179 | 0.4061 | 0.408 | 0.531 | 0.7399 |
| 10 | 0.1939 | 0.2008 | 0.2972 | 0.4068 | 0.4072 | 0.5011 | 0.7032 |

BIBLIOGRAFIA.

- 1.- Alley Charles L., Atwood Kenneth W. "Ingeniería electrónica". Limusa. México, 1987.
- 2.- Clarke K. Kenneth, Hess T. Donald. "Communication circuits: analysis and design". Addison-Wesley publishing company.
- 3.- Grob Bernard. "Circuitos electrónicos y sus aplicaciones". McGraw-Hill. México, 1982.
- 4.- Haykin Simon. "Sistemas de comunicación". Interamericana. México, 1985.
- 5.- Kaufman Milton y Seidman Arthur H. "Manual para ingenieros y técnicos en electrónica". McGraw-Hill. México, 1982.
- 6.- Kennedy George. "Electronic Communication Systems". McGraw-Hill. Singapore, 1988.
- 7.- Krauss Hebert C., Bostian Charles W., Raab Frederick H. "Estado sólido en ingeniería de radiocomunicación.". Limusa. México, 1984.
- 8.- Martín James. "Las telecomunicaciones y la computadora". Diana. México, 1976.
- 9.- Motorola inc.. "Small-signal transistors, FETs and diodes". Motorola. EUA, 1987.
- 10.- Schilling Donald L., Belove Charles. "Circuitos Electrónicos . Discretos e integrados". Marcombo. México, 1987.
- 11.- Sol Lapatine. "Electrónica en sistemas de comunicación". Limusa. México, 1986.
- 12.- Schwartz Mischa. "Transmisión de información, modulación y ruido". McGraw-Hill. México. 1983.
- 13.- Ziemmer y W. H. Tranter. "Principios de comunicaciones. Sistemas, modulación y ruido". Trillas. México, 1981.