

# Club **SABER.** **ELECTRÓNICA**

Nº de Colección 2

## MANUAL DEL RADIOAFICIONADO

**CIRCUITOS RESONANTES**

**UNIDADES DE MEDICION**

**TRANSMISION DE AM**

**MODULACION EN BLU**

**OSCILADORES**

**ETAPAS DE RADIOFRECUENCIA**

**PROPAGACION DE LAS ONDAS**

**LINEAS DE TRANSMISION**

**ANTENAS**

## MONTAJES Y CIRCUITOS PRACTICOS

Con el respaldo

**SABER  
ELECTRÓNICA**



Rep Argentina: \$15  
México: \$30 M.N.  
Otros Países: US\$ 6



Nº 2

**Director de la Colección Club Saber Electrónica**  
Ing. Horacio D. Vallejo  
**Jefe de Redacción**  
Pablo M. Dodero

**Club Saber Electrónica es una publicación de**  
**Saber Internacional SA de CV de México y**  
**Editorial Quark SRL de Argentina**

**Editor Responsable en Argentina y México:**  
Ing. Horacio D. Vallejo

**Administración Argentina:**  
Teresa C. Jara

**Administración México:**  
Patricia Rivero Rivero

**Comercio Exterior Argentina:**  
Hilda Jara

**Comercio Exterior México:**  
Margarita Rivero Rivero

**Director Club Saber Electrónica:**  
Luis Leguizamón

**Responsable de Atención al Lector:**  
Alejandro A. Vallejo

**Coordinador Internacional**  
José María Nieves

**Publicidad**

Argentina: 4301-8804 - México: 5839-5277

**Staff**

Victor Ramón Rivero Rivero  
Ismael Cervantes de Anda  
Olga Vargas  
Natalia Ferrer  
Carla Lanza  
Valeria Marino  
Diego Pezoa  
Gastón Navarro  
Fernando Ducach

**Áreas de Apoyo**

Catalina Jara  
Teresa Ducach  
Diego Bougluet  
Fernando Flores  
Claudio Gorgoretti  
Paula Vidal  
Raúl Romero

Internet: [www.webelectronica.com.ar](http://www.webelectronica.com.ar)

**Web Manager: Luis Leguizamón**

Club Saber Electrónica. Fecha de publicación: febrero 2005. Publicación mensual editada y publicada por Editorial Quark, Herrera 761 (1295) Capital Federal, Argentina (005411-43018804), en conjunto con Saber Internacional SA de CV, Av. Moctezuma Nº 2, Col. Sta. Agueda, Ecatepec de Morelos, México (005255-58395277), con Certificado de Licitud del título (en trámite). Distribución en México: REI SA de CV. **Distribución en Argentina:** Capital: Carlos Cancellero e Hijos SH, Gutenberg 3258 - Cap. 4301-4942 - **Interior:** Distribuidora Bertrán S.A.C. Av. Vélez Sársfield 1950 - Cap. - Distribución en **Uruguay:** Rodesol SA Ciudadela 1416 - Montevideo, 901-1184 - La Editorial no se responsabiliza por el contenido de las notas firmadas. Todos los productos o marcas que se mencionan son a los efectos de prestar un servicio al lector, y no entrañan responsabilidad de nuestra parte. Está prohibida la reproducción total o parcial del material contenido en esta revista, así como la industrialización y/o comercialización de los aparatos o ideas que aparecen en los mencionados textos, bajo pena de sanciones legales, salvo mediante autorización por escrito de la Editorial.

Revista Club Saber Electrónica, ISSN: 1668-6004

# MANUAL DEL RADIOAFICIONADO

¿Pensó, alguna vez, cómo sería su vida si no tuviera medios para comunicarse? Las comunicaciones son la esencia de la vida del hombre; necesita la palabra para comunicarse con sus semejantes; a través de estas letras me estoy comunicando con usted; sus gestos permiten comunicar una idea a otros seres. Entonces... ¿qué son las telecomunicaciones? Podríamos definir como telecomunicaciones al estudio de las comunicaciones que cubren una determinada distancia, en las cuales ha intervenido la mano del hombre.

Así, entonces, el teléfono, el telégrafo, la radio, la televisión, los sistemas vía satélite, los equipos de comunicaciones de aficionados, etc., son parte de este gran grupo que pretendemos estudiar.

Es indudable, entonces, que para quienes gustamos de la electrónica, se trata de un tema apasionante, más aún, para aquellos que desean tener su propia estación de radioaficionados o los que tratamos de mejorar, día a día, los sistemas existentes para poder aprovechar mejor la información que llevan las ondas electromagnéticas que navegan por el espacio, para poder aprovechar al máximo el espectro radioeléctrico.

Luego de haber adquirido una cierta experiencia en el campo de la docencia percibí que se intenta enseñar a las comunicaciones desde un punto de vista global, explicando en qué consisten los diferentes sistemas partiendo de dos grandes grupos: las comunicaciones analógicas y las comunicaciones digitales, pero no he encontrado literatura específica sobre contenido de "dispositivos" para aficionados y qué sistema conviene utilizar en cada caso.

Es por este motivo que escribí esta edición en forma clara y sencilla con la profundidad necesaria para que no queden dudas y pueda comprenderse el tema completamente sin tener que recurrir a otra bibliografía. Se han mantenido los cálculos matemáticos en un nivel mínimo, con el objeto de que cualquier persona interesada en el tema no deba recurrir a desarrollos tediosos que no contribuyan al entendimiento del mismo.

La finalidad exclusiva es que toda persona pueda comprender qué es un sistema de comunicaciones analógico prestando especial atención en el tipo de receptores de AM empleados en equipos trancceptores de radioaficionados. Estoy convencido de que todo aquel que estudie cada capítulo con atención y posea conocimientos prácticos de electrónica no tendrá inconvenientes en realizar service de equipos trancceptores en cualquier sistema. De ninguna manera se pretende dar una explicación detallada ya que cada desarrollo merece, de por sí, una obra aparte. Pero tenga en cuenta que prácticamente no hablamos de "circuitos integrados" porque es una obra básica... la cual nos sirve de introducción para futuras publicaciones.

Obra Completa Club Saber Electrónica  
ISBN Nº: 987-1116-42-X

Ing. Horacio D. Vallejo



# MANUAL DEL RADIOAFICIONADO

## INDICE DE LA OBRA COMPLETA

|  |           |   |           |
|--|-----------|---|-----------|
| <b>GENERALIDADES SOBRE LA RADIOAFICION.....</b>              | <b>3</b>  | Demodulador DBL y BLU.....  | 56        |
| Sistema de comunicaciones.....                               | 3         | Demoduladores de FM.....  | 57        |
| Las señales como portadoras de información.....              | 3         | <b>CARACTERISTICAS DE PROPAGACION DE LAS ONDAS.....</b>                       | <b>59</b> |
| Ancho de banda.....  | 4         | Características de las ondas de radio.....                                    | 59        |
| La radioafición.....   | 5         | Polarización.....   | 59        |
| El código del radioaficionado.....                           | 5         | Distribución.....   | 59        |
| Significado de algunas señales Q.....                        | 6         | Tipos de propagación.....   | 59        |
| Ondas y espectro radioeléctrico.....                         | 6         | Propagación Ionosférica.....  | 60        |
| <b>CIRCUITOS RESONANTES.....</b>                             | <b>8</b>  | Otras características de propagación Ionosférica.....                         | 61        |
| Vectores.....  | 8         | Propagación por onda espacial.....  | 61        |
| Aplicación en elementos pasivos.....                         | 8         | Frecuencias críticas y máximas utilizables.....                               | 61        |
| Resonancia.....  | 9         | Transmisión por varios saltos.....  | 62        |
| Fórmulas de Thompson.....                                    | 11        | Desvanecimiento (Fading).....   | 62        |
| Elementos reales.....  | 12        | Propagación de las bandas inferiores a 30MHz.....                             | 62        |
| Selectividad.....  | 13        | Modos de propagación.....   | 63        |
| <b>UNIDADES DE MEDICION.....</b>                             | <b>15</b> | <b>LINEAS DE TRANSMISION.....</b>   | <b>65</b> |
| El decibel.....  | 15        | Tipos de líneas de transmisión.....   | 65        |
| Otra manera de expresar el decibel.....                      | 16        | Empleo de las líneas de transmisión.....                                      | 66        |
| El dBm.....  | 16        | Línea de transmisión uniforme.....  | 66        |
| El dBu.....  | 17        | Circuito equivalente y ecuaciones<br>de la línea de transmisión uniforme..... | 66        |
| El dBr.....  | 18        | Constante de propagación.....   | 67        |
| Transmisor de nivel.....                                     | 18        | Impedancia característica de un cable coaxial.....                            | 67        |
| Receptor de nivel (Hipsometro).....                          | 19        | Impedancia de una línea bifilar.....  | 68        |
| Filtros sofométricos: el dBmp.....                           | 19        | Casos particulares en líneas TX.....  | 68        |
| El dBmop.....  | 20        | Expresiones de la longitud de onda.....                                       | 69        |
| <b>TRANSMISION EN AM.....</b>                                | <b>21</b> | Formación de ondas estacionarias.....   | 69        |
| Índice de modulación.....                                    | 23        | <b>ANTENAS DE HF.....</b>   | <b>71</b> |
| <b>MODULACION EN BLU.....</b>                                | <b>25</b> | Consideraciones generales sobre la elección de la antena.....                 | 71        |
| La señal BLU.....  | 26        | Definiciones.....   | 71        |
| Expresión matemática de la señal de doble banda lateral..... | 26        | Antena de media onda - Dipolo.....  | 74        |
| Expresión matemática de la señal de BLU.....                 | 27        | Antena V invertida.....   | 77        |
| El transmisor de BLU básico.....                             | 28        | Antenas largas.....   | 77        |
| Filtros para BLU.....  | 29        | Antenas multibanda.....   | 78        |
| Generalidades sobre filtros.....                             | 29        | Antenas verticales.....   | 79        |
| Generación de la señal de BLU por el método de filtro.....   | 31        | Antenas con plano de tierra.....  | 79        |
| <b>OSCILADORES LC.....</b>                                   | <b>33</b> | Antena multibanda vertical.....   | 80        |
| Clasificación de los osciladores.....                        | 33        | <b>ANTENAS DE RECEPCION DE TV.....</b>  | <b>81</b> |
| Osciladores senoidales de realimentación.....                | 33        | Características de las señales de TV.....                                     | 81        |
| <b>OSCILADORES ESTABLES.....</b>                             | <b>37</b> | Alcance de la transmisión.....  | 81        |
| Efectos piezoeléctrico.....                                  | 37        | Características generales para antenas de TV.....                             | 82        |
| Circuito equivalente del cristal de cuarzo.....              | 38        | El dipolo plegado en TV.....  | 83        |
| Osciladores controlados por cristal.....                     | 40        | Orientación de la antena.....   | 85        |
| Osciladores con cristal.....                                 | 40        | Ondas reflejadas (Fantasmas).....   | 85        |
| Otros osciladores.....                                       | 41        | Posición de la antena según las reflexiones.....                              | 85        |
| <b>CIRCUITOS PARA MODULACION.....</b>                        | <b>43</b> | Recepción en zonas de sombras.....  | 86        |
| Elementos lineales y alineales.....                          | 43        | Antena para zonas distantes.....  | 86        |
| Teorema de Fourier.....                                      | 44        | Antenas para canales altos y bajos.....                                       | 87        |
| Mezclador.....   | 46        | Antenas para canales de UHF.....  | 88        |
| Convertidores.....   | 49        | <b>CIRCUITOS E INFORMACIONES UTILES.....</b>                                  | <b>89</b> |
| Convertidores utilizados en receptores comerciales.....      | 50        | Interferencia en equipos de radio.....  | 89        |
| <b>ETAPAS DE RADIOFRECUENCIA.....</b>                        | <b>51</b> | Interferencias en receptores de radio.....                                    | 89        |
| Neutralización.....  | 52        | Cómo medir la potencia con que irradia una antena.....                        | 90        |
| Amplificador de FI con red de desacople.....                 | 53        | Cómo se hace una transmisión de FM estéreo.....                               | 92        |
| <b>CIRCUITOS DE DETECCION.....</b>                           | <b>55</b> | Algunos circuitos útiles - Demodulador de FM con TBA120.....                  | 93        |
| Detector de AM.....  | 55        | Transmisor para doble banda lateral.....                                      | 93        |
|  |           | Amplificador de 25W para UHF.....   | 94        |
|  |           | Amplificador de RF para FM.....   | 95        |

# GENERALIDADES SOBRE LA RADIOAFICIÓN

Esta primera parte le permitirá conocer los conceptos para poder abordar los diferentes temas tratados en la obra. Su estudio le dará un amplio panorama de lo que son las telecomunicaciones con los conceptos de sistemas de comunicaciones, información, canal de comunicaciones, transmisor, receptor, comunicaciones analógicas y digitales, etc.

## Sistema de Comunicaciones

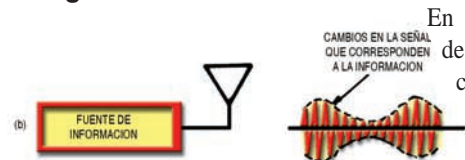
Podemos definir como sistema de comunicaciones a todo aquel que, de alguna manera, permite la "transmisión de información"; ahora bien, ¿qué es información? En cierto modo, información es aquello que reduce la incertidumbre sobre un determinado tema. Por ejemplo, si estoy en la calle y llueve y alguien me dice que está lloviendo, no me está informando, pues no me resta ninguna incertidumbre (ya sabía que está lloviendo); por lo contrario, si alguien me dice que en Uruguay está soleado, entonces me está informando, porque ha contribuido con algo que yo desconocía, tenía incertidumbre sobre el tema.

En forma más sencilla, podemos definir información como todo aquello que nos da conocimiento.

En un sistema de comunicaciones, al ente que transfiere la información de un lado a otro se lo denomina señal. Así tenemos señales eléctricas que pueden viajar por un par de conductores eléctricos y señales electromagnéticas que pueden viajar por el espacio, que de alguna manera cambian en el tiempo para poder proporcionar información (figura 1).



Figura 1



En un sistema de comunicaciones hay tres elementos que se ponen de manifiesto: el transmisor, el receptor y el canal de comunicaciones (figura 2).

Llámesse transmisor al equipo encargado de procesar la información para que, ya sea en forma de señal eléctrica o electromagnética, pueda transmitirse por un canal de comunicaciones.

El equipo receptor, "recibe" la señal eléctrica del canal de comunicaciones y la procesa para transformarla en su

forma original (ya sea una información visual, audible o parte de un sistema de control).



Tx = equipo transmisor y Rx = equipo receptor

Existen teorías matemáticas que permiten estimar qué cantidad de información puede transmitirse por un canal de comunicaciones; su estudio recibe el nombre de "Teoría de la Información".

Cuando se transmite una información a distancias pequeñas, muy poco puede ocurrirle a la señal ya que las mismas viajan prácticamente a la velocidad de la luz y sólo les tomará algunos picosegundos recorrer el canal en busca del receptor. Pero, en realidad, un canal de comunicación puede alcanzar distancias de varios miles o millones de kilómetros como en el caso de una transmisión en el espacio, en la cual el medio de transmisión afecta a la señal produciendo atenuaciones (deformaciones o distorsiones) de amplitud y fase. Por tal motivo se trata de adoptar el sistema apropiado en cada caso, ya que una transmisión menos propensa a las interferencias del medio es más costosa que otra que puede sufrir atenuaciones en la amplitud, frecuencia o fase de la señal.

## Las Señales como Portadoras de Información

Las señales eléctricas se caracterizan por su forma de onda, amplitud, frecuencia y fase (figura 3).

La señal senoidal obedece a una ley matemática y posee amplitud, frecuencia y fase definida, por lo cual por sí misma transporta información nula, ya que al recibirlo ya se sabe qué es lo que va a venir en cada momento. Por esta razón, la onda senoidal es considerada desde el punto de vista

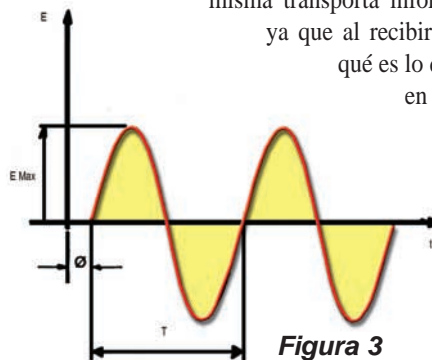


Figura 3



eléctrico como una señal primaria (figura 3) y pura, pues, además, resulta fácil de analizar. Además, cualquier señal eléctrica puede descomponerse en sumas de señales senoidales.

$E_{max}$  = amplitud de la señal

$\phi$  = fase de la señal

$T$  = período de la señal

El período de la señal ( $T$ ) tiene estrecha vinculación con la frecuencia, ya que la frecuencia es la inversa del período.

En general, todas las señales que se repiten en el tiempo, como las ondas cuadradas, triangulares, etc, no transmiten información por ellas mismas y se denominan señales periódicas ya que se repiten con un período  $T$ . Ejemplos de señales periódicas se muestran en la figura 4.

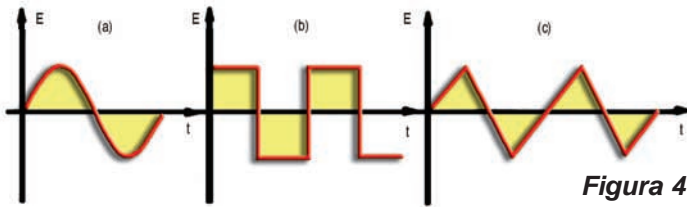


Figura 4

Ahora bien, si algún parámetro de esas señales (amplitud, frecuencia o fase) varían en forma aleatoria, se dice que transmiten información pues ya no se puede predecir, por ejemplo, qué amplitud traerá el próximo ciclo de la señal. La cantidad de información que transporta puede saberse a través de la teoría de la información.

Por ejemplo la voz, que es nuestra forma más sencilla de comunicarnos, transporta mucha información ya que las señales generadas por las cuerdas vocales no sólo cambian la intensidad (amplitud) sino que modifican su frecuencia y hasta su fase con el movimiento de la lengua y de los labios. Por ello, la señal correspondiente a la voz humana no tiene forma definida y no es periódica (fig. 5)



Figura 5

En muchas ocasiones, las variaciones de estas señales no son cuantificables y su estudio precisa técnicas más sofisticadas que para el caso de la onda senoidal.

Es precisamente la voz humana la que nos permite demostrar que la señal se ve modificada por el medio. La señal acústica que se propaga (transmite) por sucesivas compresiones y depresiones de las moléculas de aire, disminuyen en intensidad con el aumento de la distancia ya que

una persona (transmisora) necesita hablar más fuerte cuando la otra (receptora) se encuentra más lejos, si se emplea al aire como medio de comunicación (canal de comunicaciones). Lo que ocurre es que la señal disminuye en amplitud con la distancia, se dice, entonces, que sufrirá una atenuación (figura 6).

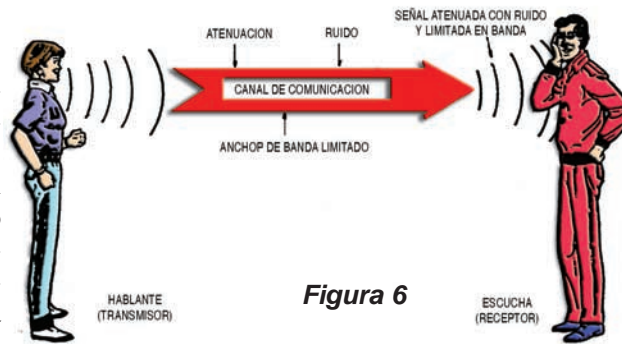


Figura 6

Otro caso de interferencias del medio de comunicación sobre la señal puede darse cuando dos personas conversan y un coche toca bocina; en esas circunstancias la comunicación se ve interferida por el ruido, es decir, el ruido enmascara a la señal.

También puede ocurrir que el medio o canal de comunicación no pueda transmitir la señal dada su alta o baja frecuencia, por ejemplo, un simple cable de cobre rara vez permite la circulación efectiva de señales de radiofrecuencia (señales de frecuencias superiores a los 100kHz).

Dicho en otras palabras, el ancho de la banda de frecuencias que deja pasar el canal (ancho de banda) condiciona las características de las señales que se pueden transmitir.

No sólo la voz humana es información, se puede decir que todas las señales radioeléctricas las transportan y, en la actualidad, el límite de frecuencias con que opera el ser humano se eleva por encima de los 100Gigahertz ( $100 \times 10^9$  Hz) para transmisiones en el espacio.

A las señales que transmiten información y que, en cierta medida, definen el ancho de banda que debe poseer el canal de comunicaciones se las denomina portadoras. Así, por ejemplo, las señales de voz de una emisora de radiodifusión en el sistema de amplitud modulada de ondas medias, se modulan sobre una portadora cuya frecuencia está comprendida entre 530kHz y 1.600kHz.

El ancho de banda de las señales audibles a aquel que cubre las frecuencias desde 20Hz a 20.000Hz, por lo tanto debemos definir el significado de la frase.

### Ancho de Banda

Se la define como la banda de frecuencias que es capaz de manejar el elemento o equipo que estamos considerando; así, por ejemplo, si un enlace o canal de comunica-

ciones permite el paso de señales cuyas frecuencias estén comprendidas entre 10MHz y 20MHz el ancho de banda será de 10MHz. Matemáticamente:

$$BW = fmáx - fmín$$
$$BW = 20MHz - 10MHz = 10MHz$$

donde:

BW = ancho de banda

fmáx = frecuencia máxima de trabajo

fmín = frecuencia mínima de trabajo

En las páginas siguientes analizaremos diferentes conceptos para que podamos profundizar en detalles útiles para todo radioaficionado.

### *La Radioafición*

Los radioperadores aficionados realizan varias tareas de investigación técnica e intercomunicación debiendo para ello estar autorizados (en Argentina por la Secretaría de Telecomunicaciones). Se trata de una tarea que posee únicamente un interés personal, no lucrativo. Las licencias de radioaficionados son concedidas por la Dirección General de Correos y Telecomunicaciones.

Generalmente, los radioaficionados adquieren una experiencia tal que les permite ser dirigentes en distintas entidades de comunicaciones. Están nucleados por entidades internacionales.

Los aficionados de la radio nacieron con ésta, pero en sus comienzos no tenían el prestigio que en realidad se merecían. Realizaban experiencias privadas por medio de estaciones de radio de construcción casera. Ya por 1905 se comenzaron a oficializar estaciones y en 1912 existían diversas estaciones comerciales, muchas de ellas operadas por aficionados. Por esta razón reglamentaron leyes, por las cuales los radioaficionados debían obtener su licencia especificando la longitud de onda con que iban a operar. Se especificaron, entonces, todos los servicios existentes. Aun así, no existía ninguna organización que velara por los intereses de los "radioamateurs", ni que planteara sus problemas.

A medida que transcurrieron los años, las comunicaciones efectuadas por los radioaficionados pasaron de ser locales a los DX de 9 km o más.

Podemos decir que la importancia que merecían estos operadores se hizo notar en 1917 durante la Primera Guerra Mundial, ya que los distintos gobiernos los llamaron para prestar servicios (se supone que la comunicación por aficionados se efectuaba en distintos países aunque sólo se tiene noticias de su práctica en los Estados Unidos de Norteamérica).

A partir de ese momento se intentó atravesar el Atlán-

tico en la banda de 200 metros. Con ese objetivo se fundó la American Radio Relay League (A.R.R.L.), organización de radioaficionados que intentó desarrollar técnicas que tuvieran que ver con las ondas cortas. Su creador fue Hiram Percy Maxim quien presidió la organización desde 1914 hasta 1936.

Con el fin de la Primera Guerra Mundial el gobierno norteamericano se constituyó en la autoridad en materia de comunicaciones. Para ese entonces el Congreso estuvo a punto de dictar una ley que hubiese terminado con la radioafición y pese a varios intentos que realizaron las autoridades de la A.R.R.L. pidiendo la anulación de esa ley arbitraria, por casi dos años los radioaficionados estuvieron silenciados. A pesar de esto, Maxim financió la publicación de un boletín (QST) que pasó a ser órgano oficial de la Liga. La gran ofensiva dio sus frutos a partir de 1920, año en el que los fabricantes de equipos produjeron gran cantidad de estaciones y aparecieron millares de aficionados que transmitían simultáneamente hacia el éter. Las necesidades que aparecieron con la guerra estimularon el perfeccionamiento técnico usando válvulas termiónicas para los equipos transmisores y receptores. Los nuevos aficionados adoptaron estos equipos y comenzaron a trabajar en la banda de los 200 metros. Las distancias a cubrir aumentaron y permitieron cruzar el continente americano sin necesidad de estaciones intermedias.

### *El Código del Radioaficionado*

1) **El radioaficionado es un caballero.** Nunca, a sabiendas usa el éter para su propia diversión en forma tal que moleste a los demás. Cooperar por el bien público con las autoridades constituidas.

2) **El radioaficionado es leal.** Debe su gusto a la radioafición a las entidades que lo agrupan y les ofrece su lealtad incondicional.

3) **El radioaficionado es progresista.** Mantiene su radioestación de acuerdo con los progresos de la ciencia; su estación bien constituida, es manipulada con eficiencia y regularidad.

4) **El radioaficionado es cordial.** Despaciado y paciente cuando es necesario. Presta su concurso al principiante y evita molestias al oyente de radiodifusión.

5) **El radioaficionado es disciplinado.** La radio es su pasatiempo y no permite que ella lo distraiga de sus ocupaciones y deberes contraídos ya sea en su hogar, en el trabajo, en el estudio o en la comunidad.

6) **El radioaficionado es patriota.** Sus conocimientos y su estación están siempre listos al servicio de su patria.

*Paul M. Segal*



**Significado de Algunas Señales Q**

El significado de las señales Q debe ser conocido con certeza por todos los radioaficionados ya que a menudo necesitan ser expresados, especialmente cuando el mensaje debe ser breve y claro. Las abreviaturas Q tomarán la forma de pregunta sólo cuando el mensaje va seguido del signo de interrogación. Damos aquí algunas abreviaturas comunes:

**QRG:** Su frecuencia exacta es, o ¿Quiere decirme cuál es mi frecuencia exacta?

**QRI:** ¿Cómo se escucha mi transmisión? El tono de su transmisión es... (1- BUENO; 2 - VARIABLE; 3 - MALO). Se refiere al tono de transmisión.

**QRL:** ¿Está usted ocupado? o Estoy ocupado (haga el favor de no interferir).

**QRH:** ¿Varía la frecuencia de mi transmisor? o La frecuencia de su transmisor varía.

**QRK:** ¿Se escucha bien mi mensaje? Su mensaje se escucha... (1- MAL; 2 - MUY POBRE; 3 - REGULAR; 4 - BIEN; 5 - EXCELENTE).

**QRM:** ¿Está usted interferido? Estoy interferido... (1 - NADA; 2 - APENAS; 3 - MODERADAMENTE; 4 - SEVERAMENTE; 5 - EXTREMADAMENTE).

**QRT:** ¿Debo dejar de transmitir? Deje de transmitir.

**QSL:** ¿Puede acusar recibo? Acuso recibo.

**QSN:** ¿No me escucha? Lo escucho a Ud. (en este caso puede hacer referencia si escucha o escucha tal frecuencia).

**QSP:** ¿Quiere retransmitir...? Retransmitiré a...

**QRV:** ¿Tiene algo para mí? No tengo nada para usted.

**QSU:** ¿Debo transmitir o responder en esta frecuencia? o: Transmite o responda en esta frecuencia.

**QSK:** ¿Puede escucharme, si es así, puedo interrumpir su transmisión? o: Puedo escucharlo; interrumpa mi transmisión.

**QSO:** ¿Puede usted comunicarse con... en forma directa o por retransmisión? o: puedo comunicarme con... directamente o por intermedio de...

**QRO:** ¿Debo aumentar la potencia? o: Aumente la potencia.

**QRP:** ¿Debo disminuir la potencia? o: Disminuya la potencia.

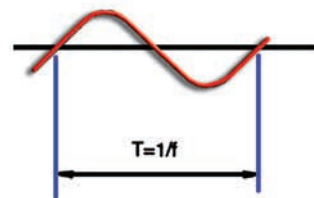
**QRO:** ¿Debo transmitir más rápidamente?

**QSG:** ¿Debo transmitir... mensajes a la vez? o Transmita... mensajes a la vez.

**QRY:** ¿Cuál es mi turno? o: Su turno es el n°...

**Ondas y Espectro Radioeléctrico**

Las ondas electromagnéticas (figura 7) se propagan en el espacio y su alcance depende, fundamentalmente, de la frecuencia de las mismas. De aquí que dichas ondas



**Figura 7**

se clasifican en "bandas" dentro de un espectro: "el espectro radioeléctrico". Nos proponemos caracterizar a cada banda de este espectro indicando cuáles son las principales aplicaciones:

Un canal de comunicación puede hacerse efectivo a través de una línea de transmisión que provocará atenuaciones y desfases de la señal transmitida. Si se utilizan ondas electromagnéticas para establecer el enlace deben realizarse otras consideraciones.

Una onda electromagnética u "onda de radio" se propaga gracias al intercambio continuo de energía eléctrica y energía magnética. Una propiedad fundamental de estas señales es que se propagan a velocidad constante en el vacío con un valor de aproximadamente 300.000 km/seg. La longitud de la onda dependerá de su frecuencia y se calcula mediante la siguiente fórmula.

$$\lambda = \frac{V}{f}$$

donde:

$\lambda$  = longitud de la onda (en metros)

V = velocidad de propagación (300.000 km/seg.)

f = frecuencia de la señal (en Hertz)

El término "espectro" se usa para indicar un margen o banda de frecuencias y el espectro radioeléctrico cubre fre-

**Tabla 1**

| Banda N° | Margen de frecuencias | Longitud de onda | Denominación              |
|----------|-----------------------|------------------|---------------------------|
| 4        | 3 a 30KHz             | 100 km a 10 km   | VLF muy baja frecuencia   |
| 5        | 30KHz a 300KHz        | 10 km a 1 km     | LF baja frecuencia        |
| 6        | 300KHz a 3MHz         | 1 km a 100 m     | MF frecuencia media       |
| 7        | 3MHz a 30MHz          | 100 m a 10 m     | HF alta frecuencia        |
| 8        | 30MHz a 300MHz        | 10 m a 1 m       | VHF muy alta frecuencia   |
| 9        | 300MHz a 3GHz         | 1 m a 10 cm      | UHF ultra alta frecuencia |
| 10       | 3GHz a 30GHz          | 10 cm a 1 cm     | SHF super alta frecuencia |
| 11       | 30GHz a 300GHz        | 1 cm a 1 mm      | EHF extra alta frecuencia |

| Tabla II - Usos de las bandas de radio |   |
|--|---|
| Banda                                  | Usos principales  |
| VLF                                    | Comunicaciones a gran distancia   |
| LF                                     | Radiodifusión - radionavegación   |
| MF y HF                                | Radiodifusión - radiotelefonía  |
| VHF                                    | Radiodifusión - televisión - radiocomunicaciones - radionavegación            |
| UHF                                    | Televisión - equipos móviles de radio - radionavegación - radar - radioenlace |
| SHF                                    | Servicio multiplex - radioenlace - radar - comunicaciones por satélite        |

cuencias desde 3 kHz hasta  $10^{12}$  Hz según indica la tabla

1. Las ondas electromagnéticas que nos resultan más familiares son las del espectro visible y se puede decir, que en el espacio viajan en camino recto. Evidentemente, las señales de radio de baja longitud de onda (muy alta frecuencia) se asemejan mucho en su

comportamiento a las ondas luminosas y, por lo tanto, se usan en operaciones de "línea de visión" (no existe obstáculo entre los terminales que desean comunicarse).

Para señales de menor frecuencia, la comunicación no queda restringida al rayo directo, ya que en ellas se produce el efecto denominado DIFRACCION que extiende el alcance de la radiodifusión a áreas que se encuentran entre montañas, edificios, etc. Existen otros factores que modifican la propagación de las ondas electromagnéticas tales como los fenómenos de ABSORCION y REFLEXION (absorción, reflexión y difracción en la ionósfera; reflexión en edificios, etc.). De esta manera, la elección de la frecuencia que debe tener la señal que dé origen a la onda electromagnética depende del servicio que se debe prestar. La figura 8 detalla el espectro electromagnético y la tabla II resume los principales usos que se le dan a las distintas bandas de radiodifusión.

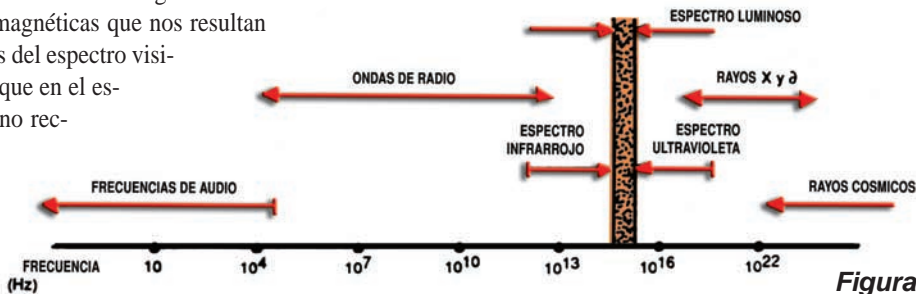


Figura 8

Lógi-

camente, la transmisión y recepción de ondas de radio requiere de antenas cuya construcción determinará no sólo la frecuencia fundamental de uso, sino también las direcciones de transmisión y/o captación de onda.

Para las ondas electromagnéticas cuya frecuencia supera los 30MHz, la atmósfera se comporta como una superficie reflectora permitiendo comunicaciones a muy larga distancia. La altura a la que las ondas son reflejadas depende de la frecuencia y de la densidad de las capas atmosféricas (que a su vez son función de las radiaciones solares). Para mantener un enlace seguro a larga distancia en la banda de VHF, utilizando reflexión ionosférica, es necesario tener información segura sobre el estado de la ionósfera, razón por la cual se construyen mapas con los pronósticos adecuados.

\*\*\*\*\*

*¡¡¡Se perdió el N° 1 de la Colección del Club Saber Electrónica...!!!*

**¡¡Pídaselo a su Kiosquero!!**

**Técnicas Digitales**

**Contiene:** Curso Teórico Práctico  
 Compuertas Lógicas y sus Aplicaciones  
 Circuitos Integrados Digitales  
 Circuitos Integrados de Funciones Especiales  
 Diseño de Circuitos Secuenciales  
 Montajes Completos

**A tan sólo: Argentina \$15 - México \$30**



# CIRCUITOS RESONANTES

Este capítulo tiene por objeto dar una breve explicación matemática de una herramienta necesaria para el estudio de los circuitos resonantes: "Los números complejos". El tema se explica en su mínima expresión para que resulte comprensible para todos los lectores. Se estudiará brevemente la representación vectorial de los parámetros en los elementos pasivos de un circuito electrónico, efectuando algún análisis mayor sobre casos reales. Se detallarán, además, algunos circuitos resonantes.

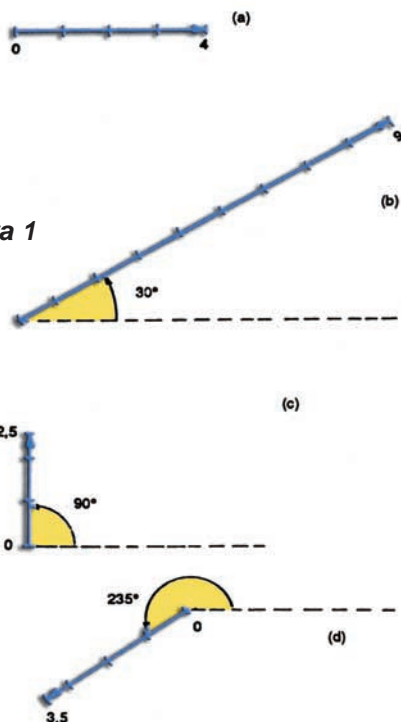


Figura 1

## Vectores

Se denomina vector a la representación geométrica de una magnitud que posee dirección y sentido, esto se hace por medio de una flecha donde el tamaño representa la magnitud, la inclinación de la recta representa la dirección y la orientación de la flecha representa el sentido.

En la figura 1 se presentan algunos ejemplos de representaciones vectoriales.

a) Representación de un vector de magnitud 4 cuya dirección y sentido forman un ángulo de  $0^\circ$ .

b) Representación de un vector de magnitud 9 cuya dirección y sentido forman un ángulo  $j = 30^\circ$ .

c) Representación de un vector de magnitud 2,5 cuya dirección y sentido forman un ángulo  $j = 90^\circ$ .

d) Representación de un vector de magnitud 3,5 cuya dirección y sentido forman un ángulo  $j = 235^\circ$

## Aplicación en elementos pasivos

Es bien sabido que un elemento reactivo es aquel en el cual existe un desfase entre la tensión aplicada y la corriente que por él circula. En el caso de un inductor, la tensión adelanta a la corriente en  $90^\circ$  eléctricos y en un capacitor, la corriente es quien adelanta a la tensión (la tensión atrasa  $90^\circ$  eléctricos). Por otro lado, en un resistor la tensión y la corriente están en fase (figura 2).

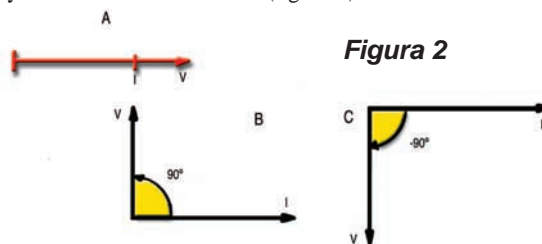


Figura 2

Para no confundir efecto resistivo con reactivo se define IMPEDANCIA a la oposición que un elemento ofrece al paso de la corriente eléctrica. Así, por ejemplo, una resistencia de 10 ohm puede decirse que presenta una impedancia de 10ohm para cualquier frecuencia mientras que un inductor de 2,5mH presenta una impedancia igual a su reactancia inductiva a la frecuencia que se la considere; por ejemplo, para 5kHz la impedancia valdrá:

$$X_L = 6,28 \times f \times L$$

$$X_L = 6,28 \times 5.000\text{Hz} \times 0,0025\text{H} = 78,5\Omega$$

Es decir, que a 5kHz, una bobina de 2,5mH, presenta una impedancia (en este caso reactancia inductiva) de 78,5 ohm.

Ahora bien, ¿se pueden considerar del mismo tipo a la impedancia de un resistor y de un inductor? La respuesta es NO y para poder operar matemáticamente en el caso en que un circuito utilice elementos resistivos y reactivos se utilizan los NUMEROS COMPLEJOS.

Un número complejo se forma por una parte REAL (representada por elementos resistivos) y una parte imaginaria (representada por elementos reactivos), tal que si se tienen en serie una bobina y un resistor (como se ve en la

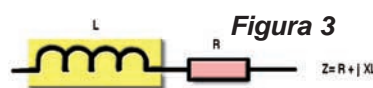
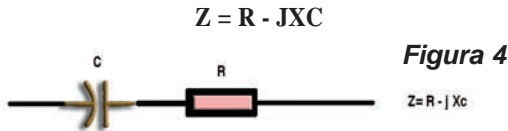


Figura 3

figura 3), la impedancia total será:  
 $Z = R + jX$

Donde la letra J que caracteriza a la parte imaginaria representa un desfase de  $90^\circ$  eléctricos entre la tensión y la corriente que circula por ese elemento.

En el caso de un capacitor en serie con un resistor (figura 4), la impedancia se calcula:



Aquí se coloca (-J) porque la tensión en el capacitor atrasa 90° con respecto a la corriente que por él circula.

¿Cómo se calcula la corriente que circula por el circuito?

Volviendo al caso del inductor en serie con un resistor, sea el circuito de la figura 4.a.

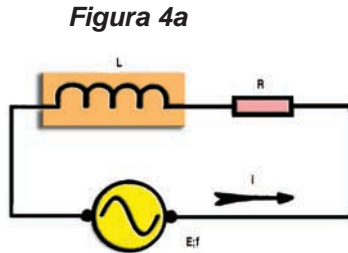
$$X_L = 6,28 \cdot f \cdot L$$

Luego:

$$Z = R + jX_L$$

Por ley de Ohm:

$$i = \frac{E}{Z}$$



Para calcular el valor de la corriente se debe hallar lo que se denomina "módulo" de la impedancia que sería el valor que tendría un resistor que presente la misma oposición que el conjunto inductor-resistor a la frecuencia considerada si no se tuviera en cuenta el desfase entre la tensión y la corriente. Matemáticamente:

$$\text{Módulo de la impedancia} = Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

Con el módulo de Z se calcula la corriente según lo visto, es decir:

$$i = \frac{E}{Z}$$

Luego, por ley de Ohm se puede conocer el valor de la tensión en cada elemento

$$V_L = i \times X_L$$

$$V_R = i \times R$$

¿La corriente total estará en fase o no con la tensión del generador? Es lógico suponer que existirá un desfase mayor que 0° y menor que 90° eléctricos ya que la bobina tenderá a atrasar la corriente en 90° eléctricos mientras que el resistor intentará mantenerla en fase.

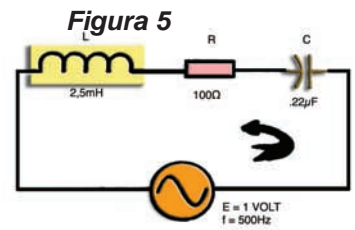
El ángulo de desfase entre tensión y corriente se calcula matemáticamente de la siguiente manera:

$$\text{Ángulo de desfase} = \phi = \text{arco tangente } X/R$$

Para calcular un ARCO TANGENTE se recurre a tablas o calculadoras científicas.

**Ejemplo 1**

Dado el circuito de la figura 5, calcular la tensión en bornes de cada elemento y el ángulo de desfase entre la corriente total y la tensión aplicada.



Los cálculos matemáticos serían los siguientes:

$$X_L = 6,28 \cdot 0,0025H \cdot 5.000Hz = 78,5 \text{ ohm}$$

$$X_C = \frac{1}{6,28 \times 0,0000022F \times 5.000Hz} = 144,75 \text{ ohm}$$

$$Z = R + jX_L - jX_C$$

$$Z = 100 \text{ ohm} + j78,5 \text{ ohm} - j144,75 \text{ ohm}$$

$$Z = 100 \text{ ohm} + j(78,5 - 144,15) \text{ ohm} =$$

$$Z = 100 \text{ ohm} - j 66,25 \text{ ohm}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{(100)^2 + (66,25)^2} \cong 120 \text{ ohm}$$

$$\phi = \text{arc tg } \frac{66,25}{100} = 33^\circ 31' 28''$$

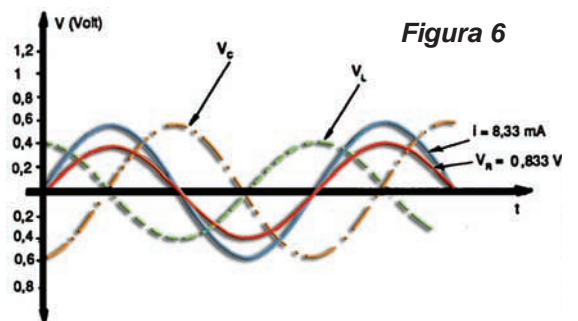
$$i = \frac{E}{Z} = \frac{1 \text{ volt}}{120 \text{ ohm}} = 8,33\text{mA}$$

$$V_L = i \times X_L = 0,65 \text{ volt}$$

$$V_R = i \times R = 0,83 \text{ volt}$$

$$V_C = i \times X_C = 1,2 \text{ volt}$$

Las formas de onda sobre cada elemento serán las de la figura 6.



**Resonancia**

Dado que la inductancia provoca un adelanto de la tensión entre bornes de 90° cuando por ella circula una corriente mientras que en un capacitor la tensión está 90°



atrasada, es lógico suponer que al asociar ambos elementos sus efectos se contrarrestan.

Al tener asociados una inductancia y un capacitor, se dice que habrá resonancia cuando la reactancia inductiva sea igual a la capacitiva.

$$X_L = X_C$$

como  $X_L = 2\pi fL$  y:

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

Reemplazando:

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

Despejando:

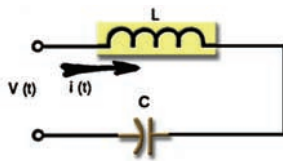
$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

Se deduce que habrá una sola frecuencia para la cual los efectos reactivos se anulen entre sí y a esa frecuencia se la denomina frecuencia de resonancia.

Una bobina y un capacitor pueden estar conectados en serie y en paralelo, en este último caso se lo conoce como circuito tanque.

**D) Caso LC serie:**

Supongamos aplicar una tensión  $V(t)$  a un circuito LC serie que hace circular una corriente  $i(t)$  (ambas señales senoidales). (Figura 6a).



**Figura 6a**

La impedancia se calcula como:

$$Z = 2\pi fL - j \frac{1}{2\pi fC}$$

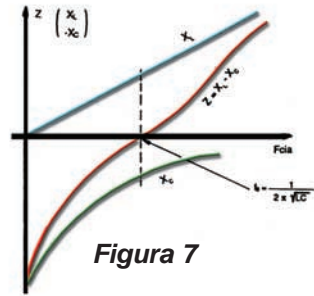
Luego la corriente que circula se calcula:

$$i(t) = \frac{V(t)}{Z} = \frac{V(t)}{j2\pi fL - j \frac{1}{2\pi fC}}$$

De la fórmula de la impedancia se deduce que a la frecuencia de resonancia como  $X_L = X_C$ , entonces  $Z = 0$  y la corriente se torna infinita. En la realidad alcanza un valor máximo.

Por debajo de la frecuencia de resonancia predomina el efecto capacitivo y por encima de la frecuencia de resonancia predomina el efecto inductivo (vea la figura 7).

cia predomina el efecto inductivo (vea la figura 7).



**Figura 7**

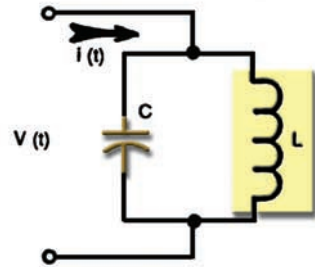
**II) Caso LC paralelo**

Ahora aplicamos una tensión  $V(t)$  a un circuito LC paralelo denominado tanque de forma de onda senoidal (figura 7a).

La impedancia se calcula como:

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{jX_L} - \frac{1}{jX_C}$$

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{j2\pi fL} - j2\pi fC$$



**Figura 7a**

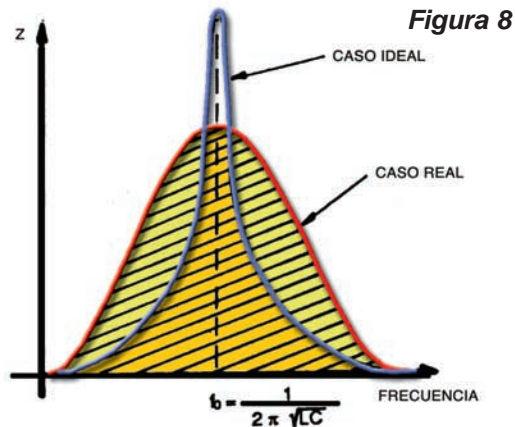
Luego, la corriente total se calcula como:

$$i(t) = \frac{V(t)}{Z} = V(t) \cdot \left( j \frac{1}{2\pi fL} - j2\pi fC \right)$$

De la fórmula de la impedancia se deduce que a la frecuencia de resonancia como  $X_L = X_C$ , entonces  $1/Z = 0$  y por lo tanto,  $Z = \infty$ , con lo cual la corriente en dicho caso será nula. En realidad alcanza el valor mínimo.

Por debajo de la frecuencia de resonancia predomina el efecto inductivo y por encima de la frecuencia de resonancia predomina el efecto capacitivo.

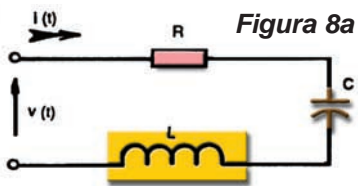
En la figura 8 se ilustra la variación de la impedancia en función de la frecuencia en un circuito tanque donde no se ha tenido en cuenta el signo de la misma tanto para un caso ideal como para un caso real.



**Figura 8**

III) Caso R - L - C serie

Supongamos que tanto  $v(t)$  como  $i(t)$  son funciones senoidales del tiempo. (Analice la figura 8a).



En dicho circuito se deducen, aplicando ciertos procedimientos de cálculo, las siguientes expresiones:

siones:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} \quad \text{XL - XC}$$

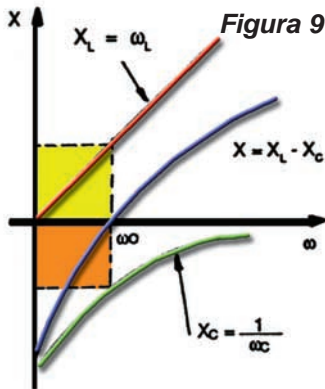
a) ángulo de fase:  $\text{tg} \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} \Rightarrow \varphi = \text{arc tg} \frac{\text{XL - XC}}{R}$

b) impedancia:  $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} = \sqrt{R^2 + (\text{XL - XC})^2}$

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}$$

Como ahora hay resistencia, el ángulo de fase ( $\varphi$ ) no será  $0^\circ$  ni  $90^\circ$  sino que tomará valores intermedios.

Representamos en un mismo gráfico XL y XC para este circuito en la figura 9.



Se puede observar:

a) Para todas las frecuencias inferiores al valor  $\omega = \omega_0$ ;  $\text{XL} < \text{XC}$  (en módulo), por lo cual  $\varphi$  será negativo (ver fórmula  $\text{tg} \varphi$ ); lo que significa que la onda de tensión atrasa respecto a la de corriente; y el circuito se comporta como

capacitivo. En particular para  $\omega = 0$  (corriente continua) la reactancia es infinita y  $\varphi = -90^\circ$ .

b) Para todas las frecuencias superiores al valor  $\omega = \omega_0$  será  $\text{XL} > \text{XC}$ , por lo cual,  $\varphi$  será positivo (la onda de tensión adelanta a la de corriente) y el circuito se comporta inductivamente. En particular, para  $\omega \Rightarrow \infty$ , la reactancia efectiva o equivalente tiende a ser infinita y  $\varphi \Rightarrow +90^\circ$ . En la figura 10 se representa las funciones  $Z = f(\omega)$  (impedancia en función de la frecuencia) y  $\varphi = f(\omega)$  (ángulo de fase en función de la frecuencia).

c) Para la frecuencia  $\omega = \omega_0$  será  $\text{XL}_0 = \text{XC}_0$

o sea  $\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$  o bien  $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$

o:  $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}}$

FORMULAS DE THOMPSON

Las fórmulas anteriores indican que, todo circuito R L C serie, tendrá una frecuencia, llamada frecuencia propia, para la cual se verifica que:

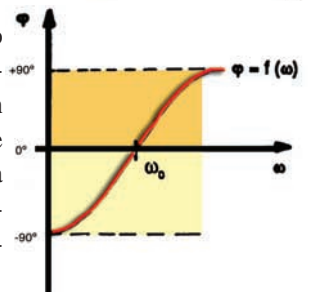
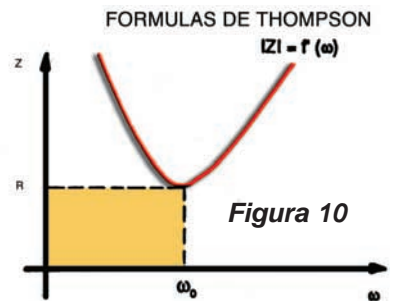
$$Z = \sqrt{R^2 + (\text{XL - XC})^2} = R$$

y

$$\varphi = \text{arc tg} \frac{\text{XL - XC}}{R} = 0^\circ$$

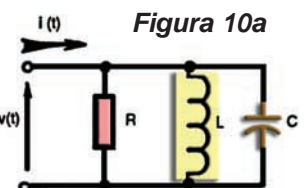
La impedancia del circuito será la mínima posible y la diferencia de fase entre las ondas de tensión y corriente será nula. La frecuencia propia o de resonancia depende sólo del producto LC, por lo cual es un parámetro característico del circuito.

Si la excitación del circuito es de tensión y su frecuencia coincide con la propia ( $\omega_0$ ), se obtendrá la máxima corriente posible (sólo limitada por R). En tal caso se dice que el conjunto "generador-circuito" está en resonancia. Es importante destacar que el caso de la resonancia, es de excepcional importancia en la técnica práctica.



IV) Caso R L C paralelo

La admitancia del circuito ( inversa de la impedancia, o sea  $Y = 1/Z$ ) será (fig. 10-a)

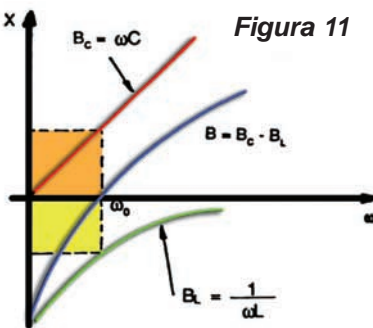


$$Y = \frac{1}{R} + j \left( \omega C - \frac{1}{\omega L} \right) = G + j (BC - BL) = G + jB$$

donde

- G: conductancia
- BC: susceptancia capacitiva
- BL: susceptancia inductiva
- B: susceptancia total

Teniendo en cuenta cómo varían, en función de la frecuencia, las susceptancias de los elementos reactivos, se obtiene el diagrama de la figura 11.



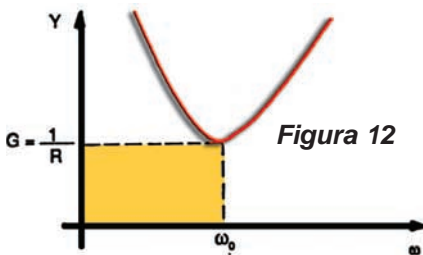
La frecuencia tal que hace cumplir la relación:

$$\omega C = \frac{1}{\omega L} \Rightarrow \omega \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ o } f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

hace que el circuito esté en resonancia paralelo.

La admitancia se reduce a la parte real:  $Y = 1/R$  y será mínima.

Si el circuito se alimenta con un generador de tensión constante, la corriente tomada por el circuito será mínima. Graficando  $Y = f(\omega)$  se obtiene la figura 12.



**Factor de mérito**

Se define como factor de energía o factor de mérito a la relación:

$$Q = \frac{\omega r}{\omega} \quad (1)$$

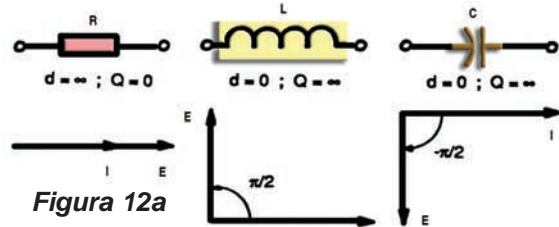
donde  $\omega r = \text{Potencia reactiva de pico}$   
 $\omega = \text{Potencia activa}$

Obsérvese que, por todo lo dicho, aun cuando conceptualmente su definición es general, la utilización del parámetro Q sólo tiene sentido en el régimen senoidal permanente.

Se define como factor de pérdidas o de disipación a:

$$d = \frac{1}{Q}$$

Aplicando la definición (1) a los elementos ideales de circuito se obtiene lo mostrado en la figura 12 a.

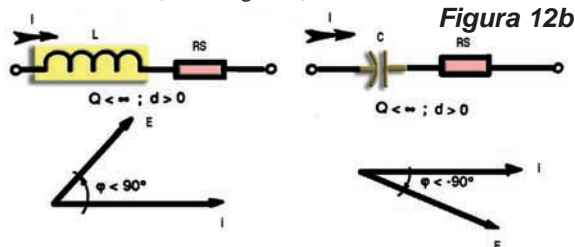


Por lo tanto, la característica esencial de los elementos reactivos ideales es tener Q infinito mientras que la resistencia ideal lo tiene nulo, por ser puramente disipativa.

**Elementos reales**

Desde el punto de vista de la potencia disipada, se obtiene un comportamiento reactivo real agregando en serie una resistencia equivalente que la toma en cuenta.

Se obtiene (vea la fig. 12b):



$$Q = \frac{\pm jIX}{I^2RS} = \frac{X}{RS} = \frac{X}{RS}$$

$$QL = \frac{\omega L}{RS} \text{ ; para un ind. real.}$$

$$QC = \frac{1}{\omega CRS} \text{ ; para un cap. real.}$$

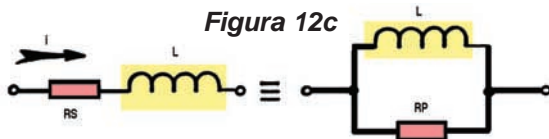
Considerando el caso del inductor, podrá suponerse que QL aumenta linealmente con la frecuencia. Ello no es así puesto que la resistencia de pérdida "RS" también varía con la frecuencia debido a los distintos efectos disipativos.

Iguals consideraciones caben para el capacitor real. Por ello, el Q de una bobina o un capacitor se mide y especifica para una frecuencia determinada o bien una banda de



frecuencias para las cuales están destinadas a funcionar.

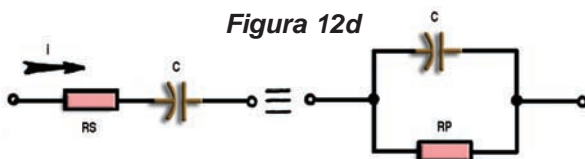
Desde el punto de vista de la potencia disipada y del Q, la resistencia equivalente de pérdidas puede tanto colocarse en serie o en paralelo. Resultará (vea la figura 12c):



$$QL = \frac{P_r}{P} = \frac{R_p}{X} = \frac{R_p}{\omega L}$$

Teniendo en cuenta que  $QL = \frac{\omega L}{R_S}$ ; será:  $R_p = QL \omega L$

$$R_p = QL^2 R_S$$



y para los capacitores

$$QC = \frac{P_r}{P} = \frac{R_p}{X} = \omega C R_p$$

$$QC = \frac{1}{\omega C R_S} ; \text{será: } R_p = \frac{QC}{\omega C} = R_S Q C^2$$

Los valores prácticos de Q para inductores reales oscilan entre 50 y 150. Para capacitores reales (excluyendo electrolíticos y capacitores de papel) generalmente, el Q toma valores mayores de 1.000. Por tanto, es usual en capacitores no trabajar con Q sino con el concepto asociado del factor de pérdidas.

$$d = \frac{1}{Q}$$

d: factor de pérdidas

Cuando hablemos de factor de mérito siempre, salvo especificación contraria, nos referiremos al que tiene el elemento a la frecuencia de resonancia.

### Selectividad

En AM la información va montada sobre una señal de frecuencia mucho más alta denominada "portadora". En las transmisiones radiales a cada emisora se le asigna una frecuencia para su señal portadora, luego el receptor debe captar la señal portadora modulada con la información de la emisora que se desea receptionar.

Ahora bien, en antena están presentes infinidad de señales de distinta frecuencia; la etapa de sintonía debe separar la emisora que se desea escuchar del resto que estén transmitiendo en ese momento. En el receptor básico se utiliza un circuito sintonizado o "tanque" que resuena a la frecuencia de la emisora que deseo escuchar. Generalmente en los receptores de ondas medias éstas se captan con una antena que consiste en una varilla de ferrita sobre la cual hay un bobinado que está conectado a un capacitor variable en paralelo, tal que al variar la capacidad varíe la frecuencia de resonancia que, como vimos, está dada por la expresión:

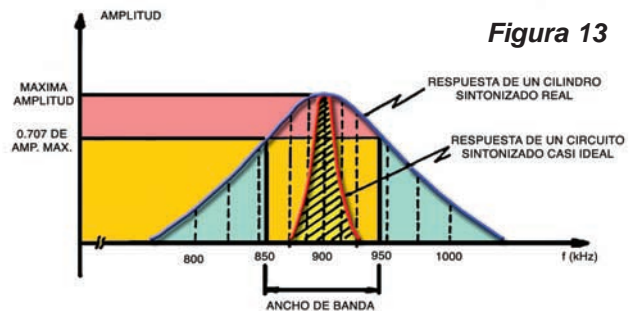
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2)$$

Luego la frecuencia de resonancia varía con la inversa de la raíz cuadrada de la capacidad para un valor de L dado.

Recordando los conocimientos de circuitos sintonizados, un circuito RLC paralelo (R porque siempre tiene algo de pérdida) ofrece impedancia máxima a la frecuencia de resonancia y la impedancia disminuye para otras frecuencias, facilitando así el camino de éstas a masa pero no eliminándolas completamente.

Demos un ejemplo: supongamos que sintonizo el tanque en 900kHz y a dicha antena llegan emisoras de 800; 850; 900; 950 y 1.000kHz.

La respuesta del circuito sintonizado es la de la figura 13: Vemos que el sintonizador captará no sólo la señal deseada, sino que tomará, aunque con menos amplitud, las frecuencias lindantes de tal manera que si esa salida la pasamos por un detector, aplicando la información a una etapa de audio, en el parlante estarán presentes varias emiso-



ras mezcladas. Por supuesto, la información que viene montada en la portadora de 900kHz se escuchará más, pero de todos modos, existirán emisoras molestas. Para que esto no suceda debería haber un circuito sintonizado cuya curva de respuesta sea muy empinada, es decir, que la amplitud sea máxima para 900kHz y que decrezca muy rápidamente para otras frecuencias. Se dice, entonces, que el circuito sintonizado es muy selectivo.

Todo circuito sintonizado tiene un "factor de mérito" que describe la respuesta del mismo y se simboliza con la letra Q. Un circuito sintonizado de alto Q será selectivo (la curva se torna empinada) mientras que un circuito de bajo Q tendrá una curva de respuesta más ancha.

El factor de mérito está directamente relacionado con la resistencia de pérdida del circuito resonante; mucha pérdida dará como resultado un bajo Q y viceversa.

$$Q = \frac{R}{XL} = \frac{R}{2\pi fL}$$

Al variar f varía Q, o sea, varía la selectividad.

Es de notar que las resistencias que están conectadas al circuito resonante, no son solamente las resistencias del alambre de la bobina (que suele tener bajo valor), o las pérdidas que se puedan producir en el capacitor, que son mínimas, sino las resistencias de los circuitos de entrada y salida; específicamente, la resistencia equivalente del colector del transistor y la resistencia equivalente de entrada a

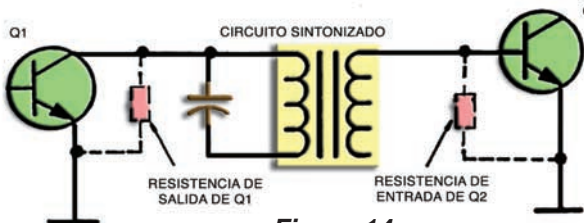
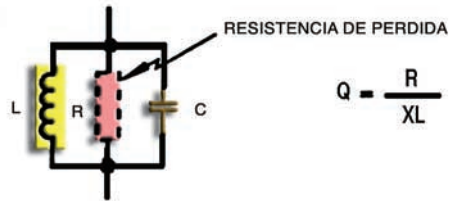
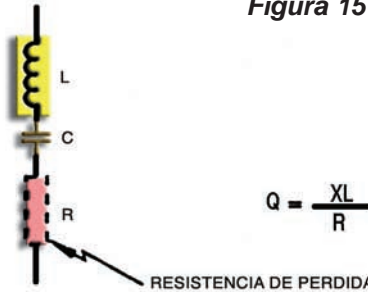


Figura 14



$$Q = \frac{R}{XL}$$

Figura 15



$$Q = \frac{XL}{R}$$

base. Esto obliga a usar varios circuitos resonantes para obtener la selectividad deseada en la mayoría de los receptores (vea la figura 14).

En nuestro ejemplo, el circuito sintonizado debería ser de enorme Q para que sólo capte la señal de sintonía. En el caso real se mezclarán las frecuencias de 850, 900 y 950kHz que son las que están dentro del ancho de banda del sistema (0,707 de amplitud de la campana).

Luego para tener una salida óptima, el receptor debería tener varias etapas de RF, cada una sintonizada a la frecuencia de resonancia del circuito tanque, es decir, necesitaría tantos capacitores variables mecánicamente unidos entre sí como etapas de RF use, pues al variar la sintonía lo debe hacer cada una de las etapas de RF para poder captar la emisora deseada.

Por último, en la figura 15 se ilustran los componentes de pérdida que poseen los circuitos resonantes serie y paralelo que deben ser tenidas en cuenta para el cálculo del factor de mérito.

\*\*\*\*\*

**¡¡¡En Marzo, Imperdible!!!**  
**Colección del Club Saber Electrónica:**  
**Montajes Prácticos para Armar**

Más de 14 montajes completos listos para armar, realizados y probados con laboratorios virtuales de electrónica

**Contiene:** Amplificador de audio con ecualizador; Cargador de PICs y memorias EEPROM 24cxx; Sumador, restador binario; Indicador de estado de batería; probador de continuidad de cableado; timbre para negocios y muchos más...

Encuentre todos estos kits listos para armar en las principales tiendas de electrónica (únicamente en México)

**No se lo pierda a tan sólo: Argentina \$15 - México \$30**

# UNIDADES DE MEDICIÓN

Este capítulo es predominantemente técnico y está destinado a todos aquellos radioaficionados interesados en conocer los diagramas de niveles de equipos y enlaces.

## El decibel

El decibel (dB) es un submúltiplo del bel (1 bel = 10 decibel) siendo una unidad relativa que expresa una relación logarítmica de potencias, siendo el logaritmo una expresión matemática. Se usa en radioenlace, fibra óptica, etc, es decir, en todo.

Por ejemplo la expresión  $\log_a b = x$  se lee: "el logaritmo en base a el número b es igual a x" y para entender de qué se trata digamos que x es el número al que hay que elevar la base a para obtener como resultado el número b.

$$a^x = b$$

Veamos mejor esto con ejemplos:

### Ejemplo N° 1:

El logaritmo en base 2 del N° 8 es igual a 3, ya que 2 elevado al N° 3 es igual a 8. Esto se escribe de la siguiente manera:

$$\log_2 8 = 3 \text{ ya que } 2^3 = 8 (2 \times 2 \times 2)$$

base: 2

número: 8

resultado: 3

### Ejemplo N° 2:

El logaritmo en base 3 del N° 9 es igual a 2 ya que 3 elevado al N° 2 es igual a 9. Esto se escribe de la siguiente manera:

$$\log_3 9 = 2 \text{ ya que } 3^2 = 9 (3 \times 3)$$

base: 3

número: 9

resultado: 2

### Ejemplo N° 3:

El logaritmo en base 10 del N° 1000 es igual a 3 ya que 10 elevado al N° 3 es igual a 1000. Esto se escribe de la siguiente manera:

$$\log_{10} 1000 = 3 \text{ ya que } 10^3 = 1000 (10 \times 10 \times 10)$$

$$\log_a b = x$$

$$\text{ya que } a^x = b$$

El logaritmo en base 10 se denomina logaritmo decimal, y en este caso no se escribe la base, (pues cuando no está la base se sobreentiende que se está hablando de logaritmo decimal).

### Ejemplo N° 4:

$$\log 10.000 = 4 \text{ ya que } 10^4 = 10.000 (10 \times 10 \times 10 \times 10)$$

(Cuando no se coloca la base, se sobreentiende que hablamos de logaritmo decimal).

## 1° - El dB

Históricamente, lo primero que se hizo con la idea de medir atenuadores es: se tomó una milla de cable de calibre 19, se entregó una potencia P1 y se midió una potencia P2 a una frecuencia de 886Hz, la idea era originar una unidad de atenuación (figura 1). (886 es la frecuencia a la que, en promedio, mejor responde una cápsula telefónica.)



Figura 1

Si se hace la relación:

$$P1/P2$$

Entonces:

$$P1/P2 = 1,26 = 10^{1/10}$$

Si tomo 2 millas del mismo cable y se hace la relación P1/P3:

$$\frac{P1}{P3} = \frac{P1}{P2} \cdot \frac{P2}{P3} = 10^{2/10}$$

y si tomo n cables me dará: 10N/10 o, en forma general se cumple:

$$\frac{P1}{Pn} = 10^{n/10}$$

Psal



Si lo expreso en logaritmos

$$\log \frac{P_{ent}}{P_{sal}} = \frac{N}{10} \log_{10} 10 = \frac{N}{10}$$

$$N = \frac{P_{ent}}{P_{sal}} 10 \log \text{ atenuación en dB}$$

Por lo tanto, N es directamente el número de dB o atenuación, o sea que para el cable de una milla la atenuación es de 1dB y para uno de 100 millas tendrá 100dB; ésta es la fórmula que, generalmente, usamos por definición.

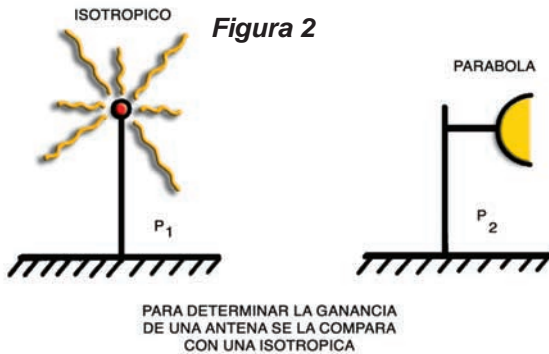
En ciertos países europeos se usa ln (logaritmo natural) en lugar del log, y la unidad resultante es el Nepper.

*Existe, por lo tanto, una equivalencia directa entre dB y Nepper.*

El dB es una simple relación, lo que no me da una idea de la potencia puesta en juego.

**Ejercicio N° 1**

Supongamos dos antenas, una isotrópica (irradia igual intensidad de campo en todas direcciones) y una parábola. A la misma distancia recibo con otra antena las dos transmisiones de las dos primeras antenas (figura 2).



Para ambas antenas queremos recibir la misma P<sub>3</sub>, por lo tanto, P<sub>2</sub> debe ser menor que P<sub>1</sub>.

Si hacemos la relación:

$$dB = 10 \log P1/P2$$

Indica cuántos dB menos debemos transmitir con la parábola para tener la misma P<sub>3</sub> que con la isotrópica.

Entonces, podemos definir la ganancia de una antena dada respecto de una antena isotrópica (por supuesto se define en cierto espectro). Por ejemplo una Yagui de TV tiene 10dB, una parábola de radio enlace tiene 20dB y la antena para vía satélite (con una gran parábola) gana 30dB siempre respecto de la isotrópica.

Definimos ganancia como la inversa de la atenuación en dB.

$$G (dB) = 10 \log \frac{P_{sal}}{P_{ent}} = \text{atenuación o pérdida}$$

Si tenemos

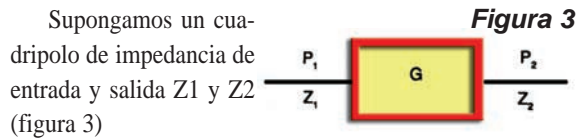
$$G (dB) = 3dB, \text{ será pérdida} = -3dB$$

Si tenemos

$$G (dB) = -3dB, \text{ será pérdida} = 3dB$$

Es decir, la diferencia es solamente cuestión de signos, "según de qué lado se mida el cable".

**Otra manera de expresar el dB**



la ganancia es:

$$G (dB) = 10 \log \frac{P2}{P1} = 10 \log \frac{\frac{V2^2}{Z2}}{\frac{V1^2}{Z1}}$$

$$G (dB) = 20 \log \frac{V2}{V1} + 10 \log \frac{Z1}{Z2}$$

Es decir que se puede expresar en función de la tensión y la impedancia (o también de la corriente y la Z).

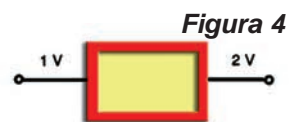
Si Z<sub>2</sub> = Z<sub>1</sub> se puede expresar la relación simplemente en tensión, lo cual es una ventaja ya que para medir V no tenemos necesidad de abrir el circuito (sí, si mido potencia).

$$G (dB) = 20 \log \frac{V2}{V1} \text{ si } Z1 = Z2$$

Si, por ejemplo, tenemos lo mostrado en la figura 4, digo que es un amplificador si las Z son iguales.

**2º - El dBm**

El problema del dB es que conozco la relación pero no la potencia en juego, por ello se usa el dBm, que es la potencia referida a 1mW.



$$dBm = 10 \log \frac{P}{1mW}$$

Se usa 1mW porque es la potencia vocal estadísticamente promedio.

Ejercicio N° 2

Si tengo un tono de 3dBm y le superpongo otro de 0dBm, ¿qué potencia tiene la señal resultante? se sabe que:

$$\begin{aligned} 3dBm &\Rightarrow 2mW \\ 0dBm &\Rightarrow 1mW \\ 0dBm + 3dBm &\Rightarrow 3mW \\ dBm \text{ total} &= 10 \log 3mW/1mW = 4,7 \end{aligned}$$

Veo que no puedo sumar los dBm porque el resultado es incorrecto (acá superpongo 2 señales, pero se puede ir sumando a través de una cadena de cuadriplos).

El ruido térmico anda en el orden de los pw (picowatt), para expresarlo en dBm

$$\begin{aligned} dBm &= 10 \log 10^{-12}/10^{-3} = -90dBm \\ 10pW &= -80dBm \\ 10.000pW &= -50dBm \\ 5pW &= -83dBm \end{aligned}$$

Vemos que mitad de potencia equivale a -3dBm. En telefonía se usa -10dBm como unidad característica de la voz.

3° - El dBu

Sabemos que:

$$dBm = 10 \log P/1mW$$

en lugar de 1mW puedo expresar la caída de tensión que provoca ese mW sobre una Z, en general se toma Z de línea en 600ohm con lo cual haciendo la cuenta  $V = 0,775$

Por lo tanto, dBm:

$$dBm = 10 \log \frac{P}{1mW} = 10 \log \frac{\frac{V^2}{Z}}{0,775^2/600}$$

$$dBm = \underbrace{20 \log \frac{V}{0,775}}_{dBu} + 10 \log \frac{600}{Z}$$

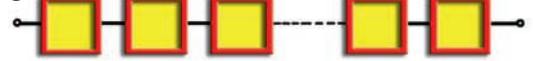
Es decir, que si la  $Z = 600\Omega \Rightarrow dBu = dBm$  pero si las Z son distintas, aparece el factor de corrección de la Z.

El dBm es lo que me da la idea de potencia puesta en juego

Pero, exprese como exprese la ganancia (en veces o en dB), el resultado tiene que ser el mismo.

Ejemplo: sea un sistema telefónico por el que queremos transmitir datos, como el de la figura 5.

Figura 5



Los bloques representan las distintas etapas del sistema. Si la señal no llega, lo que se hace es medir un tono senoidal de una frecuencia y potencia equivalente a la señal que se transmite (generalmente la señal es de 0dBm y 800Hz). El equipo tiene niveles de salida marcados en dBm, midiendo las distintas etapas se puede saber en cuál de ellas está el problema. La señal de prueba genera un generador de niveles y la medición se hace con un medidor de niveles que posee las Z usuales para estos sistemas.

Por ejemplo, sé que a un lugar tiene que llegar -16dBm, y en la etapa anterior, 30dBm.

Si medimos con un sistema que está en Volt (tensión), usamos dBu, si, por ejemplo, en un punto de 150ohm, se tendrá que leer:

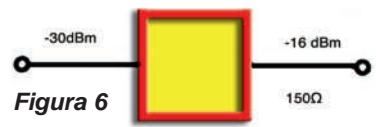


Figura 6

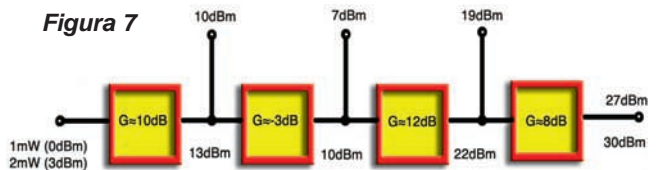
$$-16dBm = dBu + 10 \log \frac{600}{150}$$

6dB

por lo tanto,  $dBu = -22 \Rightarrow$  el instrumento me dará -22dBu, aquí quiero medir los -16dBm pero el sistema dará los dBu, para luego hacer la cuenta y adaptar las Z. El medidor de niveles indica sin hacer la cuenta, pero es bueno saberlo, para poder medir con un instrumento común y más económico. Consideremos un caso más complicado: como el de la figura 7.

Veo que ingreso con una señal de 2mW, entonces, de acuerdo con el nivel de potencia de entrada tenemos distintos niveles en cada punto de la cadena.

Figura 7



Esto es un problema porque el fabricante no sabe para qué se va a usar el equipo, por lo tanto, tendrá que especificar los niveles correctos en cada etapa diciendo para qué potencia de entrada son válidos.

Para simplificar los cálculos se define el dBr:

4º - El dBr

$$dBr = 10 \log \frac{P}{P_{origen}}$$

Se refieren todos los niveles al origen. Si hacemos esto, en el ejemplo anterior, para los dos niveles de entrada siempre da igual en dBr para cada punto, aquí lo que el fabricante hace es especificar los dBr en cada punto y no importa cuál sea el nivel de entrada.

5º - El dBv

$$dBv = 20 \log \frac{V}{1 \text{ volt}}$$

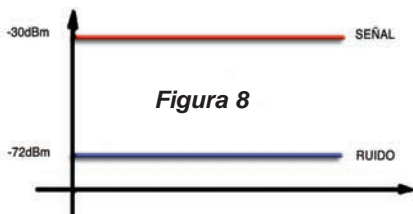
Se usa, principalmente, en TV donde la señal de prueba es de 1 volt (pulsos rectangulares de 1V<sub>pp</sub> de amplitud).

Ejemplo:

$$dB = 10 \log \frac{P2}{P1} = 20 \log \frac{V2}{V1} + 10 \log \frac{Z1}{Z2} = dBm2 - dBm1$$

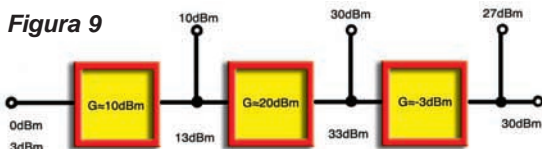
o lo que es lo mismo:

$$dB = dB W2 - dB W1$$

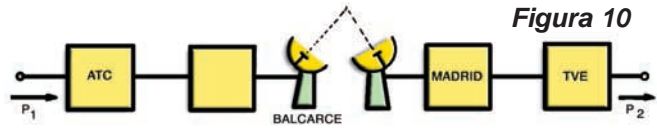


Si tenemos una determinada relación señal-ruido, podemos expresarla en dB (figura 8).

Aclaración: cuando vimos dBr = 10 log P/P origen, podríamos decir que era útil para el caso mostrado en la figura 9.



Veo que la señal en un punto depende de la entrada (por ejemplo esto sería una transmisión de TV de Bs. As. a Madrid, que no es más que una cadena de cuadripolos). Entonces, si queremos ver si hay algún problema, enviamos la señal para luego medirla en el otro lado, esa señal debe simular condiciones reales de funcionamiento (Vea la figura 10).

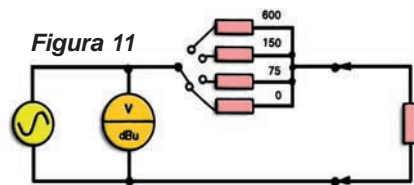


El problema es que desconocemos el nivel con el que entrará la señal al sistema, entonces, tendría que "marcar" un medidor en dBr, así en un caso 0dBm = 0dBr y en el otro 3dBm = 0dBr, vemos así que al medir con dBr, no interesa el nivel de entrada pues la potencia de salida es referida a la de entrada, y si la cadena está bien, siempre a la salida debemos medir 27dBr, esto significa que la señal de salida está 27dB por encima de la señal de entrada.

Mido siempre en dBu aun con el aparato calibrado en dBm (generalmente el fabricante conoce un sistema y entrega el aparato medidor de dBu calibrado en dBm). El fabricante suele dar calibrado al instrumento en dBr y debemos hacerle la corrección, es decir, que el fabricante informa que la medición está tantos dB por encima o por debajo de la señal de entrada y debemos corregir la lectura.

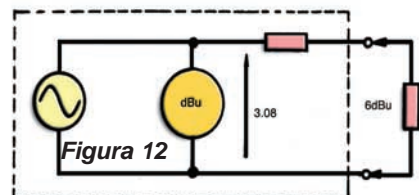
Transmisor de nivel:

Los dos instrumentos básicos a usar, como vimos, son el transmisor de nivel que da una señal con una f, Z y P dada, cuyo circuito básico es el de la figura 11.



Tiene un generador con f y V variable, además, un valor de impedancia infinito que me dará la tensión marcada en dBu (20 log V/0,775). Como el transmisor va conectado a un cuadripolo de Zin característico, debemos entrar con el transmisor a sistema adaptado. Para mandar 6dBu a un sistema adaptado, se deben enviar 1,54V, luego el generador debe generar 3,08V, para que caigan 1,54 en el instrumento y 1,54 en el cuadripolo (figura 12).

Entonces, el instrumento, siempre está marcado en





6dBu por debajo de los que está generado, pues la mitad de potencia queda en el instrumento ( $6dBu = 20 \log 2 V1/V1$ , luego  $V1$  cae en el instrumento y la otra  $V1$  en el cuadrupolo).

**Receptor de nivel (hipsometro)**

Es un instrumento básicamente sencillo que mide el nivel con que una señal llega al receptor.

Nuevamente debemos basarnos en la adaptación de  $Z$ , y para ello a  $Z$  de ese valor característico, (aunque cuando carguemos el sistema como tenemos varios elementos, entre ellos el filtro, no existirá esa  $Z$  característica, pero suponemos que es así para entender el concepto).

Para saber para qué está el filtro, supongamos un paquete con 12 canales telefónicos (figura 13). Y ese paquete está dentro de todo el sistema. Si "nos colgamos" del sistema, debemos recibir con  $Z = \infty$  para no cargar el sistema, pero además podremos medir un solo canal del paquete, y para ello debemos saber a qué frecuencia está el canal y con el filtro seleccionar la frecuencia que nos interesa (figura 14).

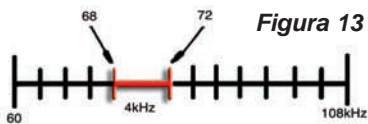


Figura 13

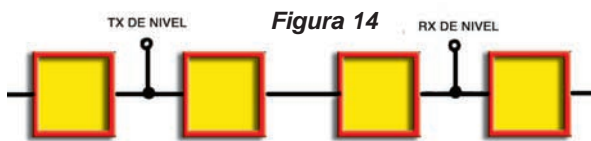


Figura 14

**6º - El dBm**

Supongamos un sistema como el representado en la figura 15 con el correspondiente diagrama de niveles.

Viendo el gráfico nos damos cuenta cómo varían los niveles en diferentes lugares de la cadena. Supongamos

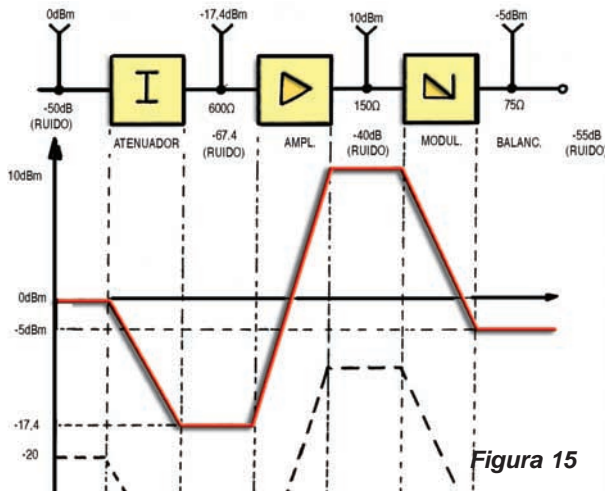


Figura 15

que a la entrada, mando una señal de 20dBm (en líneas punteadas en el diagrama de niveles) lo que significa que estamos 20dB por debajo de la señal de origen.

Entonces, en cada punto de la cadena la nueva señal tendrá un nivel 20dB por debajo del nivel que tenía cuando marcamos la señal de origen.

Supongamos que nos dicen que en cualquier parte del circuito, la relación S-N (señal-ruido) debe ser de 50dB, eso quiere decir, que el ruido en cada punto debe ser inferior a ciertos valores máximos.

También podría decir, que en el canal telegráfico la señal se envía con -17dB, o lo que es más común, la señalización en telefonía se envía en -9dB. Por esto para cada punto de la cadena debería marcar los valores correspondientes. Para simplificar el asunto hablamos en dBm, es decir, envío señal con cierto nivel por encima o por debajo de un nominal que es una variable en cualquier parte de la cadena. Por ejemplo: la señalización telefónica se envía en 9dBm, luego, sé que a la salida del atenuador debemos medir -26,4dBm para que todo esté bien en el sistema (ver el gráfico de la figura 15).

**Filtros sofométricos: "El dBmp"**

Supongamos ahora que nos interesa medir el ruido en el BW (ancho de banda) que escuchamos, que será el mismo BW de nuestro oído.

Lo que medimos es el ruido en forma plana, pero nos interesa conocer el ruido que escuchamos, es decir, medimos los componentes de la frecuencia de igual amplitud, pero el oído le pone mayor amplitud a ciertas frecuencias que a otras. En otras palabras, si empleamos un medidor lineal, el resultado no será característico de lo que en realidad escuchamos, por lo tanto, debemos conocer la curva de respuesta en frecuencia del oído, la cual se asemeja a la de la figura 16.

Para hacer esto tomamos un par telefónico y una cápsula, inyectamos una señal variándole la frecuencia y tomando un punto de referencia, se escucha con cierta intensidad; luego, variamos la frecuencia con lo que pasaremos a escuchar un tono similar al anterior, entonces ajustamos el volumen hasta escuchar con la misma intensidad; hecho esto vamos marcando los puntos en función del volumen elegido.

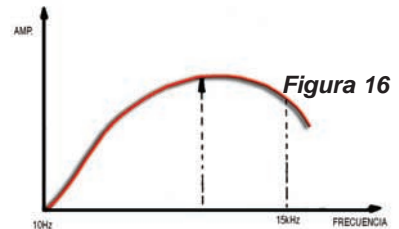


Figura 16

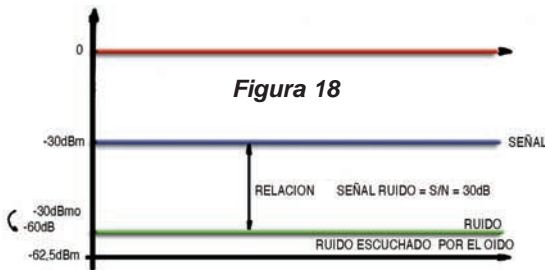
Nos interesa, entonces, medir en el ancho de banda que va desde 10Hz hasta 15.000Hz. Para medir la señal/ruido, es decir, cómo en realidad lo escucha el oído, todo instrumento tiene un filtro, cuya transferencia es similar a la respuesta del oído, a éstos se los llama filtros sofométricos y la medición se realiza en dBmp. “dBmp” significa que la medición será realizada con un filtro sofométrico.

**7º - El dBmop**

Veamos la diferencia entre dBmp y dBmop, para ello supongamos la siguiente cadena de cuádrupolos de la figura 17.



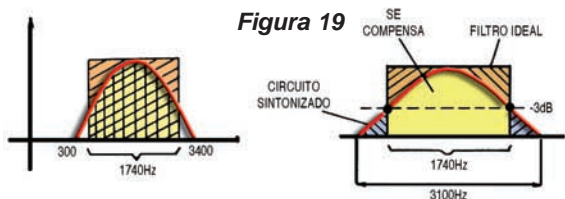
Suponiendo que el ruido está en -60dBm (todavía no está expresado en forma sofométrica) podemos hacer referencia al gráfico de la figura 18.



Si comparamos el ruido con la señal, decimos que el ruido está a -30dBm o sea, 30dB por debajo de la señal.

Nos interesará ahora, hacer la relación sofométrica y para ello, expliquemos cómo se relaciona una medida común con una sofométrica. Reiteremos la curva de respuesta en frecuencia del oído humano en la figura 19.

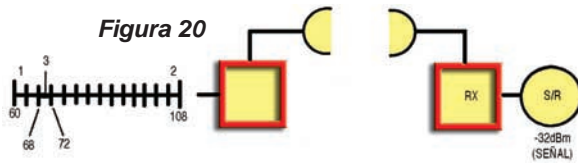
El resultado de la figura 19 marca cuál debe ser el filtro que debemos colocar a la entrada del instrumento, pero esto no es tan sencillo de lograr, podemos tratar de implementar un filtro rectangular ideal que nos deja pasar la misma potencia de ruidos, con esto aún no mejorará nada pues el filtro ideal no se puede conseguir, pero se demuestra que si el filtro ideal tuviera la misma amplitud que la del oído humano, el ancho de banda debería ser de 1740Hz (del filtro rectangular), entonces, tenemos que hacer la medición en un BW de 1740Hz en lugar de 3100Hz y con esto podemos asegurar que el oído escucha con una relación



S/N mayor que lo que mide el instrumento consiguiéndose una mejora de 2,5dB pues:

$$10 \log \frac{3100}{1740} = 2,5dB$$

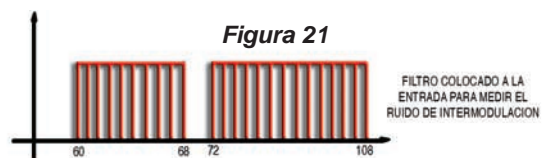
Volviendo al ejemplo de la cadena anterior, por más que el ruido esté a -60dBm, el ruido para un ancho de banda telefónico es escuchado por el oído a -62,5dBmp y la relación señal/ruido es de 32,5dBmp. Supongamos querer mandar un supergrupo telefónico que está formado por 12 canales que van de 60kHz a 108kHz separados cada uno con un BW = 4kHz, como muestra la figura 20.



Supongamos, además, querer saber cuál es el ruido en el tercer canal, donde tendremos el ruido propio del canal y el ruido por intermodulación debido a los canales lindantes (diafonía o CROSS TALK).

Nota: para medir el ruido térmico, no tengo inconvenientes pues adapto el sistema y no envío señal. En el ejemplo que estamos tratando supongamos que el ruido térmico es de -78dBm.

Para medir el ruido por intermodulación debemos medir el ruido medio de los 12 canales telefónicos enviando un ruido blanco limitado en frecuencia de 60kHz, a 108kHz con una potencia promedio de los 12 canales. Además, colocándole un filtro a la entrada, tal que no pase por el canal que mediremos y mandamos la señal que dijimos; a la salida medimos lo que tenemos en el canal de 68 a 72kHz, correspondiente al ruido térmico propio del canal que siempre está, (haya o no la señal) más el ruido por intermodulación debido a la señal que enviaremos por otros canales con potencia promedio. Mediremos así, por ejemplo, -72dBm (figura 21).



Para medir el ruido en todos los canales, tendríamos que repetir la operación para cada uno de los canales, colocando los filtros adecuados a tal efecto.

\*\*\*\*\*

# TRANSMISIÓN EN AM

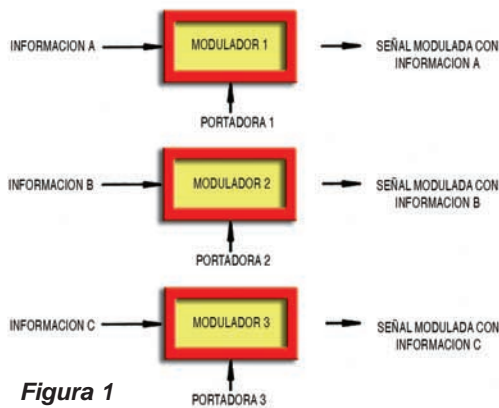
Se ha dicho que muchas son las causas que impulsaron la creación de un sistema de comunicaciones que permita la transmisión de información a distancia sin demasiadas complicaciones.

En una comunicación telefónica, al hablar una persona, la señal de ondas generada circula a través de conductores hacia el otro abonado, pero ¿por qué son necesarios los cables?

La respuesta es que las señales de audio (baja frecuencia) no pueden irradiarse a través del espacio con costos accesibles, razón por la cual se intenta "montar" dicha información sobre una portadora de RF más fácil de propagar por el aire.

Además, si se quiere transmitir la información de varias personas en forma simultánea por distintas emisoras, las señales se mezclarían por ser todas de audio, resultando imposible para un receptor separar una de otra. Este inconveniente se soluciona "modulando" a diferentes portadoras (cada una de distinta frecuencia) con cada información; de esta manera el receptor deberá primero reconocer a la portadora deseada y una vez logrado esto se le extrae la información (figura 1).

Recuerde que "modular" significa cambiar algún parámetro de una señal llamada "portadora" empleando para ello otra señal llamada "información" y que el objeto de la



modulación es poder transmitir una información de baja frecuencia a través del espacio, utilizando como vehículo a una señal portadora. Para continuar con el tema recordemos algunos conceptos:

En una señal de AM, la modulante es la variación de la amplitud de la portadora. Para obtener la expresión matemática de una señal de AM debemos definir la expresión de la portadora y la expresión de la modulante:

**1) Modulante** →  $em(t) = Am \text{ sen } wmt$   
 donde  $em(t)$  = tensión instantánea de la modulante

$Am$  = amplitud de pico de la modulante  
 $\omega m$  = pulsación angular de la modulante ( $2 \pi f_m$ )

**2) Portadora** →  $ep(t) = Ap \text{ sen } wpt$   
 donde:  $ep(t)$  = tensión instantánea de la portadora  
 $Ap$  = amplitud de pico de la portadora  
 $\omega p$  = pulsación angular de la portadora

Si a la señal de AM la llamamos  $X(t)$ , en ella la amplitud máxima de la portadora  $Ap$  será variable al ritmo de la modulante  $em(t)$ ; es decir:

$$X(t) = (Ap + em(t)) \text{ sen } \omega p \cdot t$$

A la amplitud de la portadora se le ha sumado la señal modulante, que es precisamente la definición de AM. Desarrollando la fórmula anterior:

$$X(t) = [Ap + Am \text{ sen } (\omega m t)] \text{ sen } (\omega p t)$$

Si aplicamos la propiedad distributiva:

$$X(t) = \underbrace{Ap \times \text{sen } (\omega p t)}_A + \underbrace{Am \text{ sen } (\omega m t) \cdot \text{sen } (\omega p t)}_B \quad (I)$$

Puede observarse en la expresión de la señal de AM que el término (A) es la señal portadora, mientras que el segundo término es aquel que contiene a la información y debemos desarrollarlo matemáticamente para entender qué es lo que representa.

Un regla trigonométrica expresa que:

$$\text{sen } \alpha \times \text{sen } \beta = \frac{1}{2} (\cos (\alpha + \beta) - \cos (\alpha - \beta))$$

Aplicando esto al término (B) de la ecuación (I) se tiene:

$$X(t) = Ap \text{ sen } (\omega p \cdot t) + Am \left[ \frac{\cos (\omega p + \omega m) t - \cos (\omega p - \omega m) t}{2} \right]$$

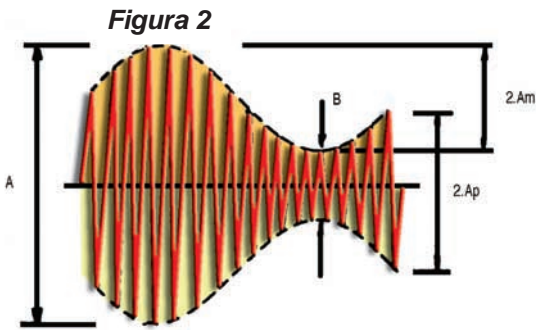
desarrollando:

$$X(t) = Ap \text{ sen } (\omega p t) + \frac{Am}{2} \cos (\omega p + \omega m) t - \frac{Am}{2} \cos (\omega p - \omega m) t$$

Lógicamente, esta expresión puede representarse en el campo del tiempo y en el campo de la frecuencia.

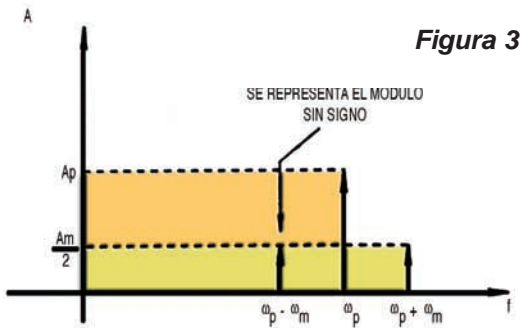


La representación de una señal de AM en función del tiempo, si la modulante es un tono senoidal, es la que muestra la figura 2.



De la misma manera se puede efectuar la representación espectral (la señal de AM en el dominio de la frecuencia), la cual poseerá tres componentes: la portadora y las dos señales que contienen a la información.

Si la información es un tono monofrecuente senoidal, se tendrá lo graficado en la figura 3.



Si la información, en lugar de ser un tono senoidal, fuese la suma de dos tonos senoidales, en la expresión matemática de la señal de AM aparecerían los términos correspondientes a ambos tonos.

Si la información es:

$$em(t) = Am1 \text{ sen } \omega m1 t + Am2 \text{ sen } \omega m2 t$$

La señal modulada en amplitud se escribirá:

$$X(t) = Ap \text{ sen } (\omega p t) + \frac{Am1}{2} \cos (\omega p + \omega m1)t - \frac{Am1}{2} \cos (\omega p - \omega m1)t + \frac{Am2}{2} \cos (\omega p + \omega m2)t - \frac{Am2}{2} \cos (\omega p - \omega m2)t$$

Luego, el análisis espectral arrojará el resultado de la figura 4.

Ejemplo 1

Analicemos el comportamiento en función de la frecuencia, de una portadora de 100kHz modulada con la voz de un locutor.

Para hacer este análisis debemos saber cuál es la forma "promedio" de la señal correspondiente a la voz humana. Es sabido que el espectro audible abarca frecuencias comprendidas entre 20Hz y 20kHz; la voz humana también reproduce señales en esta gama de frecuencias pero lo hace con mayor intensidad para frecuencias medias, decreciendo para tonos graves y agudos. De esta manera se podría hacer un análisis espectral de la voz humana promedio, lo que arrojaría el resultado de la figura 5.

Lo dibujado corresponde a un gráfico idealizado que nos servirá para explicar temas posteriores. Note que para frecuencias medias se tiene amplitud máxima; además, es una curva continua, lo que indica que al hablar pueden generarse señales de todas las frecuencias dentro del espectro audible.

Siguiendo con nuestro ejemplo, digamos que cada frecuencia de la voz del locutor modulará a la portadora, sumándose y restándose respectivamente con dicha portadora. Por lo tanto, el gráfico de la señal modulada, en función de la frecuencia, será el de la figura 6.

Figura 4

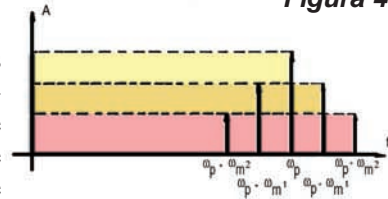
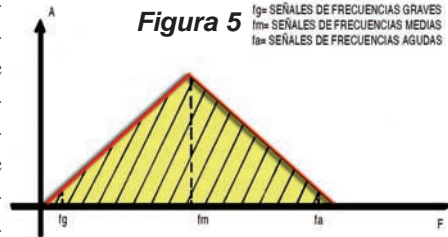
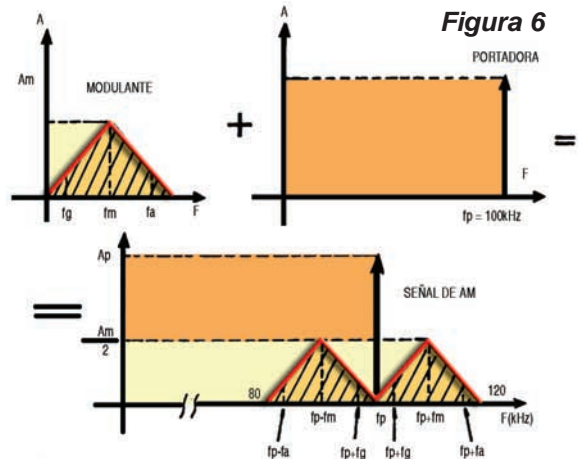


Figura 5



fg= SEÑALES DE FRECUENCIAS GRAVES  
fm= SEÑALES DE FRECUENCIAS MEDIAS  
fa= SEÑALES DE FRECUENCIAS AGUDAS

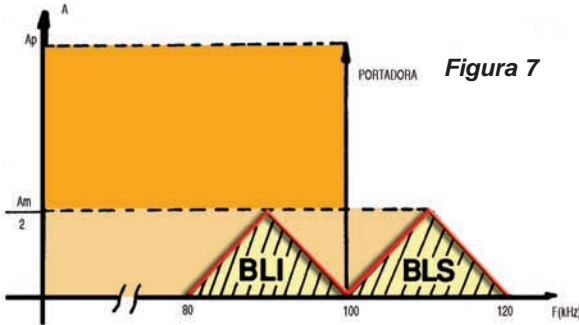
Figura 6



Note, entonces, que la información aparece a ambos lados de la portadora "sin ninguna distorsión", pero con la mitad de la amplitud.

Es decir, la información aparece "por duplicado" en bandas que están a los costados de la portadora. A estas bandas, que aparecen en los laterales de la portadora y contienen la información, se las denomina BANDAS LATERALES.

Ampliando el gráfico anterior se obtiene el de la figura 7.



La banda que se ubica por encima de la portadora se denomina Banda Lateral Superior (BLS), y la que está por debajo, Banda Lateral Inferior (BLI).

En la expresión matemática de la señal de AM aparecen claramente los tres componentes: Portadora, BLI y BLS.

$$X(t) = \underbrace{A_p \cdot \text{sen } \omega_p t}_{\text{Portadora}} + \underbrace{\frac{A_m}{2} \text{sen } (\omega_p - \omega_m)t}_{\text{BLI}} + \underbrace{\frac{A_m}{2} \text{sen } (\omega_p + \omega_m)t}_{\text{BLS}}$$

Se ha colocado "seno" en lugar de "coseno" porque conceptualmente no hay diferencia en cuanto a bandas laterales se refiere; matemáticamente lo correcto es "coseno"; el signo (-) del segundo término, también fue obviado.

**Portadora =  $A_p \text{sen } \omega_p t$**

**BLI =  $\frac{A_m}{2} \text{sen } (\omega_p - \omega_m)t$**

**BLS =  $\frac{A_m}{2} \text{sen } (\omega_p + \omega_m)t$**

**Índice de modulación**

La expresión anterior generalmente suele darse de otra manera, para que puedan relacionarse con facilidad la amplitud de la portadora y la de la modulante.

Si en BLI y BLS multiplicamos y dividimos por la amplitud de la portadora  $A_p$ , la ecuación no se altera:

$$X(t) = A_p \text{sen } \omega_p t + \frac{m A_p}{2} \text{sen } (\omega_p - \omega_m)t + \frac{m A_p}{2} \text{sen } (\omega_p + \omega_m)t$$

Se llama índice de modulación a la relación  $A_m/A_p$  y se lo designa con la letra "m".

Reemplazando:

$$X(t) = A_p \text{sen } \omega_p t + \frac{m A_p}{2} \text{sen } (\omega_p - \omega_m)t + \frac{m A_p}{2} \text{sen } (\omega_p + \omega_m)t$$

donde:

$$m = \frac{A_m}{A_p} = \text{índice de modulación}$$

Que es la expresión general de una señal de AM.

El índice de modulación  $m = A_m/A_p$  puede tomar valores comprendidos entre 0 y 1 ya que, si no hay modulante,  $A_m = 0$  y, por lo tanto  $m = 0$ ; por lo contrario, en una señal plenamente modulada,  $A_m = A_p$  y, en consecuencia,

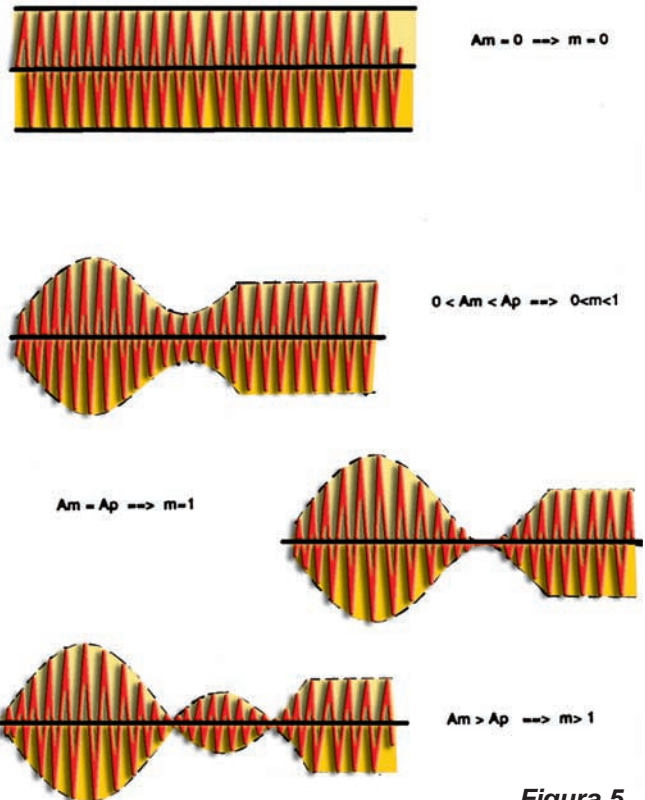


Figura 5

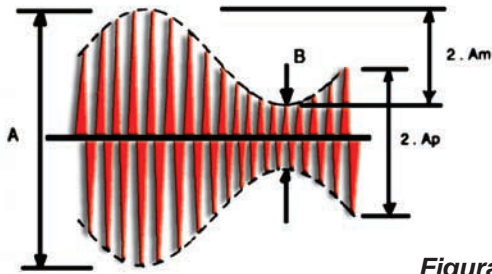


Figura 9

$m = 1$ . Si eventualmente, la amplitud de la información supera a la amplitud de la portadora, habría un solapamiento en la señal de AM y, en consecuencia, la información no podría detectarse con un simple detector de envuelta; es más, en circunstancias reales no habría transmisión de portadora durante el solapamiento. Esto se denomina "sobremodulación"; es una condición indeseable que provoca un ensanchamiento del espectro ocupado que, en la jerga de comunicaciones, se conoce como "salpicado", ya que afecta la recepción de emisoras de frecuencias adyacentes.

Es posible determinar el índice de modulación de una señal de AM a la salida de un transmisor si se cuenta con un osciloscopio, pues basta con medir las tensiones máximas y mínimas y realizar la siguiente relación:

$$m = \frac{A - B}{A + B} \quad \text{(III)}$$

Si presta atención, en la figura 9 podrá comprobar que:

$$A = A_p + A_m \quad \text{y} \quad B = A_p - A_m$$

Reemplazando en III:

$$m = \frac{(A_p + A_m) - (A_p - A_m)}{(A_p + A_m) + (A_p - A_m)}$$

desarrollando:

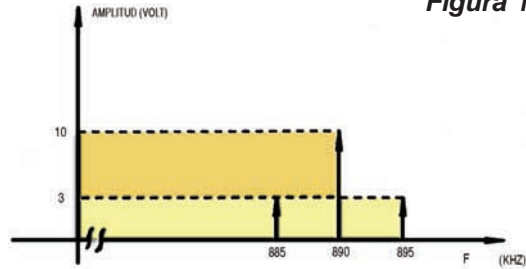
$$m = \frac{A_p + A_m - A_p + A_m}{A_p + A_m + A_p - A_m}$$

Simplificando:

$$m = \frac{2 A_m}{2 A_p}$$

Luego:

Figura 10



$$m = \frac{A_m}{A_p}$$

Como vemos, coincide con la primera expresión dada. Cuando el índice de modulación se multiplica por 100%, se lo denomina "porcentaje de modulación"

$$m \% = \frac{A_m}{A_p} \times 100\%$$

### Ejemplo

Una estación radiodifusora está transmitiendo en su frecuencia asignada de 890kHz, con una amplitud máxima de 10Vpp. La portadora está modulada por una onda senoidal de 5kHz y 6Vpp de amplitud. Determine el valor de las frecuencias transmitidas, el índice de modulación y el porcentaje de modulación.

Las tres frecuencias de RF transmitidas son: la portadora, la banda lateral superior y la banda lateral inferior (figura 10).

Portadora: 890kHz

BLS: (890kHz + 5kHz) → 895kHz

BLI: (890kHz - 5kHz) → 885kHz

Calculemos ahora el índice de modulación:

$$m = \frac{A_m}{A_p} = \frac{6V_{pp}}{10V_{pp}} = 0,6$$

El porcentaje de modulación será:

$$m \% = m \cdot 100\% = 60\%$$

Con esto damos por finalizada esta explicación, lo que no implica que se haya agotado el tema de señales de AM, que se seguirá desarrollando en el transcurso de la obra.

\*\*\*\*\*

# MODULACIÓN EN BLU

Una señal de amplitud modulada se compone de una portadora y dos bandas laterales a los costados de la misma, que contienen a la información objeto de la transmisión. Este sistema tiene un rendimiento demasiado bajo que en potencia no puede superar el 17% y además requiere de un ancho de banda de información de, por lo menos, el doble de la frecuencia máxima que tendrá la información.

El concepto de transmisión y recepción en banda lateral única (BLU) no es nuevo en electrónica, sin embargo su desarrollo sólo tiene algunas décadas y se vio motivado precisamente por tratar de aumentar el rendimiento del sistema y disminuir el ancho de banda de transmisión.

## Consideraciones sobre banda lateral única

La transmisión en BLU es un sistema de transferencia de energía en el que se ha suprimido la portadora y una de las bandas laterales, transmitiendo solamente la banda restante que contiene totalmente a la información.

Las señales de AM que se emplean para la radiodifusión comercial requieren una banda pasante (ancho de banda -BW) de 10kHz, ya que la frecuencia máxima de la información es de 5kHz en ondas medias y para otros servicios como por ejemplo, policía o telefonía, el ancho de banda requerida es algo superior a los 6kHz, ya que la información se limita a algo más de 3kHz.

En un sistema de AM las bandas laterales son realmente "espejos" una de otra y cualquiera de ellas puede elegirse para recuperar la información que contienen. De esta manera, si transmitimos una sola banda lateral, el sistema requerirá de un ancho de banda igual al de la información, ya no el doble, con lo cual se consigue una conservación del espectro de frecuencias.

La principal causa que había demorado la aplicación del sistema de BLU es la complejidad del sistema necesario para la transmisión y recepción de la señal que encarecían, notablemente, tanto a los transmisores como a los receptores. Con el avance de la tecnología se fueron empleando circuitos que facilitaron la tarea a tal punto de realizar en la actualidad comunicaciones punto a punto con este sistema.

Supongamos, entonces, querer modular una señal que tiene componentes de frecuencias en toda la banda de audio a partir de 300Hz, con amplitudes crecientes linealmente en la medida que aumenta la frecuencia sobre una portadora de

100kHz (limitemos la información en 3kHz, como sugiere la figura 1).

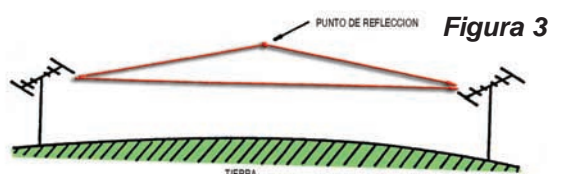
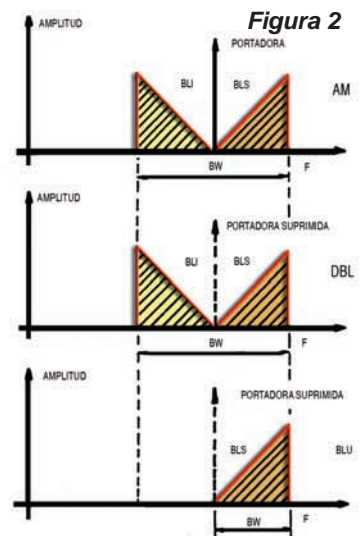
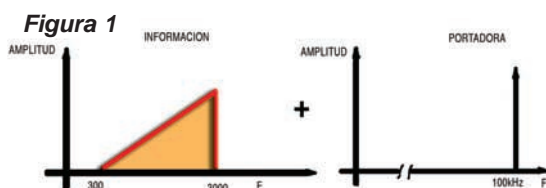
El ancho de banda total del sistema de AM será, entonces, de 6kHz y el rendimiento en potencia será inferior al 17%. Si queremos incrementar el rendimiento podemos eliminar la portadora ya que no contiene información y, así, sólo transmitiríamos las bandas laterales en un sistema que se denomina DOBLE BANDA LATERAL CON PORTADORA SUPRIMIDA (DBL). Pero, si además queremos disminuir el ancho de banda, debemos transmitir en BLU, teniendo así la posibilidad de transmitir el doble de los canales que se podrían transmitir con los sistemas convencionales de modulación en amplitud (figura 2).

En teoría, entonces, el rendimiento de un sistema de BLU es bastante superior que el de otro de AM ya que en el segundo, para transmitir aproximadamente 17 watt de información (contenida en una banda lateral), necesito generar 100 watt mientras que, al transmitir sólo una banda lateral, sólo necesitaré generar los 17 watt correspondientes a esa banda.

La relación señal-ruido también mejora en el caso de BLU por el hecho de tener un menor ancho de banda (espectro del ruido limitado) y mayor rendimiento.

En realidad, en cuanto a propagación de la onda se refiere, en principio, ningún sistema posee ventajas sobre el otro, pero al presentarse condiciones atmosféricas pobres en la señal de AM surgen desvanecimientos sin que se produzcan alteraciones en la señal de BLU. Esto se debe a que la señal de AM puede ser anulada en el lugar de recepción por existir desfasajes entre la portadora y las componentes de las bandas laterales ya que en la transmisión hay trayectorias múltiples que pueden anularse entre sí o causar la denominada "distorsión armónica" o "distorsión por intermodulación" (figura 3).

Como en la señal de BLU sólo hay una componente —la banda lateral— sólo puede haber atenuación par-





cial de la señal sin provocar distorsiones por diferencia de fase entre componentes (bandas laterales y portadoras) y en la demodulación no se generará distorsión armónica o por intermodulación.

En BLU sólo puede producirse lo que se denomina "distorsión de amplitud" en función de la frecuencia que puede provocar una merma en la fidelidad de la recepción, sin afectar demasiado la inteligibilidad de la información.

**La señal de BLU**

¿Qué es lo que se transmite realmente en una señal de BLU?

Se debe acordar que en el proceso de modulación de amplitud de una portadora de RF con una señal de frecuencia más baja, tiene lugar una acción de heterodinaje que determina la generación de frecuencias adicionales además de la portadora y la modulante. Si la información es un tono único como señal de modulación, se generan dos frecuencias adicionales llamadas frecuencia lateral superior, que es la suma de las otras dos ondas y, la otra, es la frecuencia lateral inferior que es la diferencia entre ambas. En el ejemplo de la figura 4 se supone que la información es un tono de 2kHz y la portadora tiene una frecuencia de 100kHz.

De la suma vectorial de las tres componentes de la señal de AM surge una onda de amplitud variable y frecuencia igual a la de la portadora. Si en lugar de un tono único, se emplea toda una banda de frecuencias comprendida entre 300Hz y 3.400Hz que modularán a la portadora, ahora tendré "bandas laterales" a los costados de la portadora. Estas bandas laterales ocupan sus posiciones respectivas en el espectro por encima y por debajo de la portadora, por lo cual la señal de AM será la suma, punto a punto, de la portadora con todas las frecuencias de las bandas laterales. Recuerde: "La portadora en sí misma no contiene nada de información, toda la inteligencia se halla contenida en las bandas laterales".

Si en el ejemplo dado no transmitiéramos la portadora, sólo se tendría la suma de las bandas laterales (dos componentes) y gráficamente se vería una señal como la de la figura 5.

Ahora bien, esta señal es de mejor rendimiento que la de AM por el hecho de no transmitir la portadora que no contiene información, pero sigue necesitando un ancho de banda de transmisión igual al doble de la máxima frecuencia de la información a transmitir, además sigue siendo bastante vulnerable al ruido impulsivo y, por estar formada por dos componentes (BLI y BLS), sigue existiendo distorsión por intermodulación cuando hay recepción por caminos múltiples de la señal.

**Expresión matemática de la señal de doble banda lateral**

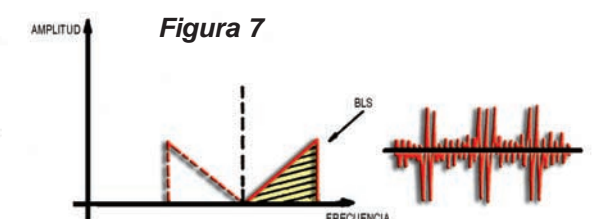
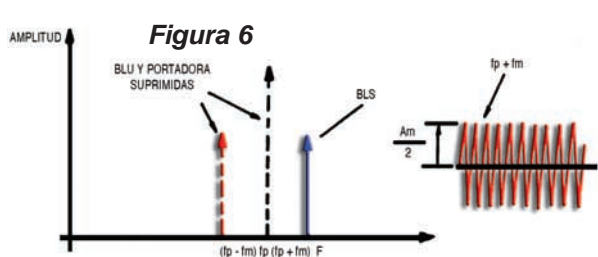
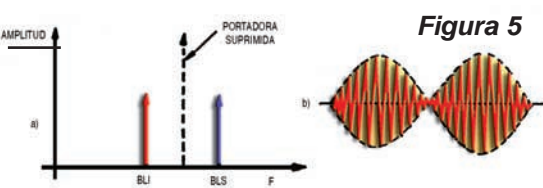
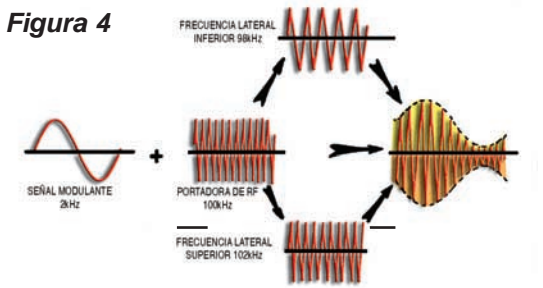
$$DBL = A_m \text{ sen } \omega_p t \times \text{Sen } \omega_m t \quad \text{ó}$$

$$DBL = \frac{A_m \text{ Cos}(\omega_p - \omega_m)t}{2} - \frac{A_m \text{ Cos}(\omega_p + \omega_m)t}{2}$$

En el sistema de banda lateral única, luego de la supresión de la portadora se atenúa una banda lateral de modo de transmitir solamente la banda lateral restante. Si, por ejemplo, la portadora es de 100kHz y se transmite un tono de 1kHz de amplitud  $A_m$  como información en BLU con banda lateral superior, entonces, se emitirá una señal de 101kHz ( $f_m + f_p$ ) con amplitud  $A_m/2$  ya que ahora no estarán presentes ni la portadora ni la banda lateral inferior (figura 6).

Si se envía un espectro de señales desde 300Hz hasta 3.000Hz como información, ahora la BLU no será una señal de frecuencia fija y amplitud constante; la amplitud variará al ritmo de la información y la frecuencia también pero, desplazada a un costado de la portadora (figura 7).

Note que ahora todo lo que se transmite posee inteligencia (información) y además el ancho de banda se ha reducido



a la mitad, por lo cual, en el mismo ancho de banda se puede transmitir el doble de canales que en el caso de AM o DBL.

Si bien sigue siendo vulnerable al ruido impulsivo, ahora no existe distorsión por intermodulación porque se transmite solamente un componente luego de la ausencia de la portadora y una de las bandas laterales.

**Expresión matemática de la señal de BLU**

$$BLU_S = \frac{A_m}{2} \text{sen}(\omega_m + \omega_p)t$$

ó

$$BLU_I = \frac{A_m}{2} \text{sen}(\omega_p - \omega_m)t$$

Una vez que la señal de BLU llega al receptor, la señal se amplifica y luego se detecta en una forma ligeramente diferente que con el clásico diodo y capacitor. Para hacer la detección de la información de audio debe generarse en el receptor en forma local una portadora que permita el batido con la señal sintonizada, pero la frecuencia y fase de la señal generada localmente debe ser idéntica a la empleada en el transmisor para lograr la modulación. Si la frecuencia de la señal generada localmente por algún motivo variara, la audiofrecuencia resultante del batido estaría desplazada y no representaría verdaderamente la señal de modulación original.

Por ejemplo, si modulo un tono de 1kHz con una portadora de 100kHz y tomo para la transmisión BL superior, la señal transmitida sería de una frecuencia de 101kHz.

En el receptor se debería generar localmente una señal de 100kHz para que al batirse con los 101kHz sintonizados en antena, dé una resultante de 1kHz que permita recuperar la información que se había transmitido. Pero si en lugar de 100kHz por algún motivo se generaran 100,5kHz (un desplazamiento de 500Hz) ahora la señal demodulada resultaría de

500Hz (101kHz - 100,5kHz) que dista de ser el tono transmitido (figura 8).

La desviación de la frecuencia de la portadora generada localmente en el receptor debe ser inferior a los 50Hz (en más o en menos) ya que un cambio superior a los 200Hz puede causar suficiente corrimiento en la frecuencia de la palabra como para hacer inteligible la información recepcionada.

Por lo dicho, la estabilidad de la frecuencia del oscilador local de un receptor de BLU es uno de los requisitos más críticos del sistema.

En algunas ocasiones junto con la banda lateral se transmite una portadora piloto (similar al BURST FLAG en sistemas de TV color) que permita el sincronismo entre transmisor y receptor. A este sistema se lo denomina "BLU con portadora reducida" y en el receptor se separa el piloto (generalmente transmitido con 10 ó 20dB de atenuación respecto del promedio de la información) antes de la demodulación; el piloto se emplea para regenerar una portadora de igual frecuencia denominada, generalmente, portadora de reinserción o portadora exaltada (Lo dicho se grafica en la figura 9).

Existen otros sistemas de BLU que transmiten un mayor nivel de portadora (6dB por debajo del nivel original) que en la actualidad casi no se usan; se denomina BANDA LATERAL ÚNICA COMPATIBLE porque podría recepcionarse en ocasiones por los equipos comunes de AM.

Los sistemas de banda lateral única se diseñan para transmitir señales con frecuencias superiores a los 300Hz (generalmente de 300 a 3.000 ó 3.400Hz) pero si se quiere transmitir una señal de menor frecuencia resulta muy difícil diseñar un sistema que atenue totalmente la banda lateral no deseada. Para solucionar este problema, juntamente con la banda lateral deseada se transmite una porción de la banda lateral no deseada; así se obtiene el **SISTEMA DE BANDA LATERAL VESTIGIAL** empleado en la transmisión de la señal de video en televisión. Normalmente, en aplicaciones prácticas, la porción o vestigio que se transmite de la banda lateral indeseada es la quinta o sexta parte de la banda lateral completa, como se muestra en la figura 10.

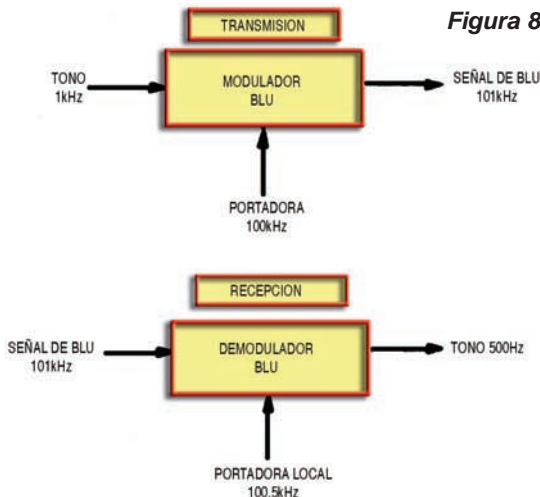


Figura 8

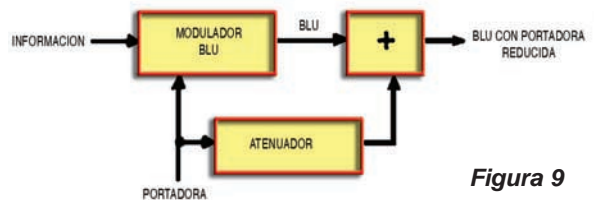


Figura 9

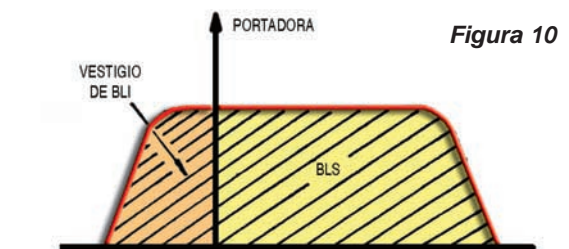
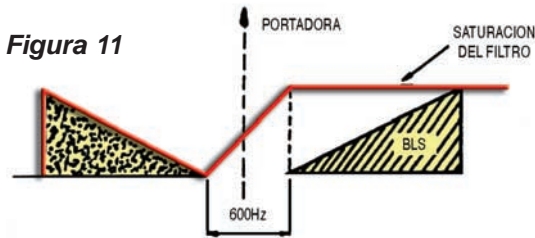


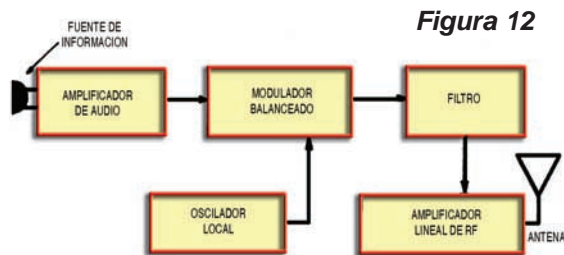
Figura 10

El transmisor de BLU básico

Si bien existen dos formas de generar una señal de BLU el método clásico (figura 11) consiste en eliminar la portadora mediante el uso de un modulador balanceado y posteriormente, por medio de un filtro, eliminar la banda lateral innecesaria aprovechando la propiedad de que entre banda y banda hay un espacio de 600Hz sin información ya que no se transmite inteligencia entre 0 y 300Hz (el ancho de banda de la información abarca de 300 a 3.000Hz normalmente).



De este modo un transmisor de BLU básico requiere de un amplificador de audio para adecuar el nivel de la información al modulador, un oscilador local para la generación de portadora, un modulador balanceado, un filtro que elimine una banda lateral y un amplificador lineal de radiofrecuencia para que la señal llegue a la antena con la potencia adecuada (figura 12).



El modulador balanceado es un circuito que recibe dos señales y entrega a la salida el "producto de dichas señales", o sea una señal de AM con portadora suprimida o de "doble banda lateral" sin portadora. Recordemos la expresión matemática de una señal de AM:

$$AM(t) = A_p \text{ sen } \omega_p t + A_m \text{ sen } \omega_m t \times \text{sen } \omega_p t$$

donde:

$$A_p \text{ sen } \omega_p t = V_1(t) \Rightarrow \text{portadora}$$

$$A_m \text{ sen } \omega_m t = V_2(t) \Rightarrow \text{modulante}$$

Es sabido que la amplitud de la portadora es constante, por lo cual,  $A_p$  es una constante que a los fines de simplificar los cálculos podemos suponerla igual a 1.

Luego:

$$V_1(t) = \text{sen } \omega_p t$$

$$V_2(t) = A_m \text{ sen } \omega_m t$$

$$AM(t) = \text{sen } \omega_p t + A_m \text{ sen } \omega_m t \times \text{sen } \omega_p t$$

Reemplazando  $\text{sen } \omega_p t$  por  $V_1(t)$  y  $A_m \text{ sen } \omega_m t$  por  $V_2(t)$  se tiene:

$$AM(t) = V_1(t) + V_1(t) \times V_2(t)$$

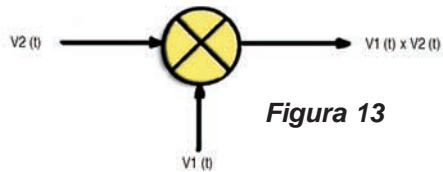
La señal de "doble banda lateral" con portadora suprimida era aquella en la cual desaparecía el término correspondiente a la portadora, o sea, no se transmite portadora.

$$DBL(t) = A_m \text{ sen } \omega_m t \times \text{sen } \omega_p t$$

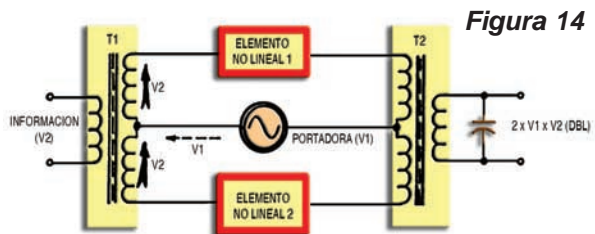
Reemplazando por  $V_1(t)$  y  $V_2(t)$

$$DBL(t) = V_1(t) \times V_2(t)$$

O sea que, efectivamente, un modulador balanceado es aquel circuito que realiza el producto entre los dos señales que a él ingresan: la información y la portadora y que representa una señal de doble banda lateral con portadora suprimida. Por tal motivo, a este tipo de modulador se lo denomina: modulador de producto y se lo simboliza, como muestra la figura 13.

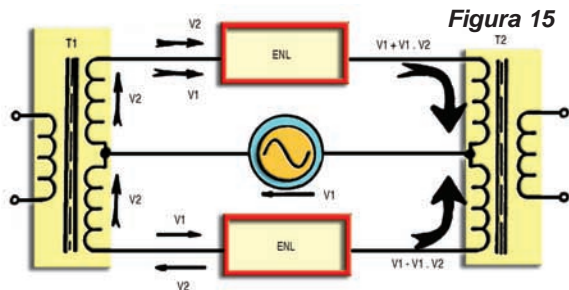


En realidad, el modulador balanceado es un caso particular de un modulador de producto y el esquema eléctrico responde a la figura 14.



Para explicar el funcionamiento del circuito digamos que en todo elemento no lineal se produce el batido de las señales que allí ingresan de tal forma que, a la salida de cada elemento, se tendrán las señales de frecuencia  $f_1, f_2, f_1 + f_2; f_1 - f_2$ , etc. o, de otra manera, se tendrá la señal de  $A_m(t) = V_1 + V_1 \times V_2$ , según se vio en esta misma lección; por tal motivo a la salida del elemento no lineal 1 y del elemento no lineal 2 se tendrá la misma información pero con diferencia de fase en uno de sus términos.

En la figura 15 se ve que a los bobinados primarios del transformador T2 las señales llegan con diferencia de fase, por



**Figura 15**

lo cual, en el secundario del transformador tendremos la resta de las señales aplicadas en los primarios.

$$\text{Salida T2} = (V1 + V1V2) - (V1 - V1V2)$$

Operando matemáticamente:

$$\text{Salida T2} = V1 + V1V2 - V1 + V1V2$$

$$\text{Salida T2} = 2V1V2$$

Se comprueba así que este circuito es un modulador de producto cuyas únicas exigencias son que los bobinados dobles de cada transformador sean iguales al igual que las características de los elementos no lineales. Si dichos elementos no lineales no son equilibrados, o los bobinados de los transformadores no son iguales, las portadoras no se eliminarán totalmente y algo de esa señal aparecerá a la salida.

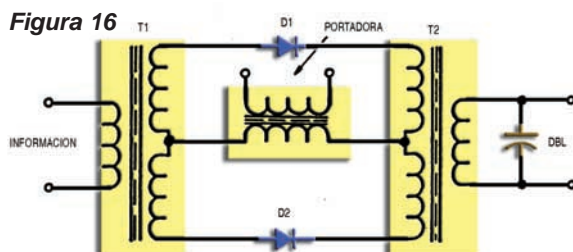
Como elementos no lineales suelen emplearse diodos integrados apareados o transistores encapsulados en un solo chip para asegurar la igualdad de sus características.

El capacitor se coloca para filtrar los posibles componentes de alta frecuencia que resultan del batido de las señales en los elementos no lineales.

En capítulos futuros, al estudiar los circuitos mezcladores y otras etapas, se verá que tanto los diodos como todo otro semiconductor son elementos no lineales que provocan el batido de las señales que a ellos ingresan.

**Filtros para BLU**

La señal de BLU es la información a transmitir trasladada en frecuencia en valores por encima o por debajo de una señal portadora y representa una de las bandas laterales de un sistema de AM. Se consigue con este sistema mejorar el rendimiento y disminuir el ancho de banda de transmisión.



**Figura 16**

Para generar una señal de BLU, básicamente existen dos métodos, uno de ellos consiste en generar una señal de Doble Banda Lateral con un modulador de producto y luego, por medio de un filtro se extrae la banda lateral seleccionada, el otro consiste en generar la señal de BLU por cambios de fase de la portadora y la modulante. El receptor debe ser el mismo para cualquiera de los dos métodos, o sea, no debe necesitar saber cómo se ha generado esa señal.

**Generalidades sobre filtros**

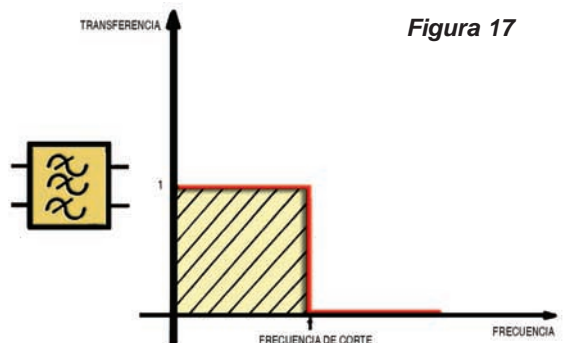
En electrónica, se denomina filtro a un circuito que permite el paso de señales de determinadas frecuencias atenuando el resto. Así tenemos filtros pasabajos, que son aquellos que permiten el paso de señales de baja frecuencia y rechazan los de alta frecuencia; filtros pasaltos que son los que permiten el paso de señales de alta frecuencia y atenúan los de baja frecuencia; filtros pasabanda que no dejan pasar señales de baja frecuencia o alta frecuencia y sólo ofrecen un camino libre para señales dentro de un espectro de frecuencias y filtros rechaza banda que dejan pasar señales de baja y alta frecuencia pero impiden el paso de señales cuyas frecuencias se encuentren entre valores determinados.

En los gráficos de la Tabla I se ejemplifican estos cuatro tipos de filtros con sus circuitos básicos y sus símbolos.

Estos filtros poseen una curva de respuesta en frecuencia que determinan sus transferencias. Estas curvas de respuesta tendrán una "frecuencia de corte" que será aquella para la cual la transferencia cae al 70% de su valor máximo y una pendiente de atenuación que indicará la forma en que la respuesta cae con la frecuencia y que depende de la pérdida que posean los elementos del filtro y su relación con la resistencia conectada a la salida de los mismos.

Así, un filtro pasabajos ideal será aquel que posee transferencia igual a "1" (deja pasar toda la señal sin atenuación) para señales desde frecuencia igual a cero, hasta un valor dado por la frecuencia de corte y una transferencia igual a cero para frecuencias superiores a la de corte (figura 17).

A la frecuencia para la cual se produce la transición en el filtro de dejar pasar señales a atenuarlas completamente, se la denomina frecuencia de corte y se la simboliza fc.



**Figura 17**



Tabla 1

| DENOMINACION DEL FILTRO | CIRCUITO | SIMBOLO |
|-------------------------|----------|---------|
| PASA BAJO               |          |         |
| PASA ALTO               |          |         |
| PASA BANDA              |          |         |
| RECHAZA BANDA           |          |         |

En realidad es imposible construir filtros ideales de cualquier tipo y dicho elemento tendrá una "pendiente de atenuación", existiendo una banda de frecuencias para la que se produce la transición desde máxima transferencia a atenuación total o viceversa, según se trate de un filtro pasabajo o pasa altos (figura 18).

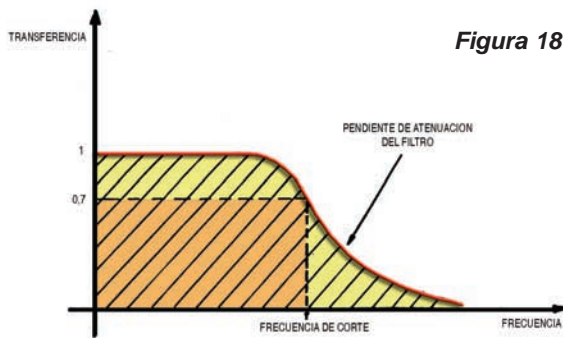


Figura 18

Para los filtros reales debemos buscar una nueva definición de frecuencia de corte ya que ahora la transición no es abrupta; se define como frecuencia de corte a aquella para la cual el filtro deja pasar el 70% de la señal.

La frecuencia de corte del filtro depende del valor de los componentes pasivos que lo integran y la pendiente de atenuación de la relación de éstos con la impedancia de carga. Según el tipo de filtro de que se trate, la resistencia de carga podrá influir también en la frecuencia de corte.

Así, por ejemplo, para un circuito resonante paralelo, se tiene una curva de respuesta denominada "campana de Gauss" donde el valor de transferencia máxima ocurre para la frecuencia de resonancia del circuito L-C, mientras que la resistencia de carga influirá en la pendiente de respuesta ya que

modificará la selectividad del circuito resonante como se muestra en la figura 19.

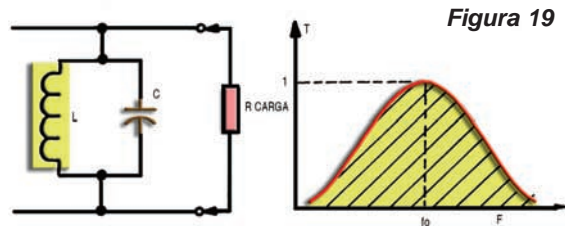


Figura 19

El circuito resonante paralelo técnicamente suele denominarse "tanque"; su frecuencia de resonancia se calcula:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \times C}}$$

La pendiente de transferencia del circuito depende de su factor de mérito o selectividad (Q) tal que cuanto mayor sea el Q, más selectivo será el filtro:

$$Q = \frac{R_{carga}}{XL}$$

donde XL se calcula para la frecuencia de resonancia.

En la tabla II se resumen las características de transferencia reales de los cuatro tipos de filtros pasivos normales.

Para un sistema de BLU se necesitarán filtros en transmisión, que eliminen o atenuen lo suficiente una banda lateral y dejen pasar completamente a la restante. Como es imposible que el filtro tenga un corte abrupto, se trata de que la transición desde máxima atenuación hasta mínima atenuación sea lo más reducida posible (en frecuencia).

Así, por ejemplo, si un filtro pasa alto posee una frecuencia de corte de 100kHz y se considera que debe presentar atenuación aceptable para 98kHz, la transición de frecuencias ΔF para la cual el filtro presenta características intermedias será de 2kHz ya que:

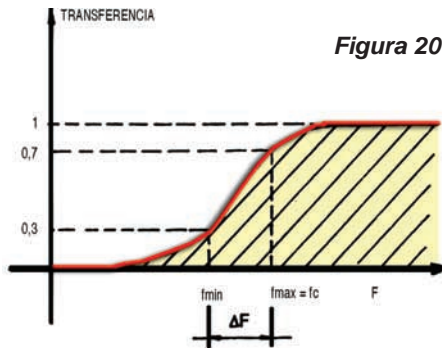
$$\begin{aligned} \Delta F &= f_{m\acute{a}x} - f_{m\acute{i}n} \\ \Delta F &= 100\text{kHz} - 98\text{kHz} \\ \Delta &= 2\text{kHz} \end{aligned}$$

Se denomina "complejidad" del filtro a la relación entre la frecuencia de corte fc y la transición de frecuencias Δf.

$$C = \frac{f_c}{\Delta F} = \frac{f_c}{f_{m\acute{a}x} - f_{m\acute{i}n}}$$

Evidentemente, cuanto más grande sea esta relación, más nos estaremos acercando a las características de un filtro ideal y, por supuesto, más complicado será el filtro.

En el caso de la figura 20 hemos considerado como ΔF a la resta entre las frecuencias para las cuales la transferencia



del filtro vale 0,7 y 0,3; respectivamente pero, en general, estos son valores que se definen cuando se habla de los filtros (no están normalizados).

Por ejemplo, en el filtro pasa alto del que hemos estado hablando, la complejidad vale:

$$C = \frac{f_c}{\Delta F} = \frac{100\text{kHz}}{2\text{kHz}} = 50$$

Un filtro con complejidad igual a 50 es practicable, pero en la medida que ese valor aumenta más difícil de construir es el filtro y se puede llegar al caso en que aun con filtros activos de segundo o tercer orden no se pueden conseguir resultados satisfactorios ya que para construirlos se requiere un costo muy elevado.

En ocasiones se prefiere hablar de la distorsión o deformación del filtro que es la inversa de su complejidad y suele denominársela con la letra G.

$$G = \frac{1}{C} = \frac{\Delta F}{f_c}$$

En el caso analizado

$$G = \frac{2\text{kHz}}{100\text{kHz}} = 0,02$$

Como este valor suele ser muy pequeño se conviene en hablar de deformación o distorsión porcentual del filtro

$$G\% = \frac{\Delta F}{f_c} \times 100\%$$

Así, por ejemplo, es fácil construir un filtro con G% superior al 10%, pero en la medida en que disminuye este valor más complicado es el diseño del mismo.

### Generación de la señal de BLU por el método del filtro

Es el método más empleado actualmente. La estabilidad y exactitud del transmisor están determinadas principalmente

Tabla 2

| DENOMINACION DEL FILTRO | CIRCUITOS POSIBLES | TRANSFERENCIA |
|-------------------------|--------------------|---------------|
| PASA BAJO               |                    |               |
| PASA ALTO               |                    |               |
| PASA BANDA              |                    |               |
| RECHAZA BANDA           |                    |               |

por la estabilidad y calidad del oscilador que genera la portadora de RF pero los circuitos más importantes son el modulador balanceado y el filtro necesario para obtener la señal de BLU en sí misma.

Recuerde que al modulador balanceado ingresan la información a transmitir y la señal portadora con la cual se obtiene una señal DBL y, luego, por medio de un filtro se obtiene la señal de BLU. Analice el diagrama en bloques de la figura 21.



Figura 21

Existen muchas variantes de moduladores balanceados según se ha analizado, pero para obtener la salida en BLU cada una de las bandas laterales puede pasar o rechazarse empleando el filtro apropiado. Si bien se pueden adaptar distintos tipos de filtros, éstos deben reunir las condiciones mínimas de complejidad y potencia; así, es común, el uso de filtros LC elaborados, muchas veces activos y también pueden encontrarse redes construidas con cristales de cuarzo.

Los requerimientos de diseño del filtro son los factores primordiales que determinan la frecuencia en la que debe funcionar el oscilador de portadora.

Supongamos, por ejemplo, querer transmitir una información cuyo espectro abarca de 100Hz a 3000Hz sobre una portadora de 1MHz, como indica la figura 22.

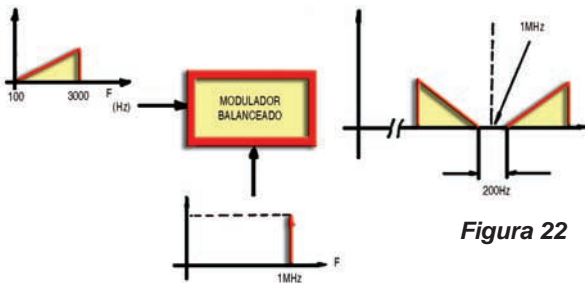


Figura 22

Como puede observarse, si se quiere tomar la BLS habrá que emplear un filtro pasa altos (figura 23) que atenúe totalmente las frecuencias bajas hasta 999.900Hz (1.000.000 - 100) y que permita el paso de las señales cuyas frecuencias superen 1.000.100Hz (1.000.000 + 100) con lo cual su deformación porcentual deberá ser:

$$G\% = \frac{\Delta f}{f_c} \times 100 = \frac{200\text{Hz}}{1.000.100} \times 100 = G\% \cong 0,02\%$$

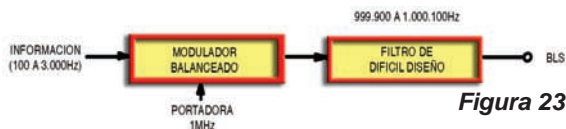


Figura 23

Lo que resulta un valor muy chico que indica que el filtro es de difícil diseño, o sea, muy caro y, en ocasiones hasta impracticable. Por esta razón, en la práctica suelen producirse las bandas laterales modulando sobre una portadora de RF baja (generalmente 100kHz o 300kHz) donde se pueden conseguir filtros de buena calidad con facilidad; luego en una posterior modulación el paquete seleccionado se monta sobre una segunda portadora cuya frecuencia sea la realmente deseada.

En el ejemplo de querer transmitir una información con un espectro que abarca de 100Hz a 3.000Hz sobre una portadora de 1MHz se podría emplear el diagrama en bloques de la figura 24. Como se ve en dicha figura, si se desea obtener la Banda Lateral Superior hay varios caminos, en este caso, en el Modulador 1 se mezcla la información con una portadora de 100kHz y luego, con un filtro pasa altos se toma la BLS resultante atenuando completamente el resto de la señal.

La desviación porcentual del filtro será:

$$G\% = \frac{\Delta f}{f_c} \times 100 =$$

Analizando el gráfico para el filtro 1 se deduce:

$$\Delta f = 100.100\text{Hz} - 99.900\text{Hz} =$$

$$\Delta f = 200\text{Hz}$$

$$f_c = 100.000\text{Hz}$$

luego:

$$G\% = \frac{200\text{Hz}}{100.000\text{Hz}} \times 100\% = 2\%$$

El resultado obtenido es lo suficientemente alto incluso para que el filtro pueda ser armado con componentes pasivos únicamente.

A la salida del filtro 1 se tiene la información trasladada en frecuencia pero no sobre la portadora de 1MHz que es la que nos interesa. Para conseguirlo se hace una segunda conversión, esta vez en el modulador 2 con la portadora de 1MHz para luego filtrarla con un nuevo pasa altos (filtro 2) y así obtener la Banda Lateral Superior atenuando por completo el resto de la señal.

El segundo filtro tendrá una desviación porcentual que se calcula con los datos obtenidos de la misma figura 24.

$$\Delta f = 1.100.100 - 899.900 = 200.200\text{Hz}$$

$$f_c = 1.000.000\text{Hz}$$

Luego:

$$G\% = \frac{\Delta f}{f_c} \times 100 =$$

Reemplazando valores:

$$G\% = \frac{200.200\text{Hz}}{1.000.000} \times 100\% = 20\%$$

Lógicamente, el resultado obtenido hace suponer que no habrá inconvenientes en la elección de este segundo filtro ya que su función no es comprometida.

Por supuesto que lo explicado en esta lección es sólo una introducción al tema y sirve para explicar básicamente cómo se opera en BLU. En la práctica suelen emplearse métodos similares pero no tal cual se han presentado pero debe quedar claro que ningún estudiante tendrá inconvenientes en interpretar un sistema si comprendió estos conceptos teóricos.

\*\*\*\*\*

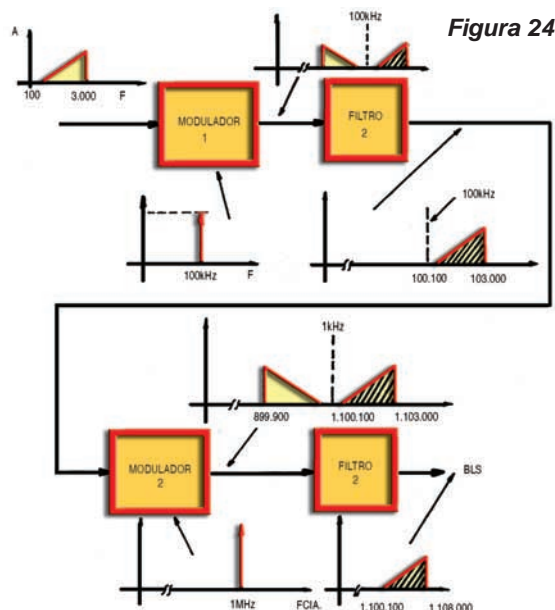


Figura 24

# OSCILADORES LC

Un oscilador es un circuito electrónico que entrega una señal de salida sin que para ello haga falta aplicarle una señal a la entrada. La señal de salida es periódica (repetitiva) y con una forma de onda determinada (que puede ser senoidal, triangular, cuadrada o de cualquier otra forma). En una primera clasificación podemos decir que los osciladores pueden ser de audio o de RF, interesándonos los últimos en este curso, ya que se usan para la mayoría de los receptores modernos de AM, FM, TV, etc.

Existen muchísimos circuitos osciladores de RF y numerosas variantes de cada una, razón por la cual consideramos los tipos más comúnmente utilizados en sus distintas variantes.

## Clasificación de los osciladores

Existen numerosos criterios para la clasificación de los osciladores, damos aquí una de ellas.

En general, aquí hemos clasificado a los osciladores en senoidales y de relajación; los de relajación son de forma de onda no senoidal (cuadrada, triangular, diente de sierra, etc.).

Los osciladores senoidales se dividen en dos grandes grupos; los de realimentación se basan en que únicamente para una frecuencia se cumplen las condiciones de oscilación. Los osciladores RC se basan en el hecho de que una celda RC provocará un cambio de fase entre la tensión aplicada y la corriente de circulación, tal que al combinar varias celdas RC conectadas en un amplificador, el circuito podrá comenzar a oscilar para la frecuencia en que el cambio de fase es el adecuado.

Los osciladores puente dan mayor estabilidad al sistema, ya que el lazo de comparación (realimentación) que hace oscilar a un amplificador está compuesto por varias ramas que se compensan mutuamente.

La inclusión de cristales en circuitos osciladores ha permitido optimizar el desempeño de estos circuitos, dándole mayor estabilidad y confiabilidad al sistema.

En general los osciladores LC se construyen para frecuencias superiores a 100kHz; los osciladores RC se utilizan para bajas frecuencias y los osciladores a cristal se emplean para frecuencias relativamente elevadas.

Otro grupo de osciladores senoidales se basa en el principio de la resistencia dinámica negativa que presentan algunos componentes electrónicos. Esta resistencia "negativa" compensa las pérdidas que

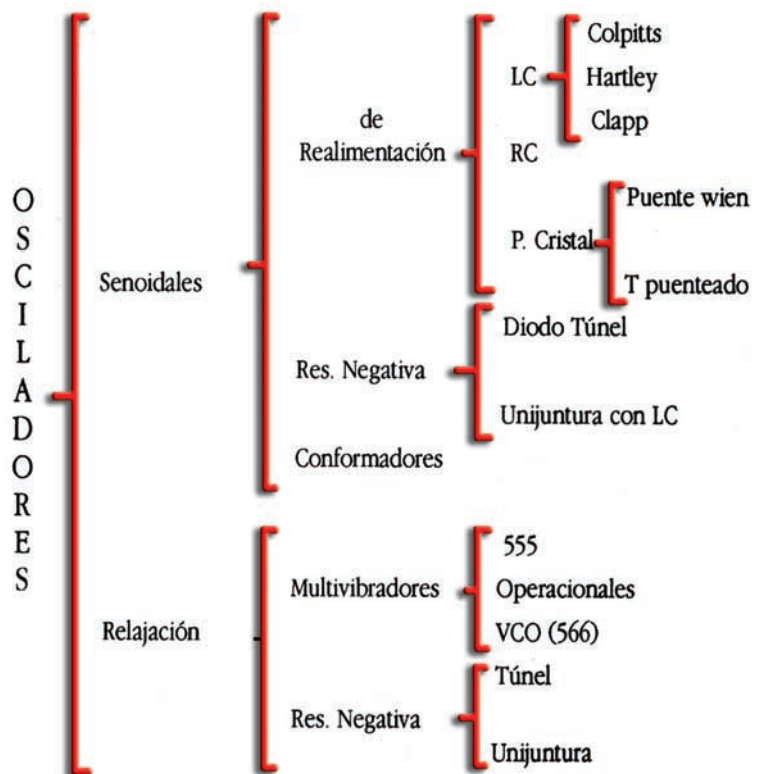
producen algunos elementos pasivos (que poseen resistencia –resistencia positiva–), tal que, al igualarse los efectos de resistencias positivas y negativas puede conseguirse una oscilación que, bajo ciertas condiciones, tendrá forma de onda senoidal. Existe, también, una forma de conseguir una onda senoidal a partir de una onda triangular de igual frecuencia utilizando circuitos formadores que si bien no producirán una señal perfecta tendrá bajo contenido armónico.

Dentro de los osciladores no senoidales de relajación encontramos a los multivibradores que pueden conseguirse por medio de transistores o utilizando el famoso temporizador integrado 555, que puede generar una señal permisible de señal modulada. Otro integrado oscilador es el CI 566 que es un oscilador controlado por tensiones.

En el grupo de los osciladores de relajación también se encuadran los generadores de pulsos, rampas, etc. de muy alta velocidad aprovechando también, el efecto de resistencia negativa que presentan los semiconductores tales como el diodo túnel o el transistor unijuntura.

## Osciladores senoidales de realimentación

Básicamente están compuestos por un amplificador con los que estamos acostumbrados a tratar (común) que posee un lazo de realimentación positiva.





**Recuerde:** realimentar significa tomar una parte de la señal de salida de un circuito y reinyectarla nuevamente a la entrada.

En general, responde al diagrama en bloques de la figura 1.

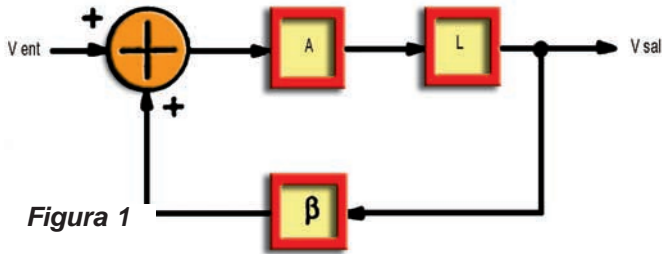


Figura 1

Este diagrama, en principio, sirve para ejemplificar a cualquier oscilador y muchas veces no son distinguibles los tres bloques ya que pueden confundirse con uno solo.

El amplificador posee un elemento activo que opera en su zona lineal de funcionamiento y no es selectivo (trabaja para una amplia gama de frecuencias).

"L" es un limitador que trabaja en conjunto con el amplificador para controlar la amplitud de las oscilaciones. Es un bloque no lineal, ya que si la señal aumenta debe reducir su ganancia y viceversa, tampoco es selectivo.

"beta" es el lazo de realimentación lineal y selectivo. Es el que fijará la frecuencia de operación del circuito.

Aclaremos que todos los bloques son funcionales y no un solo componente aislado. Los circuitos en cuestión no deben ofrecer resistencia a la frecuencia de operación.

*¿Cómo se logra que el amplificador realimentado oscile al aplicarle alimentación?*

Para contestar la pregunta supongamos que la transferencia del bloque L es igual a 1 (no existe), luego, el circuito del oscilador será el de la figura 2.

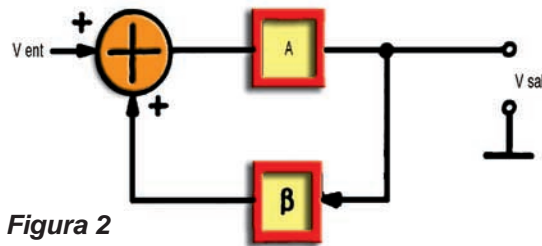


Figura 2

El amplificador, posee en su entrada la tensión de entrada y una porción de la señal de salida dada por el bloque de realimentación; luego, la tensión de salida será:

$$V_{SAL} = (V_{ent} + \beta V_{SAL}) \times A$$

Aplicando la propiedad distributiva.

$$V_{SAL} = V_{ent} \times A + \beta \times V_{SAL} \times A$$

Operando matemáticamente:

$$V_{SAL} - V_{SAL} \times \beta \times A = V_{ent} \times A$$

$$V_{SAL} (1 - \beta \times A) = V_{ent} \times A$$

$$\frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{A}{1 - \beta A}$$

Vea que el signo (-) del denominador surge de considerar una realimentación positiva.

Analizando esta última expresión se puede observar que cuando el producto  $A \times \beta$  denominado "ganancia de tensión del sistema realimentado" es igual a 1 se produce una indeterminación ya que cualquier cifra dividida por "cero" da un número indeterminado (la cifra es tan grande que se dice que es igual a infinito). Realizando un análisis de

la teoría de circuitos se puede determinar que esta indeterminación (polo de una ecuación), hace que el circuito que presente esta transferencia oscile. Por lo tanto, para que un circuito amplificador realimentado oscile se deben cumplir simultáneamente dos condiciones:

- a) Realimentación positiva
- b) Ganancia de tensión del sistema realimentado igual a 1.

Estas condiciones suponen que el circuito amplificador funciona linealmente y que dicho amplificador o la red de realimentación (o los dos) poseen elementos reactivos con lo cual la onda que se mantendrá, tendrá forma senoidal.

Este criterio recién enunciado recibe el nombre de criterio de BARKHAUSEN y se lo puede enunciar de la siguiente manera:

1) "Dado un amplificador realimentado que constituye un oscilador, la frecuencia a la cual mantendrá una oscilación senoidal es aquella para la cual el desfase total introducido desde los terminales de entrada del amplificador y la red de realimentación hasta volver de nuevo a la entrada, es igual a cero o un múltiplo entero de  $2\pi$  ( $2\pi$ ); o sea, la frecuencia de un oscilador senoidal está determinada por la condición de que el cambio de fase de lazo sea cero.

2) "Para que las oscilaciones se mantengan, la magnitud del producto de la ganancia de transferencia del amplificador por el factor de realimentación de la red debe ser igual a la unidad".

Estas dos condiciones que establecen que

$$- A \times \beta = 1$$

La teoría de circuitos se encarga de detallar el funcionamiento de los mismos, razón por la cual nos detendremos a explicar el funcionamiento de los tres tipos de osciladores senoidales clásicos que se basan en circuitos resonantes como bloque de realimentación:

- a) Realimentación a transformador
- b) Realimentación por divisor capacitivo
- c) Realimentación por divisor inductivo

**a) Oscilador realimentado a transformador**

El circuito amplificador que emplea un transformador sintonizado como bloque de realimentación es el oscilador MEISSNER BASICO.

En el circuito de la figura 3, L1 en paralelo con C1 (ya que VCC es un cortocircuito debido a CBP) fijan la frecuencia de oscilación.

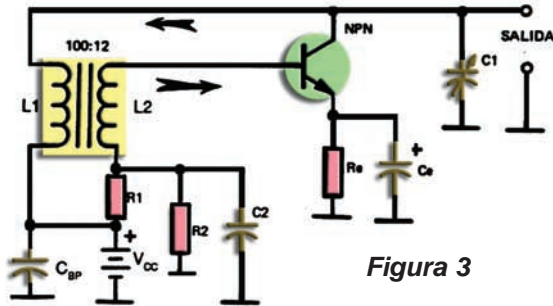


Figura 3

En este circuito el capacitor C1 variable sirve para variar la frecuencia de oscilación. R1 se ajusta para que la polarización del transistor impida que se corte el mismo cuando la oscilación alcanza al pico positivo.

Variando R1 puedo lograr que la amortiguación del circuito sea automática (significa que entregue una señal de onda senoidal y no recorte por saturación).

Como vemos, parte de la señal de salida (colector) se reinyecta a la entrada (base), tal que si la Ic varía, produce un cambio en la Ib, de tal modo de que si la realimentación está con la fase adecuada, una disminución de Ic produce un gran aumento de Ib, contrarrestando el efecto de Ic; por lo contrario, si aumenta Ic, disminuye Ib, bajando de esta manera la corriente de salida.

Como Re y Ce se colocan a los fines de estabilidad, debe cuidarse el valor de la constante de tiempo que forman, ya que es un factor importante dentro del oscilador.

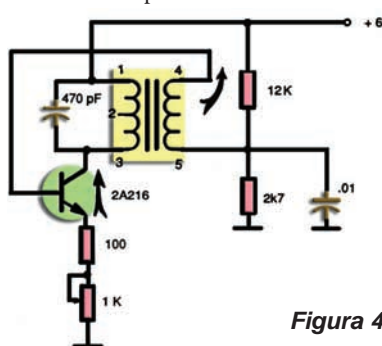


Figura 4

Comercialmente los osciladores con realimentación a transformador sintonizado se emplean cada vez que se requiere garantía de funcionamiento para una gama ancha de frecuencias pero no posee gran estabilidad y, en general, genera un ruido interno elevado, lo que no lo hace el más adecuado para equipos de buena calidad. Suele encontrárselo con ligeras modificaciones respecto del circuito anterior. Esta nueva configuración recibe el nombre de oscilador ARMSTRONG (figura 4).

**b) Oscilador realimentado por divisor capacitivo**

Un amplificador realimentado positivamente a partir de

un divisor capacitivo en una rama del circuito oscilante da origen a un oscilador Colpitts.

Note en el circuito de la figura 5 que la frecuencia de resonancia puede variarse actuando sobre C1, C2 o L1. Los capacitores de realimentación pueden ser variables o ajustables dentro de un rango determinado perfectamente calculable. La bobina L1 puede variarse si se modifica la posición del núcleo de ferrite que hay en su interior.

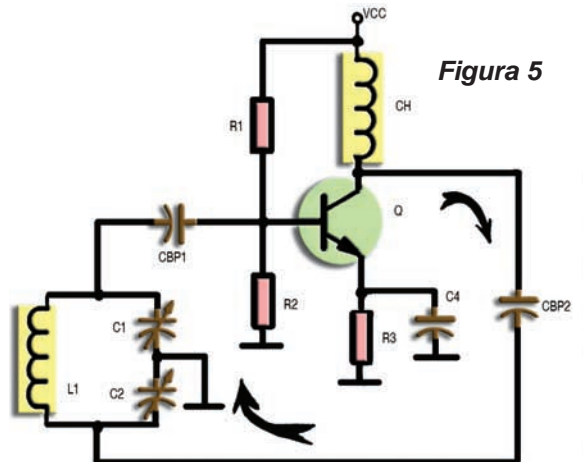


Figura 5

Para que el oscilador funcione, el transistor debe ubicarse en su punto óptimo de trabajo; esto se consigue con el divisor resistivo R1 y R2. Si no se está en el punto correcto, la señal de salida presentará un porcentaje de distorsión y variará el rendimiento.

Es necesaria, también, una estabilidad aceptable frente a variaciones de temperatura ya que esto podría provocar corrimientos en el punto de trabajo y perjudicar la señal de salida. Dicha estabilización se consigue con R3 desacoplado con C4.

La señal de salida a reinjectar en la entrada se obtiene a través de CBP2 que llega al tanque de oscilación a través del divisor capacitivo.

De esta manera, se puede hacer una simplificación del camino de realimentación como se muestra en la figura 6. Note que el circuito se monta a partir de una configuración en emisor común donde en general, el valor de capacidad de C1 es mucho mayor que el de C2 para poder mantener una relación de adaptación de impedancias entre la salida y la entrada del circuito (recuerde que la impedancia de entrada del emisor común es mayor que la de salida, por lo tanto, XC2 debe ser mayor que XC1). La frecuencia de oscilación queda determinada por la inductancia de la bobina y por la capacidad total del divisor. Dado que para la oscilación C1 y C2 están en serie, la capacidad total se calcula:

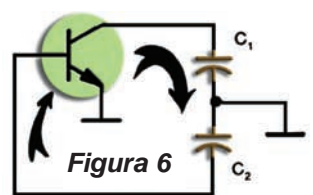


Figura 6

$$C_T = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$$

Por lo tanto, la frecuencia de oscilación se calcula:

$$f_o = \frac{1}{\sqrt{L \cdot \frac{C1 \times C2}{C1 + C2}}}$$

Si se analiza el circuito simplificado de la figura 6 deducimos que cuando la base se hace positiva el colector de Q se hace negativo ya que esta configuración desfasa 180°.

Si el colector se hace más negativo que antes se comenzará a cargar negativamente la placa superior de C1 siendo positiva la placa inferior referida a masa. Siguiendo con el análisis, al estar el punto central de los capacitores a masa, la placa superior de C2 se hará más negativa y la otra placa, conectada a la base, se hará positiva. De este modo, cuando la base se hace positiva, la señal realimentada, también lo es.

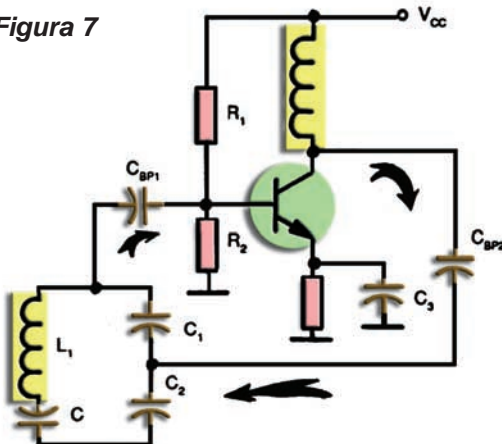
La señal oscilante puede obtenerse de varios puntos, pero lo más normal es obtenerla a partir del colector del transistor o por acoplamiento magnético con L1 mediante el uso de otro bobinado sobre el mismo núcleo.

Si los capacitores son fijos y se mantiene inmóvil el valor de L1, la frecuencia de oscilación se mantendrá constante, pero si algún componente se hace variable pueden obtenerse señales de frecuencia distinta dentro de un gran rango del espectro de radiodifusión.

Precisamente, el choque CH de la figura 5 se coloca para impedir el paso de la señal de radiofrecuencia hacia la fuente de alimentación.

La práctica ha podido determinar que la inclusión de un capacitor pequeño en serie con L1 mejora notablemente la estabilidad en frecuencia del oscilador. De esta manera, se mantienen los mismos componentes y la verdadera importancia radica en que ahora la frecuencia de resonancia está fijada prácticamente por L1 y C, ya que este capacitor es mucho más pequeño que los del divisor resistivo. C1 y C2 se modifican casi exclusivamente para eliminar la distorsión de la señal de

Figura 7



salida. Al realizar esta modificación el circuito recibe el nombre de OSCILADOR CLAPP (figura 7).

Estando en resonancia, la impedancia del circuito serie L1C es muy reducida, lo que hace que la frecuencia de oscilación sea casi independiente de las variaciones que sufre el transistor mejorando la estabilidad en frecuencia.

**c) Oscilador realimentado por divisor inductivo**

Se denomina oscilador HARTLEY a todo aquel circuito que toma la realimentación a partir de un divisor inductivo ya sea en serie o en paralelo con el tanque de oscilación LC.

En el oscilador Hartley serie, la realimentación formada por L2 y C1 en el circuito de la figura 8, queda acoplada en serie con la alimentación VCC.

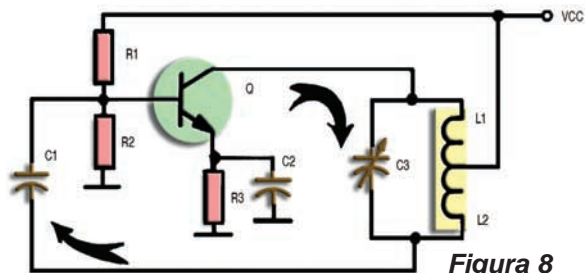


Figura 8

El circuito se construye a partir de un transistor NPN en configuración emisor común, polarizado a través del divisor resistivo R1 - R2 y estabilizado térmicamente a través del conjunto R3 C2.

La relación de espiras entre L1 y L2 debe ser tal que la impedancia de cada sección esté adaptada con las del transistor. XL1 debe coincidir con la impedancia de salida del transistor y XL2, con la de entrada.

La señal reinyectada a la entrada debe sufrir una inversión de fase (en el transistor) ya que la toma en el punto medio del bobinado provoca una nueva inversión. Precisamente el porcentaje de señal realimentada debe ser tal que la ganancia total del sistema sea la unidad.

El capacitor C1 impide una tensión continua en la base del transistor, que lo llevaría al estado de saturación.

La fórmula que determina la frecuencia de resonancia depende de los componentes del circuito tanque (L1 y L2 en serie y el capacitor C3). El capacitor C3 suele ser variable para poder sintonizar el circuito a la frecuencia deseada.

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L1 + L2) C3}}$$

En realidad, esta fórmula es incompleta ya que habría que considerar el acoplamiento o inductancia mutua entre las bobinas, pero en la práctica este efecto es despreciable.

La polarización del transistor determinará tanto su rendimiento como el porcentaje de distorsión en la señal obtenida.

\*\*\*\*\*

# OSCILADORES ESTABLES

Los osciladores de RF, con elementos L-C como circuito de sintonía, están sujetos a variaciones de frecuencia debido a cambios de temperatura, variaciones en la tensión de la fuente de alimentación, o simples variaciones en los parámetros de los componentes con el tiempo.

Es posible lograr un alto grado de estabilidad de frecuencia, en particular por largos períodos de tiempo, reemplazando estos circuitos L-C por cristales de cuarzo piezoeléctrico, y estableciendo algún vínculo entre el circuito eléctrico del oscilador y las vibraciones mecánicas del cristal.

Los osciladores controlados por cristal son los que se emplean habitualmente para mantener constante la frecuencia de los transmisores de radio y para generar la señal local en los receptores para obtener la señal de FI.

## Efecto piezoeléctrico

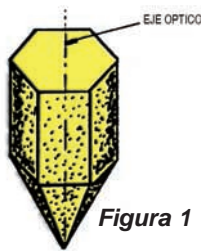


Figura 1

Los cristales de cuarzo piezoeléctrico se caracterizan por tener una sección hexagonal y generalmente terminar en puntas (figura 1).

El eje paralelo a las caras del cristal que une sus puntas se denomina eje óptico y si se aplican fuerzas de expansión o

compresión en el sentido de este eje no dan lugar a ningún efecto piezoeléctrico. Interesa por "generar" cargas piezoeléctricas cuando se realiza algún esfuerzo, el hexágono que forma la sección transversal perpendicular al eje óptico. Aquí se distinguen tres ejes que pasan por las aristas y se denominan "ejes eléctricos" (x, x', x"); además hay otros tres ejes perpendiculares a las caras del cristal que se denominan "ejes mecánicos" (y, y', y"). Lo dicho se detalla en la figura 2.

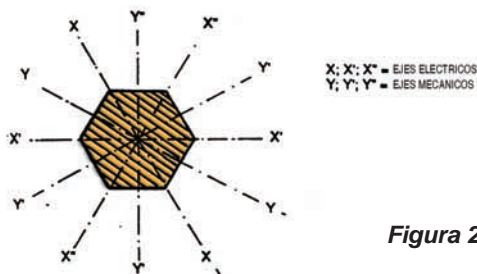


Figura 2

Si de un cristal de cuarzo se corta una lámina plana perpendicular al hexágono (paralelo al eje óptico) tal que las caras planas que resulten del corte sean perpendiculares a un eje eléctrico (eje x), se comprueba que aplicando un esfuerzo en la dirección del eje y de esa lámina, se generan cargas eléctricas en la dirección de las caras planas del cristal (figura 3).

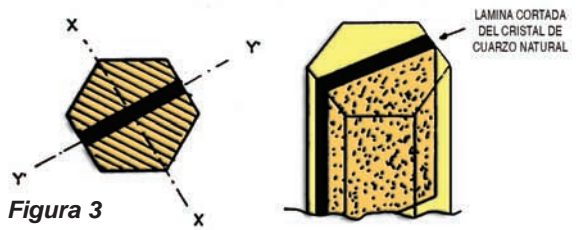


Figura 3

Si el sentido del esfuerzo aplicado en los cantos de la lámina se invierte de expansión a compresión o viceversa, se invertirá la polaridad de las cargas eléctricas generadas (figura 4).

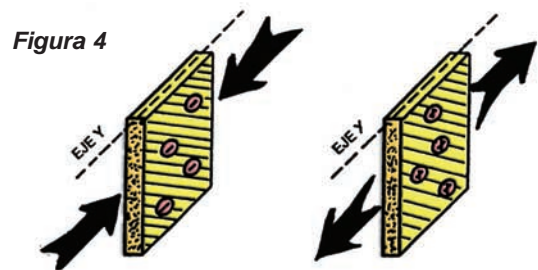


Figura 4

Si ahora, en cambio, se aplican cargas a las caras planas del cristal aparece una deformación mecánica en la dirección del eje y. Este fenómeno por el cual se vinculan los fenómenos eléctricos con las propiedades mecánicas del cristal, se denomina "efecto piezoeléctrico" y, en general, en mayor o menor grado aparece en toda lámina que se corte del cristal natural. Muchas sustancias cristalinas naturales, entre ellas el cuarzo como se ha manifestado, la sal de Rochela y la Turmalina, exhiben propiedades piezoeléctricas. Este efecto es de gran magnitud en la sal de Rochela, razón por la cual se la emplea en la construcción de micrófonos, parlantes piezoeléctricos y fonocaptadores.

El inconveniente de esta sustancia es que no posee una frecuencia constante de operación, tiene bajo coeficiente de temperatura y un factor de mérito no muy alto. Este inconveniente se subsana con el del cuarzo, pero no posee propiedades piezoeléctricas tan pronunciadas. El mejor elemento, ya que combina las dos características anteriores es la turmalina, pero es mucho más caro. Otras sustancias piezoeléctricas muy usadas en la actualidad son el fosfato dihidrico de amonio (ADP), el tartrato dipotásico (DKT) y el tartrato diamínico etilínico (EDT) que son más económicas pero no tan estables como el cuarzo. Cuando se aplica una tensión alterna al cristal, éste vibra y si la frecuencia de la señal se acerca a la de resonancia mecánica del cristal (velocidad con que el cristal se deforma ante una aplicación de carga), la vibración será muy intensa. La frecuencia de resonancia mecánica de la lámina depende del tipo de cristal, de sus dimensiones, del tipo de oscilación mecánica involucrada y de la orientación con que se ha cortado (se dice "tallado") la lámina respecto de los ejes cristalográficos.



**Circuito equivalente del cristal de cuarzo**

Cuando un cristal de cuarzo entra en resonancia mecánica puede ser considerado como un circuito resonante RLC de muy alto factor de mérito, como el que se muestra en la figura 5. El capacitor C1 representa la capacidad interelectródica (entre electrodos) donde el cuarzo actuaría como dieléctrico cuando no está en vibración, la inductancia L representa eléctricamente a la "masa del cristal" que está vibrando; C es el equivalente de la "compliance mecánica" y R corresponde al "frotamiento mecánico".

Todos los circuitos eléctricos que incluyan cristales se pueden analizar fácilmente reemplazando a estos elementos por sus equivalentes eléctricos y determinando después, el comportamiento del circuito resonante.

Las magnitudes de C, C1, L y R del cristal de cuarzo dependen de la forma en que se realizó el corte, de sus dimensiones y del tipo de vibración mecánica según ya se ha mencionado. Si se conocen estos valores es muy fácil estudiar circuitos en los que el cristal es parte de ellos.

Hoy en día es muy fácil construir cristales con frecuencias de resonancia que van desde algunos ciclos hasta algunos MHz, aunque se pueden cortar cristales con frecuencias de resonancia que superan los 100MHz pero son más costosos.

Veamos como ejemplo las características de un cristal de cuarzo (figura 6):

**CARACTERISTICAS MECANICAS**

- Largo = 33,3 mm
- Ancho = 27,5 mm
- Espesor = 6,36 mm
- Frecuencia de resonancia: Serie = 427.502 Hz
- Paralelo = 429.047 Hz

**CARACTERISTICAS ELECTRICAS**

- L = 3,3 H
- C = 0,042 pF
- C1 = 5,8 pF
- Q = 23.000
- Rp > 100.000 MΩ
- RS < 1 Ω

El circuito equivalente de los cristales de cuarzo se caracterizan por carecer casi de resistencias de pérdida, lo que permite obtener un factor de mérito notablemente elevado. Pueden conseguirse cristales con Q = 20.000 y en condiciones especiales puede llegarse a valores de Q superiores a 1.000.000. Otra característica interesante de estos elementos es que, en general, la inductancia asociada es (en relación) bastante grande comparada con las capacidades que entran

en juego; así, por ejemplo, mientras que es muy común encontrar cristales con L del orden del Henry, muy difícilmente las capacidades superan los 10pF.

Cuando se considera el equivalente del cristal deben realizarse dos análisis: uno es el que se refiere a la inductancia en resonancia con C (resonancia serie) y el otro es en el que debemos considerar la capacidad C1 (resonancia paralela).

En el primer caso, cuando  $\omega L = 1/\omega C$  para una frecuencia f1 ( $f1 = \omega/2\pi$ ) la rama "LRSC" entrará en resonancia ofreciendo una impedancia pequeña del orden de la resistencia de pérdida serie del cristal (RS), que generalmente es inferior al ohm.

Si consideramos ahora el capacitor C1, existirá una frecuencia f2 > f1 para la cual se produce una segunda resonancia en donde:

$$\frac{1}{\omega C1} = \omega L - \frac{1}{\omega C}$$

Note que se ha alcanzado resonancia en un circuito RC paralelo, por lo cual ahora la impedancia será sumamente elevada, del orden de la resistencia de pérdida paralela del cristal (Rp), que generalmente vale cientos de Mohm.

Se dice, entonces, que el cristal puede operar en modo serie para una frecuencia f1 con una impedancia equivalente pequeña o en modo paralelo para una frecuencia f2 con una impedancia equivalente elevada (figura 7).

En general existe una pequeña diferencia entre f1 y f2, siendo valores normales del orden del 0,5% ó 1% , por ejemplo, si f1 = 1MHz, entonces, f2 valdrá entre 1.005kHz y 1.010kHz.

Cabe acotar que por debajo de f1 el circuito equivalente del cristal es capacitivo; entre f1 y f2 será inductivo y, por encima de f2 volverá a tornarse capacitivo. Un examen detallado del sistema le permitirá comprobar lo dicho.

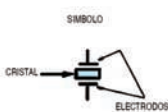


Figura 5

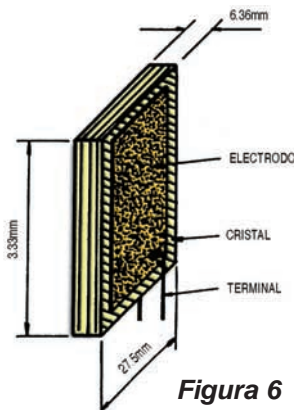


Figura 6

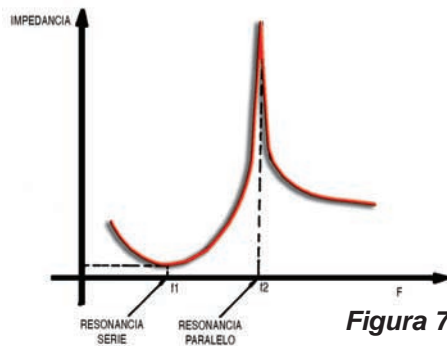


Figura 7

**Contactos eléctricos del cristal**

Los electrodos del cristal son, por lo general, finas películas metálicas que se depositan directamente sobre el elemento por pulverización y hornado de una

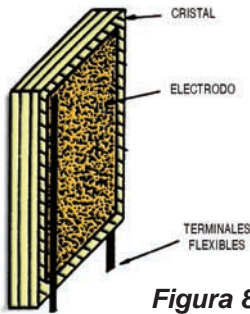


Figura 8



Figura 9

solución de plata o por evaporación de aluminio, plata u oro.

El cristal se sostiene para su encapsulado, sobre alambres flexibles soldados a los electrodos en algún punto que no estorbe a la vibración (figura 8).

En general, al cristal con sus electrodos se los encierra en un recipiente hermético para protegerlo de las condiciones ambientales. Si se desea aumentar el Q del sistema se le practica el vacío, para eliminar el efecto amortizador del aire. Cuando se requieren condiciones de estabilidad extremas, al soporte del cristal se lo dota de un calefactor y un termostato con el objeto de

mantener el cristal a una temperatura determinada, ya que los cambios de temperatura provocarían leves dilataciones o contracciones que harían variar la frecuencia del cristal (figura 9).

Se ha dicho que la frecuencia del cristal depende de sus dimensiones, del tipo de corte efectuado y del modo vibracional. Dependiendo del plano de corte de la losa del cristal, se determinan las características de temperatura. El cristal puede cortarse en lo vertical, horizontal, en una diagonal, paralelo a los lados del cristal natural, perpendicular a los lados, de una esquina a la otra, etc.

Cada dirección de corte se identifica con una letra o letras. Hemos hablado de los cortes X (XX); Y (YY) cuando nos referimos a cercenar obleas paralelas a los ejes cristalográficos, pero también se pueden realizar cortes diagonales como el corte AT a 35,5° del eje Z que pase por el eje X o el corte CT a 37,5° del eje Z que pase por el eje X (vea la figura 10).

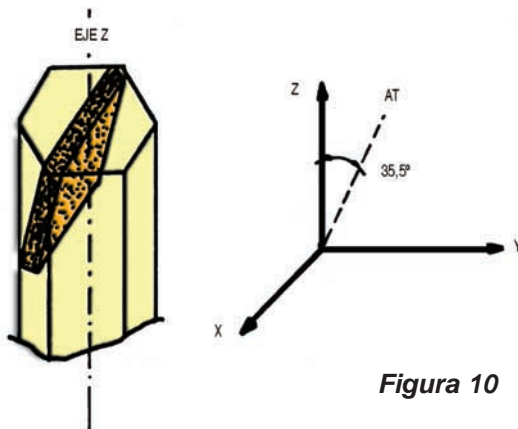


Figura 10

Para utilizarlos en radiocomunicación, los cristales de cuarzo se cortan en "rebanadas", que para el caso de radiodifusión poseen un área de unos 6 cm<sup>2</sup> y un espesor del orden de los 2 mm.

Comercialmente, las láminas de cristal se cortan primero por medio de una sierra especial y luego por medio de un abrasivo se las lleva al espesor conveniente según la frecuencia de trabajo deseada. Las etapas de pulido finales se deben realizar con mucho cuidado, especialmente cuando se utilizarán estos elementos en equipos transmisores.

El corte AT es adecuado para estos casos ya que se pueden obtener cristales con frecuencias de resonancia comprendidas entre 500kHz y 10.000kHz. La frecuencia de trabajo para los cristales de este corte es inversamente proporcional al espesor de la lámina y queda determinado por la siguiente expresión

$$f = \frac{1.675\text{kHz}}{\text{espesor en mm}}$$

Por ejemplo, un cristal con corte AT de 6 cm<sup>2</sup> de área y 1 mm de espesor posee una vibración mecánica de 1.675kHz.

El coeficiente de temperatura puede ser positivo, negativo o "cero", dependiendo del tipo de corte efectuado.

El coeficiente de temperatura de un cristal define el cambio de frecuencia de operación para cada grado centígrado de cambio de temperatura ambiente.

$$\Delta f = Tc \times f \times \Delta T = [\text{Hz}]$$

donde:

$\Delta f$  = variación de frecuencia de operación del cristal en Hertz (Hz)

Tc = coeficiente de temperatura del cristal en partes por millón por grado centígrado

f = frecuencia del cristal en MHz

$\Delta T$  = cambio de temperatura ambiente en grados (°C)

**Ejemplo 1:** el cristal de cuarzo que tiene un equipo de comunicaciones posee un coeficiente de temperatura de 10ppm/°C. Si en Bs. As. opera en el oscilador con una frecuencia de 44MHz. ¿A qué frecuencia habrá que sintonizar en Bs. As. un receptor para escuchar dicho equipo si se ha instalado en el Sur Argentino operando con una temperatura promedio de -10°C?

Al llegar el equipo al sur, hubo una variación de temperatura de 35°C (25°C - (-10°C)). Si consideramos la temperatura promedio en Bs. As. de 25°C; luego

$$\begin{aligned} \Delta f &= TC \times f \times \Delta T = \\ \Delta f &= 10\text{ppm}/^\circ\text{C} \times 44.000.000\text{Hz} \times 35^\circ\text{C} \times 1/1.000.000\text{ppm} = \\ \Delta F &= 15.400\text{Hz} \end{aligned}$$

Hay una variación de frecuencia de 15.400Hz, o sea que el receptor deberá estar sintonizado a:

$$f = 44.000.000\text{Hz} + 15.400\text{Hz}$$

$$f = 44.015,4\text{kHz}$$

El coeficiente de temperatura no es constante sobre un amplio rango de temperaturas, por lo cual debe determinarse el rango de trabajo.

Algunos cortes de cristales poseen un coeficiente de temperatura casi nulo pero sólo son posibles para determinadas frecuencias de operación y suelen ser muy costosos. En general, el grosor del cristal es el que más peso posee sobre la determinación de la frecuencia pero también interesan la relación longitudinal y el audio.

Si la losa del cristal es delgada carecerá de rigidez mecánica para soportar las vibraciones. Es totalmente factible incrementar la frecuencia del cristal si se abre el recipiente que lo contiene y "cuidadosamente" se elimina algo del cuerpo de la oblea con una lima fina.

### Osciladores controlados por cristal

Cuando se desplaza la frecuencia portadora de una estación de radiodifusión, las bandas laterales la acompañan en su movimiento. Aun cuando la frecuencia portadora permanece dentro del canal asignado, las bandas laterales pueden invadir los canales vecinos y causar interferencias sobre otras emisoras. Además, cuando una portadora de la misma frecuencia es irradiada por una estación lejana, llega a interferir la emisión local. La forma de interferencia más perjudicial es la que resulta del batimiento de las portadoras de las dos emisoras (local y distante) cuando no coinciden exactamente en frecuencia. Si la nota resultante del batido es de algunos ciclos, no hay problema, ya que no las reconoce ni el amplificador de audio ni el oído humano, pero sí resultará molesta una nota de 500Hz o 1.000Hz. De aquí que las reglamentaciones exijan que se mantenga la frecuencia de trabajo de la emisora a no más de 20Hz de diferencia respecto de la frecuencia asignada. De esta forma, cuando las frecuencias de las emisoras se desplazan en sentidos opuestos, su batido provocará una frecuencia máxima de 40Hz.

Como la frecuencia de radiodifusión más elevada en la banda comercial de AM es cercana a 1.600.000Hz, los 20 ciclos por segundo de tolerancia equivalen, en este caso más desfavorable al 0,0013%, lo que equivale a decir en 13 partes por millón, aproximadamente.

Este requerimiento

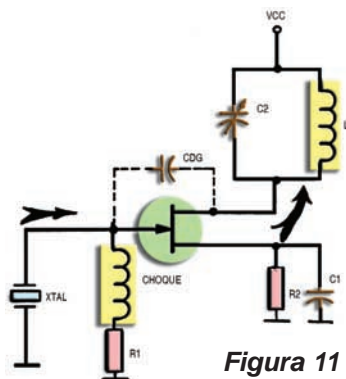
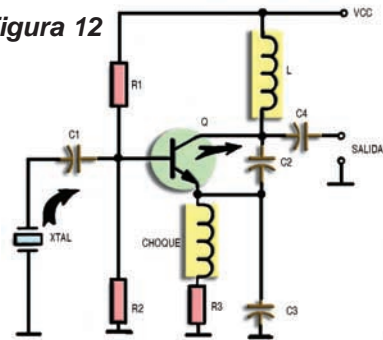


Figura 11

sería difícil de satisfacer con osciladores construidos con circuitos LC, pero no es difícil conseguir estas especificaciones si se emplean cristales de cuarzo en los circuitos resonantes del oscilador que genera la frecuencia portadora.

Si bien en emisoras locales el requerimiento en la construcción de equipos para la estabilidad en frecuencia es del orden de 5 partes por millón, algunos equipos emplean tolerancias menores que 1 parte por millón en períodos de 30 días.

Figura 12



### Osciladores con cristal

Se sabe que un oscilador se trata de un amplificador con realimentación positiva y ganancia total del sistema igual a 1.

En muchos de los circuitos osciladores de RF tipo tanque LC se puede sustituir el tanque por un cristal "operando en modo" resonancia paralelo incrementando así el factor de mérito y la estabilidad del sistema. Otras variantes emplean el cristal como un elemento oscilante a su "frecuencia de resonancia serie" incrementando así el número de variantes posibles para el uso de estos elementos.

Podría utilizarse un cristal operando en su frecuencia de resonancia paralelo sobre un transistor de efecto de campo, que emplea la capacidad "compuerta-drenaje" para establecer la realimentación positiva para hacer oscilar el circuito en cuestión.

En el circuito de la figura 11 el cristal ofrece máxima impedancia a su frecuencia de resonancia, para toda otra frecuencia la impedancia es baja por lo cual la base es como si se encontrara conectada a masa. R1 permite la polarización de compuerta y como suele ser un valor bajo comparado con la resistencia de pérdida paralelo del cristal (Rp) se coloca un choque de radiofrecuencia para incrementar su valor y así aumentar el Q efectivo. R2 polariza a la fuente y C1 despolariza a dicho electrodo. El tanque L C2 se sintoniza a la frecuencia de resonancia del cristal y sirve como filtro de señales indeseadas.

También puede emplearse un cristal operando en el modo serie sobre un oscilador tipo "colpitts", como el de la figura 12.

Ahora el tanque formado por L y el divisor capacitivo C2 - C3 debe estar sintonizado a la misma frecuencia del cristal. En resonancia la base se encontrará conectada a masa a través de C1 y el XTAL mientras que C3 proveerá la tensión de realimentación.

En este caso, C1 se colocaría si la tensión fuese tan elevada en base que pudiera perjudicar al cristal (es un capacitor de valor elevado). En realidad, al descripto se lo conoce como oscilador CLAPP aunque funciona con el mismo principio que el COLPITTS.

En resumen, en este caso, el cristal ofrece una baja impedancia a la frecuencia de resonancia pero no se encuentra en el camino de la realimentación.

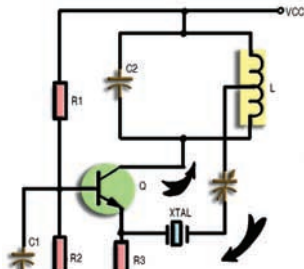


Figura 13

En el circuito de la figura 13, la realimentación se inserta en el emisor. C2 ajusta la cantidad de señal reinyectada. R1 y R2 fijan la tensión en base del transistor, C1 pone a masa a la base para la señal de RF, por lo cual la etapa funciona en configuración base común.

El cristal sólo permitirá el paso de la señal cuya frecuencia coincida con la de su resonancia serie.

En la figura 14 se muestra un oscilador a FET, usando realimentación a cristal en resonancia serie. El cristal y R1 originan una polarización que se conoce como "escape de rejá". C aísla el cristal de la tensión de alimentación VCC.

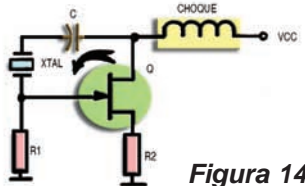


Figura 14

Los circuitos osciladores pueden diseñarse para

operar con cualquiera de un gran número de cristales. Cada cristal dará origen a una frecuencia fija diferente (los cristales, en general, se "enchufan" en un conector que permite su rápido intercambio).

Se ha dicho que para aplicaciones especiales se emplean cristales que poseen un calefactor; para condiciones críticas puede colocarse el cristal dentro de un horno que se calienta a una temperatura mayor que la ambiente y posee un termostato que mantiene la temperatura con variaciones inferiores al grado centígrado. Una vez que la frecuencia del cristal se establece en la temperatura superior del horno, la frecuencia del oscilador permanecerá estable por más que haya cambios en la temperatura ambiente, siempre que la temperatura del horno sea superior.

Se ha mencionado que entre la frecuencia de resonancia serie y la frecuencia de resonancia paralelo, el cristal se comporta como un inductor; muchos circuitos emplean esta propiedad para la construcción de osciladores (fig. 15).

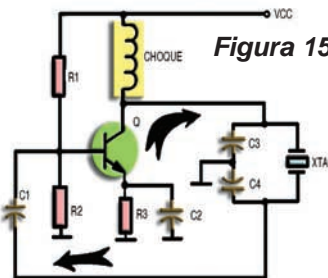


Figura 15

Note que en este circuito se ha reemplazado la

inductancia por el cristal, por lo demás es un oscilador colpitts convencional.

Estos son solo algunos ejemplos de los muchos circuitos que emplean cristales para su funcionamiento, pero en todos los casos el análisis es similar.

### Otros osciladores

Ya estudiamos algunas configuraciones de osciladores tipo LC. A modo de ejemplo, veamos el oscilador Hartley

La figura 9 muestra un esquema simplificado del oscilador Hartley donde se grafica el símbolo del amplificador y el circuito tanque de oscilación.

En esta figura se ve que la señal realimentada se envía al amplificador a través de L1.

La importancia de este oscilador radica en el hecho de que la inyección de una señal externa no modifica la frecuencia de oscilación del conjunto.

Una variación sobre la configuración anterior sería disponer el circuito tanque a la entrada del transistor y con la toma intermedia a masa, como lo sugiere la figura 10.

Vea que ahora la corriente de colector no pasa directamente por el circuito tanque con la cual habría una alimentación del tipo paralelo, de ahí que este circuito reciba el nombre de oscilador Hartley paralelo.

La corriente continua no pasa por el circuito tanque ya que es bloqueada por C4, que sólo permite el paso de la señal de oscilación.

Aquí se ha incluido una bobina de choque para que la señal de RF de oscilación no pase por la fuente de alimentación, lo que provocaría inestabilidad en el sistema.

Aquí también es necesaria la adaptación de impedancias entre el circuito oscilador y el transistor. La frecuencia de oscilación sigue siendo la misma que la de la versión anterior.

Lo que explicamos hasta ahora, son sólo algunos de los osciladores senoidales que se denominan OSCILADORES SINTONIZADOS, otros como los osciladores RC, osciladores puente u osciladores a cristal, no son objeto de esta obra.

\*\*\*\*\*



# CIRCUITOS PARA MODULACIÓN

Al analizar el diagrama en bloques del receptor superheterodino, se observa la necesidad de amplificar la señal de RF con una frecuencia fija en un canal de frecuencia intermedia (F.I.) a los fines de simplificar el diseño del receptor sin perjudicar su selectividad ni sensibilidad.

Para ello, se "traslada" a la información de la señal sintonizada en antena, que estaba modulada sobre la portadora de la emisora en cuestión, a otra frecuencia que, en el caso de ondas medias y en Argentina, es de 465kHz.

Dicho traslado se realiza junto con un oscilador local tal que, en todo momento, la frecuencia de dicho oscilador ( $f_o$ ) sea 465kHz superior a la frecuencia de la señal sintonizada en antena ( $f_a$ ).

$$f_o = f_a + 465 \text{ kHz}$$

En el mezclador se produce la "mezcla" entre ambas señales (antena y oscilador local) tal que, a la salida del mismo, se obtiene la información montada sobre una portadora de 465kHz.

Cuando el circuito mezclador genera también la señal correspondiente al oscilador local, se la denomina circuito convertidor (figura 1).

## Elementos lineales y alineales

Supongamos una resistencia a la cual le aplicamos una tensión y queremos saber cuál es la corriente que la atraviesa; debemos aplicar por ley de Ohm, la siguiente fórmula:

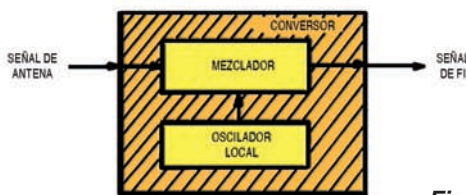


Figura 1

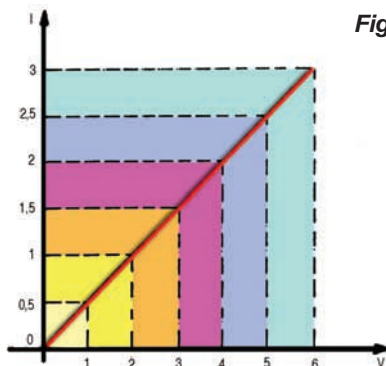


Figura 2

$$I = \frac{V}{R}$$

Dándole valores arbitrarios a V podemos obtener distintos valores de I que llevados a una gráfica en ejes coordenados (figura 2) permiten obtener la "respuesta" (curva de respuesta) o transferencia de un resistor. Supongamos que  $R = 2\text{ohm}$ .

| V (volt) | I (ampere) |
|----------|------------|
| 0        | 0          |
| 1        | 0,5        |
| 2        | 1          |
| 3        | 1,5        |
| 4        | 2          |
| 5        | 2,5        |
| 6        | 3          |

Como consecuencia se observa que la transferencia del resistor es una recta y se dice que el elemento es lineal. La característica fundamental de un elemento lineal es que "no deforme la señal aplicada", es decir que tensión y corriente tendrán la misma forma de onda.

Para demostrarlo alimentemos la resistencia con una tensión alterna de forma de onda senoidal superpuesta a una tensión continua  $E_1$ . Dibujemos la señal en corriente sobre el gráfico de transferencia:

$$I = \frac{(E_1 + E_{\text{máx}} \text{ Sen } \omega t)}{R}$$

A cada valor de  $E = E_1 + E_{\text{máx}} \text{ Sen } \omega t$  le corresponderá un valor de I; o sea que se tendrá la gráfica de la figura 3.

Tanto los resistores como las bobinas y capacitores, son elementos lineales, ya que no deforman la señal en ellos aplicada. (La corriente tiene la misma forma de onda y frecuencia

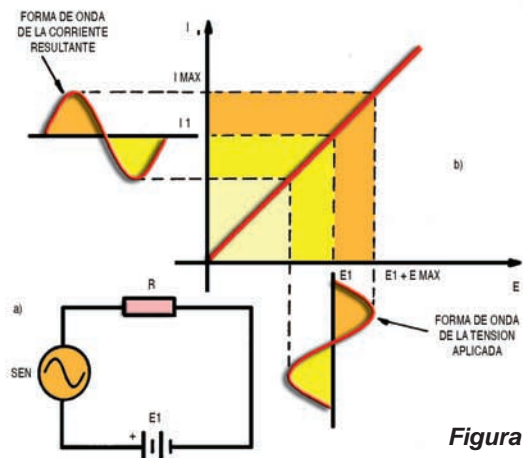


Figura 3

que la tensión.) Aclaremos que las bobinas y capacitores, a los que llamamos elementos reactivos, son elementos lineales siempre y cuando se les aplique una señal senoidal pura, ya que poseen distinto comportamiento para distintas frecuencias. En resumen, se considera que un sistema es lineal cuando no deforma señales senoidales puras.

Al decir que una señal es pura, nos referimos a que no puede obtenerse como suma de otras señales. "La única señal pura es la señal senoidal".

Un elemento alineal sería, por ejemplo, aquel que posee una respuesta cuadrática. Supongamos, por ejemplo, que al aplicarle tensión a un elemento, la corriente que lo atraviesa dependerá del cuadrado de dicha tensión, como lo sugiere la figura 4.

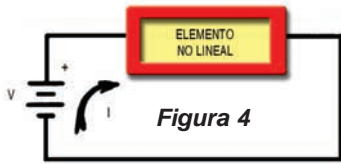


Figura 4

$$I = A \times V^2$$

Para ver cómo es la transferencia de este elemento, supongamos que A, que es una constante, vale 1; luego le asignamos valores a V y obtenemos los correspondientes valores de I.

| V (volt) | I = 1 x V <sup>2</sup> (ampere) |
|----------|---------------------------------|
| 0        | 0                               |
| 1        | 1                               |
| 2        | 4                               |
| 3        | 9                               |
| 4        | 16                              |
| 5        | 25                              |
| 6        | 36                              |
| 7        | 49                              |
| 8        | 64                              |

Es posible demostrar la alinealidad del elemento aplicando una tensión alterna superpuesta a una tensión continua E1. Dibujemos la forma de onda de la corriente obtenida sobre la curva de transferencia recién hallada.

$$I = A (E1 + Emáx \text{ Sen } \omega t)^2$$

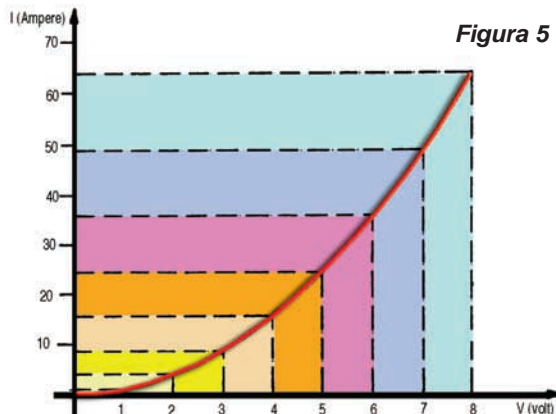


Figura 5

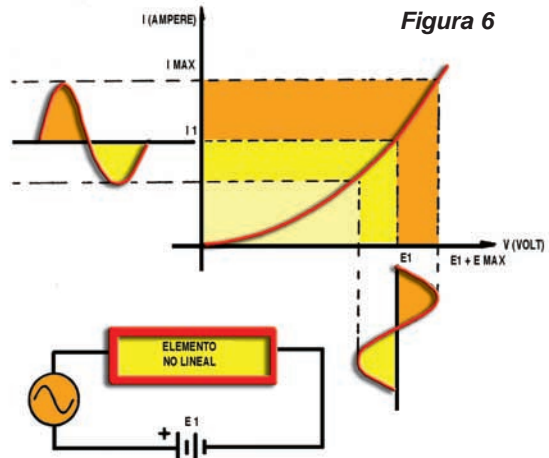


Figura 6

A cada valor de  $E = E1 + Emáx \text{ Sen } \omega t$  le corresponderá un valor de I; o sea que se tiene la gráfica de la figura 6.

Las deformaciones o distorsión sobre la señal resultante permiten afirmar que el elemento no es lineal.

### Teorema de Fourier

El teorema de Fourier afirma que la única señal periódica pura e indivisible es la señal senoidal; además dice que toda señal no senoidal periódica puede descomponerse en la suma de señales senoidales de frecuencia, múltiplos enteros de la señal original. A la señal senoidal cuya frecuencia coincide con la señal no senoidal de la que forma parte, se la denomina "Fundamental", y a todas las otras señales cuya frecuencia es un número entero de la fundamental se las denomina armónicas. Así, por ejemplo, una señal cuadrada de 1.000Hz tendrá su frecuencia fundamental (de forma de onda senoidal) en 1.000Hz mientras que existirá una tercer armónica cuya frecuencia será de 3.000Hz; la quinta armónica tendrá una frecuencia de 5.000Hz y así sucesivamente.

**Ejemplo 1:** supongamos tener un elemento alineal tal que al aplicarle una tensión de forma de onda senoidal, por él circula una corriente que posee la forma de onda de la figura 7:

Esta señal, no senoidal pero periódica, con período T, puede ser la que genera un oscilador, o como en el enunciado de este ejemplo, la transferencia de un elemento no lineal.

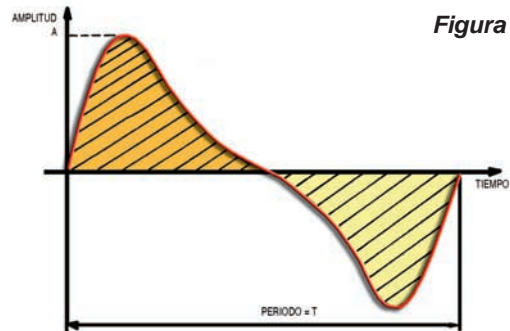


Figura 7

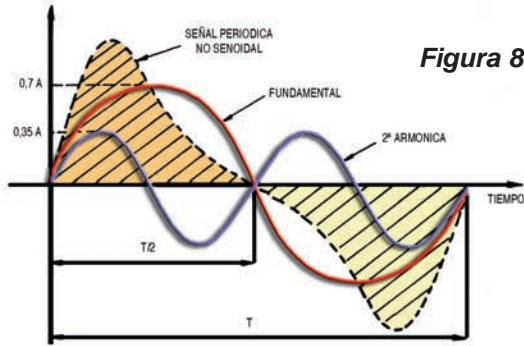


Figura 8

Dicha señal es equivalente a la suma de dos señales senoidales; la fundamental, de amplitud 0,7A y la segunda armónica de amplitud, 0,35A. Es decir que, sumando ambas señales con sus respectivas amplitudes obtendremos la señal arriba representada (figura 8).

En general, entonces, todo elemento a lineal producirá armónicas que pueden ser analizadas por el teorema de Fourier. Por ejemplo, un transistor no es un dispositivo lineal. La falta de linealidad se debe a que las características estáticas de salida no son rectas equidistantes para incrementos constantes de la corriente de base. Este hecho provoca en la excitación de entrada una distorsión en su amplitud.

Para ponderar esta distorsión, supondremos que la curva dinámica con respecto al punto de reposo (punto Q) se representa por una parábola en lugar de una línea recta, con lo cual ya no se cumplirá que  $i_c = \beta \times i_b$  que es el resultado de un circuito lineal. Supondremos que la ecuación que las relaciona es la siguiente:

$$I_c = I_C + A_1 i_b + A_2 i_b^2$$

Se dice que la corriente de colector depende de la corriente de base (es función) y no es una función lineal.  $I_C$  representa la corriente de polarización del  $T_r$ .

Supongamos que la corriente de base es una señal senoidal que responde a la siguiente ecuación:

$$i_b = I_{b\text{máx}} \times \cos \omega t.$$

Reemplazando:

$$i_c = I_C + A_1 I_{b\text{máx}} \times \cos \omega t + A_2 (I_{b\text{máx}} \cos \omega t)^2$$

$$i_c = I_C + A_1 I_{b\text{máx}} \cos \omega t + A_2 I_{b\text{máx}}^2 \cos^2 \omega t$$

Por trigonometría se sabe que:

$$\cos^2 \omega t = \frac{1}{2} (1 + \cos 2\omega t)$$

Luego:

$$i_c = I_C + A_1 I_{b\text{máx}} \cos \omega t + \frac{A_2}{2} I_{b\text{máx}}^2 + \frac{A_2}{2} I_{b\text{máx}}^2 \cos 2\omega t$$

Si llamamos

$$B_0 = \frac{A_2 I_{b\text{máx}}^2}{2}$$

$$B_1 = A_1 I_{b\text{máx}}$$

$$B_2 = \frac{A_2 I_{b\text{máx}}^2}{2}$$

Entonces:

$$i_c = I_C + B_0 + B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega t$$

donde  $B_0$ ,  $B_1$  y  $B_2$  son constantes.

Esto demuestra que al aplicar una señal senoidal a una característica dinámica cuadrática (parabólica), resultará una corriente de salida que contendrá no sólo un término de la misma frecuencia que la entrada, sino que además habrá otro término que representa al segundo armónico y un tercero que representa una corriente constante.

En este análisis hemos supuesto una característica parabólica. Esta aproximación es válida cuando trabajamos con pequeñas señales. En amplificadores de potencia, la transferencia debe representarse por la siguiente serie:

$$i_c = I_C + \Delta_1 i_b + \Delta_2 i_b^2 + \Delta_3 i_b^3 + \Delta_4 i_b^4 + \dots$$

Si se supone que  $i_b$  es una señal cosenoidal, aplicando el mismo análisis que antes se tiene que:

$$i_c = I_C + B_0 + B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega t + B_3 \cos 3\omega t + \dots$$

A la serie así formada se la suele denominar SERIE DE FOURIER y a las componentes  $B_0$ ,  $B_1$ ,  $B_2$ , etc, COMPONENTES DE FOURIER. Dichos componentes dependerán de la transferencia del elemento analizado y en muchas ocasiones sólo aparecerán los armónicos pares o los armónicos impares solamente.

Por ejemplo, la forma de onda del ejemplo 1 de este capítulo tiende a parecerse a una señal "rampa de tensión" o señal diente de sierra (figura 9).

Si a la señal del ejemplo le suma-

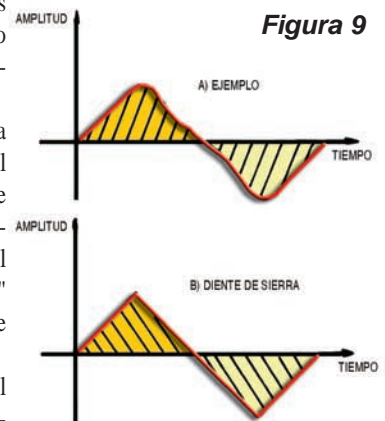
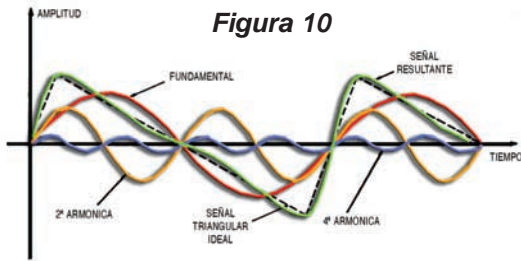


Figura 9



mos otro armónico par (en este caso, 4º armónica), se tiene la representación de la figura 10).

En este ejemplo no hemos tenido en cuenta las amplitudes reales que deben tener los armónicos para obtener una señal diente de sierra casi perfecta.

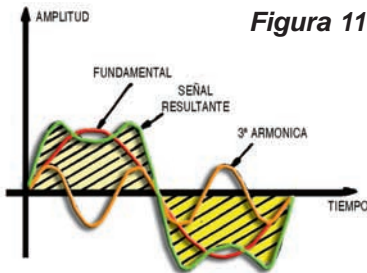
Para obtener la señal ideal hacen falta infinitos armónicos pero, en general, hasta el 6º u 8º armónico se llega a una buena aproximación.

Por lo dicho, la serie de Fourier, que representa a una onda triangular, tendrá la siguiente expresión matemática:

$$c(t) = B_0 + B_1 \cos\omega t + B_2 \cos 2\omega t + B_4 \cos 4\omega t + B_6 \cos 6\omega t + \dots$$

donde se demuestra que sólo posee armónicas pares.

El mismo análisis podría efectuarse para una onda cuadrada y los resultados dirían que sólo posee armónicas impares, como se observa en la figura 11.



La expresión matemática en series de Fourier que representa a una onda cuadrada será:

$$c(t) = B_0 + B_1 \cos\omega t + B_3 \cos 3\omega t + B_5 \cos 5\omega t + \dots$$

Como hemos dicho, los componentes de Fourier deben calcularse para cada caso, pero existen tablas que dan los valores de los componentes de Fourier para las señales fundamentales usadas en electrónica.

### Mezclador

En un receptor superheterodino el circuito mezclador cumple la función de transportar la información de la emisora sintonizada en antena a otra frecuencia denominada frecuencia intermedia. Para ello se produce el batido de la señal de la emisora elegida con la proveniente de un oscilador local. Dicho batido se produce en un elemento no lineal.

Sabemos que la transferencia básica de un elemento no lineal es la siguiente:

$$V_{sal} = A_1 V_{ent1} + A_2 V_{ent2}$$

donde A1 y A2 son constantes que para el análisis, a los fines de simplificar la explicación las consideraremos igual a 1. Supongamos que a la señal de antena la llamamos VA y a la señal del oscilador local VO, luego, la tensión de entrada será la suma de ambas señales

$$V_{ent} = V_A + V_O$$

Reemplazando en la fórmula anterior

$$V_{sal} = (V_A + V_O) + (V_A + V_O)^2$$

Recuerde que dijimos que A1 = A2 = 1

Aplicando propiedad distributiva:

$$V_{sal} = V_A + V_O + V_A^2 + 2 V_A V_O + V_O^2 \quad (I)$$

Se observa que en la tensión de salida aparecen las señales originales VA y VO y también otros componentes. Para analizar dichos componentes supongamos que:

$$V_A = A_a \sin \omega_a t \quad (\text{señal sintonizada en antena})$$

$$V_O = A_o \sin \omega_o t \quad (\text{señal generada por el oscilador local})$$

Luego:

$$V_A^2 = \frac{A_a^2}{2} + \frac{A_a^2}{2} (\cos 2\omega_a t) = \quad (II)$$

$$2 V_A V_O = 2 \times A_a \sin \omega_a t \times A_o \sin \omega_o t \quad (III)$$

$$V_O^2 = (A_o \sin \omega_o t)^2 = \frac{A_o^2}{2} + \frac{A_o^2}{2} \cos 2\omega_o t \quad (IV)$$

Analizando la fórmula (III) y recordando la fórmula que representa una señal de amplitud modulada sabemos que:

$$2 A_a \sin \omega_a t \times A_o \sin \omega_o t = A_a \times A_o (\sin(\omega_o + \omega_a)t + \sin(\omega_o - \omega_a)t) \quad (V)$$

Luego, reemplazando (II), (IV) y (V) en (I)

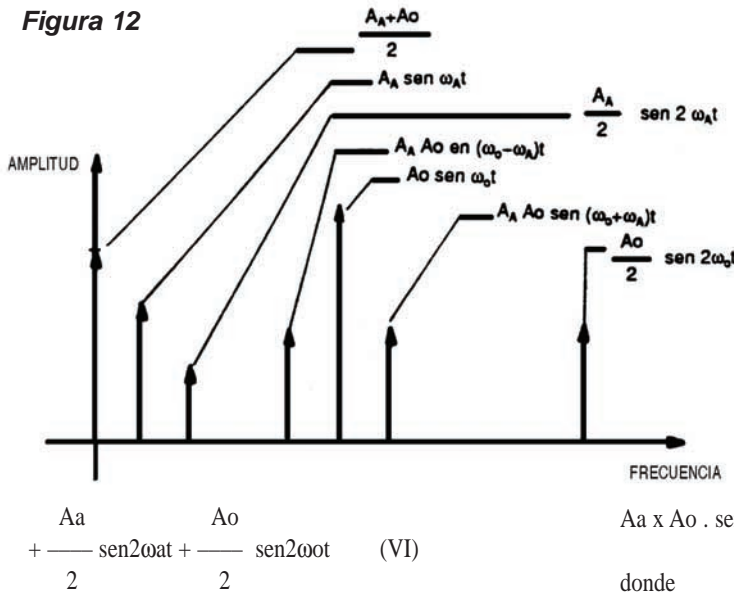
$$V_{sal} = V_A + V_O = \frac{A_a}{2} + \frac{A_a}{2} \cos 2\omega_a t + A_a A_o \sin(\omega_o + \omega_a)t + A_a A_o \sin(\omega_o - \omega_a)t + \frac{A_o}{2} + \frac{A_o}{2} \cos 2\omega_o t$$

Acomodando un poco dicha ecuación:

$$V_{sal} = \frac{A_a + A_o}{2} + A_a \sin \omega_a t + A_o \sin \omega_o t + A_a A_o \sin(\omega_o + \omega_a)t + A_a A_o \sin(\omega_o - \omega_a)t +$$



Figura 12



El análisis espectral de esta ecuación es el mostrado en la figura 12.

Observando la fórmula final que representa la señal de salida del mezclador y teniendo en cuenta que las señales entrantes tienen frecuencias de valores fA y fO; los componentes de la señal de salida tendrán las siguientes frecuencias:

fA; fO; 2fA; 2fO; (fO + fA) y (fO - fA)

Al realizar el análisis de Fourier demostramos que la transferencia de un transistor era más complicada de la que partimos para explicar este tema, lo que nos permite afirmar que a la salida de un mezclador habrá otros componentes de frecuencias superiores que no interesan para nuestro análisis.

¿Cómo transporta el mezclador la información de la señal sintonizada en antena a otra portadora de frecuencia fija no importando el valor de la frecuencia de la emisora?

Cada vez que varía la emisora sintonizada en antena, varía la frecuencia del oscilador local tal que siempre se cumpla que:

fO = fA + 465kHz

Es decir que si deseo sintonizar una emisora cuya portadora vale 630kHz, el oscilador local deberá generar una señal de:

fO = 630kHz + 465kHz = 1.095kHz

Luego, a la salida del mezclador se tendrán componentes de frecuencia

- f1 = 630kHz (fA)
- f2 = 1.095kHz (fO)
- f3 = 1.260kHz (2fA)

- f4 = 2.190kHz (2fO)
- f5 = 465kHz (fO - fA)
- f6 = 1.725kHz (fO + fA)

Note que la señal fO - fA es la única que posee una frecuencia de 465kHz y, por lo tanto, es la que será amplificada por el canal de frecuencia intermedia. ¿La señal (fO - fA) contiene a la información de la emisora sintonizada de frecuencia fA?

En la fórmula final que representa la transferencia de un elemento alineal básico (fórmula VI), el término de frecuencia fO - fA es:

Aa x Ao . sen (ωo - ωa)t

donde

Ao: es la amplitud de la señal generada por el oscilador local; es un valor constante que podemos considerar igual a la unidad.

Aa: es la amplitud de la señal sintonizada en antena y, por lo tanto, es la que representa a la información.

Si Ao es constante, el producto Ao x Aa será un valor variable al ritmo de la información y, por lo tanto, se puede afirmar que la señal de frecuencia (fO - fA) a la salida del mezclador contiene a la información. En resumen, se ha trasladado la información sobre una portadora de 465kHz.

**Ejemplo 2**

Supongamos querer sintonizar una emisora de 1.000kHz pero, a causa de la baja selectividad del circuito de antena, al mezclador ingresan señales de las siguientes frecuencias:

- fem1 = 900kHz
- fem2 = 950kHz
- fem3 = 1.000kHz
- fem4 = 1.050kHz
- fem5 = 1.100kHz

El oscilador local generará una frecuencia de 1.465kHz según lo visto anteriormente, pero a la salida de dicho mezclador estarán presentes señales de frecuencias distintas (sumas, restas, etc.). ¿Cuáles de estas señales son amplificadas por la etapa de FI?

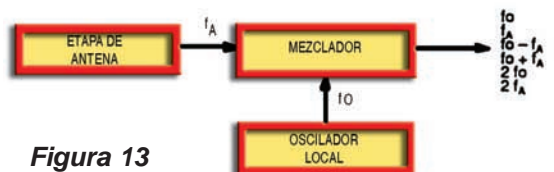
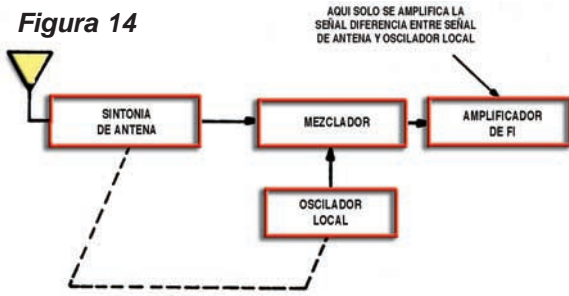


Figura 13

Figura 14



La señal del O.L. (oscilador local) se sumará y restará con cada una de las emisoras, luego se tendrá a la salida del mezclador:

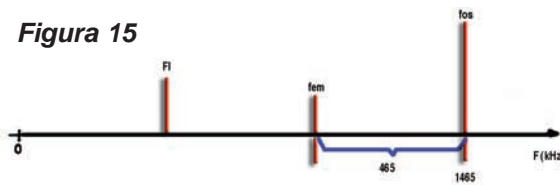
$$\begin{aligned} \text{fos} + \text{fem1} &= 1.465\text{kHz} + 900\text{kHz} = 2.365\text{kHz} \\ \text{fos} - \text{fem1} &= 1.465\text{kHz} - 900\text{kHz} = 565\text{kHz} \\ \text{fos} + \text{fem2} &= 1.465\text{kHz} + 950\text{kHz} = 2.415\text{kHz} \\ \text{fos} - \text{fem2} &= 1.465\text{kHz} - 950\text{kHz} = 515\text{kHz} \\ \text{fos} + \text{fem3} &= 1.465\text{kHz} + 1.000\text{kHz} = 2.465\text{kHz} \end{aligned}$$

$$\text{fos} - \text{fem3} = 1.465\text{kHz} - 1.000\text{kHz} = 465\text{kHz}$$

$$\begin{aligned} \text{fos} + \text{fem4} &= 1.465\text{kHz} + 1.050\text{kHz} = 2.515\text{kHz} \\ \text{fos} - \text{fem4} &= 1.465\text{kHz} - 1.050\text{kHz} = 415\text{kHz} \\ \text{fos} + \text{fem5} &= 1.465\text{kHz} + 1.100\text{kHz} = 2.565\text{kHz} \\ \text{fos} - \text{fem5} &= 1.465\text{kHz} - 1.100\text{kHz} = 365\text{kHz} \end{aligned}$$

Se observa, entonces, que solamente la emisora de 1.000kHz (fem3) es capaz de amplificarse en la etapa de FI dada su gran selectividad; es decir, se elimina el problema que tenía el receptor básico al poder aplicar el principio de heterodinaje y así amplificar las señales con una frecuencia fija de 465kHz (figura 15).

Figura 15



En resumen, para mezclar dos señales de diferentes frecuencias suele utilizarse un amplificador que opera en la zona alineal de las curvas características del elemento activo que lo compone. Al mezclador ingresa una señal de radiofrecuencia de tensión elevada (de 1V a 5V) proveniente de un oscilador local para desplazar el punto de operación del elemento activo a lo largo de toda la cuna característica y, así, asegurarnos de trabajar en alguna zona alineal que permita la modulación. Otra entrada del mezclador que se superpondrá a la del oscilador local es la señal débil de RF modulada en AM.

El mezclador acepta las señales del oscilador local y de la etapa de antena presentando a su salida la señal diferencia de frecuencia (entre otros componentes) que será amplificada por las etapas de F.I.

Antiguamente, los circuitos mezcladores, empleaban tubos de vacío dotados de varias rejillas, como ser pentodos, o tubos de varias funciones como dobles triodos, triodos pentodos, etc.

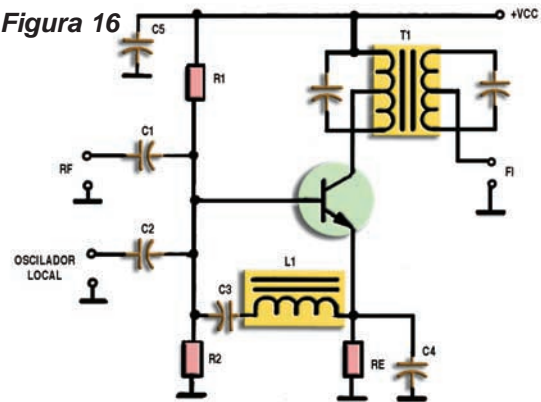
Los circuitos mezcladores son ruidosos y, además, poseen una ganancia sustancialmente menor que cualquier otro amplificador sintonizado.

El oscilador local, en general, puede ser del tipo Colpitts, Hartley o similar. En VHF y frecuencias más bajas suele usarse el Hartley y para la banda de UHF se prefiere el Colpitts. Cuando se desea un oscilador sin dificultades en su armado para funcionar en bajas frecuencias se prefieren los osciladores tipo Armstrong.

Algunos circuitos mezcladores inyectan al mismo terminal del elemento activo, la señal de antena y oscilador local.

Sea el siguiente caso donde las señales se inyectan en la base del semiconductor (figura 16).

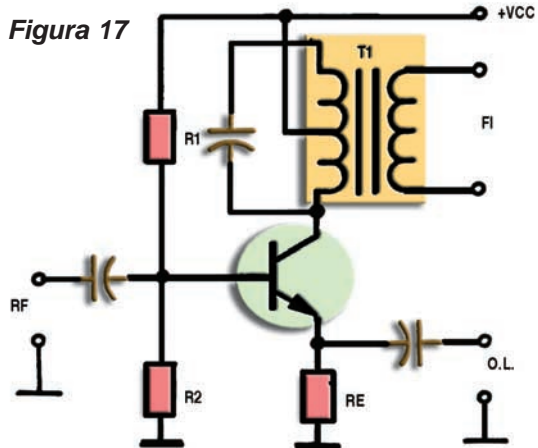
Figura 16



R1, R2 y RE polarizan al transistor para que actúe como amplificador, C4 desacopla al emisor; T1 es un transformador doble sintonizado (a la frecuencia intermedia). Las señales de antena (RF) y oscilador local (O.L.) se inyectan a la base del transistor a través de C1 y C2, respectivamente.

L1 y C3 forman un circuito resonante serie que elimina las señales cuya frecuencia coincide con la de sintonía de T1,

Figura 17



tal que por ejemplo, si T1 está sintonizado a 465kHz no deje pasar hacia el transistor una componente de igual frecuencia que pudiera estar presente en el circuito de antena (cortocircuitaría la juntura base-emisor para la frecuencia de resonancia). Otra posibilidad consiste en inyectar la señal de RF por base y la señal de O.L. por el emisor, como se ve en la figura 17. En forma similar se puede reinyectar la señal del oscilador local por medio de un transformador (figura 18).

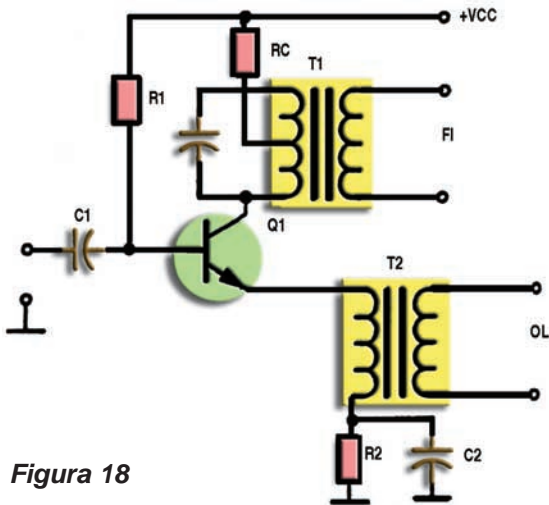


Figura 18

En este caso, C2 cortocircuitúa al resistor de polarización R2 para permitir que toda la señal de RF se desarrolle sobre el transistor.

Este sistema, ya sea acoplando el O.L. inductivamente o capacitivamente, permite variar la polarización del circuito mezclador por medio de un control automático de ganancia.

La señal de AGC actúa variando la ganancia de la señal en el mezclador (figura 19).

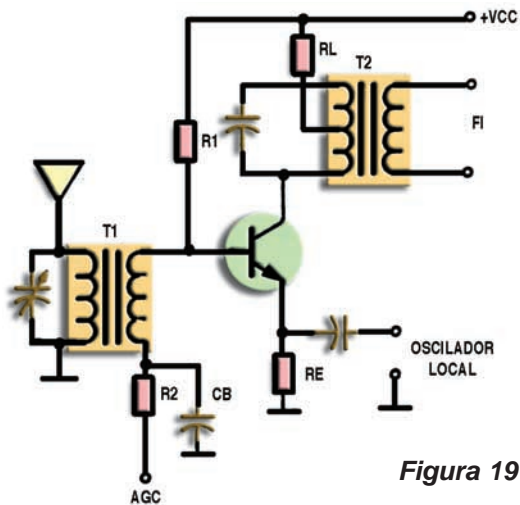


Figura 19

Veamos ahora el esquema circuital de un mezclador con oscilador local, comúnmente utilizado en transceptores comerciales en la figura 20).

Q1 es el transistor mezclador y Q2 el oscilador local. El

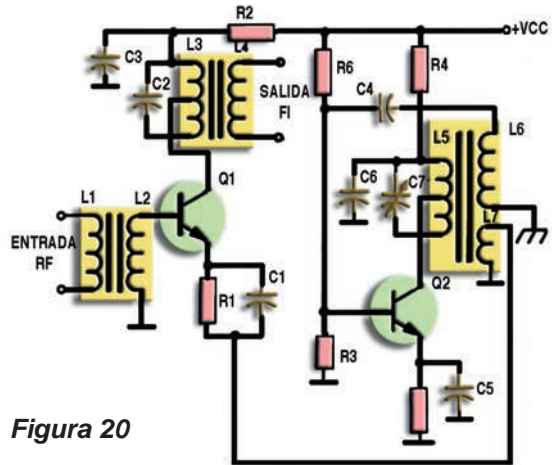


Figura 20

oscilador local es del tipo Armstrong sintonizado mediante el tanque formado por L5 y C7. La realimentación positiva se obtiene por medio de L6 - C4 y la polarización por medio del divisor resistivo R3 - R6. El desacoplamiento de la fuente se obtiene con el circuito compuesto por R4 y C6. La señal del oscilador local se extrae de L7 y se inyecta al emisor de Q1. R2 y C3 desacoplan el colector de Q1.

Por último, en la figura 21 se grafica el circuito de un mezclador comercial con MOSFET como elemento activo.

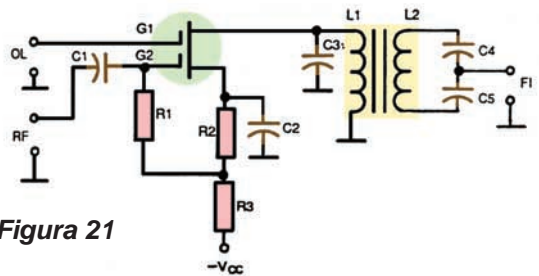


Figura 21

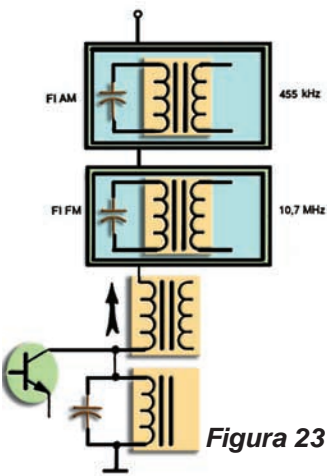
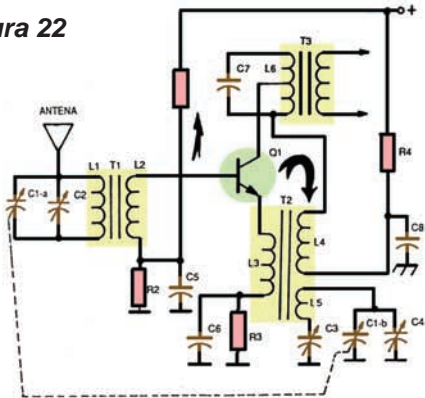
### Conversores

Cuando las funciones de oscilador local y mezclador las realiza un mismo componente activo, el circuito recibe el nombre de conversor. Este circuito posee una sola entrada para recibir la señal sintonizada en antena que se batirá junto con la portadora del oscilador local.

Hace mucho tiempo, en la tecnología de los tubos de vacío se diseñaba el circuito conversor utilizando al oscilador local como parte integrante del mezclador empleando válvulas pentodo o lámparas de 5 grillas.

Al conectar la alimentación al circuito de la figura 22, por colector del transistor comenzará a circular corriente que atravesará el bobinado L4 de T2. Como hubo una variación de corriente (desde cero hasta un máximo) se induce en L5 una tensión que alimentará al tanque L5 - C1B sintonizados a la frecuencia del oscilador local. La señal del oscilador local se vuelve a insertar al amplificador por medio de L3. Observe que el colector contiene dos circuitos; el tanque C7 - L6 está

Figura 22



sintonizado a la frecuencia diferencia entre el oscilador local y la señal sintonizada en antena, lo que da como resultado una amplificación de la señal de FI. Por otra parte el bobinado L4 se encuentra en el mismo núcleo que los bobinados L3 y L5.

Es muy común encontrar este circuito en receptores de AM y FM; en los primeros

la F.I. está sintonizada a 465kHz mientras que en FM la F.I. es de 10,7MHz. (En receptores de AM-FM se encuentran ambos tanques conectados en serie como muestra la figura 23).

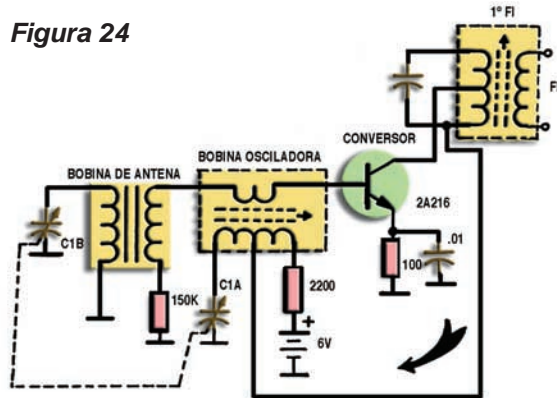
En este caso, a 465kHz el tanque de FM se comporta como un cable (impedancia cero) mientras que a 10,7MHz dicho tanque ofrece máxima impedancia y el tanque de AM es quien se comporta como un cable.

**Convertidores utilizados en receptores comerciales**

Comenzaremos analizando circuitos convertidores clásicos para las bandas comerciales de AM y FM como el de la figura 24.

La señal captada por la antena es sintonizada y enviada a la base del transistor a través del devanado secundario de baja impedancia de la bobina osciladora, el primario de este transformador (T1) junto con C1-a forman un circuito tanque que hace oscilar al transistor a la frecuencia debida. Note, entonces, que por el secundario de T1 fluye tanto la señal sintonizada en antena como la realimentación del oscilador local; estas dos señales ingresan al elemento activo donde se batan para presentar en la salida la señal diferencia de frecuencias que será amplificada por la etapa de F.I.

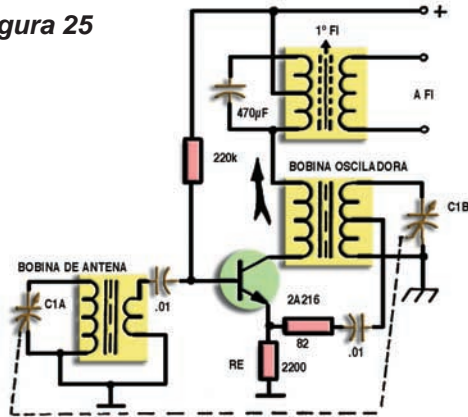
Figura 24



Note, en este caso, que el oscilador local es un circuito emisor común realimentado por intermedio de un transformador, o sea, funciona bajo el principio del oscilador Armstrong.

La mayoría de los receptores portátiles emplean un convertidor con la configuración base común como oscilador local (figura 25).

Figura 25



Este circuito es similar al anterior. La señal sintonizada en antena se aplica a la base del transistor oscilador-mezclador mediante un capacitor de 0,01µF. La señal del oscilador se consigue por medio de una realimentación desde colector hacia el emisor por medio del secundario de la bobina osciladora; dicha bobina junto con C1B resuenan a la frecuencia necesaria, variable por medio del "tandem" que forman C1-a (antena) y C1-b (oscilador local).

Note que, en este caso, se tiene un amplificador "base común" donde la polarización adecuada se consigue mediante R1. Si la oscilación es crítica conviene variar el valor de Re con el fin de aumentar o disminuir la ganancia del circuito según el caso.

El inconveniente de las etapas convertoras es que no se puede variar su ganancia pues dejaría de funcionar el oscilador (Recuerde que el oscilador es un amplificador realimentado con ganancia total del sistema igual a 1), por lo tanto, no se puede conectar en esta etapa un control automático de ganancia (CAG).

\*\*\*\*\*



# ETAPAS DE RADIOFRECUENCIA

Los amplificadores de radiofrecuencia son siempre los circuitos de alta ganancia del receptor siendo responsables de la ganancia y selectividad final del equipo; se los proyecta con selectividad fija y se los blindan para evitar interferencias.

La selección del valor de la frecuencia intermedia es un compromiso, ya que eligiendo frecuencias más altas o más bajas pueden tenerse ventajas, pero también desventajas.

Actualmente, para emisiones comerciales, los receptores de AM operan con una frecuencia de 465kHz (en la mayoría de los países del mundo es de 455kHz); para FM se ha elegido una FI de 10,7MHz y para televisión se opera con una FI de video de 45,75MHz. Algunos receptores de FM para comunicaciones poseen FI del orden de los 20MHz; en AM de altas frecuencias se utiliza 2MHz y para microondas normalmente se utiliza una FI de 30MHz.

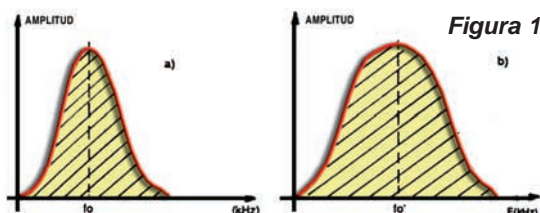
La selección de una FI demasiado alta obligará a utilizar circuitos resonantes no tan selectivos con una curva de respuesta demasiado ancha, razón por la cual no podrá rechazar adecuadamente los canales adyacentes al que se está sintonizando (fig. 1). Recuerde que la selectividad está dada por el factor de mérito del circuito, el cual disminuirá con la frecuencia a causa del aumento de las pérdidas del mismo.

Además, para una FI de alto valor será necesario un oscilador local que opere a frecuencias más altas con lo cual aumentará la dificultad de rastreo de señales ya que disminuirá la relación de capacidades necesarias para cubrir toda la banda.

**Ejemplo 1:** en ondas medias de AM se desea saber la relación de capacidades que debe tener un capacitor variable para el oscilador local del receptor si la FI vale: a) 465kHz; b) 2.000kHz.

Sabemos que la banda de ondas medias va desde 550kHz a 1.600kHz con lo cual el oscilador local variará para una FI de 465kHz desde:

$$\begin{array}{l} (550 + 465) \text{ kHz} \quad \text{a} \quad (1.600 + 465) \text{ kHz} \\ \text{o sea:} \\ f_{\text{mín}} = 1.015 \text{ kHz} \quad \text{a} \quad f_{\text{máx}} = 2.065 \text{ kHz} \end{array}$$



La relación entre frecuencia mínima y máxima será, entonces:

$$\frac{f_{\text{máx}}}{f_{\text{mín}}} = \frac{2.065 \text{ kHz}}{1.015 \text{ kHz}} \cong 2$$

Se sabe que:

$$\frac{f_{\text{máx}}}{f_{\text{mín}}} = \sqrt{\frac{C2}{C1}}$$

donde:

$f_{\text{máx}}$  = frecuencia máxima que debe generar el oscilador local

$f_{\text{mín}}$  = frecuencia mínima que debe generar el oscilador local

$C2$  = capacidad del variable que permite obtener la máxima frecuencia del oscilador local

$C1$  = capacidad del variable que permite obtener la mínima frecuencia del oscilador local

Despejando:

$$\frac{C2}{C1} = \left( \frac{f_{\text{máx}}}{f_{\text{mín}}} \right)^2 =$$

En nuestro caso:

$$\frac{C2}{C1} = (2)^2 = 4$$

Con lo cual si la mínima capacidad del variable fuera de 20pF, la máxima capacidad debería ser 80pF (20 x 4).

Para el segundo caso del ejemplo y aplicando igual razonamiento se tendrá:

$$\frac{C2}{C1} = \left( \frac{f_{\text{máx}^*}}{f_{\text{mín}^*}} \right)^2$$

donde ahora:

$$\begin{array}{l} f_{\text{máx}^*} = 1.600 + 2.000 \text{ kHz} = 3.600 \text{ kHz} \\ f_{\text{mín}^*} = 550 + 2.000 \text{ kHz} = 2.550 \text{ kHz} \end{array}$$

Luego:

$$\frac{C2}{C1} = \left( \frac{3.600}{2.550} \right)^2 \cong 2$$

En este caso si la capacidad mínima vale 20pF la máxima será de 40pF (20 x 2).

Note, entonces, que ahora debo poder sintonizar la misma cantidad de emisoras con la unidad de variación de capacidad con lo cual se demuestra que a medida que aumenta el valor de FI se complica el rastreo.

Por lo contrario, una FI demasiado baja empeorará el rechazo de la frecuencia imagen.

El número de FI necesarios depende del servicio que debe dar el receptor y, por lo tanto, de su diseño. Los receptores comerciales de AM de bajo costo emplean una única etapa amplificadora de frecuencia intermedia con dos transformadores sintonizados; los receptores de FM emplean de 2 a 4 etapas; para televisión se usan tres o cuatro etapas y los receptores de comunicaciones utilizan 2 ó 3 etapas.

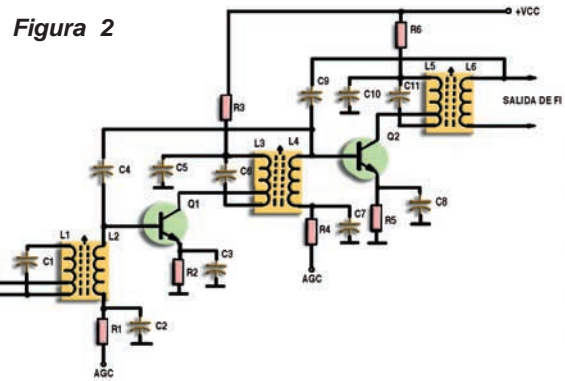
En receptores, la principal diferencia entre las etapas amplificadoras de RF y FI es que la primera es de sintonía variable y la etapa de FI se encuentra sintonizada a una sola frecuencia.

Para lograr la sintonía fija suelen emplearse tanques LC sintonizados, combinaciones con transformadores y acoplamientos inductivos, filtros cerámicos o filtros a cristal.

En general, estos circuitos exigen diseños cuidadosos, ya que son etapas de elevada ganancia y cualquier error en el cálculo de los componentes podría hacer autooscilar al amplificador. Es por esta razón que debe tenerse cuidado en la reparación de las etapas de FI especialmente cuando se deben reemplazar componentes.

Se ha dicho que si se elige una FI de bajo valor, se tendrán más dificultades en el rechazo de la frecuencia imagen, además, la banda de respuesta de los circuitos sintonizados se vuelve demasiado estrecha, con lo cual se corre el riesgo de perder información (si se aumenta el ancho de banda de respuesta disminuirá la ganancia). Una solución de compromiso para la elección de la frecuencia intermedia en receptores de AM consiste en tomar un valor un poco menor que la frecuencia más baja de la banda que maneja el receptor. Por ejemplo, en receptores de AM de ondas medias, la frecuencia más baja de la banda es 550kHz y se adopta como FI un valor de 465kHz.

Pueden construirse amplificadores de frecuencia intermedia con transistores bipolares, transistores de efecto de campo o circuitos integrados. En general, en la medida que se comenzó a utilizar el transistor en etapas de FI se requirió mayor cantidad de etapas amplificadoras, ya que el tubo de vacío operaba por tensión y permitía el uso de tanques de altísima impedancia sin perjudicar su funcionamiento. Veamos, entonces, una etapa de frecuencia intermedia compuesta por dos secciones amplificadoras, como la de la figura 2.

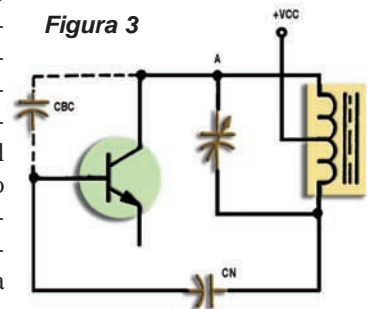


Note que en este circuito las dos secciones poseen control automático de ganancia. La entrada del AGC está desacoplada por medio de los filtros R1-C2 y R4-C7. La polarización de base de los dos transistores, en este caso, se hace a través de la señal de AGC. R2 y R5 son resistores de estabilización de emisor de los transistores que son desacoplados para la señal de RF a través de C3 y C7, respectivamente. La señal de neutralización sale del secundario del tanque de cada sección y regresa a la base de los transistores a través de C4 y C9.

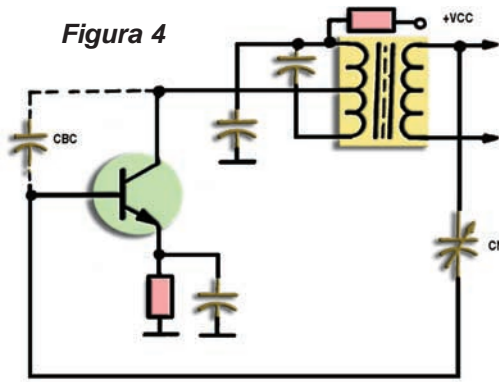
**Neutralización**

En general, los amplificadores de RF tienen una tendencia a oscilar, esta oscilación es debida a las capacidades interelectrónicas entre colector y base del transistor, que provocan una realimentación positiva, lo cual ya aparecía con los tubos de vacío. La tendencia a oscilar aumenta con la frecuencia.

Para que esta oscilación no se produzca se debe neutralizar el circuito. Este proceso consiste en tomar algo de la señal de salida e inyectarla de regreso a la entrada con fase opuesta para cancelar la realimentación positiva debido a las capacidades distribuidas del elemento activo que causa la oscilación. Lo expuesto se grafica en la figura 3.



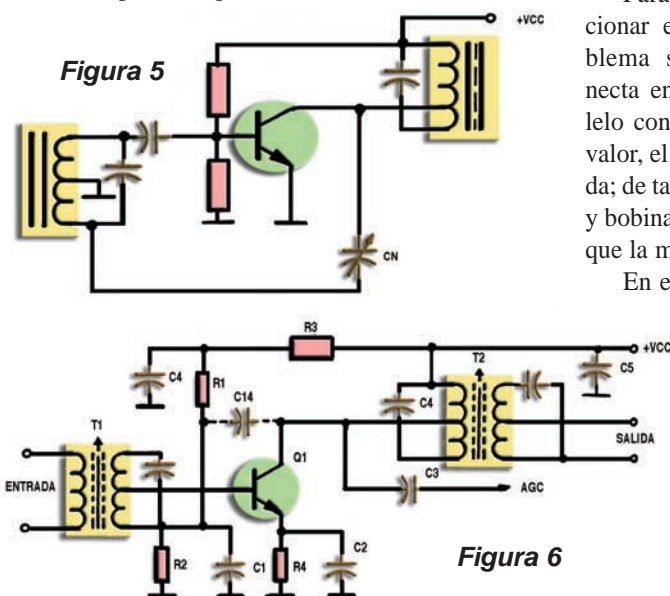
En el circuito, de la figura 3, se alimenta el colector del transistor a través de una derivación del bobinado. Para la señal de RF, Vcc es una tierra virtual, con lo cual la señal de RF en A tendrá una diferencia de fase de 180° respecto de B. Naturalmente, la señal en A se reinyecta a la base del transistor a través del capacitor Cbc (capacidad entre base y colector del transistor)



provocando la oscilación del circuito. Con el agregado del capacitor CN se neutraliza este efecto ya que reinyectará a la base una señal de fase opuesta a la que ingresa a través de Cbc. En muchas oportunidades, CN se hace variable para ajustar la cantidad de señal realimentada. Si la señal de realimentación positiva es muy pequeña, no provocará oscilación y, por lo tanto, no hará falta colocar el capacitor de neutralización. Si la señal de cancelación que se inyecta a través de CN es muy alta, cancelará la realimentación positiva pero además reducirá la ganancia de la etapa.

En el caso de la figura 4, se tiene una neutralización acoplada por transformador realizando la cancelación aplicando la teoría del transformador. El devanado secundario proporciona una señal que está 180° desfasada con la señal de colector del transistor, por lo tanto, la tensión del secundario es realimentada como una señal de oposición o de neutralización. La neutralización por base (figura 5) logra su objetivo colocando una derivación a masa del circuito tanque de entrada; lo que permite que el extremo superior del tanque esté fuera de fase respecto del extremo inferior.

No siempre se requiere la neutralización, todo de-



pende de la frecuencia real de RF que manejen, del diseño del circuito, de la disposición mecánica, de los métodos de blindaje empleados, de los niveles de impedancia, etc.

### Amplificador de FI con red de desacople

En la figura 6 vemos el circuito de una etapa amplificadora de FI con un transistor de FM y transformadores de entrada y salida dobles sintonizados.

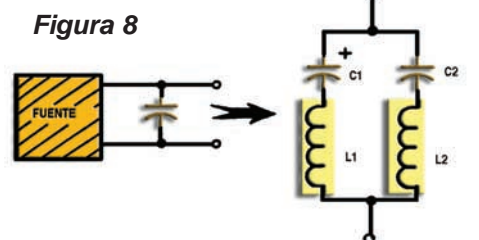
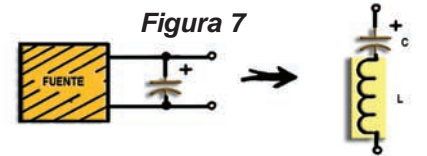
R1 y R2 forman un divisor resistivo que polariza la base, mientras que R4 estabiliza al circuito y está desacoplado para la señal de RF a través de C2. La señal de RF posee como principales componentes a los transformadores T1 y T2 doble sintonizados con derivaciones en los inductores para producir las adaptaciones de impedancias necesarias. El capacitor C1 representa un cortocircuito para la señal de RF con el objeto de que toda la señal se desarrolle en el transistor.

C5 con R3 y C4 forman una red de desacople para permitir el buen funcionamiento de la etapa para las señales de RF. Al respecto, recuerde que la fuente de alimentación de cualquier equipo presenta una alta capacidad entre bornes generalmente debido al electrolítico encargado de disminuir el riple de la fuente.

Hemos dicho en numerosas oportunidades que la fuente de alimentación debe ser un cortocircuito para la señal de RF con lo cual el extremo del transformador sintonizado representaría una tierra virtual. En general, ésta no es así debido a la gran inductancia distribuida que se encuentra asociada a la capacidad de la fuente y que presenta una alta impedancia a la frecuencia de FI (figura 7).

Para solucionar el problema se conecta en paralelo con la fuente un capacitor cerámico de pequeño valor, el cual tendrá una pequeña inductancia distribuida; de tal manera que capacidades en paralelo se suman y bobinas en paralelo presentan una inductancia menor que la más pequeña de ellas (figura 8).

En el circuito que estamos analizando, C5 cumple esta función, el capacitor C4 permite desacop-

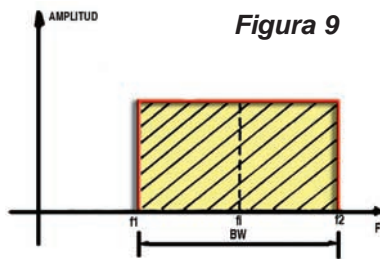


plar la alimentación de la base y R3 determina el valor de la tensión de la base junto con el divisor resistivo.

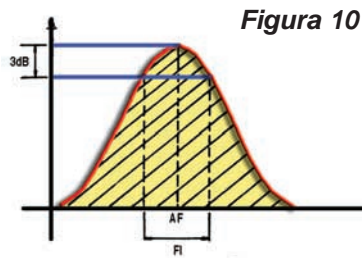
CN es el capacitor de neutralización que contrarresta los efectos de las capacidades internas del transistor.

En algunos casos, se toma señal del amplificador de frecuencia intermedia para excitar el control automático de ganancia; en este circuito, la señal se extrae por medio de C3.

En general, las etapas de FI se comportan como filtros pasabanda activos que poseen un determinado ancho de banda alrededor de la frecuencia central elegida como FI. Un filtro ideal debería amplificar las señales de frecuencias requeridas y no el resto, presentando la respuesta que sugiere la figura 9.



En este gráfico se ve que toda frecuencia inferior a  $f_1$  o mayor que  $f_2$  no desarrolla tensión sobre el filtro (en este caso, amplificador sintonizado), mientras que todas las señales cuyas frecuencias se encuentran dentro del ancho de banda (BW) de respuesta del circuito serán amplificadas con el mismo valor. En realidad, la respuesta de un filtro usado en FI dista mucho de ser ideal presentando distintas tensiones para distintas frecuencias. Se observa, en la figura 10, que los flancos de respuesta del filtro no son perpendiculares al eje de abscisas y la respuesta no es plana. En este caso, se define ancho de banda como el intervalo de frecuencias (AF) situado entre los puntos donde la amplitud sufre una atenuación de 3dB respecto de su valor máximo.



En este caso, se define ancho de banda como el intervalo de frecuencias (AF) situado entre los puntos donde la amplitud sufre una atenuación de 3dB respecto de su valor máximo.

En circuitos de FM suelen utilizarse transformadores dobles sintonizados con acoplamiento capacitivo.

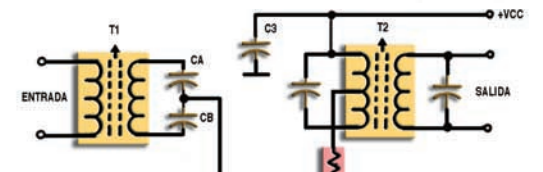
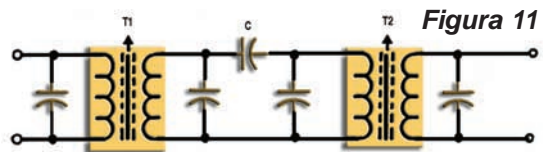
Vea en el circuito de la figura 11 que se tienen dos transformadores T1 y T2 con sus primarios y secundarios sintonizados a la frecuencia de FI. Ambos transformadores están acoplados con un capacitor de pequeño valor. Cuando se sintonizan las secciones de los transformadores a frecuencias sensiblemente diferentes se consiguen anchos de banda del orden de los 200kHz con una sustancial mejora en la perpendicularidad de sus flancos.

En receptores de alta calidad se utilizan filtros a cristal para mejorar aún más las características de la etapa.

Las etapas de frecuencia intermedia emplean cada vez más transistores de efecto de campo y, en especial, los MOSFET (transistor de efecto de campo de metal óxido semiconductor) de doble compuerta que permite separar el circuito de polarización del circuito de RF.

En el circuito de la figura 12 la señal de RF ingresa por G2 a través del divisor capacitivo que forman CA y CB, cuya función es la de adaptar impedancias con el secundario del transformador sintonizado.

Por G1 ingresa la tensión del control automático de ganancia que controla la amplificación de la etapa para producir alta ganancia para señales débiles y baja ganancia para señales más fuertes. \*\*\*\*\*



|  |  |
|--|--|
| <b>APRENDA A UTILIZAR PICS</b>   |  |
| <b>1 LIBRO + 1 VIDEO (vcd) + 1 CD + 1 KIT COMPLETO</b>   |  |
| <ul style="list-style-type: none"> <li>▣ Un libro exclusivo curso de microcontroladores pics 1º nivel</li> <li>▣ CD pics para estudiantes y aficionados</li> <li>▣ Kit cargador completo con todos los elementos necesarios para que suelde los componentes y tenga un quemador listo para usar</li> </ul> |  |
| En MEXICO solicítelo a...  | En ARGENTINA solicítelo a...   |
| Saber Internacional, S.A. de C.V.<br>Te: (0155)58 39 72 77 ó 58 39 52 77<br>ventas@saberinternacional.com.mx   | Editorial Quark<br>Herrera 761 (1295) / Te: 011-4301-8804<br>ateclien@webelectronica.com.ar      |
|  | <p><b>\$30.-</b><br/>ARGENTINA<br/><b>\$180.-</b><br/>MEXICO.<br/>US\$ 25.-<br/>Otros países</p> |



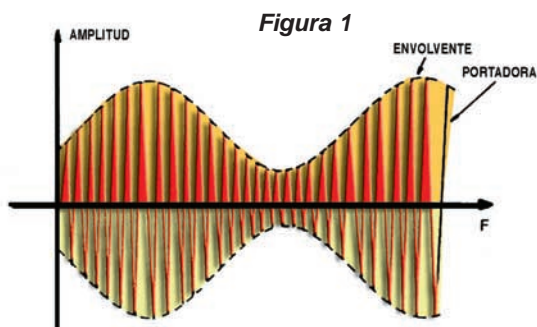
# CIRCUITOS DE DETECCIÓN

Una vez que la señal de radiofrecuencia sintonizada en antena pasó por etapas de elevada selectividad y sensibilidad se debe recuperar la información contenida en dicha señal radioeléctrica. Es bien sabido que en los sistemas de AM, DBL y BLU la información está contenida en las bandas laterales mientras que en los sistemas de FM y PM (modulación en Fase) la información viene en los cambios instantáneos de la fase de la señal.

Cada sistema de modulación debe tratarse como un problema en particular empleando los demoduladores que presenten las características más convenientes para cada caso.

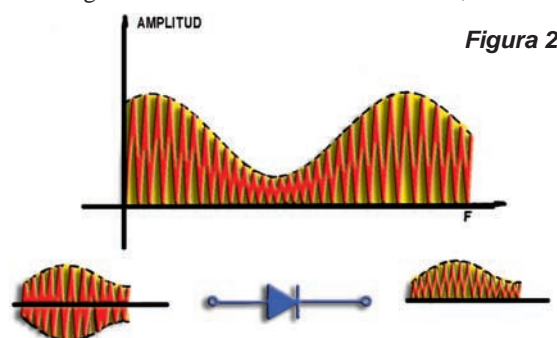
## Detector de AM

En un sistema de AM, la frecuencia modulante (información) hace variar la amplitud de la portadora; se dice, entonces, que la información es la envolvente de la señal de radiofrecuencia, la cual se debe recuperar para conducirla a la etapa de audio (figura 1).



Note que la información se encuentra por duplicado, por lo cual, la primera medida a adoptar consiste en eliminar los semiciclos positivos o negativos de la señal de RF, empleando para ello, generalmente, un diodo (figura 2).

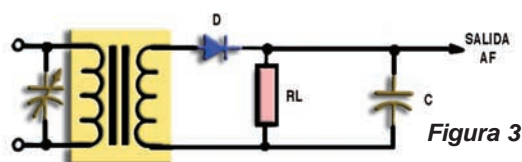
Un análisis sencillo permite considerar a la señal de la figura 2 como la suma de tres señales; una com-



ponente continua, una señal de alta frecuencia (portadora) y una señal de baja frecuencia (información).

En general, un diodo se emplea como detector según se ha expresado, el cual posee algunas desventajas como baja sensibilidad y poca selectividad. Estas deficiencias se compensan en etapas posteriores o anteriores del receptor. La principal ventaja del diodo es su fidelidad aunque también es de bajo costo y proporciona una elevada tensión para la etapa de AGC.

Veamos, entonces, un circuito simple detector de AM en la figura 3.



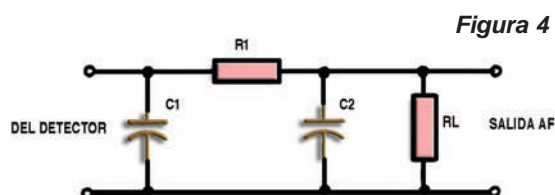
En este circuito, RL es la carga donde se desarrollará la señal de AF, correspondiente a la información. La reactancia de C a la frecuencia de RF (en este caso, FI) no debe exceder el valor  $0,1 \times RL$  para que casi toda la señal de RF se derive a masa a través del capacitor. La resistencia del diodo en directa es de bajo valor respecto de RL. Como este detector es parte del receptor hay que considerar que se conecta a una etapa que tendrá una impedancia que quedará en paralelo con RL, razón por la cual las consideraciones deben realizarse con el paralelo entre RL y Zi de la próxima etapa.

En resumen, el diodo recorta los picos positivos y/o negativo de la señal de FI y el capacitor envía a masa la señal de RF.

En receptores profesionales suele emplearse un filtro más elaborado, generalmente  $\pi$ , como el graficado en la figura 4.

R1 con C1 y C2 constituyen un filtro pasabajos que impedirá el paso de la señal de RF a la etapa siguiente. El inconveniente es que parte de la señal de AF se desarrollará sobre R1 limitando la información sobre RL. El problema se reduce, entonces, a elegir la proporción de valores R1 - RL adecuados para el mejor funcionamiento del filtro.

En este caso, la señal que debe proporcionar el amplificador de FI al diodo detector debe ser bastante superior a su tensión de umbral.



Demodulador DBL y BLU

Cuando se desea demodular una señal DBL o BLU se debe tener en cuenta que ahora la envolvente de una onda modulada en el sistema de "Doble Banda Lateral" o "Banda Lateral Unica" no tiene la forma de la información.

No se puede emplear, por lo tanto, un simple detector de envuelta. Se deben utilizar circuitos que produzcan el batido de las señales del sistema (BLU o DBL) con una señal muestra de la portadora que le dio origen. A los detectores que cumplen esta función se los denomina "demoduladores de producto".

La función es similar a la que cumple el mezclador en el receptor superheterodino para efectuar la conversión de frecuencias en la obtención de la señal de FI.

Para entender mejor esto, supongamos que se hace el producto entre señal de BLU y la portadora:

$$X = \text{sen}(\omega_p + \omega_s)t \times \text{sen} \omega_p t$$

donde:

X = señal producto entre BLU y portadora

$\omega_p$  = pulsación angular de la portadora

$\omega_s$  = pulsación angular de la información

$\text{sen}(\omega_p + \omega_s)t$  = señal de BLU

$\text{sen} \omega_p t$  = señal de la portadora

Según se ha visto en casos anteriores, el resultado será:

$$X = \frac{1}{2} (\cos(\omega_p + \omega_s + \omega_p)t + \cos(\omega_p + \omega_s - \omega_p)t)$$

$$X = \frac{1}{2} \cos(2\omega_p + \omega_s)t + \frac{1}{2} \cos \omega_s t$$

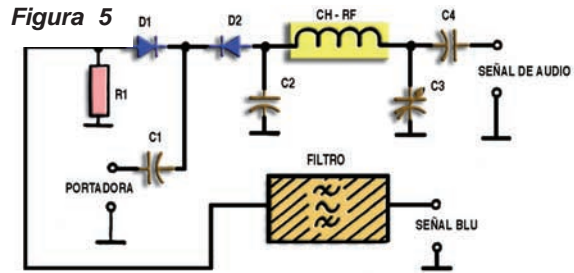
Se observa que una de las componentes a la salida del detector de producto será la información original que ha modulado a la portadora.

El razonamiento empleado, es aplicable a una señal de DBL ya que la misma posee las dos bandas laterales y, por lo tanto, al "multiplicarse con la portadora" generarán la información que luego se podrá recuperar a partir de un filtro pasabajos.

Supongamos querer demodular una señal con el circuito de la figura 5.

El filtro permite que sólo pase al detector de producto la señal de BLU necesaria. R1 logra la adaptación de impedancias entre filtro y detector.

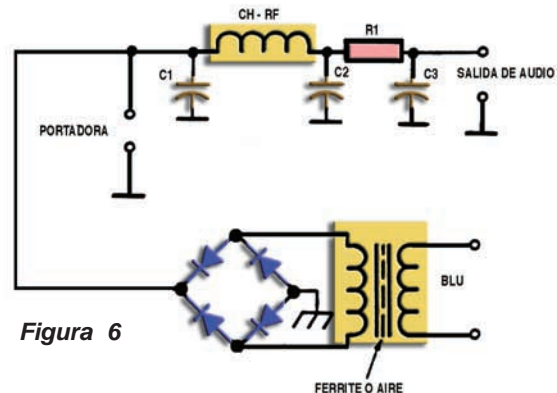
Los diodos D1 y D2 se encuentran en oposición, tal que la señal de BLU no pase a la etapa siguiente en ausencia de la portadora. La portadora tiene un nivel de tensión muy superior que la señal de BLU tal que



para los semiciclos negativos de dicha portadora ambos diodos conducen y permitirán el paso de la señal de BLU para que junto con la portadora se batan debido a la alinealidad de los diodos, razón por la cual a la salida se obtienen señales suma y diferencia de frecuencia. La información será la diferencia de frecuencias (de baja frecuencia) y se recupera luego del filtro pasabajos formado por C2, C3 y el choque de radiofrecuencia.

Este circuito requiere de un filtro de alto rechazo de la señal portadora para que sólo se amplifique en la etapa de audio la componente de baja frecuencia.

Para lograr un mayor rechazo a la señal de RF suele emplearse un modulador balanceado como detector de producto, como el de la figura 6.



Se sabe que a la salida del sistema se obtienen señales de frecuencias suma y diferencia de las de entrada (que en el caso de DBL representaban las bandas laterales y la eliminación de la portadora). En este caso, una de las señales, la de baja frecuencia, representa a la modulante, la cual es rescatada por un filtro  $\pi$  de 2 celdas.

Si bien la supresión de portadora en este caso es mayor, se produce una atenuación de la señal denominada "Pérdida de inserción".

Las pérdidas de inserción de los detectores de producto construidos por elementos pasivos varían entre 4dB y 12dB. Esta pérdida debe ser compensada con mayor amplificación de las etapas anteriores o posteriores al demodulador.

Para evitar el problema que acarrear las pérdidas de inserción se utilizan "detectores de producto" cons-

truidos con elementos activos empleados como elementos amplificadores. Veamos, entonces, en la figura 7 un ejemplo de demodulador activo que puede emplearse en un detector de AM ó DBL de calidad.

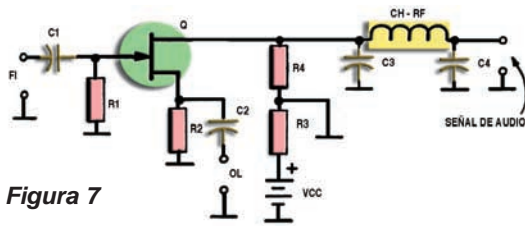


Figura 7

El elemento activo es un transistor de efecto de campo de juntura que recibe la señal de FI desde la compuerta y la señal del oscilador local a través del drenaje.

Se trata de un mezclador en cuya salida se encuentran distintos componentes de frecuencias sumas y restas de las aplicadas; luego como el valor de FI está dado por la diferencia entre OL y RF; la suma en la salida del JFET con la señal del oscilador local dará la información que luego podrá recuperarse por medio del filtro pasabajo formado por C3, C4 y el choque de RF.

Los demoduladores de producto de AM toman señal de OL del mismo circuito que se emplea para generar la señal de FI; en cambio, en sistemas de BLU, la señal de OL se genera en un oscilador a cristal de alta estabilidad (se emplean cristales de cuarzo).

Muchos circuitos poseen un capacitor variable en paralelo con el cristal del oscilador que permite pequeñas variaciones de frecuencia (figura 8), la cual se ajusta hasta obtener la inteligibilidad necesaria en la recepción.

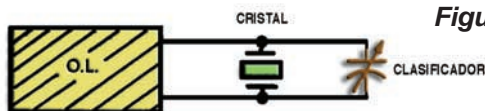


Figura 8

A este control se lo denomina "clarificador".

En algunos transmisores de buena calidad, junto con la señal de BLU se envía una pequeña muestra de la portadora que permitirá su regeneración en el receptor para poder mandarla al demodulador. Este método es mucho más práctico y seguro, ya que una desviación del orden de los 50Hz, en el producto de las frecuencias del demodulador, produce una deformación en la señal de audio que la torna inteligible.

### Demoduladores de FM

La detección de una señal de frecuencia modulada es diferente que en el caso de AM ya que ahora la amplitud de la información ha provocado en el transmi-

dor, una variación de frecuencia de la portadora.

El receptor de FM se parece mucho al de AM en varios aspectos. En la banda comercial ocupa el espectro entre 88MHz y 108 MHz; es decir, opera con frecuencias superiores a los receptores de AM, lo que obliga a una construcción más crítica con cables cortos y componentes en su mayoría pequeños.

Los bloques que difieren en el receptor de FM son el limitador, el demodulador (también conocido como detector de FM o discriminador) y el circuito de deénfasis (figura 9).

El limitador recorta los picos de la señal de FM

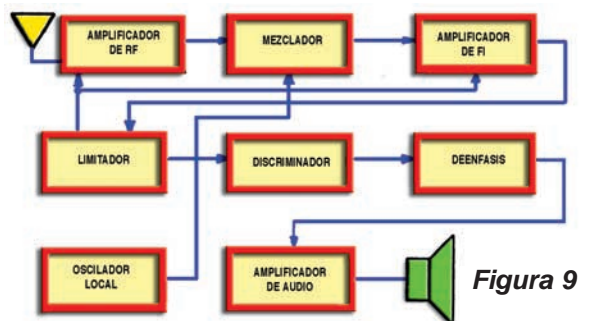


Figura 9

amplificada con el fin de presentar al discriminador una señal de amplitud constante. El discriminador convierte la señal de FM en una señal de audio y la función del bloque de deénfasis es compensar el preénfasis introducido en el transmisor de FM.

Los receptores de FM hacen uso de distintos demoduladores para poder obtener la información de la señal de FI recortada por la etapa limitadora.

Veamos algunos de ellos:

a) **Detector a transformador sintonizado:** una señal de FM es una onda de frecuencia variable, y por lo tanto, puede utilizarse este principio para convertir una señal de FM en una señal de AM. Para ello puede utilizarse un circuito resonante paralelo de elevado Q sintonizado a una frecuencia levemente distinta de 10,7MHz; luego dicho circuito responderá con distintas tensiones para las distintas frecuencias de la señal de FM, conforme a la pendiente de respuesta del circuito sintonizado (figura 10).

La señal proveniente del canal de FI con amplitud constante se aplica al circuito resonante paralelo, y és-

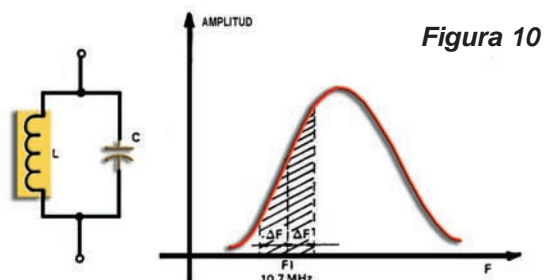
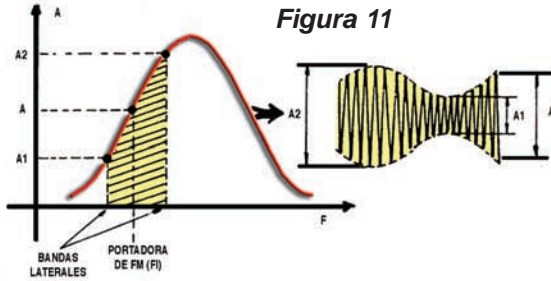


Figura 10

te responderá de distinta forma (ofrecerá distintas impedancias), conforme a la frecuencia de la señal entrante.

En la figura 11 se ve cómo puede convertirse una señal de FM en otra de AM, aprovechando las características de un circuito resonante.



Para frecuencias inferiores a la de portadora se tendrán amplitudes menores, y para frecuencias por encima de 10,7MHz la amplitud aumentará.

En otras palabras, este método se basa en la falta de alineación de un circuito tanque común.

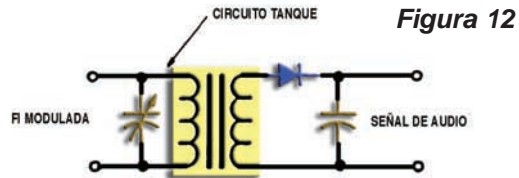
Este tipo de detector es de baja calidad ya que la pendiente de la curva del circuito tanque no es lineal y está sujeta a distorsión por ruido en AM.

El circuito de la figura 12, también conocido como detector de pendiente, se utiliza en receptores de baja calidad con banda estrecha, por razones económicas.

**b) Discriminador FOSTER-SEELY:** es el detector de FM de mejor fidelidad y el que presenta la señal más grande de salida.

Se trata de un circuito compuesto de dos etapas; en una primera transformación se convierten las variaciones de frecuencia en variaciones de fase y luego las variaciones de fase se convierten en variaciones de amplitud.

La figura 13 muestra un circuito con un trans-



formador doble sintonizado (primario y secundario) con acoplamiento débil. Se sintonizan a la frecuencia de FI (10,7MHz) lo que facilita el calibrado. Posee la desventaja de necesitar un circuito limitador y además no genera una tensión de AGC para el amplificador de RF y las etapas de FI.

El discriminador FOSTER- SEELY convierte variaciones de frecuencia en variaciones de fase en L1, L2, C1, C2, y C3; luego, variaciones de fase en variaciones de amplitud en el resto de los componentes, necesiándose un análisis con números complejos para poder demostrar su funcionamiento, lo cual no daremos en esta obra por fines didácticos.

Los expuestos son dos de los muchos circuitos que se emplean normalmente para detectar la información de una señal de FM. Entre otros circuitos, también podemos mencionar a los siguientes: detector de pendiente balanceado, detector de relación, discriminador en cuadratura, etc.

\*\*\*\*\*

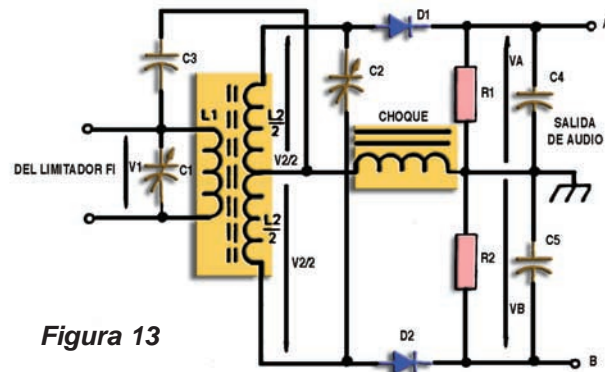


Figura 13

## REPARE UD. SU VIDEOCASSETERA!

**ENCICLOPEDIA DE VIDEOGRABADORAS (1,2,3 y 4)**

TOMO 1: La grabación de discos, Grabación Magnética, Codificación y decodificación, Grabación el alta densidad, Apéndice, Crosstalk.

TOMO 2: El patrón de grabación, Algunas fallas en videograbadoras, análisis de fallas.

TOMO 3: Fuentes de alimentación, Mecanismos, Reparaciones mecánicas, Periféricos de las cabezas de video.

TOMO 4: Periféricos de las cabezas de video, Las etapas de luma y croma, La grabación de croma, La reproducción de croma.

**CD FUNCIONAMIENTO, REPARACION Y GUIA DE FALLAS EN VIDEOGRABADORAS**

Todo lo necesario para capacitarse en el funcionamiento, mantenimiento y reparación de videograbadoras. Contiene libros digitales, guía de fallas, diagramas gigantes... Y MUCHO MAS!!

VALOR \$25

10% DE DESCUENTO SI MENCIONA ESTE AVISO

Cómpralo llamando al Tel.: 011-4301-8804 / Mail: atedien@webelectronica.com.ar  
Lo enviamos a su domicilio - Gastos de envío a cargo del comprador



# CARACTERÍSTICAS DE PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS

El atractivo de las comunicaciones en altas frecuencias proviene del hecho de que los resultados no siempre son tan predecibles pues las condiciones de transmisión para las mismas frecuencias varían con el año y hasta con la hora del día, siguiendo ciclos determinados. Estos ciclos no son firmes observándose efectos poco comunes.

Con el fin de que el lector interprete estas condiciones no comunes es que se estudia la propagación de las ondas.

## Características de las ondas de radio

Las ondas electromagnéticas, como otras radiaciones, viajan en el espacio libre a la velocidad de 300.000 km/seg y pueden reflejarse, refractarse y difractarse.

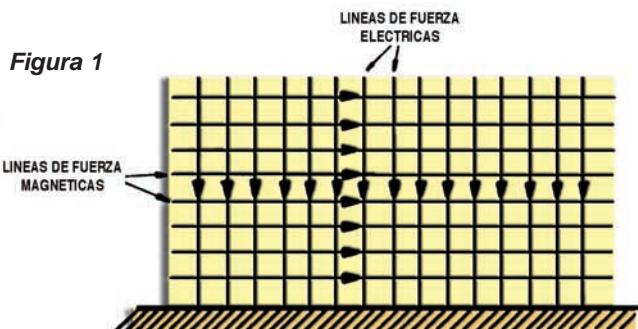
Se componen de campos variables de fuerzas eléctricas y magnéticas, perpendiculares entre sí y perpendiculares a la dirección de propagación, como podemos ver en la figura 1.

Esta es una sencilla representación de una onda; las líneas eléctricas van perpendiculares a tierra y las magnéticas, horizontales. Pueden, sin embargo, tener cualquier posición respecto de tierra mientras se mantengan perpendiculares entre sí.

El plano que contiene a las líneas de ambos campos se llama frente de onda.

Para el espacio libre como medio de propagación dijimos que la velocidad era de 300.000 km/seg, pero si consideramos otro medio veremos una marcada influencia sobre la velocidad; por ejemplo, en otro medio distinto del espacio libre, la velocidad es casi la misma que la del aire, siendo menor en los dieléctricos, para los cuales se cumple que es inversamente proporcional a la constante dieléctrica del material en cuestión.

En presencia de un buen conductor, la onda no puede penetrar porque las líneas de fuerzas eléctricas se cortocircuitan.



## Polarización

Es la dirección de las líneas de fuerza de campo eléctrico de la onda.

Si las líneas de fuerza son perpendiculares a la Tierra se dice que la onda tiene polarización vertical y si son paralelas a Tierra, la polarización es horizontal.

Las ondas más largas cuando viajan a lo largo del suelo, por lo general, mantienen su polarización en el mismo plano con que fueron generadas en la antena. La polarización de las ondas más cortas puede ser alterada durante la marcha.

## Distribución

La intensidad de campo de una onda es inversamente proporcional a la distancia de la fuente de origen, por lo cual, si en un medio uniforme un punto de recepción está alejado del emisor el doble de otro, la intensidad de campo en el punto más distante será justamente menor en la mitad de la intensidad del punto más cercano; esto se debe a que la energía en el frente de onda se distribuye sobre mayor superficie a medida que la onda se aleja de la fuente. Esta ley inversa se basa en suponer que no hay ningún elemento capaz de absorber energía de la onda en su recorrido, lo que se cumple sólo en el espacio libre.

## Tipos de propagación

De acuerdo con la altura a la que las ondas llegan en su recorrido, pueden clasificarse en:

- IONOSFERICAS
- TROPOSFERICAS
- TERRESTRES

### Ionosférica

Se llama también propagación de onda espacial o reflejada; es la parte de la irradiación total que está dirigida hacia la ionósfera. Las ondas de este tipo pueden ser devueltas o no a la Tierra por los efectos de refracción y reflexión según condiciones que, en la práctica, resultan variables y que prevalecen en dicha ionósfera.

**Troposférica**

En este tipo de propagación parte de la irradiación total sufre refracción y reflexión en una región de cambio abrupto de constante dieléctrica llamada tropósfera, donde se producen límites entre masas de aire de distinta temperatura y contenido de humedad.

**Terrestre**

En ésta la irradiación es afectada por la Tierra y su relieve.

La onda terrestre tiene dos componentes, la onda de superficie que es la guiada por la Tierra y la onda de espacio que no debe confundirse con la onda ionosférica. La onda de espacio es la resultante de dos componentes, la onda directa y la reflejada en el suelo, como muestra la figura 2.

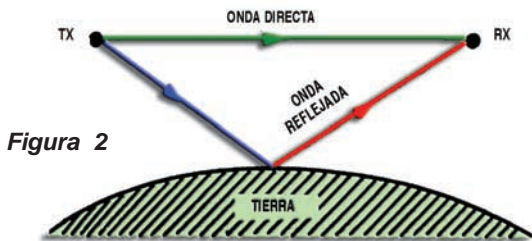


Figura 2

**Propagación Ionosférica**

**Propiedades de la ionósfera**

Excepto para distancias de pocos kilómetros, las comunicaciones en frecuencias inferiores a los 30MHz se realizan con onda espacial.

Al dejar la antena emisora, estas ondas viajan hacia arriba alejándose de la superficie de la Tierra con un ángulo que la haría perderse en el espacio si no fuera que su recorrido resulta curvado lo suficiente como para devolverla a la Tierra.

El medio que provoca tal curvatura es la ionósfera, región situada en la atmósfera superior por arriba de los 100 km, en la que existen iones y electrones en cantidades que ofrecen un efecto apreciable sobre la velocidad a la que viajan las ondas.

La ionósfera no está formada por una sola capa sino por una serie de capas de distintas densidades de ionización situadas a distintas alturas. Cada una de ellas está formada por una parte central de forma densa que se va diluyendo hacia arriba y hacia abajo.

**Refracción**

A mayor ionización en una capa, mayor es la curvatura de la trayectoria de la onda. Esta curvatura llamada refracción depende del largo de la onda, o sea a

mayor longitud de onda, mayor curvatura de la trayectoria, para un cierto grado de ionización. Se deduce de aquí que las ondas de frecuencias bajas son curvadas más fácilmente que las de frecuencias altas.

**Absorción**

En su viaje por la ionósfera la onda cede parte de su energía poniendo en movimiento las partículas ionizadas, y cuando éstas chocan entre sí se pierde energía.

La absorción es un factor que aumenta con el aumento de la longitud de onda, o sea, a frecuencias bajas existe mayor absorción; además aumenta con la intensidad de ionización y con la densidad de la atmósfera en la zona ionizada.

**Altura virtual**

Se designa con este nombre a la altura de cada capa de la ionósfera.

Es la altura desde la cual una reflexión única daría el mismo efecto que la refracción gradual que ocurre en realidad.

La onda viaja hacia arriba, es curvada y obligada a seguir un recorrido con un radio de giro apreciable, consumiéndose un cierto tiempo en el giro.

La altura virtual es la de un triángulo formado como se ve en la figura 3, con lados iguales y de una longitud total proporcional al tiempo necesario para que la onda viaje de Tx a Rx.

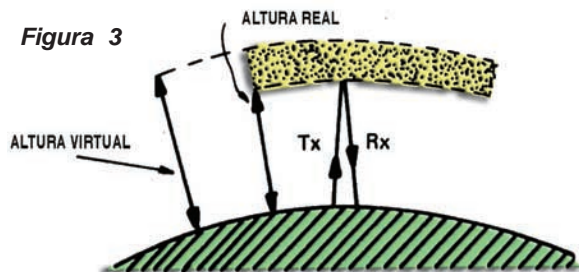


Figura 3

**Estructura normal de la ionósfera**

La capa más baja y más útil es la llamada capa (E) cuya altura media en la región de máxima ionización es del orden de 110 km.

El aire denso a esta altura hace que los iones y electrones originados por radiación solar se recombinen formando partículas neutras manteniendo la intensidad de ionización siempre que la radiación del Sol sea continua.

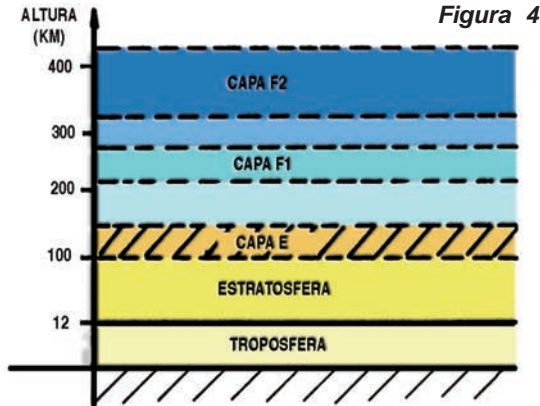
De esto se deduce que la ionización es mayor alrededor del mediodía y desaparece con la puesta del Sol.

En las horas del día existe una zona ionizada más baja llamada capa (D).

La intensidad de esta región es proporcional a la altura del Sol, siendo máxima al mediodía.

Las ondas de la gama de frecuencia de 1,8 a

3,5MHz, son absorbidas en casi su totalidad por esta capa cuando existe y se refleja totalmente en la región (E). La segunda capa principal es la capa (F) cuya altura es de 280 km durante la noche. El aire poco denso a esta altura hace que la recombinación de electrones y de iones ocurra en forma lenta. Durante el día la capa (F) se divide en (F1) y (F2) con altura virtual media entre 225 y 320 km, respectivamente (ver figura 4).



**Figura 4**

**Otras Características de Propagación Ionosférica**

Variaciones cíclicas de la ionósfera

La ionización depende de la irradiación ultravioleta, por lo cual las condiciones de la ionósfera varían con los cambios en la radiación solar.

Existen, además de la variación diaria, otras según las estaciones del año, dando frecuencias críticas en la capa (E) en verano, del orden de los 4MHz y en el invierno, del orden de 3MHz.

La capa (F) no presenta casi variación siendo su frecuencia crítica de 4 ó 5MHz en las primeras horas de la noche. La capa (F1), cuya frecuencia crítica es aproximadamente 5MHz en verano, en invierno desaparece completamente. Las máximas frecuencias diurnas para la región (F2) son más altas en invierno (10 a 12MHz) y más bajas en verano (del orden de los 7MHz). La altura virtual de (F2) es de 300 km en invierno y 400 km en verano, todos estos valores son para latitudes de 40° Norte en el hemisferio occidental, cambiando en otras partes del mundo.

Se producen también cambios notables en la ionización durante el ciclo de 11 años de manchas solares.

Las bandas de 7 y 3,5MHz son las únicas utilizables por la noche.

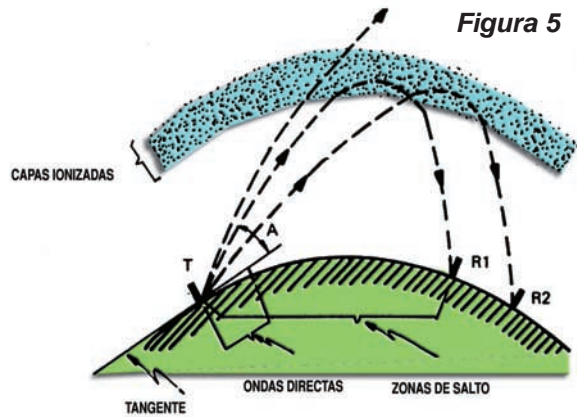
La banda de 28MHz es poco útil para comunicación a larga distancia, mientras que la de 14MHz se comporta bien en horas del día solamente.

**Propagación por Onda Espacial**

Angulo de onda

Cuanto menor sea el ángulo con que la onda deja la Tierra, menor será la curvatura necesaria en la ionósfera para hacerla volver a ella y mayor la distancia entre el punto de partida y de destino (ver figura 5).

Se llama, entonces, ángulo de onda al ángulo vertical que forma la onda con la tangente a la Tierra.



**Figura 5**

Distancia de salto

Se necesita mayor curvatura para devolver la onda a la Tierra cuando el ángulo de onda es alto y, a veces, la curvatura no será suficiente, a menos que el ángulo de onda sea menor que un valor crítico. En la figura 5 vemos que (A) y ángulos menores dan señales útiles, mientras que las ondas que salen en ángulos mayores penetran en la capa y no son devueltas. Vemos, entonces, que la distancia entre T y R1 es la menor sobre la cual puede obtenerse comunicación por refracción ionosférica.

La zona comprendida entre el alcance máximo de la onda útil de Tierra y el comienzo de la recepción de la onda ionosférica se llama "zona de salto", y la distancia entre el emisor y el punto más próximo en que retorna la onda a la Tierra se llama "distancia de salto".

La extensión de esa zona de silencio depende de la frecuencia del estado de la ionósfera y de la altura de la capa donde se produce la refracción, porque las capas más altas dan zonas de salto más extensas para igual ángulo de emisión. Los ángulos de emisión y recepción de la onda son, en general, aproximadamente, iguales para cualquier recorrido de la onda.

**Frecuencias críticas y máximas utilizables**

Si la frecuencia es suficientemente baja, una onda emitida a la ionósfera será reflejada a Tierra hacia el

punto de transmisión. Al aumentar la frecuencia en forma gradual llegaremos a un valor en el que la reflexión no se produce; ésta es la frecuencia crítica de la capa considerada. Si la frecuencia de trabajo está por debajo del valor crítico, no existe zona de salto.

El valor de la frecuencia crítica es un índice útil con respecto a la frecuencia más alta que puede usarse para emitir a una cierta distancia y que se llama frecuencia máxima utilizable (FMU).

Supongamos, mirando la figura 5, que la onda que deja el punto de emisión a un ángulo (A) tiene una frecuencia de 14MHz; si una frecuencia más alta saltara sobre el punto de recepción (R1) tendríamos que 14MHz es la FMU para una distancia comprendida entre T y R1.

La mayor distancia posible es cubierta cuando la onda sigue a lo largo de la tangente con respecto a la Tierra, esto es, a un ángulo de onda nulo.

En condiciones medias tenemos 4.000 km para la capa F2 y 2.000 km para la E; las distancias varían con la altura de la capa. Las frecuencias que superan las FMU no retornarán a Tierra a ninguna distancia.

La FMU para 4.000 km es aproximadamente 3 veces la frecuencia crítica y en el caso de 2.000 km es del orden de 5 veces la frecuencia crítica.

La absorción de la ionósfera es mínima a la FMU para la distancia considerada y aumenta al bajar la frecuencia por debajo de FMU por lo cual los mejores resultados se logran en baja potencia cuando la frecuencia es la más próxima a la FMU.

### *Transmisión por varios saltos*

Al volver a la Tierra la onda puede ser reflejada hacia arriba y dirigirse otra vez a la ionósfera, allí ser refractada de nuevo y devuelta a la Tierra, proceso éste que se puede repetir varias veces y es lo que se llama propagación a varios saltos; es de suma necesidad para la transmisión a grandes distancias por las alturas limitadas de las capas y la curvatura de la Tierra, pero cada reflexión sobre ésta absorbe parte de la energía y la magnitud de la pérdida depende del tipo de terreno. Por otra parte, también existe absorción en la ionósfera durante cada reflexión.

### *Desvanecimiento (Fading)*

Dos o más partes de la onda pueden seguir recorridos diferentes al dirigirse al punto de recepción; en este caso las diferencias entre las longitudes de los recorridos determinarán diferencias de fase entre las com-

ponentes de la onda que llegan a la antena receptora.

La intensidad de campo total será la suma de las componentes y puede ser mayor o menor que una sola de ellas. Como los recorridos cambian de tiempo en tiempo, se produce una variación en la intensidad de las señales que se llama desvanecimiento (en inglés, "fading", se pronuncia "féidin").

Su origen puede venir de la combinación de ondas que llegan mediante uno o varios saltos, o de la combinación de una onda de Tierra con una ionosférica o troposférica. El desvanecimiento puede ser rápido o lento; el primero es a causa de condiciones rápidamente variables en la ionósfera, mientras que el lento ocurre cuando las condiciones de transmisión son relativamente estables.

Si los cambios en la potencia de señal son del orden de 10 a 20dB o más, se llaman desvanecimientos profundos, si no, son superficiales y la variación es de pocos dB.

Ocurre, a veces, que las condiciones para transmisión son distintas para ondas de frecuencias diferentes, de manera que en el caso de transmisión modulada por palabra donde hay bandas laterales que difieren en frecuencia respecto de la onda portadora pueden no propagarse con iguales amplitudes y fases relativas de modo que no se reciben como salieron del transmisor. Este efecto se llama desvanecimiento selectivo, y provoca una severa deformación de la señal. Se hace más ponderable el efecto con señales moduladas en amplitud y con altos índices de modulación, siendo una de las soluciones transmitir como se vio y recibir con portadora elevada o en banda lateral única, con la consiguiente reducción del porcentaje de modulación en el receptor.

### *Propagación de las bandas inferiores a 30MHz*

La banda de 1,8MHz o de 160 m permite comunicaciones seguras durante el día hasta distancias de 40 km. En noches de invierno no son raras comunicaciones a miles de kilómetros en esta banda.

La banda de 80 metros es más útil durante la noche que durante el día, consiguiéndose en invierno contactos internacionales.

La banda de 40 metros ofrece características muy similares a la de 80 m, pero son superiores los alcances diurnos y nocturnos. Los meses de invierno son mejores que los de verano por el alto ruido atmosférico en esta última estación.

La banda de 20 m es la mejor para contactos a larga distancia; durante las épocas de intensa actividad



solar suele estar abierta para algunas partes del mundo durante las 24 horas, mientras que en los períodos de mínima actividad sólo resulta útil en horas diurnas y en el crepúsculo.

La banda de 15 m ofrece características muy variables y dependientes de la época solar. Durante los máximos de actividad solar es útil para cubrir grandes distancias durante las 24 horas del día, pero cuando la actividad solar baja es sólo una banda para trabajo diurno.

La banda de 10 m es considerada como DX diurno (excepto en verano) y buena para el trabajo local de noche en la mitad del ciclo solar. En el pico del período solar se usa para DX en las últimas horas de la noche; en los mínimos solares esta banda está prácticamente muerta para grandes distancias. Cabe aclarar que DX es la recepción de señales transmitidas a distancia.

**Modos de propagación**

Describiremos los mecanismos por los cuales ondas de FME se propagan a distancias superiores al alcance del horizonte.

**Reflexión en la capa F2**

La mayor parte de las comunicaciones en las bandas de frecuencias inferiores se realizan por reflexión de la onda sobre la capa F que es la más alta de las capas ionizadas.

La densidad de esta capa varía con la actividad solar, aumentando la frecuencia máxima utilizable que varía para este modo de propagación sobre varios procesos cíclicos, o sea: diariamente, mensualmente y por estaciones, procesos éstos, relacionados con la actividad solar y la posición del sol respecto de la Tierra. Los picos mensuales sufren un ciclo de 27 días, coincidente con el período de revolución del Sol alrededor de su

eje. El rango de alcance por propagación F2 en 50MHz es comparable al de 28MHz aunque la distancia mínima de salto es mayor.

**Modo transecuatorial**

Asociado también a la actividad solar, el modo de propagación llamado transecuatorial (TE) presenta una máxima frecuencia de utilización algo mayor que la de F2. Se observa entre puntos separados hasta 4.000 km al norte y al sur del ecuador geomagnético terrestre, principalmente en las primeras horas de la mañana y últimas de la tarde.

**Reflexión esporádica en capa E**

La ionización parcial de algunas regiones de la capa E de la ionósfera permite, a veces, la propagación de ondas de 28 y 50MHz sobre distancias de 650 a 2.000 km o más; se lo llama, también, salto corto y se presenta en primavera o verano con un período menor en otoño. El salto puede ocurrir en cualquier estación y a cualquier hora pero resulta más frecuente a media mañana o a las primeras horas de la tarde. Efectos de salto múltiple pueden extender el alcance a más de 4.000 km.

**Efecto de aurora**

Las comunicaciones de alta frecuencia pueden ser totalmente impedidas o seriamente interferidas por absorción en la ionósfera, durante disturbios de la actividad solar y variaciones del campo magnético terrestre.

Si el fenómeno ocurre de noche y con tiempo despejado, puede verse una aurora que también aparece en las últimas horas de la tarde. La zona de aurora puede reflejar a la tierra ondas de FME pero la intensidad variable de la aurora y su porosidad como medio reflectivo provocan distorsión sobre la señal por reflexiones múltiples.

La frecuencia de aparición de la aurora depende de

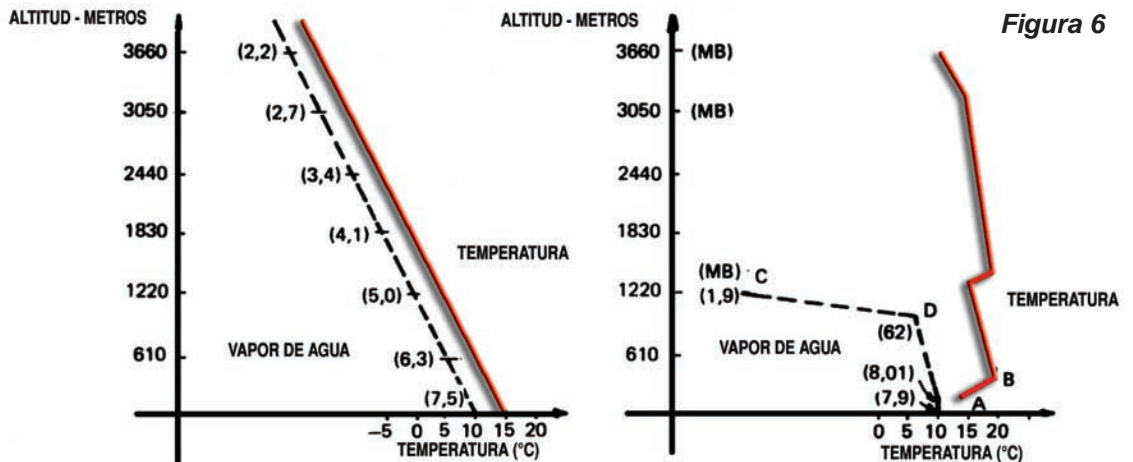


Figura 6

la latitud geomagnética de las estaciones, aumentando a medida que se acerca a los polos magnéticos, dependiendo de las antenas y del equipo la máxima frecuencia utilizable.

### Curvatura troposférica

Es una forma natural de extender el rango de las comunicaciones de FME (HF) y se basa en el cambio del índice de refracción de la atmósfera en zonas intermedias entre capas de aire de distintas temperaturas y condiciones de humedad.

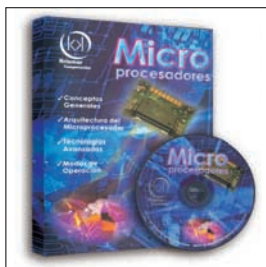
Estos límites suelen presentarse entre capas de aire frío y húmedo por debajo de capas de aire seco y caliente, sobre los frentes de avance de áreas estables y de lento movimiento de alta presión barométrica. El efecto es aumentar la intensidad de las comunicaciones sobre los rangos de cobertura normales, o posibilitar la comunicación con estaciones que de otro modo no podrían recibirse.

Se produce un efecto conocido como entubamien-

to, ya que el efecto simula la conducción por una guía de ondas, que sigue la curvatura de la Tierra. El efecto aumenta con la frecuencia y se produce más fácilmente en las bandas superiores en zonas de latitudes bajas o templadas. Depende de las condiciones locales, como por ejemplo convección en las zonas costeras en estaciones cálidas, enfriamiento rápido después de un día caliente, de manera que el aire de las capas superiores se enfríe más lentamente que las inferiores, bolsos de aire frío o húmedo en valles, en zonas montañosas que pueden producir condiciones similares a las de la figura 6 y que pueden extender el rango de la cobertura en HF.

En síntesis, la propagación de las ondas electromagnéticas depende en gran medida de las condiciones climáticas, del perfil terrestre y de la actividad de la atmósfera, por lo cual se debe tener presente cuál es el servicio requerido antes de adoptar un sistema de comunicaciones.

\*\*\*\*\*



## MICRO - PROCESADORES

*Este libro electrónico se explica todo lo relacionado con los microprocesadores, está dividido en 9 módulos cuyos temas son:*

### 1. Conceptos generales

¿Qué es un microprocesador? El diseño de circuito. Las compuertas lógicas. Memoria. Instrucciones. Registros. Lógica de control. Electrónica.

### 2. Arquitectura de un microprocesador

Introducción. Interfocos externos del microprocesador. Arquitectura interna del microprocesador. Diagrama de bloques. Modo de programación.

### 3. Tecnologías avanzadas

Canalización. Ejecución especulativa. Optimización de código. Arquitectura superescalar. Ejecución fuera de orden. Renombramiento de registros. Conjunto de instrucciones.

### 4. Modos de operación

Modo real. Modo protegido. Modo virtual 8086.

### 5. Características eléctricas

Disipación de calor. Voltajes de operación. Niveles de ten-

sión estándar. Semiconductores de voltaje extremadamente bajo. Administrador de potencia. Potencia y voltaje en procesadores comerciales. Relojes del sistema. Overclocking.

### 6. Características físicas

Manufactura del microprocesador. Características físicas del chip. Empaquetado. Localización. Sockets y slot's.

### 7. Generaciones de microprocesadores

Historia. Desempeño del microprocesador. Introducción a las generaciones. Los microprocesadores antes de la PC (4004-80008-8080 y E-80 -8085) 1ª generación, 2ª, 3ª, 4ª, 5ª, 6ª 7ª y 8ª generaciones. Coprocesadores.

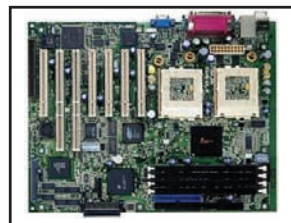
### 8. Memoria caché

El sistema de memoria caché. El papel del caché en la PC. Las capas del caché. Funcionamiento y operación del caché. Las características del caché. Tecnologías de transferencia y temporizador. Empaque y estructura del caché.

### 9. Compañías

Competencia industrial. INTEL CORPORATION. ADVANCED MICRO DEVICES. AMD. CYRIX CORPORATION. IBM. TEXAS INSTRUMENTS. TRANSMETA. MOTOROLA. CHIPS & TECHNOLOGIES. IDT/CENTAUR.

Precio Argentina \$ 25.-  
Precio México  
\$80 M.N.



### ADQUIERA ESTOS PRODUCTOS:

En México - Saber Internacional SA. de CV, - Cda. Moctezuma Nº2, esq. Av. de los Maestros, Col. Santa Agueda Ecatepec de Morelos  
- email: ventas@saberinternacional.com.mx - Tel: (005255) 5839-5277  
En Argentina - Editorial Quark SRL, Herrera 761, Capital Federal (1295), Bs. Aires, Argentina www.webelectronica.com.ar,  
- email: ateclien@webelectronica.com.ar - Tel: (05411) 4301-8804

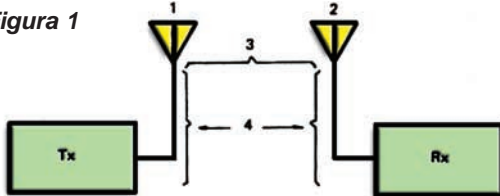
# LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

En esta parte nos ocuparemos solamente de la línea de transmisión cuya definición es:

" Sistema de conductores utilizado para transmitir potencia eléctrica de un generador a la carga."

La situación general que se presenta en la transmisión de ondas electromagnéticas está especificada en la figura 1.

Figura 1



Se pueden encontrar dos tipos de líneas: la equilibrada formada por dos hilos paralelos (figura 2) o la línea coaxial (figura 3).

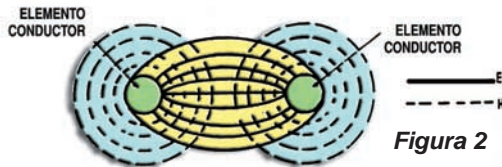


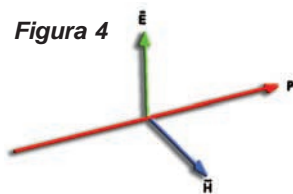
Figura 3



Su comportamiento se entenderá mejor analizando las ecuaciones de las líneas, que veremos más adelante. Se deducirán en función de la teoría de circuitos, siendo válidos sus resultados siempre que la distancia entre conductores sea muy pequeña frente a la longitud de onda de la señal que excite la línea.

Todas las explicaciones y ecuaciones que siguen se basan en la suposición de que la geometría de la línea y la frecuencia de transmisión sean tales que sólo ondas principales se puedan propagar por ellas. Estas ondas se caracterizan por vectores de campo eléctrico y magnético normales entre sí y normales ambos a la dirección de propagación, llamándose por eso ondas electromagnéticas transversales (TEM).

Figura 4



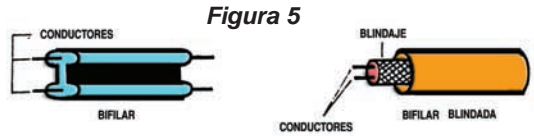
Los vectores campo eléctrico y magnético se simbolizan por las letras (E) y (H), respectivamente y su producto vectorial da el vector (P) o de POY-

TING, cuyo flujo, a través de un plano perpendicular a la dirección de propagación da la energía total que pasa por unidad de tiempo por ese plano en la dirección P (figura 4).

## Tipos de líneas de transmisión

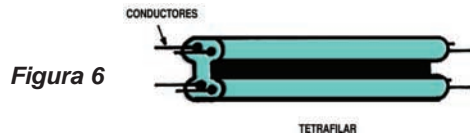
Existen varios tipos que son:

1) **Línea bifilar**, que puede ser paralela o línea bifilar blindada (figura 5).



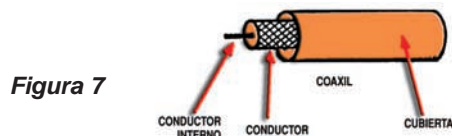
La línea bifilar consta de dos conductores paralelos separados por una distancia que es menor que un cuarto de onda de la excitación de línea, por lo cual se los usa en frecuencias bajas.

2) **Línea tetrafilar** (4 alambres) que se grafica en la figura 6.



La línea tetrafilar -con diagonales opuestas en paralelo- tiene menos campo externo que la bifilar y se halla menos expuesta por los circuitos vecinos.

3) **Cable coaxial** (figura 7). El cable coaxial consta de dos conductores en forma coaxial, o sea, uno dentro del otro centrados entre sí.



El conductor central se mantiene de distintas formas a saber:

- a) Aplicando materiales aislantes o dieléctricos sólidos dentro del cable.
- b) Aplicando pequeñas cuentas aislantes y también tacos soportes.

Se lo emplea en frecuencias por encima de 3MHz y hasta 100MHz o mas por sus bajas pérdidas; también en frecuencias menores dado que con él se puede manejar potencia. En la tabla 1 vemos los cables más usados y sus principales características.

## Pérdidas en las líneas de transmisión

- 1) Pérdidas en el cobre o material del conductor.
- 2) Pérdidas en el aislante o material dieléctrico.

Tabla 1

| Tipo de línea        | z(d)   | Atenuación<br>(en dB por cada 30 m) |        |        |     |
|----------------------|--------|-------------------------------------|--------|--------|-----|
|                      |        | 30MHz                               | 100MHz | 300MHz |     |
| Cable bilíor tipo TV | 300    | 0,86                                | 2,2    | 5,3    |     |
| Cable bilíor tipo TV | 150    | 1,1                                 | 2,7    | 6,0    |     |
| Cable bilíor (puro)  | 75     | 2,0                                 | 5,0    | 11,0   |     |
| Cable                | RG-8U  | 52                                  | 1,0    | 2,1    | 4,2 |
| *                    | RG-17U | 52                                  | 0,38   | 0,85   | 1,8 |
| *                    | RG-58U | 53                                  | 1,95   | 4,1    | 8,0 |
| *                    | TV59   | 72                                  | 2,0    | 4,0    | 7,0 |
| *                    | RG-59U | 73                                  | 1,9    | 3,8    | 7,0 |
| *                    | RG-11U | 75                                  | 0,94   | 1,9    | 3,8 |

- 3) Pérdidas por acoplamientos con otros circuitos.
- 4) Pérdidas por radiación o inducción magnética.

Las pérdidas aumentan con la frecuencia, a saber: En el caso (1) a medida que la frecuencia aumenta, la profundidad del efecto skin o pelicular sobre el conductor disminuye, aumentando su resistencia y la pérdida de potencia. El efecto pelicular consiste en que a altas frecuencias la corriente fluye por la superficie de los conductores.

En el caso (2) las pérdidas crecen por causa de la corriente que circula entre los conductores a través del aislante (si la aislación es aire las pérdidas serán despreciables). Es por esto que el conductor central se sostiene por medio de cuentas soldadas en pequeña cantidad, para que quede la mayor parte de aire como dieléctrico y las pérdidas sean mínimas.

En los casos (3) y (4) las pérdidas se deben al acoplamiento por campo magnético con otros circuitos adyacentes.

**Empleo de las líneas de transmisión**

Se pueden usar para :

- 1) Transmitir energía desde el excitador a la carga.
- 2) Adaptar impedancias de carga en las bandas ultra corta y microondas.
- 3) Como suceptancias concentradas en paralelo con la línea.
- 4) Como elementos filtrantes de armónicas.
- 5) Elementos resonantes en equipos de microondas.
- 6) Elementos transformadores de cuarto de onda.
- 7) En medidas radioeléctricas.

**Línea de transmisión uniforme**

Es aquella formada por dos conductores cilíndricos, rectilíneos y paralelos, separados entre ellos por una distancia que debe ser menor que un cuarto de lon-

gitud de onda de la frecuencia de excitación y con la precaucion de que la línea esté bien aislada, lejos del terreno y de cualquier circuito acoplado. Si cumple con esto decimos que sus parámetros están distribuidos en forma uniforme a lo largo de la línea.

**Circuito equivalente y ecuaciones de la línea de transmisión uniforme**

Como dijimos, se estudian las características de las ondas TEM, utilizando la teoría de circuitos. Teniendo en cuenta las diferencias de potencial entre conductores, la corriente que circula por ellas y los parámetros de circuito R, L, C y G, que son:

- R = Resistencia,
- L = Coeficiente de Autoinducción,
- C = Capacidad,
- G = Conductancia por unidad de longitud,

Nos definirán los fenómenos asociados a la línea. Sólo una variable se tomará en el espacio y ésta es la dirección de propagación sobre el eje de las X.

La forma simple de mostrar las líneas de TX es la de la figura 8.

En la figura vemos un conductor recto aislado de masa y de longitud infinita, al que aplicamos una señal alterna por un extremo.

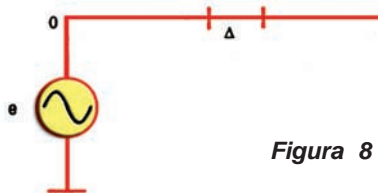


Figura 8

En función de los parámetros definidos antes, si tomamos una pequeña porción de estas líneas, a las que llamamos (Δx) o diferencial de longitud, veremos que entre sus extremos operará una resistencia diferencial (ΔR), un diferencial de coeficiente de autoinducción (ΔL), uno de capacidad (ΔC) y uno de conductancias (ΔG).

Esta porción de líneas Δx, entonces, puede ser reemplazada por su circuito equivalente en función de estos parámetros de la forma que sugiere la figura 9.

Donde ΔR; ΔL; ΔC y ΔG son proporcionales a la longitud Δx según las siguientes expresiones:

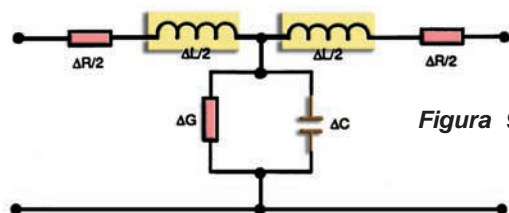


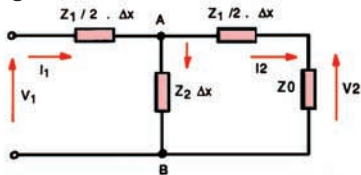
Figura 9



$$\begin{aligned} \Delta R &= \Delta x \cdot R \\ \Delta L &= \Delta x \cdot L \\ \Delta C &= \Delta x \cdot C \\ \Delta G &= \Delta x \cdot G \end{aligned}$$

donde se deduce que R; L; C y G son constantes distribuidas de las líneas. Si todas las líneas las concebimos como una sucesión de segmentos  $\Delta x$  como el analizado, estamos en presencia de lo expuesto en la

Figura 10



a  $\Delta x$  y dependientes de las frecuencias o sea:

$$Z1 = \Delta R + j \omega \Delta L = \Delta x R + j \omega \Delta x L = \Delta x (R + j \omega L)$$

Luego, operando matemáticamente se llega a

$$Z0 = \sqrt{\frac{R + j \omega L}{G + j \omega C}} = \sqrt{\frac{Z1}{Y2}}$$

Siendo esta última ecuación la de la impedancia característica de una línea de Tx.

Vemos que depende de las constantes y de las frecuencias de la señal, que se le aplica. Por lo tanto está claro que no depende de la longitud, o sea que si a un tramo de líneas de cualquier longitud lo hago terminar en las impedancias características ( $Z0$ ), la impedancia que presentan estas líneas al generador no depende de la longitud de las mismas, sino que se comportan como si fueran de longitud infinita.

### Constante de propagación

Vimos que las líneas se podían considerar como una sucesión de celdas T, midamos ahora la corriente  $I0$  en las entradas y la corriente  $I$ , en un punto separado una unidad de longitud, o sea un metro, un kilómetro, etc. La relación entre ambas corrientes será:

$$\frac{I0}{I} = e^{\alpha \beta} = e^{\alpha (\cos \beta + j \sin \beta)}$$

Lo que quiere decir que entre esos dos puntos hubo más variación de amplitud  $e\alpha$  y un desfase  $(\cos \beta + j \sin \beta)$ .

Estos dos exponentes,  $\alpha$  y  $\beta$ , son respectivamente:

$\alpha$  = constante de atenuación  
 $\beta$  = constante de fase

y forman expresadas por unidad de longitud las constantes de propagación ( $g$ ) o sea:

$$g = \alpha + j \beta$$

Podríamos seguir con este desarrollo, pero lo es útil para el conocimiento global del tema. Digamos que, en general, la ecuación de la impedancia característica en función de la frecuencia es:

$$Z0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \times [1 + j (\frac{G}{2\omega C} - \frac{R}{2\omega L})]$$

### Impedancia característica de un cable coaxial

A continuación daremos las fórmulas características que determinan la impedancia de un cable coaxial, dónde para frecuencias altas, la ecuación de  $Z0$  queda como:

$$Z0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1)$$

$$C = \frac{2\pi \epsilon_0}{\ln \frac{r2}{r1}} \quad (2)$$

Reemplazando la ecuación de capacidad e inductancia vistas queda:

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{r2}{r1} \quad (3)$$

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36 \pi} \times 10^9 \left[ \frac{\text{farad}}{\text{m}} \right] \quad (4)$$

$$\mu_0 = 4 \times 10^{-7} \left[ \frac{\text{H}}{\text{mm}} \right] \quad (5)$$

$$Z0 = \sqrt{\frac{2 \times 10^7 \ln \frac{r2}{r1}}{\frac{1}{18} \times 10^9 \frac{1}{\ln \frac{r2}{r1}}}} \quad (6)$$

$$Z0 = \sqrt{36 \times 10^2 \ln^2 \frac{r2}{r1}} = 60 \times \ln \frac{r2}{r1}$$

Vemos que aplicando a la ecuación de la impedancia característica los valores o las ecuaciones de la ca-

pacidad y la inductancia, que no hemos deducido para simplificar el desarrollo, obtenemos la ecuación en su expresión general.

Si el dieléctrico fuese aire, la ecuación queda entonces:

$$Z_0 = 60 \ln \frac{r_2}{r_1} \quad (8)$$

Si en cambio tenemos un dieléctrico cuya constante es ( $\epsilon_r$ ) la ecuación queda:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{r_2}{r_1} \quad (9)$$

Si hacemos el paso a logaritmos, tenemos:

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \times \log \frac{r_2}{r_1} \quad (10)$$

### Impedancia de una línea bifilar

Efectuando un análisis sobre líneas de transmisión, aplicando la teoría de circuitos, se deduce que la impedancia de una línea bifilar se aproxima a la siguiente expresión:

$$Z_0 = 276 \log \frac{D}{r}$$

A continuación daremos una tabla con los valores de las constantes dieléctricas más usadas referidas a  $\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$  F/m.

|                |         |
|----------------|---------|
| Vacío          | 1       |
| Aire           | 1,00054 |
| Agua           | 7,8     |
| Papel          | 3,5     |
| Cuarzo fundido | 3,8     |
| Polietileno    | 2,3     |
| Poliestireno   | 2,6     |
| Neoprene       | 6,9     |
| Porcelana      | 6,5     |
| Teflón         | 2,1     |

### Casos particulares en líneas TX

Existen tres casos particulares.

- 1) Línea en cortocircuito.
- 2) Línea en circuito abierto.
- 3) Línea completamente adaptada.

1) **Línea en cortocircuito.** Es el caso de la figura 11. En este caso la impedancia del receptor es nula y

nula también la energía absorbida. Se refleja, entonces, totalmente la onda de corriente y aparece en el conductor un sistema de ondas estacionarias de corriente y tensión.

La posición de los nodos y vientres se halla teniendo en cuenta que en el punto (A) (extremo en corto circuito) el potencial es nulo, por lo cual hay un nodo de tensión y su vientre de corriente (figura 12).

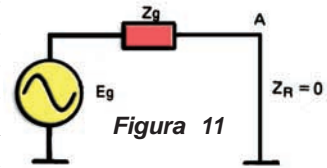


Figura 11

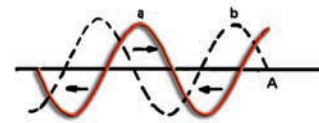


Figura 12

2) **Línea en circuito abierto.** Es el caso de la figura 13. En este caso la impedancia del receptor es infinitamente grande y nula la absorción de energía por éste, como se ve en la figura anterior.

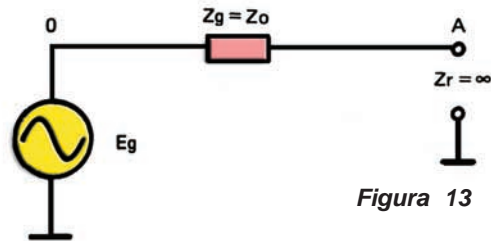


Figura 13

La onda de corriente que parte del punto (O) y se dirige hacia (A) se ve totalmente reflejada y si la línea no disipase originaría una onda estacionaria respecto de ésta. La posición relativa de los nodos y vientres es fácil de mostrar, como se ve en la figura

14. En el punto (A) no puede haber corriente por ser el extremo abierto de la línea, por lo cual es un nodo de corriente, así como todos los puntos que disten de éste en medio  $\lambda$ . Entre dos nodos se produce un valle o vientre; el mismo razonamiento, pero a la inversa, vale para el caso de la línea

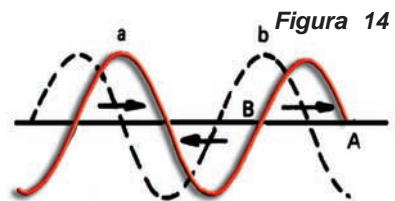


Figura 14

entre dos vientres; el mismo razonamiento, pero a la inversa, vale para el caso de la línea

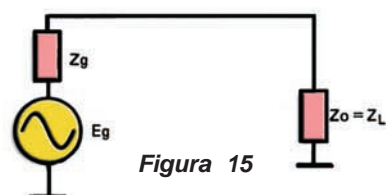


Figura 15

en cortocircuito, como ya vimos, con lo cual queda que cada medio  $\lambda$  hay un nodo de tensión.

**3) Línea completamente adaptada.** Es el caso de la figura 15. De las ecuaciones de ondas deducimos que:

$$V(x) = V_L e^{j\beta x}$$

$$I(x) = I_L e^{j\beta x}$$

Haciendo el cociente tenemos:

$$Z(x) = \frac{V(x)}{I(x)} = \frac{V_L e^{j\beta x}}{I_L e^{j\beta x}} = Z_L = Z_0$$

Vemos que no hay desfase; por lo tanto, toda la energía del generador es transferida a la carga y disipada en ésta. De los tres casos vistos, podemos decir que es posible -en base al cálculo de los valores de impedancia a circuito abierto e impedancia en cortocircuito- hallar el valor de la impedancia característica, o sea:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{ca} \cdot Z_{cc}}$$

**Expresiones de la longitud de onda**

$$\lambda = \frac{V}{f}$$

dónde:  $\lambda$  = longitud de onda en m.  
 $V$  = velocidad de propagación en m/seg.  
 $f$  = frecuencia en Hz.

$$V = \frac{\omega}{\beta} \text{ [m/seg]}$$

dónde:  $\omega = 2\pi f$  [rad/seg] Velocidad angular  
 $\beta$  = coef. de fase [rad/m]

$$V = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \text{[m/seg]}$$

En el espacio libre  $V = C = 3 \times 10^8$  m/seg.

$$\lambda \text{ [m]} = \frac{300}{f \text{ [MHz]}}$$

**Formación de ondas estacionarias**

Este fenómeno muy interesante en el estudio de antenas se presenta en líneas de transmisión largas cuando la impedancia del receptor es nula o infinitamente grande.

Sean unas líneas sin disipación con gran longitud equivalente a varias longitudes de ondas de una cierta frecuencia; supongamos que en sus extremos conectamos sendos generadores con igual tensión y frecuencia, adaptados ambos con la impedancia característica de la línea.

En estas condiciones existirán sobre las líneas al mismo tiempo dos ondas progresivas de corriente de igual amplitud propagándose en sentido opuesto.

El estado eléctrico de la línea será el resultado de la superposición de las dos ondas de corriente, siendo la resultante la suma algebraica de las corrientes de cada onda. Lo explicado se puede ver en forma gráfica en la figura 16:

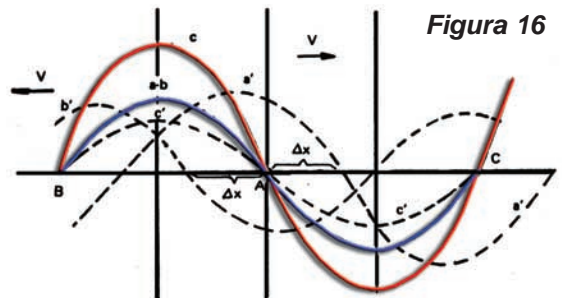


Figura 16

Veamos cuál será el valor de la corriente en el punto (A) luego de un intervalo de tiempo ( $\Delta t$ ).

La onda (a) se desplaza a una distancia  $\Delta x = V \cdot \Delta t$  hacia la derecha (curva a') y la onda (b), la misma magnitud hacia la izquierda (curvas b'). La composición de ambas da la curva (c') con un valor nulo en el punto (A) por simetría de las ondas.

Con el mismo razonamiento puedo analizar la situación en cualquier intervalo ( $\Delta t$ ); por consiguiente la corriente en el punto (A) es siempre nula y a este punto se lo llama nodo permanente de corriente.

Los puntos B y C se encuentran en la misma condición, por lo cual es fácil comprender que todos los puntos que se encuentren a una distancia de (A) igual a un número entero de  $\lambda/2$  estarán en las mismas condiciones.

Cuando el ( $\Delta t$ ) es de un cuarto de período, la onda se desplaza  $\lambda/4$ , siendo su posición la de la figura 17:

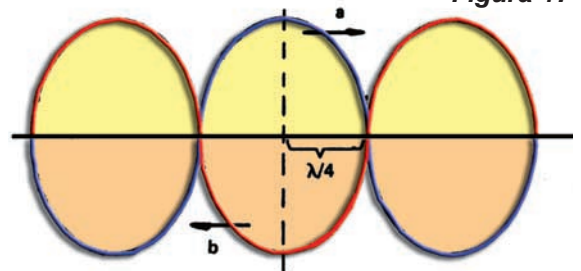


Figura 17

La suma algebraica de sus elongaciones es nula, o sea que la corriente pasa por un valor nulo a lo largo de toda la línea.

Cuando alcanza  $\Delta t = T/2$  la corriente toma su valor máximo en el nuevo sentido para empezar a decrecer otra vez y repetirse el ciclo (figura 18).

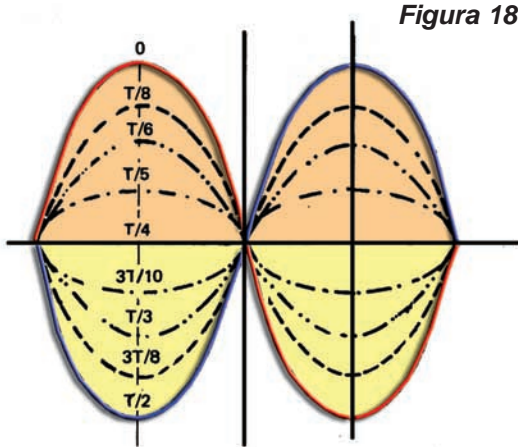


Figura 18

Se ve entonces que en cada punto existe una corriente alterna cuya amplitud o valor máximo depende de la posición del punto respecto de los dos nodos sucesivos más próximos; la amplitud es máxima en el centro entre dos nodos sucesivos.

Si se intercalan amperímetros a lo largo de la línea, la indicación de cada instrumento dependerá de su posición respecto de los nodos. Lo que no se pondrá de manifiesto en los instrumentos es la inversión de sentido instantáneo de la corriente en la línea cuando pase de un lado al otro del nodo.

Este estado particular de oscilación se llama onda estacionaria, porque la onda no se desplaza.

Todo lo dicho se cumple también para las ondas de tensión, pues convive en forma simultánea con la de corriente y entonces, si una es estacionaria, la otra también.

Para terminar, digamos que si la línea tiene atenuación o las amplitudes de las ondas son distintas, se produce una interferencia que da un estado oscilatorio

que carece de nodos y antinodos nítidos pero tiene puntos de máxima y mínima amplitud relativa.

Cuando hablamos de la línea y sus casos particulares, vimos que podían darse tres condiciones; las que nos interesan son las de línea abierta y en cortocircuito, pero éstos son casos extremos. Supongamos un caso intermedio, o sea que la línea tiene conectada carga, pero que la impedancia de la misma no sea igual a la característica de la línea, de forma que exista desadaptación y, por ende, aparezca una onda reflejada desde la carga al generador, que interactúe con la incidente y provoque la aparición de una onda estacionaria. O sea, que aparezca lo que llamamos ROE y que puede hallarse como:

$$ROE = \frac{V \text{ reflejada}}{V \text{ incidente}} = \rho$$

El valor de la ROE da idea de la desadaptación, o sea:

$\rho = 0$  significa adaptado (máxima transferencia de energía)

$\rho = 1$  significa  $V_{ref} = V_{inc}$  (nada se propaga, todo se refleja)

Dados los dos casos extremos podemos decir que los valores de la ROE deben encontrarse entre:

$$0 \leq \rho \leq 1$$

Una relación importante es aquella que liga la ROE con la impedancia de carga y la de línea, o sea:

$$\rho = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0}$$

De esta manera hemos dado un pantallazo sobre el comportamiento de las líneas de transmisión sin profundizar en las mismas, ya que ése no es el objeto de esta obra.

\*\*\*\*\*

**PROMO UD. NO PUEDE PERDER ESTA OFERTA INCREIBLE!**

**REPARACION DE MONITORES 1 libro + 2 Cds + 1 VCD**

LLEVESE 700 PLANOS DE LOS EQUIPOS MAS VENDIDOS DE AMERICA LATINA, MAS 300 MANUALES DE SERVICIO, Y LOS PROGRAMAS MAS UTILIZADOS POR EL TECNICO REPARADOR

**LIBRO - TODO SOBRE MONITORES:** El tubo de rayos catódicos, La etapa de Video de los Monitores, La etapa vertical de los monitores modemos, La etapa horizontal, LCD, Diagramas, Y MUCHO MAS!!!

**CD - TODO SOBRE MONITORES:** CONTIENE 300 DIAGRAMAS DE MONITORES. Programas: MONITOR TEST, GDMONIT, NOKIA MONITOR TEST, CRT ALIGN, MONITORS, NTEST.

**CD - VADEMECUM DE DIAGRAMAS DE MONITORES:** UN CD CON 400 PLANOS DE MONITORES!

**VCD - REPARACION DE MONITORES 1:** Cómo se realizan ajustes en monitores, diferencias entre un TV Color y un monitor, fallas comunes en equipos comerciales.

**TODO POR SOLO**

Argentina \$35

México \$150 M.N.

ADQUIERA ESTOS PRODUCTOS:

En México - Saber Internacional SA, de CV, - Cda. Moctezuma N2, esq. Av. de los Maestros, Col. Santa Agueda Ecatepec de Morelos - email: ventas@saberinternacional.com.mx - Tel: (005255) 5839-5277

En Argentina - Editorial Quark SRL, Herrera 761, Capital Federal (1295), Bs. Aires, Argentina www.webelectronica.com.ar, - email: ateclien@webelectronica.com.ar - Tel: (05411) 4301-8804



# ANTENAS DE HF

Un sistema de antenas puede considerarse formado por la antena propiamente dicha (porción del sistema que irradia RF), la línea de alimentación y cualquier dispositivo de acoplamiento usado para transferir energía del transmisor a las líneas y de éstas a la antena. En sistemas sencillos se omite la línea de transmisión o los medios de acoplamiento. Describiremos la antena propiamente dicha dando ejemplos de los modelos más populares y pautas de diseño generalizadas y específicas, según el caso. También hablaremos de los tipos más populares de líneas y de acoplamientos con las antenas.

## Consideraciones generales sobre la elección de la antena

La elección de la antena debe realizarse tomando en cuenta el espacio disponible, el número de bandas de funcionamiento deseado y el tipo de propagación de que se hará uso.

Es común que, por limitaciones de espacio disponible, se imponga al operador la elección de sistemas sencillos de antena por lo cual lo atinado es elegir en cada tamaño el sistema irradiante que brinde óptimos resultados.

Las antenas de compromiso, aquellas que pueden funcionar en varias bandas, o las que tienen elementos físicamente acortados no son tan eficientes como las de tamaño correcto cortadas para una sola banda de funcionamiento. Lo ideal es tener antenas separadas y de tamaño normal para todas las bandas y colocarlas lo más alto posible y lejos de objetos interferentes.

La construcción es crítica, así como la instalación a medida que aumenta la frecuencia. En bandas bajas (1; 8; 3,5 y 7MHz) el ángulo vertical de irradiación y el plano de polarización pueden ser de poca importancia, en cambio, en 28MHz puede ser un factor primordial.

## Definiciones

### Polarización

La polarización de un radiador rectilíneo está dada por su posición respecto de Tierra, una antena con polarización vertical irradia ondas verticales mientras que una con polarización horizontal irradia ondas horizontales en dirección lateral al conductor y desde los extremos del conductor verticalmente polarizados a altos ángulos verticales.

### Angulo vertical de máxima irradiación

Está determinado por el diagrama de irradiación en el espacio libre, por su altura sobre la Tierra y por la naturaleza del suelo.

### Angulo de máxima irradiación

Está determinado por el diagrama de irradiación en el espacio libre.

### Impedancia

Es la relación entre tensión y corriente en cualquier punto de la antena. Es de importancia en función de la forma de aplicar energía a la antena, puesto que constituye la carga que se ofrece a la línea. Puede ser resistiva o compleja, lo que dependerá de que la antena sea o no resonante.

### Intensidad de campo

Es proporcional a la corriente que circula por ella; cuando sobre la antena hay ondas estacionarias, las partes del conductor que conducen la corriente más elevada ejercen máximo efecto irradiante.

La relación entre la potencia necesaria para producir una intensidad de campo determinada con la antena de comparación y la potencia necesaria para producir la misma intensidad de campo con un tipo determinado de antena se llama ganancia de potencia de esta última.

El campo se mide en dirección de la antena que se está verificando; la de comparación es generalmente una de media onda con igual polarización que la que se verifica y situada a la misma altura.

La ganancia se expresa, generalmente, en dB, pudiendo ser respecto del radiador isotrópico (ganancia teórica expresada en dBi) o, como dijimos, respecto del dipolo de media onda, y se expresa en dBd.

La figura 1 muestra el procedimiento para la medición de ganancias. En su primera parte usamos como método más simple dos antenas conocidas e iguales con las cuales enviamos señal y recibimos, de manera de realizar un pequeño enlace. Una vez instalado el sistema se comienza a medir, hallando y anotando los valores recibidos y vistos en el analizador de espectro, los cuales vienen dados en dB. Una vez que se realizó esta medición, se cambia la antena que recibe por la antena incógnita y se vuelven a realizar las mediciones



Tabla 1

| COAXIL TIPO |      | Eléctricos                  |            |                      |                         |                                   |                  |                                |
|-------------|------|-----------------------------|------------|----------------------|-------------------------|-----------------------------------|------------------|--------------------------------|
|             |      | IMPEDANCIA                  | CAPACIDAD  | VELOC. PROP.         | TENSION MAX.            | TENSION DE PICO DE PULSO UNIPOLAR | POTENCIA DE PICO | FRECUENCIA MAXIMA RECOMENDABLE |
|             |      | Z <sub>0</sub> = [Ω]<br>±3Ω | C = [pF/m] | V <sub>0</sub> = [%] | U <sub>máx</sub> = [kV] | [kV]                              | [kW]             |                                |
| CF          | 1/4" | 50                          | 82         | 82                   | 1,8                     | 3,5                               | 33               | 1GHz                           |
| CF          | 3/8" | 50                          | 82         | 82                   | 2,4                     | 4,7                               | 56               | 1 GHz                          |
| CF          | 1/2" | 50                          | 82         | 82                   | 3,5                     | 7,0                               | 124              | 1GHz                           |
| CF          | 7/8" | 50                          | 82         | 82                   | 6,8                     | 13,6                              | 456              | 1GHz                           |

como en el caso anterior. Finalizado esto se realizan los cálculos para definir la ganancia de la antena en cuestión, éstos son:

Atenuación de espacio libre (Atel)

Es la atenuación que sufre la señal en su pasaje desde la antena transmisora a la receptora y responde a la siguiente ecuación:

$$Atel = 20 \log [f \text{ (MHz)} \times d \text{ (km)}] + 32,44$$

La distancia (d) sale de una ecuación donde juega el elemento o la dimensión más grande de la antena; de esta manera nos aseguramos que la distancia de separación sea la mínima aceptable para la medición.

Atenuación del cable de torre (A cab torre)

Según los cables de bajada de la torre en ambos lados (Tx y Rx) se extrae el valor de atenuación de los gráficos que entrega el fabricante; ésta es una cantidad expresada en dB cada 100 metros de cable, por lo cual se realiza el producto o la operación necesaria para ha-

llar la atenuación del tramo que nos interesa. En las tablas I y II reproducimos las características de algunos cables coaxiales.

Atenuación de los conectores (A conect)

Se la aproxima en más o menos 1dB, para la totalidad de los conectores, siendo válida esta aproximación usando conectores de buena calidad y en lo posible sin uniones ni adaptadores. En las figuras 2 a 5 ofrecemos una reseña de los conectores más usados en antenas y en sus mediciones.

Nivel de salida del generador de señales (PG)

Es el nivel que entrega el generador de señales en su conector de salida cuando está el control de nivel al máximo; el valor se toma en dB y con signo positivo.

Valor medido en el analizador de espectro de señal recibida (PM)

Es el valor que está siendo recibido por la antena instalada a tal fin y también se toma en dB pero con signo negativo.

Tabla 2 - Características

| COAXIL TIPO | Eléctricos           |            |                      |                         | Operativos        |      |      |      |      |      |
|-------------|----------------------|------------|----------------------|-------------------------|-------------------|------|------|------|------|------|
|             | IMPEDANCIA           | CAPACIDAD  | VELOC.               | TENSION PROP. MAX.      | ATENUACION A 20°C |      |      |      |      |      |
|             | Z <sub>0</sub> = [Ω] | C = [pF/m] | V <sub>0</sub> = [%] | U <sub>máx</sub> = [kV] | α = [dB/100m]     |      |      |      |      |      |
|             | ± 2Ω                 |            |                      |                         | 10                | 50   | 100  | 200  | 400  | 1000 |
|             |                      |            |                      |                         | f = [MHz]         |      |      |      |      |      |
| RG 174 A/U  | 50                   | 101        | 66                   | 1,5                     | 12,8              | 23   | 29,2 | 39,4 | 61   | 98,4 |
| RG 122/U    | 50                   | 101        | 66                   | 1,9                     | 5,9               | 14,2 | 23   | 36,1 | 56   | 95,2 |
| RG 58 C/U   | 50                   | 101        | 66                   | 1,9                     | 4,9               | 12   | 17   | 26   | 38   | 65   |
| RFA 58 C/U  | 50                   | 101        | 66                   | 1,9                     | 4,3               | 10   | 14   | 20   | 29   | 45   |
| RG 223/U    | 50                   | 101        | 66                   | 1,9                     | 3,9               | 9,5  | 15,8 | 23   | 33   | 54,2 |
| RG 213/U    | 50                   | 101        | 66                   | 5                       | 2                 | 4,9  | 7    | 10,5 | 15,5 | 26   |
| RFA 9 B/U   | 50                   | 101        | 66                   | 5                       | 2,2               | 5,4  | 7,6  | 11,5 | 17,5 | 30   |
| RG 214/U    | 50                   | 101        | 66                   | 5                       | 2,2               | 5,4  | 7,6  | 10,9 | 17   | 28,9 |
| RG 218/U    | 50                   | 101        | 66                   | 11                      | 0,75              | 1,8  | 3    | 4,6  | 7    | 12   |
| RG 177/U    | 50                   | 101        | 66                   | 11                      | 0,78              | 1,8  | 3,1  | 4,9  | 7,9  | 14,5 |

**Distancia entre antenas (Dist)**

Es la distancia mínima a la que se deben colocar las antenas para realizar la medición con un enlace realizado correctamente. Esta distancia responde a la siguiente fórmula:

$$\text{Dist} = \frac{2 D^2}{\lambda}$$

D = distancia o dimensión mayor de la antena en estudio.

$\lambda$  = longitud de onda de la frecuencia de medición.

Con todos estos valores medidos se realizan los cálculos usando la siguiente fórmula:

$$\text{Gant} = \frac{\text{PM} - \text{PG} + \text{Atel} + \text{Acab torre} + \text{A conect}}{2}$$

La fórmula aparece con un divisor por dos a causa de que la ganancia calculada es el doble de la ganancia de una sola antena pues estas dos que forman el enlace son idénticas. Realizados los cálculos y sabiendo cuánto gana la antena tomada como patrón, se cambia una de las dos antenas idénticas por la antena incógnita y se realiza otra vez la lectura del valor de PM en el analizador de espectro. Acto seguido se realizan los siguientes cálculos:

$$\text{APM} = \text{PM antenas idénticas} - \text{PM antena incógnita}$$

$$\text{G antena incógnita} = \text{G antenas idénticas} + \text{APM}$$

Daremos un ejemplo para clarificar el procedimiento, supongamos que debemos medir una antena del tipo parabólica, y usamos, como antenas idénticas, dos reflectores diedros.

La distancia entre antenas es de 0,048 km; la frecuencia de medición es 400MHz; el cable de bajada de torre es un cable rígido de media pulgada cuya atenuación a las frecuencias de 400MHz es 5,21dB cada 100 metros; nuestra torre tiene una altura de 35 metros, por lo cual la atenuación del cable es 1,82dB.

La atenuación de espacio libre sale de:

$$\text{Atel} = 20 \log [D (\text{km}) \times F (\text{MHz})] + 32,44$$

$$\text{Atel} = 20 \log (0,048 \text{ km} \times 400\text{MHz}) + 32,44$$

$$\text{Atel} = 58,1\text{dB}$$

La atenuación de los conectores los tomamos de 1dB; la señal que entregan al generador es de 6dB y la

señal recibida en el otro extremo del vínculo es de 28dB. Con todos estos datos pasamos al cálculo de la ganancia del diedro de referencia.

$$\text{Gdiedro} = \frac{\text{PM} - \text{PG} + \text{Atel} + \text{Acab torre} + \text{A conect}}{2}$$

$$\text{Gdiedro} = \frac{-28\text{dB} - 6\text{dB} + 58,1\text{dB} + 1,82\text{dB} + 1\text{dB}}{2}$$

$$\text{Gdiedro} = 13,46\text{dBi}$$

La fórmula nos da la ganancia respecto del radiador isotrópico o fuente teórica de radiación; si quisiéramos tener el valor respecto de un dipolo de media onda deberíamos restar al valor de ganancia en dBi 2,15dB y tendríamos:

$$\text{Gdiedro [dBd]} = \text{GdBi} - 2,15$$

$$\text{Gdiedro [dBd]} = 13,46\text{dBi} - 2,15\text{dB} =$$

$$\text{Gdiedro [dBd]} = \mathbf{11,31\text{dBd}}$$

Una vez hallada la ganancia de la antena de referencia se la cambia por la antena incógnita (parabólica) y se mide el valor de PM. Supongamos que ese valor dio PM = 32dB. Por lo tanto:

$$\text{APM} = - 28\text{dB} + 32\text{dB}$$

$$\text{APM} = \mathbf{4\text{dB}}$$

$$\text{G antena incógnita} = \text{G diedro} + 4\text{dB}$$

$$\text{G antena incógnita} = 13,46\text{dBi} + 4\text{dB} = 17,46\text{dBi}$$

De esta forma hemos visto cómo se realiza una medición de ganancia entre antenas de distinto tipo.

**Relación frente espalda**

Se mide en sistemas unidireccionales (antenas que irradian en una sola dirección) y es la relación que existe entre la potencia irradiada en el sentido correspondiente al máximo y la irradiada en sentido opuesto y se expresa en dB.

**Ancho de banda**

Se refiere a la gama de frecuencias dentro de las cuales las propiedades de la antena se mantienen dentro de límites aceptables. En general la antena debe mantener una ganancia aceptable, ROE, y relación frente-espalda, en el ancho de banda de aplicación.

**Diagrama de irradiación en el espacio libre**

Se llama así al diagrama de irradiación de cualquier antena que posea varios largos de onda de distancia con respecto a Tierra y a la totalidad de otros objetos. Es fácil de obtener en las bandas de VHF y UHF, pero para la banda de HF (debajo de 30MHz) es de primordial interés la altura de la antena sobre el suelo. Cuando la antena está situada cerca del piso o de la Tierra el diagrama sufre una modificación por las ondas reflejadas desde Tierra, por lo cual la calidad del diagrama depende de la altura de la antena y de su posición, o su orientación respecto del suelo y de las características eléctricas de la Tierra. El efecto de una Tierra perfectamente reflectora es tal que la intensidad de campo original en el espacio libre puede ser multiplicada por un factor que posea un valor máximo de dos (2), para refuerzo total, y que tenga la totalidad de valores intermedios, hasta cero, para la cancelación total. Estas reflexiones afectan el diagrama vertical de la antena. En la figura 6 se ve la variación del factor de multiplicación en función del ángulo vertical para distintas alturas de antenas horizontales.

**Tierra imperfecta**

La figura 2 se basa en la existencia de una Tierra que posea conductividad perfecta, mientras que la Tierra real no es un perfecto conductor. El principal efecto que ejerce la Tierra real es introducir cierta imprecisión para los ángulos menores; resulta prácticamente imposible lograr una radiación apreciable de frecuencia alta para ángulos inferiores a pocos grados cuando la altura de la antena es menor que varias longitudes de onda. Para más de 15°, en cambio, las curvas son suficientemente precisas; para ángulos comprendidos entre 5° y 15° se las puede considerar como simple indicio de los resultados que pueden esperarse.

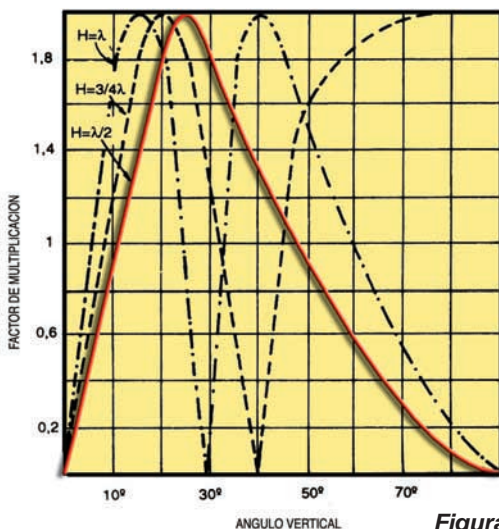


Figura 2

**Impedancia**

Las ondas directamente reflejadas hacia arriba por la Tierra al pasar por ella, inducen corriente en la antena y, de acuerdo con la altura de la misma, la relación de fase entre la corriente inducida y la original puede ser como para reforzar en unos casos y debilitar en otros la corriente total que circula por la antena. Que la corriente aumente significa que la impedancia baje y viceversa, para una cierta impedancia de la antena varía con la altura como se ve en la figura 3.

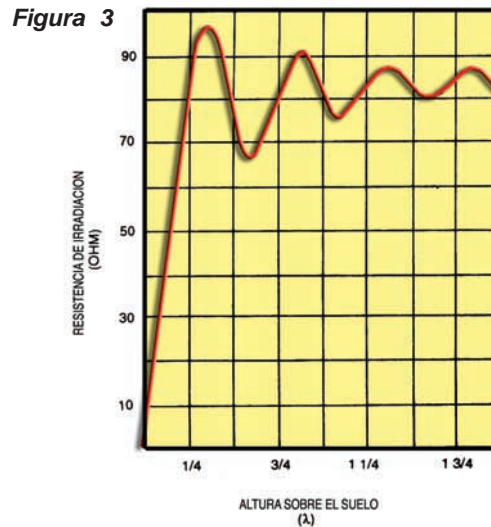


Figura 3

La impedancia se acerca al valor que corresponde al espacio libre a medida que la altura aumenta, apartándose mucho de ese valor al bajar la misma.

**Antena de media onda - DIPOLO**

La forma fundamental de una antena se encuentra representada por un solo conductor cuya longitud es, aproximadamente, igual a la mitad de la longitud de onda de emisión.

Esta representa el tipo básico del cual se derivan las formas más complejas de antenas, y se la llama **dipolo**. La longitud de una media onda en el espacio es:

$$\text{Longitud (m)} = 150/\text{frec (MHz)}$$

La longitud real de una antena de media onda no es exactamente igual a la media onda en el espacio, sino que depende del calibre del conductor en relación a la longitud de onda (figura 4).

En la curva de la figura 4, K es el factor que debe multiplicarse por la media onda en el espacio para obtener la longitud en que ha de resonar la antena. En condiciones medias se podrá obtener con suficiente



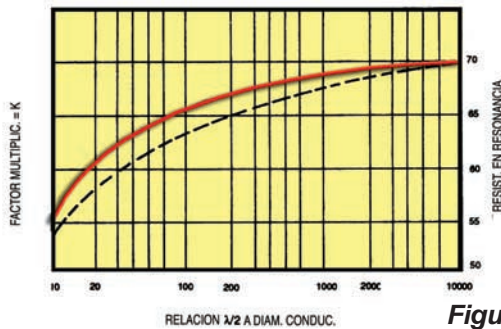


Figura 4

precisión la longitud de una antena de media onda para frecuencias de hasta 30MHz con la siguiente fórmula:

$$\lambda = \text{long. antena de media onda (m)} = \frac{150 \cdot 0,95}{\text{frec (MHz)}} \quad (I)$$

**Ejemplo**

Una antena de media onda para 7150kHz = 7,15MHz, tendrá una longitud:

$$\lambda = \frac{150 \times 0,95}{7,15\text{MHz}} = 19,90 \text{ m}$$

Arriba de 30MHz y, en particular, para antenas construidas con varillas o tubos, se deberán usar las siguientes fórmulas:

$$\lambda = \text{long. de antena de media onda (m)} =$$

$$\lambda = \frac{150 \times K}{\text{frec (MHz)}}$$

**Ejemplo**

Hallar la longitud de una antena de media onda para 28,7MHz, si está construida con tubos de 1,27 cm de diámetro.

A 28,7MHz una media onda en el espacio es:

$$l^* = \frac{150}{28,7} = 5,22 \text{ m}$$

La relación entre longitud de media onda y diámetro del conductor será:

$$R = \frac{5,22 \times 100}{1,27} = 411$$

Para este valor del gráfico, K vale 0,97 y la longitud de la antena será:

$$\lambda = \frac{150 \times 0,97}{28,7} = 5,07 \text{ m}$$

**Distribución de corriente y tensión**

Cuando se alimenta con potencia una antena de este tipo la corriente y la tensión varían a lo largo de su longitud. La corriente es máxima en el centro y nula en los extremos; lo opuesto ocurre con la tensión.

**Impedancia de la antena de media onda**

La resistencia de radiación de una antena de media onda infinitamente delgada en el espacio libre es de aproximadamente 73 ohm, este valor varía con la altura y aumenta hacia los extremos en los cuales el valor real depende de factores como altura, construcción física, posición respecto de la Tierra y aisladores de los extremos.

**Calibre del conductor**

La impedancia de la antena depende, entre otras cosas, de la relación entre diámetro y longitud del conductor. Si se usa un diámetro grande para el conductor, la capacidad por unidad de longitud aumenta y la inductancia disminuye por la misma unidad. La resistencia de radiación no es afectada por la relación diámetro longitud, por lo que la menor relación L/C hace que disminuya el Q de la antena y la curva de resonancia se haga menos aguda, lo que trae aparejado que la antena trabaje sobre una gama más amplia de frecuencias y este efecto se hace mayor a medida que se aumenta el diámetro, propiedad de importancia en frecuencias altas para las cuales la longitud de onda es pequeña.

**Característica de radiación**

La radiación de un dipolo no es uniforme en todas las direcciones sino que varía de acuerdo con el ángulo respecto del eje del conductor. Es más intensa en direcciones que se encuentran a ángulos reducidos con respecto al conductor y nulo a lo largo de la dirección del mismo, correspondiendo valores intermedios para ángulos intermedios. En la figura 5 vemos el diagrama de radiación de una antena horizontal de media onda para tres ángulos verticales distintos de radiación.

**Alimentación de una antena dipolo**

Como la impedancia en el centro de un dipolo se encuentra cerca de los 70 ohm, brinda buena adaptación para líneas de transmisión de 75 ohm.

En la actualidad se fabrican antenas para varias potencias que pueden conectarse en el centro de la antena por medio de un pequeño aislador como punto de conexión. Se debería usar línea coaxial con un balun 1:1 para garantizar la simetría o, sin balun, con una le-

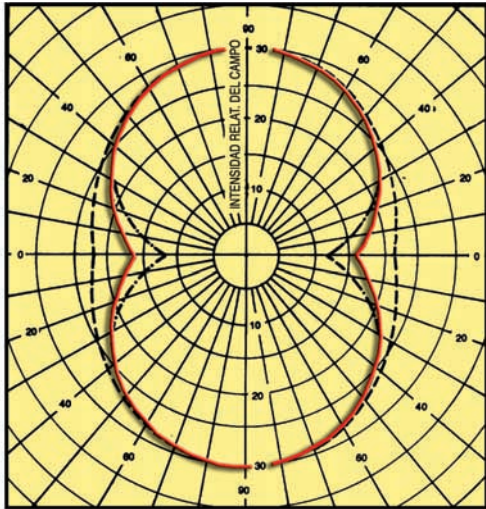


Figura 5

ve deformación en el diagrama de irradiación. La línea de transmisión deberá partir en ángulo recto respecto de la antena dentro de, por lo menos, un cuarto de longitud de onda, para que no haya desequilibrio de corriente en dicha línea causado por captaciones de la antena. La longitud de esta antena se calcula con la fórmula (I) de la página anterior.

El empleo de línea de 75 ohm da por resultado una línea plana sobre la mayor parte de cualquier banda de aficionado. Si se hace que la antena de media onda asuma la forma que se conoce como dipolo plegado, con línea de 300 ohm se obtendrá una buena adaptación.

La figura 6 muestra un dipolo de media onda alimentado con una línea de 75 ohm, mientras que en la figura 7 se observa que con un dipolo plegado la impedancia aumenta hasta 300 ohm.

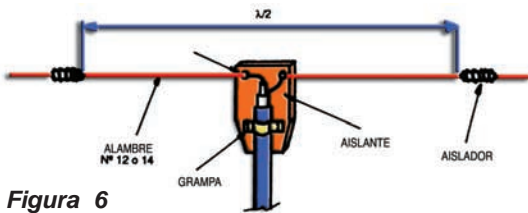


Figura 6

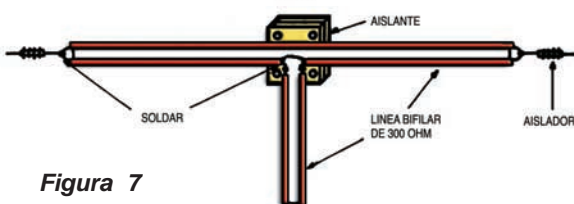


Figura 7

Para usar líneas de transmisión de 600 ohm y obtener buena adaptación se usa el dipolo plegado trifilar, cuya única condición es que los tres conductores sean del mismo diámetro (figura 8).

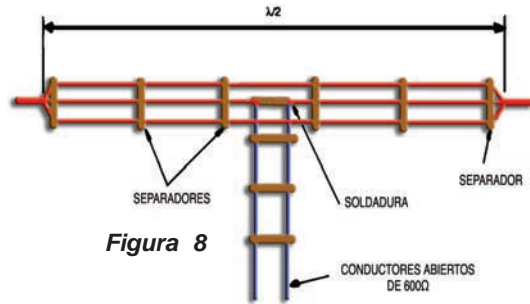


Figura 8

El método por el cual se adapta una línea directa de 600 ohm y una antena de media onda se llama adaptación delta (vea la figura 9). Como se ve en la figura 9, la línea asume la forma de un abanico al aproximarse a la antena, para disponer de un aumento gradual de impedancia en el punto de la conexión que iguale la de la antena.

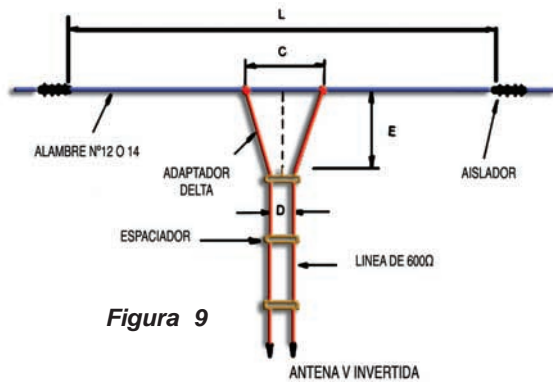


Figura 9

Como las dimensiones son críticas, se necesita una medición antes de instalar la antena; la longitud de la antena se calcula con la fórmula (I). La longitud de la sección C se halla como:

$$C(m) = 37,7 / \text{frec (MHz)}$$

La sección ensanchada de los alimentadores E puede hallarse con:

$$E (m) = 44,8 / \text{frec (MHz)}$$

**Ejemplo:** para una frecuencia de 4,7MHz las medidas calculadas son:

$$L = 142,5 / 7,1 = 20,07 \text{ m}$$

$$C = 35,7 / 7,1 = 5,03 \text{ m}$$

$$E = 44,8 / 7,1 = 6,30 \text{ m}$$

Como éstas fórmulas son únicamente aplicables a líneas de 600 ohm es importante que las líneas sean aproximadamente de ese valor. En las figuras 10 y 11 se ven detalles constructivos.

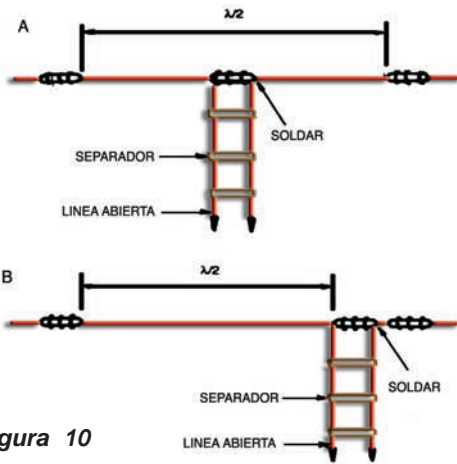


Figura 10

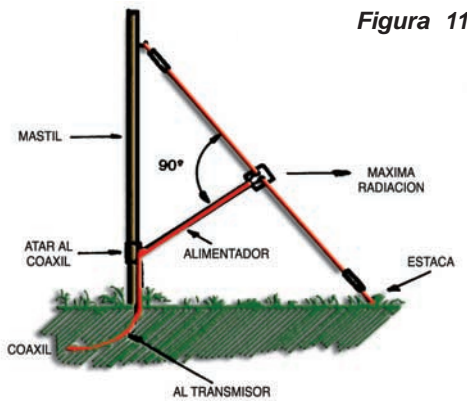


Figura 11

**Antena V invertida**

Es una antena no direccional muy popular y sus ventajas son: requerir un solo poste para soporte y presentar una característica de irradiación bastante omnidireccional, al estar calculada para una sola banda. La versión multibanda posee radiación en sentido longitudinal y un buen compromiso entre polarización horizontal y vertical, lo que la hace útil para comunicaciones locales y a la larga distancia; tienen un ángulo de radiación bajo en comparación con uno vertical de 1/4 con plano de Tierra cuando se alimenta como en la figura 12. Para funcionar en una sola banda se la cons-

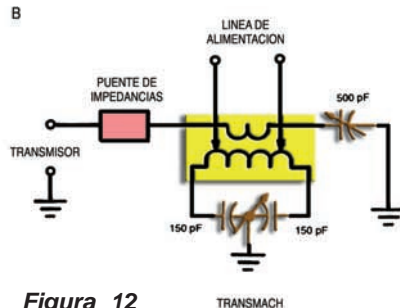


Figura 12

truye con el mismo largo que un dipolo común de media onda y se alimenta al centro con cable de 75Ω. El centro debe es-

tar lo más alto posible sobre el suelo, preferentemente a más de 1/4 de la frecuencia de funcionamiento.

El ángulo del vértice debe acercarse en lo posible a 90°, aunque se obtienen buenos resultados con ángulos entre 90° y 120°. Con un ángulo por debajo de 90° se produce una excesiva cancelación de señal entre ambas ramas por lo que debe evitarse. En la tabla III vemos las medidas para diferentes frecuencias, tomando como parámetro las dimensiones de la figura 13.

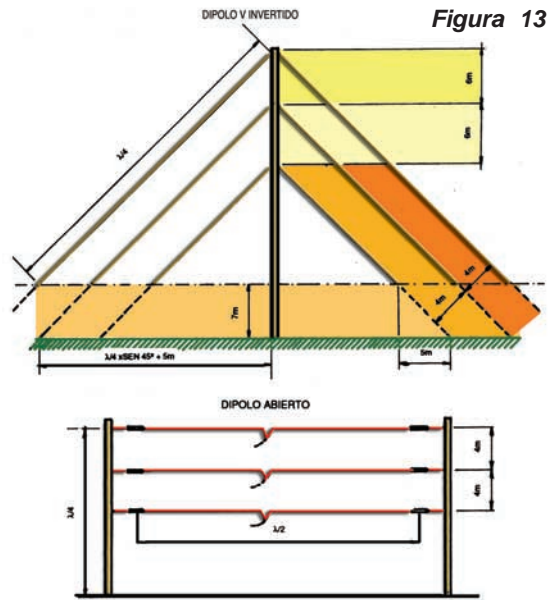


Figura 13

**Antenas largas**

Se llaman así a las antenas que se miden en términos de longitudes de onda, o sea una antena no será larga simplemente porque esté confeccionada con un alambre de gran longitud, sino atendiendo, además, a la banda en que se la utiliza. Presenta una ganancia mayor que la de un dipolo al montarla a cierta altura; cuanto más larga sea la antena, más ganancia tendrá. La máxima directividad será en sentido longitudinal. Si no es terminada en un extremo en su impedancia característica, es bidireccional.

**Características de un alambre largo**

Una antena resuena a la frecuencia de funcionamiento si su largo es tal que permite acomodar un número entero de ondas estacionarias de tensión y corriente, en otras palabras, cuando su longitud es un múltiplo exacto de media longitud de onda de dicha frecuencia.

**Longitudes físicas**

La longitud de una antena de conductor largo no es

Tabla 3

| FRECUENCIA<br>Mc/s | $\lambda/2$<br>m = metros | $\lambda/4$<br>m = metros | $(\lambda/4 \cdot \text{seno}45^\circ + 5 \text{ m})$<br>m = metros |
|--------------------|---------------------------|---------------------------|---|
| 2                  | 71,25                     | 35,62                     | 31,47   |
| 2,5                | 57                        | 28,50                     | 26,16   |
| 3                  | 47,5                      | 23,75                     | 22,63   |
| 3,5                | 40,71                     | 20,35                     | 20,10   |
| 4                  | 35,63                     | 17,81                     | 18,21   |
| 4,5                | 31,67                     | 15,83                     | 16,73   |
| 5                  | 28,5                      | 14,25                     | 15,56   |
| 5,5                | 25,91                     | 12,95                     | 14,59   |
| 6                  | 23,75                     | 11,87                     | 13,79   |
| 6,5                | 21,92                     | 10,96                     | 13,11   |
| 7                  | 20,36                     | 10,18                     | 12,53   |
| 7,5                | 19                        | 9,50                      | 12,02   |
| 8                  | 17,81                     | 8,90                      | 11,58   |
| 8,5                | 16,76                     | 8,38                      | 11,19   |
| 9                  | 15,83                     | 7,91                      | 10,84   |
| 9,5                | 15                        | 7,5                       | 10,53   |
| 10                 | 14,25                     | 7,12                      | 10,25   |
| 10,5               | 13,57                     | 6,78                      | 10  |
| 11                 | 12,95                     | 6,47                      | 9,77  |
| 11,5               | 12,39                     | 6,19                      | 9,56  |
| 12                 | 11,88                     | 5,94                      | 9,37  |
| 12,5               | 11,40                     | 5,7                       | 9,19  |
| 13                 | 10,96                     | 5,48                      | 9,03  |
| 13,5               | 10,56                     | 5,28                      | 8,88  |
| 14                 | 10,18                     | 5,09                      | 8,74  |
| 14,5               | 9,83                      | 4,91                      | 8,61  |
| 15                 | 9,50                      | 4,75                      | 8,49  |
| 15,5               | 9,19                      | 4,59                      | 8,37  |
| 16                 | 8,91                      | 4,45                      | 8,26  |
| 16,5               | 8,64                      | 4,32                      | 8,16  |
| 17                 | 8,39                      | 4,19                      | 8,07  |
| 17,5               | 8,14                      | 4,07                      | 7,93  |
| 18                 | 7,92                      | 3,96                      | 7,90  |

un múltiplo exacto de las de una antena de media onda, debido a que los efectos de los extremos se hacen presentes en las secciones terminales de la antena. La fórmula para el cálculo es entonces:

$$\text{Longitud (m)} = \frac{150 (N - 0,05)}{\text{frec (MHz)}}$$

Siendo N la cantidad de medias ondas de la antena.

**Ejemplo**

Una antena de cuatro medias ondas de largo para 14,2MHz deberá tener:

$$\text{Longitud (m)} = \frac{150 (4 - 0,05)}{14,2} = \frac{150 \times 3,95}{14,2} = 41,72 \text{ m}$$

**Antenas multibanda**

El sistema más sencillo es un alambre de una longitud de media onda a la frecuencia inferior de funcionamiento y alimentarla en el centro o en un extremo con una línea abierta sintonizada. La antena alimentada al centro es muy superior a la de alimentación terminal debido a que no presenta irradiación por parte de la línea de alimentación.

La antena alimentada en el extremo tiende a comportarse en todas las bandas (salvo en la que se ve como 1/2) como una antena larga; en cambio, la de alimentación central se comporta como dos antenas de igual longitud alimentadas en fase.

Si una antena de onda completa se alimenta en un extremo, su diagrama de irradiación se parecerá a un trébol de cuatro hojas con una ROE de 1, pero las antenas funcionarán muy bien usando líneas de alimentación sintonizadas de bajas pérdidas.

Una antena funcionando en varias bandas no permite la adaptación de impedancias entre línea y antena, por lo cual deben tomarse consideraciones para un buen acoplamiento del transmisor. La tabla IV da algunas longitudes de antenas y líneas para uso multibanda.

Si se dispone de poco espacio para el montaje puede construirse una versión acortada alargando la línea de alimentación y disminuyendo la longitud de la parte horizontal, como en la figura 14.

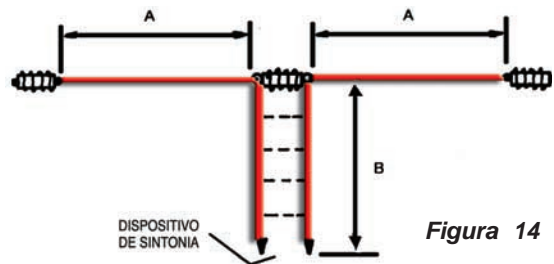


Figura 14

La longitud puede reducirse a 1/4 de la frecuencia más baja con un buen rendimiento, si se la lleva a resonancia. Puede usarse asociada a un sintonizador de antena.

**Funcionamiento multibanda con alimentación coaxial**

El uso correcto de las líneas coaxiales impone que la ROE sea baja, inferior a 3:1; como la impe-

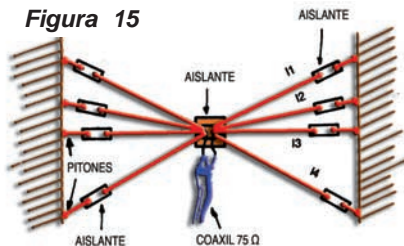


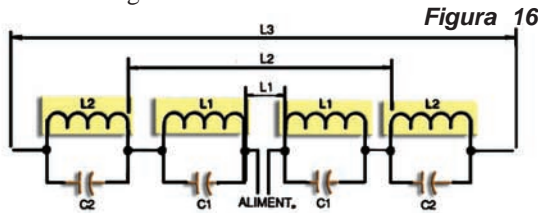
Figura 15



dancia varía mucho al cambiar de banda, no puede alimentarse una antena sencilla con coaxial y usarlo en diferentes bandas sin usar un artificio; una posibilidad es, como se ve en la figura 15, hacer varias antenas en distintas frecuencias.

**Antenas multibanda con trampas**

Otro método para obtener funcionamiento multibanda con una única antena y una sola línea de alimentación es conectar en cada rama de un dipolo trampas sintonizadas en paralelo; si se las conecta en forma adecuada, cuando resuenan, desconectan el resto de las antenas de la porción central. En las bandas más bajas, las trampas actúan como inductores de carga, permitiendo que el dipolo tenga una longitud total menor que una sin trampa. Este criterio se usa para fabricar antenas yagi multibanda, dipolos multibanda y antenas verticales para varias bandas. Un ejemplo es la antena de la figura 16.



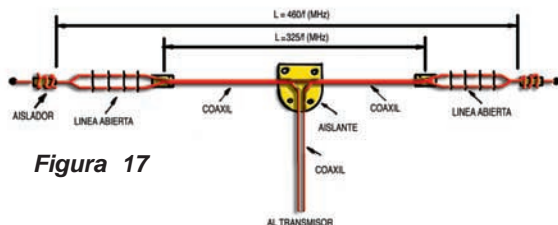
El inductor se hace con un diámetro de un tamaño tal que dentro de él entre la nuez y el capacitor de la trampa; la cubierta exterior no es importante pero sí útil para evitar los efectos del agua, hielo y nieve que pueden afectar el funcionamiento de la trampa.

**Ajuste de las trampas**

Para hacer el ajuste, como primer paso se arrolla el inductor, se coloca el aislador y el capacitor, y se cortan los alambres del inductor cerca de los retorcedores, luego se los conecta al capacitor y al conjunto a su vez, a la antena. Se ajustan con ayuda de un ondámetro con un acoplamiento débil entre éste y la trampa y se reducirá la inductancia de a 1/4 de vuelta por vez.

**Dipolo de banda ancha**

La mayoría de las antenas de este tipo no son de bandas suficientemente anchas para obtener una buena relación de onda estacionaria (ROE). La antena de la figura 21 se llama doble bazooka y está formada por



una sección de media onda de cable coaxial con el blindaje abierto al centro y la línea de alimentación conectada a las dos partes del blindaje.

El conductor exterior del coaxial actúa como dipolo de media onda, en combinación con las secciones terminales de línea abierta. Los conductores interiores, que no irradian, forman resonadores de 1/4 en cortocircuito, que en resonancia presentan una impedancia muy alta en el punto de alimentación.

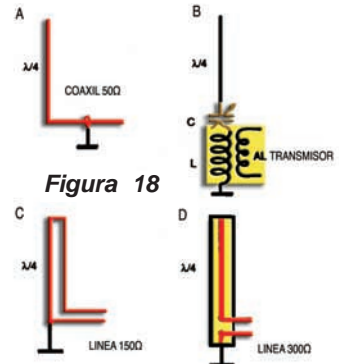
**Antenas verticales**

Se usan para lograr bajo ángulo de irradiación y tienen una forma que es la de una varilla vertical (irradiante) cuya longitud es de un cuarto de longitud de onda. También se usan cuando no hay espacio para colocar una horizontal. Para que esta antena tenga máxima eficiencia se debe instalar en lugar despejado y hacerse trabajar en combinación con un buen sistema de Tierra.

En la figura 18 vemos cuatro ejemplos típicos con los métodos de alimentación recomendados. La antena puede ser de alambre o caño de cobre soportado con madera o con vientos aislados.

La verificación de la existencia de ondas estacionarias en la línea indicará la frecuencia para la cual la ROE es mínima y, por lo tanto, el sentido en que debe modificarse la longitud de la antena.

Para que funcionen bien estas antenas (sin plano de Tierra) se debe conseguir una buena toma de Tierra; una posibilidad, que depende del tipo de suelo, es una jabalina de 1 a 2 metros clavada al pie de la antena, pero la mejor Tierra está formada por 6 a 12 radiales de 1/4 de longitud de onda tendidos como los rayos de una rueda desde la base de la antena; el conjunto de radiales debe enterrarse aproximadamente 15 cm. La antena debe estar aislada de Tierra con el fin de proveer un punto de alimentación.



**Antena con plano de Tierra**

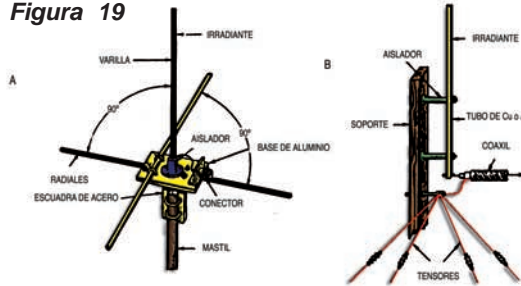
Esta antena tiene un plano de Tierra artificial formado por cuatro varillas perpendiculares al irradiante que es de 1/4 ; la diferencia con la que vimos antes es

que entrega un bajo ángulo de radiación independientemente de la altura a que esté instalada respecto del suelo. Esta altura tiene que ser como mínimo 1/4 del suelo. Es una antena muy útil en cualquier banda debajo de 30MHz. La resistencia de radiación depende del diámetro de la sección vertical y varía con éste. Su resistencia es del orden de 30 ohm y puede alimentarse con una línea de 75 ohm, interponiendo una sección adaptadora de un cuarto de onda construida con un trozo de coaxial de 50 ohm.

**Antena multibanda vertical**

La antena de la figura 19 es un sistema multibanda que emplea un transmatch en su base; se conoce como transmatch a un circuito sintonizado de antena, o sea un circuito que compensa –por medio de introducción de bobinas y capacitores– las componentes reactivas de la antena según la frecuencia que hace a la longitud de la misma. El irradiante puede hacerse con un tubo o un alambre montado sobre un elemento aislante como mástil. Se obtiene un buen funcionamiento

Figura 19



si se usa un buen sistema de planos de Tierra enterrados debajo de la antena y cuya longitud sea de 1/4 de la longitud de onda de la frecuencia inferior. Una red de sintonía se puede hacer con bobinas enchufables o un sistema de conmutación.

Para finalizar con este tipo de antenas, podemos decir que pueden realizarse antenas verticales con trampas, las que se calcularán utilizando el mismo criterio que se usa para las horizontales. Estas son sólo algunas de las muchas antenas que pueden emplear los radioaficionados para HF, en el capítulo siguiente seguiremos el análisis para frecuencias más elevadas.

\*\*\*\*\*



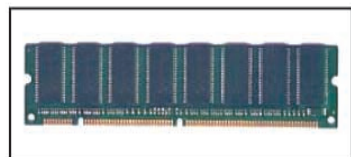
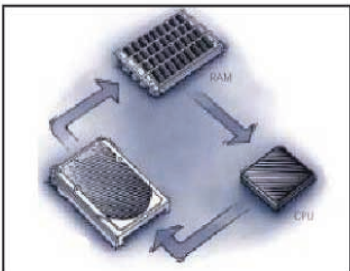
**MEMORIA RAM LIBROS ELECTRONICOS**

“Memorias RAM” de Krismar Computación, que combina textos, relatos, imágenes y videos para enseñar, entre otras cosas, qué es una memoria virtual, la memoria RAM, la memoria ROM, cómo es su funcionamiento, la organización lógica de la RAM, las diferentes tecnologías DRAM, y mucho más. Si desea más información puede bajarla de nuestro portal [www.webelectronica.com.ar](http://www.webelectronica.com.ar) con la clave: memo27.

**Precio Argentina \$ 30.-**  
**Precio para Socios \$25.-**

**INTRODUCCION**

La evolución de la memoria RAM va de la mano con la evolución de los microprocesadores, que es el elemento que ha marcado la pauta a seguir dentro de este proceso evolutivo. Ahora se puede hablar de capacidades y velocidades de la memoria principal que antes hubiesen parecido poco imaginables, que junto a las evidentes mejoras que se han logrado en su fabricación y por ende en su calidad, hacen que la diferencia entre el ayer y el hoy sea más evidente, desde la fabricación de memorias con tecnología asíncrona FPM hasta las sofisticadas técnicas usadas por las tecnologías síncronas, desde el empleo de chips independiente soldados sobre la tarjeta principal hasta los innovadores módulos de memoria RIMM pasando por los



DIMMs, SIMMs, SO DIMMs, etc. desde los chips de memoria con velocidades por arriba de los 150 ns hasta rangos manejados hoy en día por abajo de los 20 ns.

La realización de este software sobre memoria principal, surge a partir de la idea del Ing. Omar Díaz González Boyer catedrático de esta facultad, por realizar una enciclopedia multimedia para exponer el funcionamiento de los diferentes dispositivos de hardware presentes en una PC.

El objetivo principal es proporcionar a los estudiantes, técnicos y aficionados, una alternativa bibliográfica en un medio de almacenamiento electrónico que ayude a reforzar el conocimiento adquirido en el aula. El proyecto está dividido en 10 partes, siendo la memoria principal el tercer producto de la enciclopedia, cuyo objetivo específico es explicar todos los elementos y componentes que intervienen en la memoria principal, desde sus clasificaciones hasta la explicación de sus tecnologías.

Por ser un proyecto en grupo, se realizó el análisis y el diseño de manera conjunta, siendo expuestos en la primera parte (Microprocesadores).

El desarrollo de rutinas colectivas se encuentra explicado en la 2ª tesis (motherboards), de donde se estandarizan la base de datos, los requerimientos de NO instalación, y el diseño gráfico. Para este trabajo en particular, nos basaremos en el contenido del tema en sí, haciendo referencia al análisis y diseño en general de las tesis previas.

El software de la memoria principal está estructurado para comenzar con los conceptos básicos sobre el funcionamiento de los diferentes tipos de memorias presentes en una computadora para después revisar en forma específica a la memoria RAM en cuanto a su organización lógica y su funcionamiento, se describen además la evolución de las diferentes tecnologías empleadas en su fabricación, su velocidad y los elementos involucrados en este concepto. Se tratan también los principales factores y las técnicas de detección y corrección de errores en RAM, así como su presentación física.

Se ha dedicado un par de capítulos para hablar de otros tipos de memorias que al igual que la RAM, desempeñan un papel importante dentro de la PC, éstas son la memoria caché y la memoria Flash, esta última por estar alcanzando un gran auge como dispositivo de almacenamiento de estado sólido.

Cabe aclarar que el presente documento es un resumen del contenido del CD ROM, ya que, al ser una enciclopedia, su objetivo principal no es ser leído de principio a fin en orden de aparición. Por otra parte, se estaría restando importancia al verdadero objetivo, que es aprovechar la tecnología multimedia para exponer los temas con mayor profundidad y el apoyo del audio y del concepto gráfico, los cuales no pueden ser explotados en su versión impresa.

# ANTENAS DE RECEPCIÓN DE TV

Como las antenas de recepción de TV son las más usadas queremos ocupar un capítulo en especial para ellas donde daremos consideraciones importantes.

## Características de las señales de TV

Cuando hablamos de radio estamos acostumbrados a tratar señales moduladas con bandas laterales que se alejan pocos kilociclos a ambos lados de la portadora, ya sea en modulación de amplitud o de frecuencia. Para TV vemos que la portadora está modulada con la señal de video cuya frecuencia cubre una banda que va de unos pocos ciclos a varios megaciclos.

Vemos en la figura 1 un canal de TV cuyo ancho de banda es 6MHz, 4,5MHz para video y una pequeña franja para sonido. De la figura vemos que la portadora de sonido ocupa el centro de la zona de modulación que le corresponde, no pasa lo mismo con la de video que está más a un costado dada la modulación por banda lateral vestigial.

Dado esto existen condiciones generales que deberán tenerse en cuenta para el diseño de antenas receptoras de TV.

Para modular portadoras con anchos de bandas laterales de 4,5MHz no podrán tener frecuencias menores que 10 veces la cifra anterior. Es por esto que los canales bajos están entre 54 y 88MHz a razón de 6MHz cada uno; y los altos (7 al 13) van de 174 a 216MHz, con igual ancho de banda que los bajos, y en UHF los canales 14 al 83 que van de 470 a 960MHz, también con un ancho de banda de 6MHz.

Por los valores de frecuencia vemos que las dimensiones de las antenas son de a lo sumo 2,50 m para canal 2, otra particularidad es que se diseñan para bajo Q, esto las hace de menor rendimiento y se compensa

aumentando la ganancia de la entrada del receptor. Por último decimos que para UHF (canales 14 al 83) la irradiación se rige por las leyes de la óptica, además de las de propagación antes vistas.

## Alcance de la transmisión

Se llama onda terrestre a la irradiación rasante o tangencial a la superficie de la tierra y onda celeste o de espacio a las que parten en todas direcciones alejándose de la superficie de la tierra.

En TV usamos frecuencias por encima de 50MHz por lo que las ondas celestes entran más en la alta atmósfera y las reflexiones caen fuera del globo por lo cual no deben tenerse en cuenta como medio de propagación.

La onda terrestre, por ser rectilínea será tangente a la superficie de la tierra siendo el área de servicio limitada por el largo máximo de la onda directa pero dependiendo de las alturas de las antenas.

En base a las alturas de las antenas transmisora y receptora se puede hallar el alcance según la siguiente fórmula:

$$D = 5(\sqrt{H} + \sqrt{h})$$

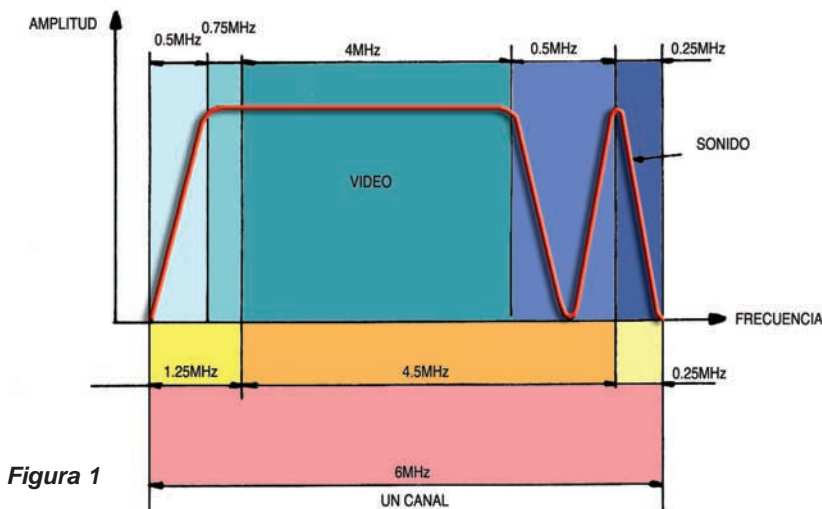
Ejemplo:

Si la antena Tx tiene una altura  $H = 144$  m y la Rx  $h = 25$  m el alcance es:

$$D = 5(\sqrt{144} + \sqrt{25})$$

$$D = 5(12 + 5)$$

$$D = 5 \times 17 = 85 \text{ km}$$



Estas cifras no son rigurosas pues puede superarse o no llegarse a ellas según las condiciones del terreno y de la atmósfera pero cabe destacar que se debe colocar la antena lo más alto posible para cubrir un área máxima. Para recibir en zonas alejadas hay que dar a la antena una altura mínima que surge de la fórmula anterior:



$$h = \left( \frac{D}{5} - \sqrt{H} \right)^2$$

Con D en kilómetros y H en metros la fórmula es válida si la cifra o el término D / 5 es mayor que  $\sqrt{H}$ .

Ejemplo:

H = 200 m

D = 80 km

$$h = \left( \frac{80}{5} - \sqrt{200} \right)^2 = (16 - 14)^2 = 4 \text{ m}$$

Las consideraciones anteriores se deben tomar como primera aproximación, no como resultado válido.

### Características generales para antenas de TV

Una emisora irradia en polarización horizontal por lo cual la antena también debe estar instalada con dicha polarización.

Con referencia a las características geométricas, o sea dimensiones podemos decir que a lo largo de una antena tenemos distintos valores de tensión y corriente, el cociente de éstos nos da la impedancia en cada punto. Por ser un circuito resonante serie la impedancia en el punto de alimentación es baja y resistiva pura, siendo en el caso de un dipolo de media onda de  $73\Omega$  a la frecuencia fundamental. La impedancia aumenta a lo largo de la antena haciéndose infinita en los extremos. Si en lugar de la antena colocamos una resistencia de  $73\Omega$  y le aplicamos señal, la potencia absorbida será la misma por lo que llamamos resistencia de radiación al valor de resistencia que reemplazando a la antena disipa igual potencia que ella. La impedancia tiene dos componentes una resistiva y una reactiva incluso en el punto de alimentación si la frecuencia no es la de resonancia de la antena.

Por ejemplo para un dipolo de media onda vemos en la figura 2 como varía la frecuencia al apartarse de la resonancia y también la impedancia.

Vemos entonces que a frecuencias superiores a la de resonancia, se comporta como un inductor y por debajo de la resonancia como un capacitor. Esto nos hace analizar lo siguiente:

Si para frecuencias mayores se comporta en forma inductiva, la antena queda como más corta y hay que alargarla, una bobina en serie alargarla de manera simulada. Al revés, si para una frecuencia menor se comporta como capacitiva; es como si fuera más larga y un capacitor en serie acortará la longitud.

Tres antenas pueden resonar correctamente en media onda pese a tener distinta longitud. Esto se debe a que si decimos que la antena es un circuito resonante de constantes distribuidas tiene resistencia, inductancia y capacidad. La inductancia depende del tipo de alambre usado como la capacidad que depende en gran parte de las dimensiones del conductor. Por ejemplo, un conductor grueso tiene mayor capacidad y menor inductancia. Los dos factores anteriores en realidad son determinados por la relación longitud-diámetro del conductor, y trae aparejada una diferencia en el Q o factor de mérito. Esto puede verse en la figura 3, de acuerdo a las siguientes consideraciones:

- La antena 1 está hecha con alambre fino.
- La antena 2 está hecha con alambre grueso.
- La antena 3 está hecha con caño > 10 mm.

En TV es primordial que la antena tenga gran ancho de banda, aunque no sea muy buena su eficiencia. Por lo tanto, de las tres curvas de la figura nos quedamos con la de caño por ser de bajo Q (número 3).

Como síntesis de las características de antenas podemos decir:

Serán de polarización horizontal. Tendrán dipolos de media onda con resonancia exacta. Se construirán en caño para tener bajo Q y buen ancho de banda.

No hablamos aún de ganancia y directividad temas que veremos más adelante.

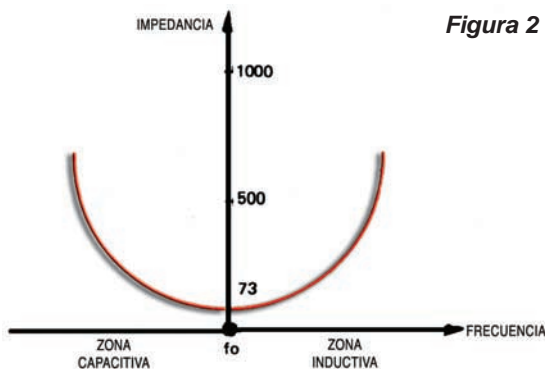


Figura 2

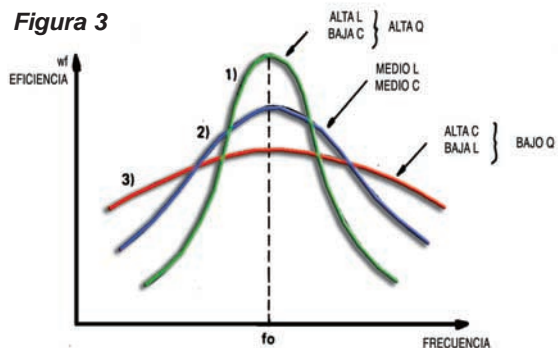


Figura 3



**El dipolo plegado en TV**

Es la antena más popular por tener bajo Q, fácil instalación y cómoda adaptación de impedancias.

Para su estudio se puede decir que corresponde a la figura 4.

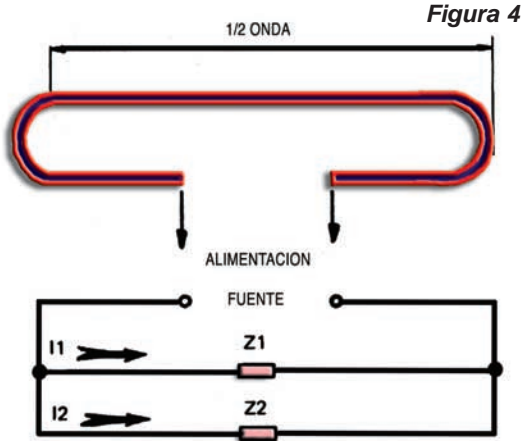


Figura 4

Son dos dipolos de media onda unidos en sus extremos, o sea conectados en paralelo, el superior sin corte para alimentación, pero como no hay tensión en su punto medio puede conectarse a tierra y se aprovecha esto para sujetarlo al barral o BOTALON.

Si partimos de que es un circuito resonante se puede decir que es una impedancia con su fuente en los extremos, o sea, hay dos ramas en paralelo y la energía se reparte entre ellas, ahora bien, decimos que la potencia irradiada es igual al cuadrado de la corriente en el punto de alimentación multiplicada por la resistencia de radiación y que si las dos corrientes de la figura son iguales y los dipolos por su proximidad se comportan como uno solo, su impedancia ya no será  $73\Omega$  sino lo que resulta de una corriente de mitad de valor, es decir una impedancia cuádruple por estar la corriente al cuadrado, o sea:

$$4 \times 73 = 292 \approx 300\Omega$$

Esto se cumple si los diámetros de ambas ramas son iguales.

En el caso de que los diámetros no sean iguales, las corrientes se repartirán en razón inversa a los diámetros, o sea:

Supongamos que el diámetro superior sea el doble que el inferior, la corriente  $I_1$ , será el doble de  $I_2$  y la corriente en el punto central de la rama inferior será la tercera parte con lo cual la impedancia será nueve veces que  $73\Omega$ , o sea:  $657 \text{ ohm}$ .

En consecuencia para hallar el valor de impedancia en función de los diámetros de los caños usamos la siguiente fórmula:

$$Z = 73 \left( \frac{D}{d} + 1 \right)^2$$

**Empleo de elementos parásitos**

Los dipolos, ya sean simples o plegados son de irradiación y captación bidireccional, para TV esto no es conveniente por las reflexiones de las ondas por lo cual se le debe dar directividad a la antena y por ende mayor rendimiento de captación. Los elementos parásitos entonces cumplen con la función de orientar la captación de las ondas y se colocan en forma paralela al dipolo llamándose algunos directores y otros reflectores según estén delante o detrás del dipolo.

Vemos en la figura 5 un dipolo y su reflector cuya longitud es un 5% mayor que la longitud del dipolo

El dipolo se corta un poco antes de 1/2 para evitar el efecto de las puntas.

En la práctica se toma 0,95 de 1/2.

Al colocarse elementos parásitos al dipolo varía su característica de irradiación, o sea las antenas de las figuras 5 y 6 tienen poca captación posterior y su directividad no es muy marcada a causa de la falta de directores, (figura 5), y de un solo director, (figura 6), en

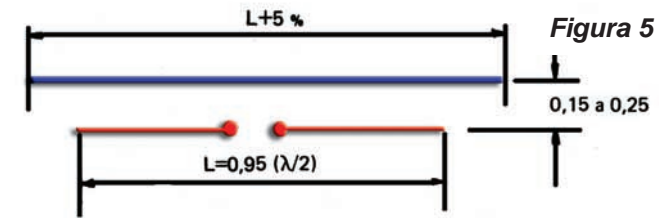


Figura 5

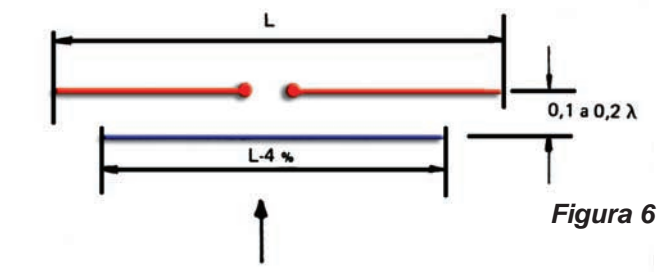


Figura 6

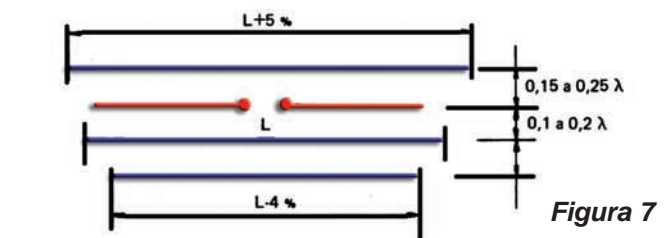


Figura 7

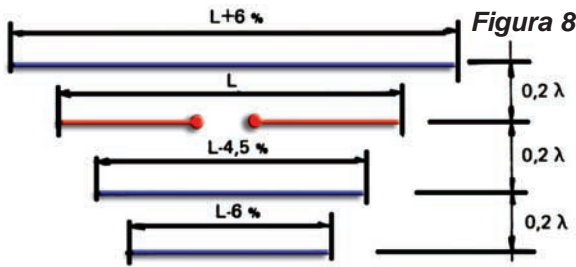


Figura 8

cambio las de las figuras 7 y 8, especialmente la de la figura 8, tienen muy buena directividad, con un ángulo de haz reducido y una buena relación anteroposterior.

Según la posición en la que se coloque el reflector aumenta o baja la ganancia, pues la señal reflejada se suma, o no a la del dipolo, o sea la irradiada. En la figura 9 podemos ver cómo se puede obtener buena ganancia con un reflector o con un director cuidando el detalle de la distancia entre ellos y la antena.

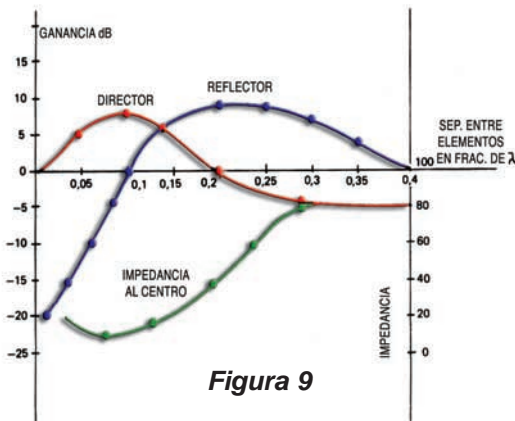


Figura 9

La impedancia al centro se altera porque al haber inducción la corriente no será la original sino que aumentará traduciéndose esto en una reducción de la impedancia al centro. La curva es válida también para un dipolo plegado calculando el valor de impedancia al centro con la fórmula ya vista. Si las ramas son iguales la impedancia se multiplica por 4, por ejemplo: para un reflector separado 0,25 de l la impedancia es 60Ω pero si el dipolo es plegado tenemos 240Ω.

La ganancia con un director o reflector es de 3 dB, o sea la ganancia de potencia se duplica y la de tensión es un 40 % mayor (figuras 5 y 6).

Con un director y un reflector como el de la figura 7, la impedancia se reduce a la mitad, o sea 30Ω para el simple y 120 para el plegado.

En la antena de la figura 8 la ganancia es de 10 dB, o sea en tensión hay un 300 % de aumento. Este tipo de antena resuena bien en un canal no pudiendo usarse como multibanda.

Con el estudio hasta aquí realizado podemos encarar la construcción de algunas antenas de recepción.

La figura 10 muestra dos antenas: una yagi con dipolo y reflector, y una con reflector y dos directores, ambas para canal 7, construyéndolas con caños de 10 mm de diámetro puede hacerse el dipolo y reflector separados 40 cm, siendo la abertura óptima del dipolo unos 6 cm en la parte interior, se alimenta por el centro donde hay una separación de 2 cm con línea de 300Ω aunque la impedancia en ese punto es de 240Ω según la curva.

La yagi tiene separaciones menores entre elementos, diciendo que podrían construirse con separaciones de 25 cm para directores y 32 cm para reflectores con buenos resultados. El dipolo plegado merece ahora un tratamiento especial, como la impedancia de entrada de la mayoría de los receptores es de 300Ω hay que tratar de obtener esa impedancia en el centro de la rama abierta. Con dos caños iguales sería imposible pero tomando en cuenta la distribución de corrientes puede lograrse. La impedancia con ramas iguales en el dipolo se reduce a 50Ω, o sea 6 veces menor que la necesaria. Calculando la relación de diámetros llegamos a 4:1, o sea que la rama continua tendrá un caño con diámetro 4 veces mayor que la rama abierta.

De esta forma, y tomando en cuenta que los tres elementos parásitos redujeron la impedancia seis veces tenemos:

$$Z = \frac{1}{6} 73 (4 + 1)^2 \cong 12 \times 25 = 300$$

En la práctica para distancias de pocos kilómetros hasta el emisor se emplean las antenas descritas anteriormente, como la mostrada en la figura 10.

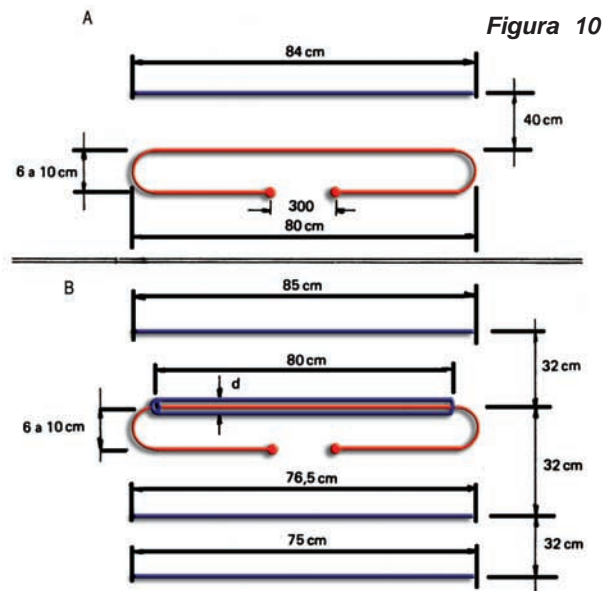


Figura 10

**Orientación de la antena**

Las antenas receptoras de TV tienen un problema que no se conoce en radiodifusión y que es la orientación para aumentar la eficacia de captación.

El caso típico es una ciudad donde funcionan varias emisoras a distintas frecuencias por lo cual se deben instalar antenas multicanales y orientarlas adecuadamente. En la figura 11 tenemos dos casos distintos de ubicación del receptor respecto de las emisoras.

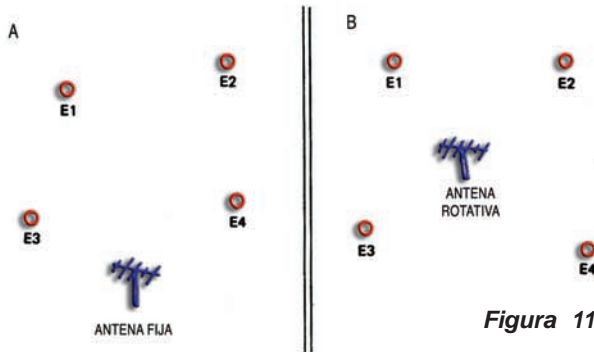


Figura 11

En el primer caso se ve que el receptor está distante del grupo de emisoras y se puede colocar una antena fija apuntada u orientada al centro geométrico de las emisoras. Si el receptor en cambio está ubicado en la parte central respecto del grupo de emisoras, hay tres caminos que son:

- 1) Colocar un dipolo sin reflector, pero tiene como contra los rebotes en los edificios.
- 2) Colocar una antena rotativa y controlarla desde la parte inferior.
- 3) Usar dos antenas, una para dos canales y otra para los otros dos.

**Ondas reflejadas (fantasmas)**

Como las ondas de TV se comportan como los rayos de luz, cumplen también con las leyes de reflexión y refracción, este último efecto provoca la curvatura de las mismas y hace aumentar la distancia útil de la transmisión. Un caso típico de reflexión se presenta en la figura 12.

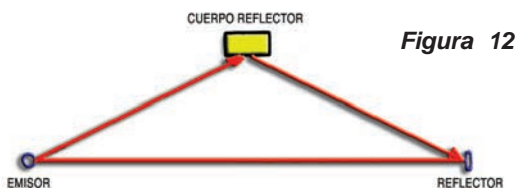


Figura 12

Del emisor salen un rayo directo y otro que reflejándose en un cuerpo llega al receptor. A primera vista podemos decir que el rayo reflejado aumentará el nivel de señal pero veamos: las dos señales viajan a la velocidad de la luz, pero recorren caminos diferentes, por lo tanto llegarán al receptor con un cierto retardo o defasaje que puede verse como se ilustra en la figura 13.

O sea, vemos dos imágenes distintas, por ejemplo digamos:

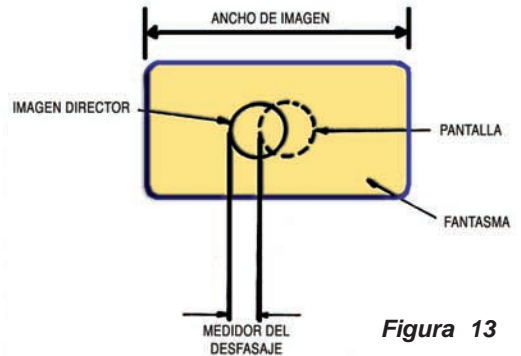


Figura 13

$$\text{ancho de pantalla} = 50 \text{ cm}$$

$$\text{frecuencia horizontal} = 15625 \text{ Hz}$$

Un ciclo tarda  $64\mu\text{s}$ , desde este ciclo el 85 % es trazado, o sea  $54\mu\text{s}$ , luego en  $54\mu\text{s}$  el punto corre 50 cm, casi 1 cm por  $\mu\text{s}$ , si la señal viaja a 300.000 km/s hay diferencia entre el rayo directo y el reflejado, y si es de 300 metros, el fantasma aparecerá 1 cm desplazado respecto de la imagen directa. Este problema se soluciona con antenas direccionales.

**Posición de la antena según las reflexiones**

La señal de la emisora llega a la antena en forma directa y también por reflexiones contra superficies que encuentra en su camino, lo que se ve en la pantalla como imágenes superpuestas por llegar en tiempos diferentes a destino. Los casos más importantes son los que se ven en la figura 14.

En la figura (a) se ve cómo debe evitarse la captación de la onda reflejada aumentando la directividad mediante el uso de reflectores o directores.

El agregado de elementos parásitos reduce el ángulo de capacitación y aumenta el rendimiento para señales que inciden en forma perpendicular al dipolo.

Cuando el caso es rebelde, o sea que las masas reflectoras están muy cerca de las emisoras y hacen que las ondas directa y reflejada lleguen a la antena formando un ángulo muy reducido, se deben colocar más

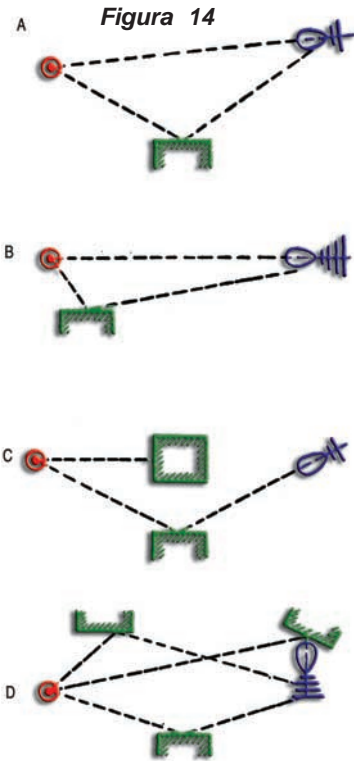


Figura 14

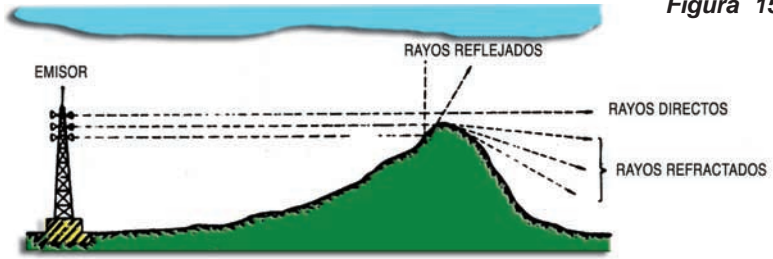


Figura 15

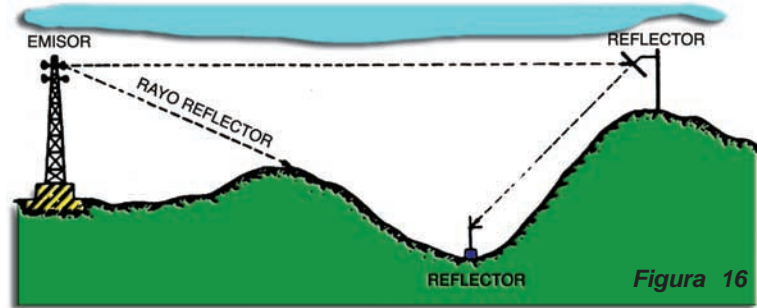


Figura 16

elementos parásitos o sea aumentar la directividad como en la figura (b).

En el caso en que el cuerpo quede en el camino de la señal directa como en la figura (c) y no pueda orientarse la antena para recibirla, se debe recibir un rebote u onda reflejada y en el caso de que haya varios, buscar el más fuerte, o sea la onda reflejada con mayor intensidad.

Hasta aquí se consideró una sola señal reflejada pero puede darse el caso de tener varias señales reflejadas como en la figura (d), donde se orienta la antena hacia una señal reflejada, pues hacerlo a la señal directa hubiese producido fantasmas dada la cantidad de reflexiones. Se deduce que los casos son numerosos y variados, y por lo tanto el instalador los deberá resolver según su criterio y la visualización de la pantalla del televisor para evitar fantasmas.

### Recepción en zonas de sombras

En ocasiones se comprueba que las leyes de la óptica explican todos los casos de aplicación de recepción de TV. Hay obstáculos en el camino de la señal que crean zonas de sombras, siendo estas zonas a las que no llega la señal directa.

Se podría pensar que en esas condiciones no sería posible recibir señal pero la figura 15 nos muestra que los rayos rasantes sufren una difracción y vuelven a la tierra y son captadas por la antena como si fueran se-

ñales directas. Se da el caso que la zona de sombra se encuentra en una hondonada o región baja donde no llegan los rayos directos ni los refractados como se ve en la figura 16.

El problema como vemos puede resolverse colocando un reflector pasivo enfocando hacia la zona donde se quiere recibir.

### Antenas para zonas distantes

El alcance de la propagación de las señales de TV es de unas pocas decenas de kilómetros. Para poder recibir estas señales desde zonas distantes son necesarias antenas con alta ganancia y direccionabilidad como por ejemplo la antena YAGI de varios elementos como la de la figura 17.

Se debe cuidar la orientación pues una pequeña desviación ocasiona grandes pérdidas de ganancia, esto se consigue ajustándolo con un medidor de intensidad de campo.

Otra antena con alta ganancia y directividad es la antena en V con una mayor rigidez mecánica, puede combinar

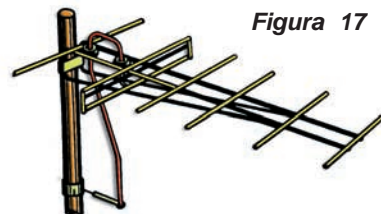


Figura 17

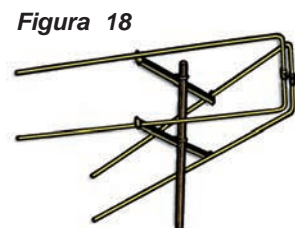


Figura 18



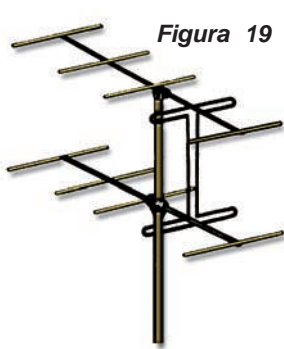


Figura 19

frecuencias de canales altos (7 al 13) y bajos (2 al 6). (Figura 18).

Hay circunstancias en las cuales no basta que la antena tenga alta ganancia para obtener buena recepción en zonas alejadas sino que se necesita hacer lo que se llama apilado de antenas donde se colocan dos o más antenas sobre el mismo mástil y se suman las señales que cada una capta. Vemos un ejemplo en la figura 19. La figura 20 nos muestra un apilado de dos antenas con un reflector plano, este reflector da una mejor relación frente

espaldas a la antena y es un método muy usado en la recepción de canales bajos.

El dimensionado de estas antenas se hace a la frecuencia central del canal único de sintonía. La ganancia total es aproximadamente la suma de las ganancias parciales para dos o cuatro elementos, que es la cantidad normalmente usada pues usar mayor cantidad no mejora la situación sustancialmente. No debemos olvidar que la altura de la antena es un factor importantísimo respecto de la captación, para lo cual mostramos en la figura 21 curvas al respecto.

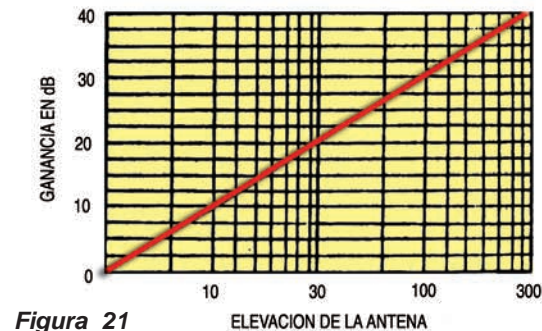


Figura 21

**Antenas para canales altos y bajos**

Como vimos, una antena de media onda cortada en el centro se llama dipolo y en ellos ocurren fenómenos de resonancia a lo largo del conductor que la forma. La energía de radiofrecuencia la tenemos como tensión y corriente distribuidas a lo largo del conductor como

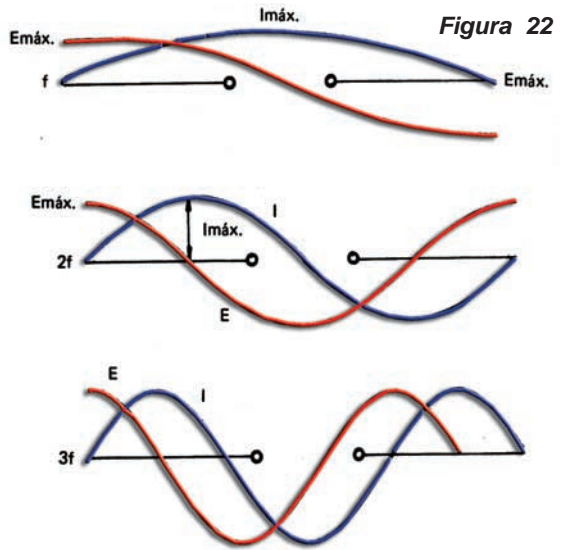


Figura 22

vemos en la figura 22. En el centro donde se alimenta la antena, la corriente debe ser máxima y la tensión mínima en los extremos no hay corriente y la tensión es máxima, todo esto ocurre cuando alimentamos la antena con una señal cuya frecuencia sea la fundamental para la onda cuya longitud es el doble del largo de la antena.

Si en cambio la frecuencia es el doble la longitud deja de ser media onda para ser onda completa y la distribución de la corriente y tensión es la de la parte (b), donde se ve que en el centro la corriente es nula y esto nos lleva a que la antena no pueda alimentarse por el centro. Si la frecuencia es el triple volvemos a la situación de la primera figura y podemos alimentar por el centro.

En TV esto tiene importancia como veremos a continuación: "los seis canales bajos están comprendidos entre 54 y 88MHz y los 6 altos entre 174 y 216MHz, si tomamos en ambas series un punto central de compromiso por ejemplo 65MHz y 195MHz vemos que la segunda frecuencia es el triple que la primera y que el doble de la primera cae en 130MHz donde no hay señales de TV"

Se deduce de aquí que si diseñamos un dipolo de media onda a 65MHz y de banda ancha para que cubra los seis canales bajos, no recibirá ninguna señal entre 88 y 174MHz pero servirá para los seis canales altos trabajando como antenas de 1,5 longitud de onda. Esto permitió la construcción de antenas multibandas o

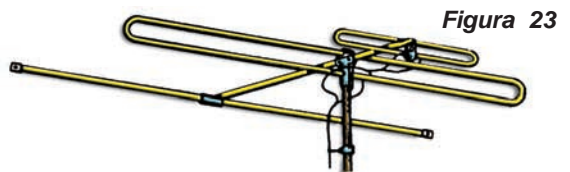


Figura 23

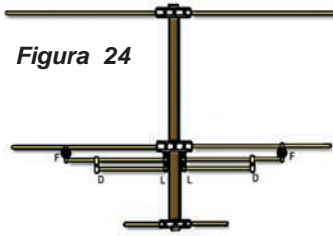


Figura 24

sea que captan los canales bajos (2 al 6) y altos (7 al 13), también se pueden construir antenas para canales bajos solamente, y para canales

altos solamente. Damos ejemplos en las figuras 23 y 24.

Un tipo de antena con buena directividad es la de la figura 25, se trata de un radiador multicanal pero con los elementos en V con la directividad de la que hablamos antes. Vemos además su diagrama de directividad y en la figura 26 el diagrama de su ganancia relativa.

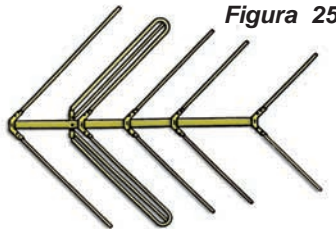


Figura 25

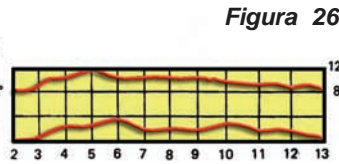
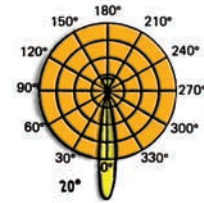


Figura 26

con reflector plano y con reflector angular más comúnmente llamadas diedro o corner reflector. La reflexión se realiza con antenas cortadas a la frecuencia central del canal y un conversor para el caso de televisores que no poseen sintonizador de UHF.

Hasta aquí hemos explicado los distintos tipos de antenas usados en TV, resta por acotar que, para el diseño de antenas, son necesarias tablas y gráficos que no son necesarios para el alcance de esta obra.

\*\*\*\*\*

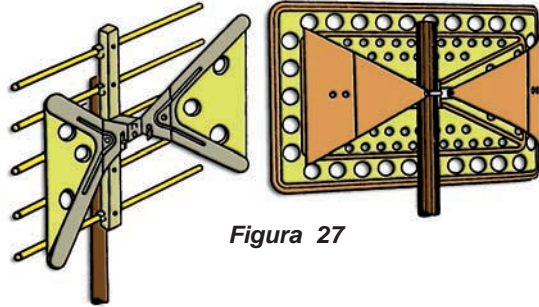
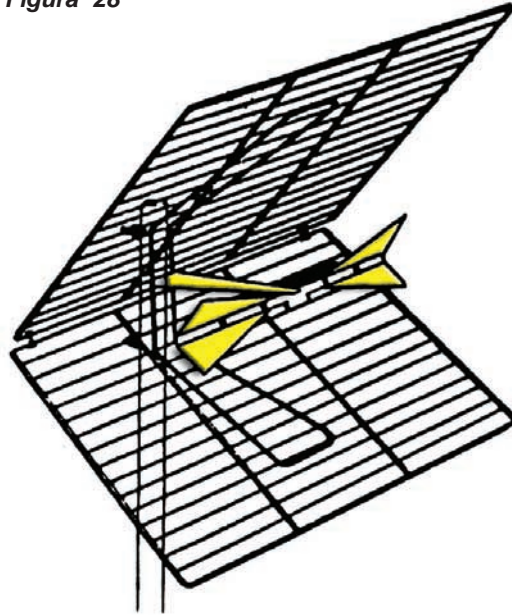


Figura 27

Figura 28



Antenas para canales de UHF

Dada la gran cantidad de canales en uso en la banda de VHF se llegó a la solución de usar las bandas de UHF para transmitir TV en los canales 14 al 83 que cubren las frecuencias de 470MHz a 960MHz. Las antenas siguen siendo con dipolo pero tienen formatos que van desde la yagi común hasta otros formatos como los de las figuras 27 y 28, donde vemos antenas

## CURSO COMPLETO DE TV COLOR

**POR SOLO**

Argentina \$40

México \$240 M.N.

**MENCIONANDO EL AVISO**

# 10%

**DESCUENTO**

**VCDs CURSO DE REPARACION DE TV COLOR - Vol. 1 al 4**

Diagrama de bloques de un TV, funcionamiento general del TV, el sintonizador electrónico a varicap, la sección luma, la sección cromina, la etapa de salida horizontal, Y MAS!

México: (005255) 5839-5277 - e-mail: [ventas@saberinternacional.com.mx](mailto:ventas@saberinternacional.com.mx)

Argentina: (05411) 4301-8804 - e-mail: [ateclien@webelectronica.com.ar](mailto:ateclien@webelectronica.com.ar)

# CIRCUITOS E INFORMACIONES UTILES

## Interferencias en equipos de radio

*¿Está usted seguro de que el funcionamiento de su estación no provoca interferencias en otros servicios?*

Si bien muchas interferencias y distorsiones se deben simplemente a defectos en los receptores de radio y televisión, el radioaficionado puede hacer que estas interferencias se reduzcan a punto tal que no molesten a los usuarios de los distintos servicios públicos.

La solución de muchos problemas requiere casi siempre de la colaboración de los vecinos afectados. Ante la queja de los oyentes interferidos, el radioaficionado debe asegurarse que el transmisor de su estación no irradie en frecuencias distintas a la banda autorizada. Para ello nada mejor que comprobarlo con su receptor de radio o de televisión.

Si no hay interferencias en su hogar, casi con seguridad no molestará a sus vecinos con sus transmisiones. Muchas veces, el aficionado introduce alguna modificación en sus equipos ya sea porque colocó algún elemento nuevo o porque se pasó de banda. Si esto ocurre, debe verificar que no se produzcan interferencias.

¡No hay nada mejor que los vecinos sepan que Ud. ha hecho cambios que no les ocasionan problemas! Si Ud. no es franco con las personas que viven cerca de su casa, cuando sus receptores tengan problemas se lo achacarán a su estación.

En general, los vecinos tolerarán interferencias ocasionales pero si el radioarmador tarda mucho tiempo en eliminarlas, tanto más difícil será lograr la ayuda del mismo.

## Interferencias en receptores de radio

Las interferencias causadas por una estación en receptores de radio de ondas medias en amplitud modulada están comprendidas en varias categorías y se las debe conocer con precisión para poder solucionarlas sin realizar trabajos empíricamente.

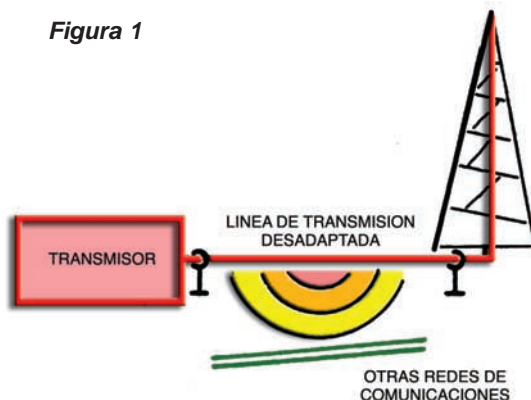
Una fuente de interferencias la constituye las oscilaciones parásitas producidas por el transmisor. En muchas ocasiones, las oscilaciones parásitas se presentan como situaciones transitorias cuando se conecta la alimentación del emisor o en las crestas de modulación. En general, en las estaciones transmisoras de ondas cortas se producen armónicas en todo el espectro radioeléctrico que adquieren gran magnitud si no se dispone en la estación de un filtro conveniente.

La amplitud de los armónicos decrece muy rápidamente en la medida que se alejan de la frecuencia de

transmisión, haciéndose muy intensos en las cercanías de ésta, provocando serios inconvenientes para la recuperación de señales de radiodifusión.

Otro tipo de interferencias importante es la que provoca la desadaptación entre transmisor y antena, especialmente cuando el receptor está cerca, ya que la señal que produce interferencias es irradiada desde los conductores que están más cerca del receptor de radiodifusión que de la propia antena (figura 1).

Figura 1



La antena transmisora, debe colocarse, entonces, en una posición tal que no se encuentre cerca de líneas telefónicas, o de alguna otra red de comunicaciones. Otro tipo de problema que puede presentarse en los receptores de radiodifusión son las interferencias producidas por señales imágenes de la frecuencia con que está sintonizado el receptor (frecuencia imagen = frecuencia oscilador + 2 x FI) o cuando la frecuencia del emisor guarda cierta relación con respecto a una armónica del oscilador local del receptor de radiodifusión que produzca un producto de intermodulación a la frecuencia intermedia.

Este tipo de interferencias se produce cuando el aficionado transmite en la banda de 1800kHz, ya que en nuestro país la frecuencia intermedia es de 465kHz.

Veamos un ejemplo. El oyente desea escuchar una emisora cuya portadora se encuentra en 970kHz; luego el oscilador local de su radio generará una frecuencia de 970kHz + 465kHz = 1435kHz. Si el radioaficionado transmite con una portadora de 1900kHz su información se demodulará en la etapa mezcladora del receptor junto con la información de la emisora que el oyente quiere escuchar.

$$\text{Frecuencia de la emisora} = f_s = 970\text{kHz}$$

$$\text{Frecuencia del oscilador} = f_o = 1435\text{kHz}$$

$$\text{Frecuencia del radioaficionado} = f_r = 1900\text{kHz}$$

$$\text{Frecuencia intermedia} = FI = 455\text{kHz} / 465\text{kHz}$$

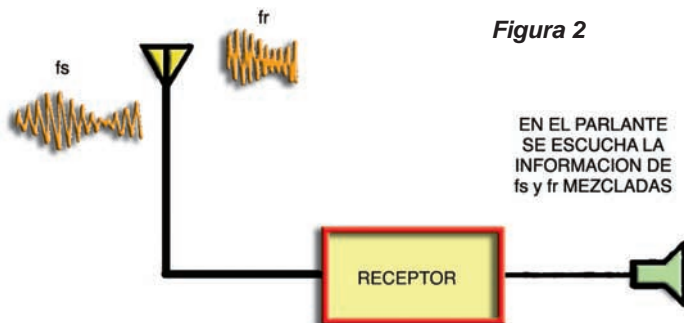
En la salida del mezclador se tiene:



$$f_o - f_s = 1435\text{kHz} - 970\text{kHz} - 465\text{kHz}$$

$$f_r - f_o = 1900\text{kHz} - 1435\text{kHz} - 465\text{kHz}$$

Como vemos, ambas señales producen componentes en FI y se mezclarán escuchándose juntas en el parlante. Se dice que  $f_r$  es una frecuencia imagen de  $f_s$ . Lo dicho se ejemplifica en la figura 2. En este caso el radioaficionado deberá forzosamente cambiar de frecuencia de transmisión, a menos que los receptores posean una etapa de antena selectiva o un amplificador de RF que elimine la señal del radioaficionado. En este caso, con disminuir la potencia de transmisión será suficiente.



Estas son algunas de las muchas interferencias que pueden provocar los emisores de una estación de radioaficionados. En el primer caso, las mismas se eliminan adaptando correctamente la antena al transmisor, colocando la antena en una posición estratégica o colocando un filtro entre transmisor y antena que elimine la irradiación de frecuencias espúreas.

En el segundo caso, las interferencias se eliminan cambiando la frecuencia de transmisión o bajando la potencia del equipo aunque esto último limitará el alcance de la estación.

### Cómo medir la potencia con que irradia una antena

Si bien la mayoría de los lectores sabe que la potencia desarrollada por un elemento es igual al producto de la tensión entre sus bornes y la corriente que lo atraviesa, ¿cómo debe aplicar estas medidas para conocer la potencia de salida de un transmisor?

La forma en que se mide la potencia desarrollada por una señal de radiofrecuencia sobre una resistencia, no es igual a la manera en que se debe medir la potencia en una antena ya que una resistencia de "carga" suele tornarse como una antena artificial y, si no se toman las precauciones del caso, pueden cometerse graves errores.

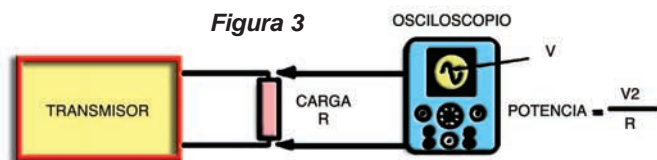
De todos modos, como el método más común para medir la potencia de salida de un transmisor consiste en colocar una resistencia en lugar de la antena, explicaremos este sistema.

Ahora, la potencia disipada en un resistor puede calcularse ya sea midiendo la tensión de radiofrecuencia existente entre sus bornes, como muestra la figura 6, o por medio de un calorímetro, midiendo la cantidad de calor desarrollada en la misma.

El procedimiento por el cual se mide la tensión y la intensidad en la carga es muy fácil de realizar, pero no se lo puede aplicar en medidas de alta potencia ya que sería necesario contar con una carga de gran tamaño.

Si bien este método es sencillo, está sujeto a errores, los cuales crecen en la medida que aumenta la frecuencia por varios motivos, como por ejemplo, el hecho de que la carga no será un resistor puro (tendrá inductancias y capacidades distribuidas) y su valor variará con la frecuencia. También, si se usan amperímetros y voltímetros de RF, éstos tienden a producir gran error en altas frecuencias (vea la figura 3). Si a esto le

sumamos las reactancias parásitas y los acoplamientos indeseables vemos que en alta frecuencia este sistema no es muy útil. El problema del resistor puede disminuirse si se emplean cargas grandes del tipo "NO INDUCTIVAS" que no introducirán grandes errores por efecto pelicular si se las emplea por debajo de los 50MHz.



Muchos fabricantes de resistores suelen indicar la componente reactiva de estos elementos tal que el técnico pueda calcular la resistencia efectiva de la carga a la frecuencia de operación. Para pequeñas potencias pueden emplearse resistencias metalizadas de 1 watt por debajo de mil ohm que poseen muy poco efecto reactivo y un pobre efecto pelicular.

En este caso, la resistencia puede considerarse constante hasta los 500MHz; así la resistencia puede decirse que tendrá el mismo valor que ofrece al paso de la corriente continua si no se requiere una medida con gran precisión.

No se deben usar para altas frecuencias resistores de carbón ya que poseen un gran efecto pelicular y al-

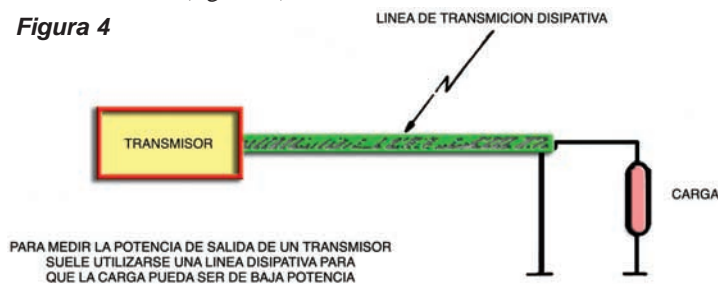


ta capacidad entre los gránulos conductores. Como consecuencia de que los elementos perturbadores aumentan en la medida que crece la frecuencia, para frecuencias elevadas suele simularse la resistencia de carga por medio de una resistencia de bajo valor junto con una porción de línea de transmisión de longitud adecuada ya que la impedancia característica de un tramo de línea puede determinarse con exactitud si se conocen sus dimensiones físicas.

Si la potencia de una resistencia de carga resulta insuficiente para medir la potencia de salida de un transmisor de frecuencias muy altas y ultraelevadas, ¿cómo se debe efectuar tal medición?

En general para medir la "potencia" de salida de un transmisor de elevada potencia suele utilizarse una línea de transmisión disipativa que tenga una atenuación normal. Recuerde que los fabricantes suelen dar el dato de la cantidad de atenuación de una línea por longitud de onda eléctrica cuando la línea está equilibrada, es decir, con un coeficiente de reflexión igual a cero y la R.O.E. igual a uno, para ello la impedancia característica de la línea debe coincidir con la impedancia de salida del transmisor y la línea debe terminar en una carga de igual resistencia que su impedancia característica (figura 4 ).

Figura 4



De esta manera la medición se simplifica ya que la línea es aperiódica y no se debe aplicar ningún factor de corrección a la atenuación por no tener ondas estacionarias y además, la longitud eléctrica de la línea no debe ser exacta.

Si la longitud de onda de la señal es de 2 metros y se quieren atenuar 20dB con una línea de transmisión para la cual el fabricante asegura que la atenuación es de 2dB por longitud de onda, para atenuar 20dB serán necesarias 10 longitudes de onda, o sea, la línea tendrá una longitud total de 20 metros. De esta manera pueden emplearse resistencias metalizadas de baja potencia (por debajo de 5 watt) para medir potencias superiores a los 1000 watt.

Si desea transformar las impedancias para poder usar una carga determinada con una línea de transmisión pueden emplearse transformadores lineales de  $\lambda/4$  o un transformador Q de bajas pérdidas e intercalándolo entre las líneas y la carga.

La medida de la potencia irradiada por una antena suele resultar un procedimiento complicado, ya que es muy difícil poder determinar el valor de la resistencia del radiador en el punto de alimentación; tampoco se puede asegurar que la tensión y la corriente estén en fase en el punto considerado ni que se conozca el factor de potencia. En ciertos puntos de líneas resonantes se puede conocer la potencia en puntos próximos al emisor (midiendo la tensión y la corriente) también en puntos próximos a la antena y con ellos es posible determinar la atenuación de la línea. En estos casos, generalmente, se considera casi con exactitud que la potencia irradiada es casi igual a la potencia medida en antena ya que en estos casos el rendimiento de radiación se aproxima a la unidad.

Existen diferentes aparatos denominados "ACOPADORES DIRECCIONALES" que permiten determinar la potencia en cada punto de una línea de transmisión sin que interesen los nodos, los vientres, ni la relación de onda estacionaria.

La principal ventaja de estos acopladores direccionales es que son capaces de medir la potencia de la onda transmitida sin ser afectados por la onda reflejada y si se invierte la polaridad del instrumento, éste responderá a la onda reflejada sin tener en cuenta la onda directa.

En otras palabras, se puede medir la potencia de la onda que va desde el transmisor a la carga y aquella que vuelve al transmisor.

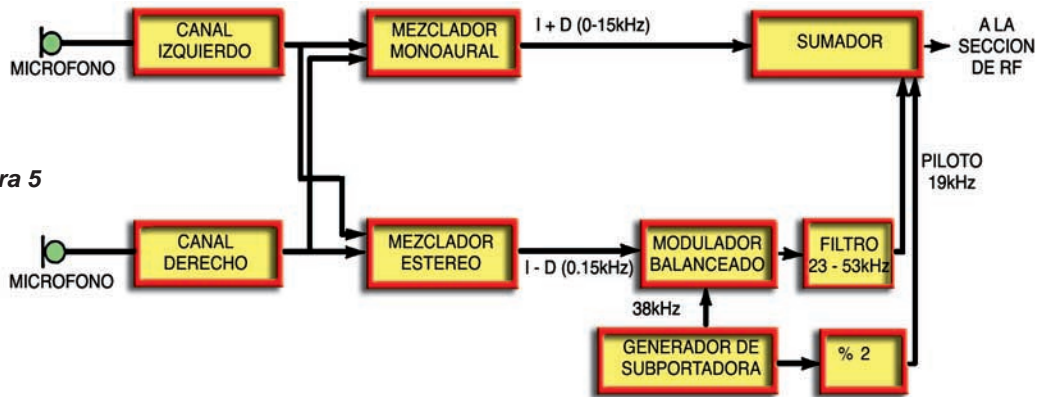
Muchas veces es necesario "simular una antena" para simular el funcionamiento de un transmisor. En este caso se deben emplear antenas no radiadoras de energía denominadas "antenas fantasma".

Este método se utiliza para medir la potencia en antena; para comprobar qué tipo de acoplador es el adecuado o qué ajustes son requeridos para poner a punto un transmisor sin irradiar una señal que podría provocar interferencias.

En muchas aplicaciones una antena artificial (fantasma) está constituida por una combinación de elementos pasivos tales como bobinas, resistores y capacitores. En rigor, existe una diferencia entre antena artificial y antena fantasma. Antena artificial es aquella que posee características idénticas a la de la antena apropiada pero que no irradia energía, mientras que antena fantasma es aquella que no irradia pero que toma energía del transmisor sin importar demasiado las características de la misma.

Los antiguos radioaficionados utilizaban las famosas lámparas MAZDA como antenas artificiales pero presentaban el inconveniente de ser frágiles; suelen presentar efectos reactivos en altas frecuencias; po-

Figura 5



seen resistencia variable con la potencia, etc. Los inconvenientes mencionados hacen que las lámparas de MAZDA no sean los elementos ideales pero aún hoy, en muchos casos, se siguen utilizando por su bajo costo y fácil montaje.

### Cómo se hace una transmisión de FM estéreo

Explicaremos cómo se efectúa esta transmisión. La señal de FM estéreo se genera en el transmisor usando señales subportadoras. En la figura 5 se da el diagrama en bloques de un sistema que transmite FM estéreo.

El audio se recibe por dos micrófonos que reciben sonidos desde lugares distantes (que llamaremos secciones izquierda y derecha). Las señales procesadas se combinan de dos maneras distintas; así por ejemplo para el mezclador monoaural se deben sumar las señales de ambos canales ( $I + D$ ) quedando la información obtenida en la banda comprendida entre 0 y 15kHz. El segundo canal recibe un tratamiento más complicado. Se tiene un mezclador estéreo que es la diferencia de las dos señales procesadas provenientes de los dos micrófonos ( $I - D$ ); la señal así formada queda en la banda entre 0 y 15kHz. Esta señal se inyecta a un modulador balanceado donde modulará a una portadora de 38kHz proveniente de un generador de subportadora. La salida del modulador balanceado proveerá las bandas laterales inferior (23-38kHz) y superior, sólo deja pasar señales con frecuencias comprendidas entre 23 y 53kHz. Al mismo tiempo se elimina la portadora de 38kHz (por tratarse de un modulador balanceado).

Los grupos finales que modularon en el transmisor a la frecuencia portadora son (0-15kHz) representando la

suma de los dos canales; (23-53kHz) representando la diferencia de los dos canales y la señal de 19kHz, derivada de la señal subportadora de 38kHz que servirá para recibir y detectar con facilidad la señal diferencia en el receptor. De esta manera el diagrama espectral de la señal que modulará a la portadora de canal queda formado como se muestra en la figura 6.

### Algunos circuitos útiles

#### Demodulador de FM con TBA 120

Existen en el mercado diversos circuitos integrados que por sí mismos constituyen bloques componentes de un dispositivo. El TBA120, por ejemplo, es capaz de demodular la información que trae una portadora modulada en frecuencia pudiéndose utilizar en receptores de televisión, receptores de FM en la banda comercial o en transeptores.

Fabricantes tales como Siemens, Plessey, ITT, entre otros, ponen en el mercado un circuito integrado que cumple funciones de limitador-amplificador y demodulador de FM que recibe la señal de RF desde el canal de FI y entrega la información a un amplificador de audio, necesitando para ello muy pocos componentes externos. En la figura 7 se muestra el diagrama de patitas del integrado y en la figura 8 su configuración

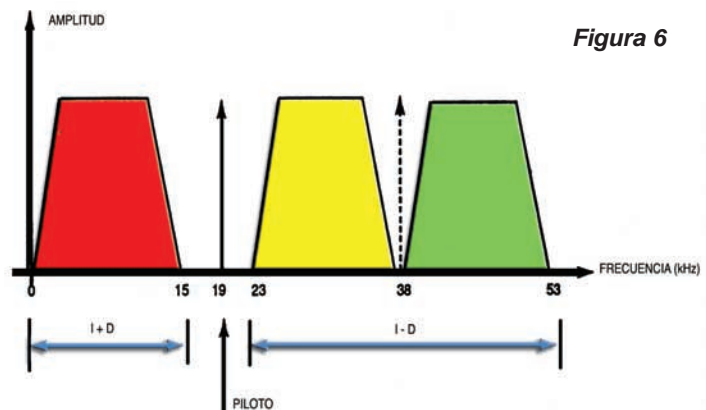
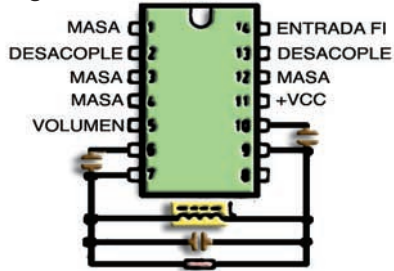


Figura 6

Figura 7



interna. Trabaja con una tensión de alimentación de 12 volt con un consumo de corriente de alrededor de 17mA. Opera con frecuencias de hasta 55MHz necesitando de una señal de entrada del orden de los 30mA. La figura 9 muestra un circuito típico para receptores de FM comerciales pudiendo servir como base para el diseño de un tranceptor de FM de baja potencia.

**Lista de materiales**

- R1 = 60Ω
- R2 = 470Ω
- R3 = 120Ω
- R4 = 2M2
- C1 = 27pF
- C2 = 120pF
- C3 = 22pF
- C4 = 27pF
- C6 = 470pF
- C7 = 22nF
- C8 = 10mF
- L1 = 20μH
- L2 = 8μH
- IC1 = TBA120

**Transmisor para doble banda lateral**

La figura 10 muestra un diagrama en bloques de un transmisor de DBL donde es necesario un oscilador que genere la señal portadora (en nuestro caso 28MHz) un amplificador de información, un modulador y el amplificador de radiofrecuencia de potencia.

El circuito propuesto aparece en la figura 11 y el cristal puede ser de cualquier valor comprendido entre 27MHz y 29MHz. Los transformadores T1, T2 y T3 poseen un bobinado primario de 20 espiras arrolladas sobre una forma de 6 mm de diámetro con alambre N° 24 (sin separar las espiras) y sobre el primario se arrollan las espiras del mismo alam-

Figura 8

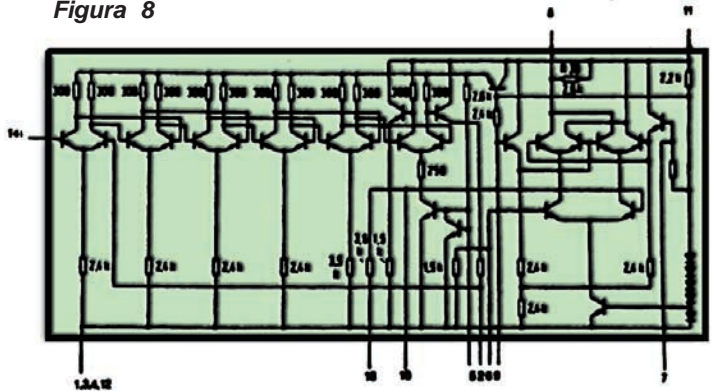


Figura 9

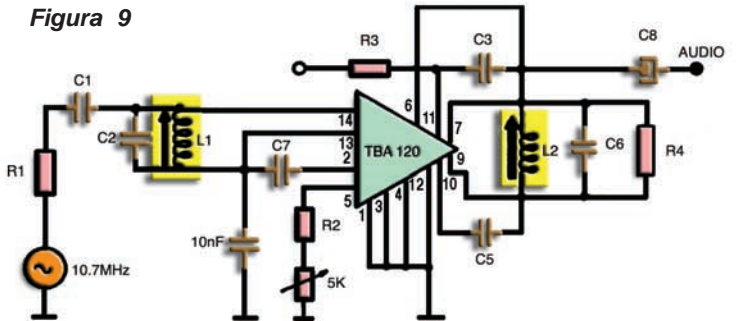
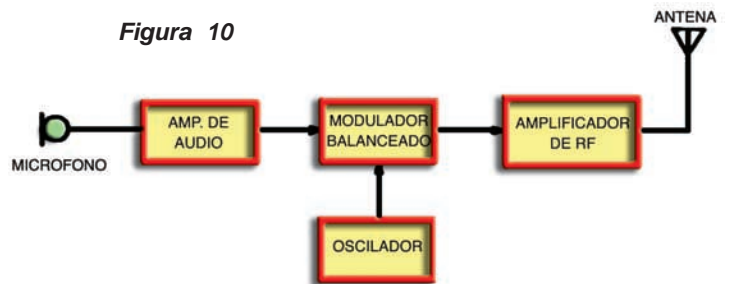


Figura 10



bre que constituyen el arrollamiento secundario, debe colocarse un núcleo sintonizador. Los transistores oscilador y de potencia de RF en general, pueden ser

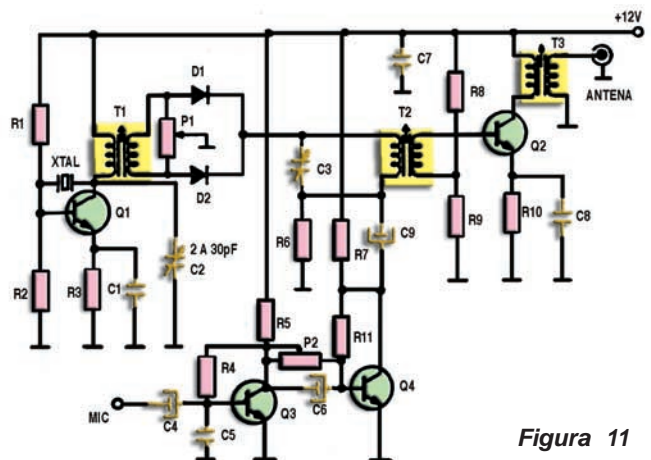


Figura 11

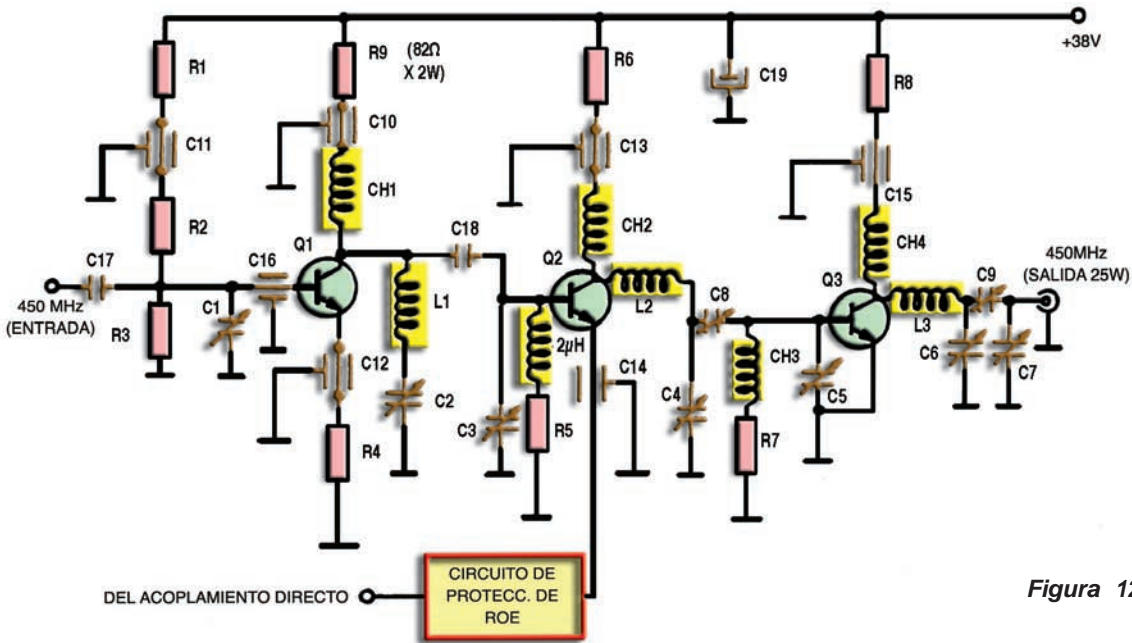


Figura 12

cualquiera de RF de mediano nivel aunque es aconsejable el uso del 2N2218 por ser con los cuales se armó el prototipo. Por último, digamos que los transistores del amplificador de micrófono deben ser de audio de bajo nivel (BC548, BC549, 2A238, etc.).

**Lista de materiales**

- |             |                   |                       |
|-------------|-------------------|-----------------------|
| R1 = 10kΩ   | P = 2k2           | T2 = ver texto        |
| R2 = 47kΩ   | P2 = 500kΩ        | T3 = ver texto        |
| R3 = 1kΩ    | XTAL = CRISTAL 27 | C1 = .01μF            |
| R4 = 330kΩ  | MHz a 30 MHz      | C2 = TRIMMER 2 a 30pF |
| R5 = 10kΩ   | D1 = 1N4148       | C3 = TRIMMER 2 a 30pF |
| R6 = 4k7    | D2 = 1N4148       | C4 = 10μF x 16V       |
| R7 = 4k7    | Q1 = 2N2218       | C5 = .001μF           |
| R8 = 100kΩ  | Q2 = 2N2218       | C6 = 10μF x 16V       |
| R9 = 8k2    | Q3 = BC548        | C7 = .1μF             |
| R10 = 1k    | Q4 = BC548        | C8 = .01μF            |
| R11 = 330kΩ | T1 = ver texto    | C9 = 22μF             |

**Amplificador de 25W para UHF**

Este es un amplificador que opera en 450MHz con una potencia mínima de salida de 6 watt cuando se lo excita con una señal de 150 mwatt. El circuito propuesto se muestra en la figura 12 y consta de tres etapas amplificadoras sintonizadas conectadas en cascada que deben construirse en forma compacta para obtener el mayor rendimiento. Note la inclusión de una etapa de protección contra tensión de ondas estacionarias (fig. 13).

Todos los condensadores pasachasis deben ser contruidos sobre base cerámica preferentemente con

placas plateadas con una capacidad de 1 nanofarad.

Se han adoptado para este proyecto transistores de uso general pero nada impide utilizar reemplazos adecuados.

La mayoría de los choques y bobinas necesarias para la construcción del circuito puede hacerlas usted mismo si se atiene a las siguientes indicaciones:

CH1: choque de RF que se construye bobinando 12 espiras de alambre N° 28 sobre una resistancia de 120KΩ x 1/4 watt

CH2: ídem CH1

CH3: choque de RF que se construye bobinando 12 espiras de alambre N° 18 sobre una forma de 1/2".

CH4: choque de RF que se construye bobinando 9 espiras de alambre N° 28 sobre una resistancia de 120kΩ x 1/4 watt.

L1 = L2: bobinas que se construyen devanando 2,5 espiras de alambre N° 18 sobre una forma de 3/16" de diámetro con una longitud del arrollamiento de 3/8". Los terminales deben tener un largo de 1/8".

L3: bobina que se construye devanando 2 espiras

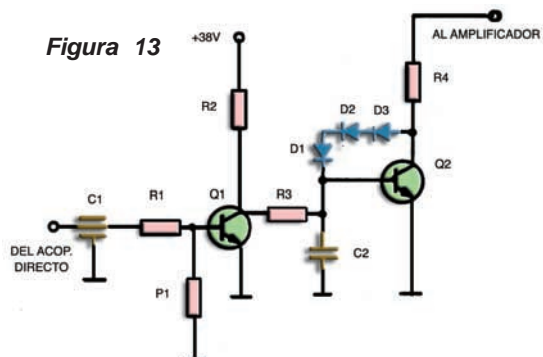


Figura 13



de alambre N° 18 sobre una forma de 3/16" de diámetro con una longitud del arrollamiento de 3/8"; los terminales deben tener un largo de 1/8".

Los trimmers de ajuste de los filtros del amplificador se eligen de la siguiente manera:

C1 = C2 = C3 = C4 = C5 = C6 = C7 = capacidad variable entre 1pF y 8pF.

C8 = C9 = capacidad variable entre 0,5pF y 2pF.

No es aconsejable el armado de este amplificador por principiantes, ya que desconocen por completo los problemas que se pueden presentar como oscilaciones parásitas, excesivos ruidos, interferencias, etc. y por desconocerlos no podrán solucionarlos.

**La lista de materiales es la siguiente:**

- Q1 = 2N3866                      Q2 = 2N3375
- Q3 = 2N3375                      C1 a C7 = trimmer (ver texto)
- C8 a C9 = trimmer (ver texto)
- C10 a C16 = capacitores pasantes de 1000pF (ver texto)
- C17 = cerámico NPO de 15pF
- C18 = cerámico NPO de 5pF
- C19 = electrolítico de 100µF x 25V
- R1 = 120Ω x 2 watt              R2 = 82Ω x 2 watt
- R3 = 2K2 x 1/8 watt            R4 = 220Ω x 2 watt
- R5 = 150kΩ x 1 watt            R6 = 10Ω x 1 watt
- R7 = 15Ω x 1/2 watt            R8 = 4,7Ω x 1 watt
- Bobinas y choques = ver texto

**Componentes del protector de ROE (fig. 13)**

- Q1 = 2N3904                      Q2 = 2N1711
- C1 = pasante 1000pF            C2 = 5µF (cerámico)
- R1 = 150Ω x 1/8 watt            P1 = pre-set 10kΩ
- R2 = 10kΩ x 1/8 watt            R3 = 150Ω x 1/8 watt
- R4 = 4,7Ω x 1 watt              D1 = D2 = D3 = 1N4148

**Amplificador de RF para FM**

En un receptor de FM el sintonizador recibe la señal de antena y por medio de un proceso de heterodinaje transporta la frecuencia de la emisora sintonizada a 10,7MHz para que sea amplificada por la etapa de frecuencia intermedia. Luego, un detector de relación transforma las variaciones de frecuencia de la señal de FI en variaciones de nivel que son detectadas y amplificadas por la etapa de audio a los niveles necesarios para el usuario y, así, son transformadas en ondas sonoras por los reproduc-

tores acústicos (parlantes).

La etapa de FI posee dos transformadores sintonizados de los comúnmente utilizados en receptores comerciales y dos amplificadores representados por los circuitos integrados CA3012.

Esta etapa de FI requiere una señal de entrada del orden de los 200mW con una impedancia inferior a los 20 kΩ, entregando a la salida una señal superior a 1,5 volt con una impedancia de 3 kΩ.

El circuito integrado CA3012 es un amplificador de frecuencia intermedia para FM con encapsulado TO-100. Posee una tensión de alimentación máxima de 10 volt con una disipación máxima de potencia de 120mW. Está compuesto por tres etapas formadas por amplificadores diferenciales con acoplamiento directo. Básicamente funciona como amplificador limitador diseñado específicamente para ser usado en receptores de radio y televisión.

El circuito propuesto se muestra en la figura 14.

Los componentes son todos de fácil ubicación donde los transformadores de FI pueden ser cualquiera de los usados en receptores comerciales.

Para la calibración se debe inyectar a la entrada una señal de 10,7MHz y se mueven los núcleos de las bobinas para obtener máxima ganancia.

**Lista de materiales**

- C11 = CA3012                      C12 = CA3012
- C1 = 27pF NPO                    C7 = 56pF NPO
- C2 = 27pF NPO                    C8 = 56pF NPO
- C3 = .01 cerámico                C9 = .01 cerámico
- C4 = .05 cerámico                C10 = .05 cerámico
- C5 = .01 cerámico                C11 = .1 cerámico
- C6 = .1 cerámico                 C12 = .1 cerámico
- R1 = 68Ω                            R2 = 68Ω
- R3 = 150Ω
- T1 = 1° transformador de FI para 10,7MHz (1° FI)
- T2 = transformador de FI para 10,7MHz (2° FI)

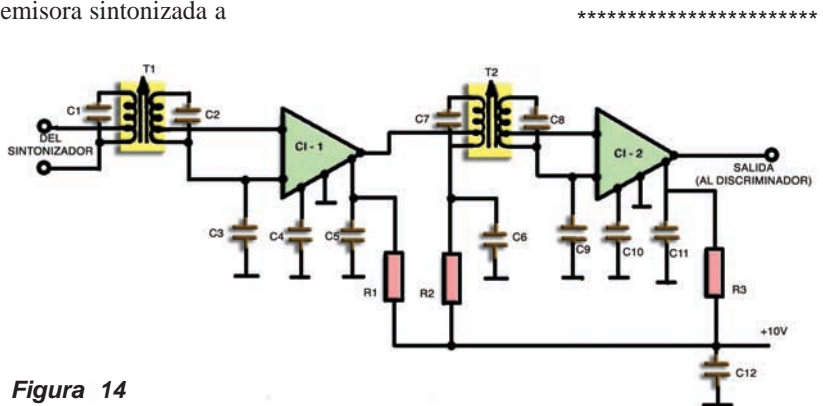


Figura 14