
CIRCUITOS ELECTRÓNICOS

CAPÍTULO 22 AMPLIFICADOR DE RADIO-FRECUENCIA

Ing. RUBEN J. BERNARDONI

AMPLIFICADOR DE RF DE BANDA ANCHA

Índice Temático

1.- INTRODUCCIÓN.....	Pág. 7
Banda Angosta.....	Pág. 7
2.- AMPLIFICADOR EN CLASE “A”.....	Pág. 7
2.1.- AMPLIFICADOR EN CLASE “A” SINTONIZADO.....	Pág. 8
2.2.- AMPLIFICADOR EN CLASE “A” SINTONIZADO Y CON SALIDA A TRANSFORMADOR.....	Pág. 10
2.2.1.- POTENCIA DE SALIDA.....	Pág. 11
2.2.2.- RESISTENCIA DE CARGA.....	Pág. 12
2.2.3.- EFICIENCIA DE UN AMPLIFICADOR CLASE “A”.....	Pág. 13
2.3.- AMPLIFICADOR EN CLASE “A” CON FILTRO DE SALIDA.....	Pág. 14
2.3.1.- FILTRO DE DOS POLOS.....	Pág. 15
2.3.2.- FILTRO DE TRES POLOS.....	Pág. 16
EJEMPLO.....	Pág. 18
2.3.3.- CONSIDERACIONES PRÁCTICAS.....	Pág. 18
2.3.4.- MEDICIÓN DEL FACTOR DE MÉRITO.....	Pág. 19
2.3.5.- ALINEACIÓN DEL FILTRO.....	Pág. 19
Método de Dishal.....	Pág. 19
3.- AMPLIFICADOR DE BANDA ANCHA EN CLASE “A”.....	Pág. 20
Realimentación por Degeneración de Emisor.....	Pág. 20
Realimentación en Derivación.....	Pág. 21
3.1.- AMPLIFICADORES DE BANDA ANCHA CONECTADOS EN CASCADA.....	Pág. 23
3.2.- AMPLIFICADOR DE BANDA ANCHA CON TRANSFORMADOR DE SALIDA.....	Pág. 23
3.3.- EJEMPLO PRÁCTICO DE AMPLIFICADOR MULTITAPA.....	Pág. 24
3.4.- EJEMPLO PRÁCTICO DE AMPLIFICADOR DE POTENCIA PARA 144 MHz.....	Pág. 26
3.4.1.- PROCEDIMIENTO DE SINTONÍA.....	Pág. 28
3.4.2.- CIRCUITO IMPRESO.....	Pág. 28
3.4.3.- DISTRIBUCIÓN DE COMPONENTES.....	Pág. 29
3.4.4.- FILTRO DE SALIDA ALTERNATIVO.....	Pág. 30
3.5.- EJEMPLO PRÁCTICO DE AMPLIFICADOR DE POTENCIA PARA 432 MHz.....	Pág. 32
Técnica de “Strip-Line”.....	Pág. 33
3.5.1.- FILTRO DE SALIDA ALTERNATIVO.....	Pág. 33
3.6.- EJEMPLO PRÁCTICO DE AMPLIFICADOR DE POTENCIA DE 2 A 30 MHz.....	Pág. 34
3.6.1.- TENSIÓN DE POLARIZACIÓN.....	Pág. 34
3.6.2.- CIRCUITO DE CORRECCIÓN DE ENTRADA.....	Pág. 35
3.6.2.- TRANSFORMADORES DEL AMPLIFICADOR.....	Pág. 36
3.6.3.- INDUCTORES Y TRANSFORMADORES.....	Pág. 37
3.6.4.- CONSIDERACIONES.....	Pág. 37
4.- AMPLIFICADOR DE RF EN CLASE “C”.....	Pág. 37
Semi-ángulo de Conducción.....	Pág. 38
4.1.- POTENCIA Y RENDIMIENTO.....	Pág. 39
4.2.- ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS.....	Pág. 40
4.3.- CIRCUITOS ADAPTADORES DE IMPEDANCIAS.....	Pág. 42
4.3.1.- ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS DEL CIRCUITO DE SALIDA.....	Pág. 43
CIRCUITO #1.....	Pág. 44

Índice Temático (continuación)

CIRCUITO #2.....	Pág. 45
CIRCUITO #3.....	Pág. 45
CIRCUITO #4.....	Pág. 46
4.3.2.- ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS DEL CIRCUITO DE ENTRADA.....	Pág. 46
CIRCUITO #5.....	Pág. 46
CIRCUITO #6.....	Pág. 47
CIRCUITO #7.....	Pág. 47
4.3.3.- ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS MEDIANTE SECCIONES DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN.....	Pág. 48
4.3.3.1.- DIAGRAMA DE SMITH.....	Pág. 48
Impedancia de Entrada.....	Pág. 48
Adaptación.....	Pág. 50
Desadaptación.....	Pág. 50
Impedancia de Carga Normalizada.....	Pág. 50
Impedancia de Entrada Normalizada.....	Pág. 50
Ejemplo de Aplicación del Diagrama de Smith.....	Pág. 50
4.3.3.2.- ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS MEDIANTE TRAMOS DE LÍNEA DE UN OCTAVO DE LONGITUD DE ONDA.....	Pág. 51
Transformador de un Octavo de Longitud de Onda.....	Pág. 54
4.3.3.3.- ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS MEDIANTE TRAMOS DE LÍNEA DE UN CUARTO DE LONGITUD DE ONDA.....	Pág. 54
Transformador de un Cuarto de Longitud de Onda.....	Pág. 55
EJEMPLO DE CÁLCULO.....	Pág. 56
4.3.3.4.- ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS MEDIANTE TRANSFORMADOR DE CUALQUIER LONGITUD.....	Pág. 57
5.- DISEÑO DE ATENUADORES RESISTIVOS.....	Pág. 57
Para una celda tipo "T".....	Pág. 58
Para una celda tipo " π ".....	Pág. 58
6.- CARGA "FANTASMA".....	Pág. 59

Índice de Figuras

Figura 1:	Amplificador de banda angosta implementado con un DIGMOSFET y filtro pasa-banda muy selectivo (ver texto).....	Pág. 7
Figura 2:	Amplificador Clase "A" con resistencia de degeneración de emisor, y colector con circuito sintonizado.....	Pág. 8
Figura 3:	Circuito equivalente de un tanque LC paralelo real, donde R_p simboliza a la resistencia de pérdidas.....	Pág. 9
Figura 4:	Amplificador Clase "A" con circuito de colector sintonizado y salida a transformador.....	Pág. 10
Figura 5:	Amplificador Clase "A" con filtro de salida de tres polos.....	Pág. 14
Figura 6:	Pérdida de inserción en función de Q_o para filtros Butterworth.....	Pág. 15
Figura 7:	Estructuras de filtros Butterworth tipo pasa-banda de dos polos (ver texto).....	Pág. 15
Figura 8:	Estructura del filtro Butterworth tipo pasa-banda de tres polos (ver texto).....	Pág. 17
Figura 9:	Circuito de entrada del filtro del ejemplo. El valor de C_1 no coincide con el de la Tabla #3 debido a que la impedancia de entrada es de 600 Ω en lugar de 50 Ω	Pág. 18
Figura 10:	Circuito para reemplazar capacitores de acoplamiento de pequeño valor.....	Pág. 19
Figura 11:	Dispositivo de ensayo para medir el Q_D de un circuito resonante.....	Pág. 19
Figura 12:	Circuito de ensayo para alinear un filtro (ver texto).....	Pág. 20
Figura 13:	Amplificador de banda ancha con realimentación en derivación (ver texto).....	Pág. 21
Figura 14:	Amplificadores que emplean realimentación por degeneración de emisor y realimentación resistiva en derivación (ver texto). En (A): Con choque de radio-frecuencia como carga de colector. En (B): Con transformador como carga de colector.....	Pág. 22
Figura 15:	Gráfico de la ganancia del amplificador en función de la frecuencia. Se comparan la respuesta de un amplificador sin realimentación con la de un amplificador realimentado (ver texto).....	Pág. 22
Figura 16:	Ganancia G_T , resistencia de salida R_o y resistencia de entrada R_i en función de la resistencia de emisor R_E para una etapa amplificadora que posee un choque de RF como carga de colector (ver texto).....	Pág. 23
Figura 17:	Gráfico de la ganancia en función de la frecuencia para un amplificador con transformador como carga de colector. En (A) Modelo del transistor para alta frecuencia empleado en el análisis. En (B) Circuito equivalente de alterna de la etapa amplificadora.....	Pág. 24
Figura 18:	Amplificador de banda ancha de 30 dB de ganancia y 0,5 W PEP de potencia de salida.....	Pág. 25
Figura 19:	Amplificador de potencia de RF para 144 MHz (ver texto).....	Pág. 27
Figura 20:	Ejemplos de núcleos de ferrita empleados para implementar pequeños inductores, choques de radio-frecuencia y circuitos anti-parásitos....	Pág. 27
Figura 21:	Esquema del montaje de un transistor de potencia del amplificador de la figura 8.....	Pág. 28
Figura 22:	Distribución de pistas de la placa de circuito impreso doble faz del amplificador de la figura 8 (ver texto).....	Pág. 29
Figura 23:	Distribución de componentes del amplificador de la figura 8. Por razones de claridad no se muestra la totalidad de los componentes, ni las soldaduras que unen a los mismos con las pistas.....	Pág. 30
Figura 24:	Filtro de salida alternativo del transmisor de 144 MHz de la figura 8. Se muestran su circuito, sus características constructivas y su respuesta en frecuencia.....	Pág. 31
Figura 25:	Amplificador para 432 MHz de 4 W de potencia.....	Pág. 32
Figura 26:	Circuito impreso y distribución de componentes del amplificador de la figura 14.....	Pág. 32
Figura 27:	Filtro alternativo de salida para el amplificador de potencia de 432 MHz de la figura 13. Se muestran su circuito, su respuesta en frecuencia y sus características constructivas (ver texto).....	Pág. 33
Figura 28:	Amplificador lineal de 100 W que cubre la banda de HF (ver texto).....	Pág. 35
Figura 29:	Detalles constructivos de los transformadores de banda ancha.....	Pág. 36
Figura 30:	Circuito genérico de un amplificador de RF en Clase "C".....	Pág. 37
Figura 31:	Funcionamiento de un amplificador en Clase "C". (A) Señal de entrada v_i y tensión de polarización V_{BB} . (B) Corriente de colector i_c . (C) Tensión de salida V_{CE}	Pág. 38
Figura 32:	Representación gráfica de la expresión 42.....	Pág. 40

Índice de Figuras (continuación)

Figura 33:	Circuito equivalente de alterna de la salida del transistor y su conexión a la carga sin adaptador de impedancias.....	Pág. 40
Figura 34:	Ubicación de la red adaptadora de impedancias a la salida del amplificador.....	Pág. 41
Figura 35:	Circuito equivalente de alterna de la salida del circuito de la figura 34 incluyendo la red adaptadora de impedancias.....	Pág. 41
Figura 36:	Circuito resultante luego de considerar el efecto de la red adaptadora de impedancias.....	Pág. 42
Figura 37:	Circuito adaptador sintonizado con acoplamiento de la carga a capacitor.....	Pág. 43
Figura 38:	Circuito adaptador sintonizado con acoplamiento de la carga a divisor capacitivo.....	Pág. 43
Figura 39:	Circuito adaptador par el caso en que $R_C < R_L$	Pág. 44
Figura 40:	Circuito adaptador par el caso en que $\frac{Q_C \cdot X_{CQ}}{\sqrt{R_C \cdot R_L}} > 1$	Pág. 45
Figura 41:	Circuito adaptador empleado cuando $R_C > R_L$	Pág. 45
Figura 42:	Circuito adaptador pasa-banda.	Pág. 46
Figura 43:	Circuito adaptador empleado cuando $X_{L1} \gg X_{Ci}$ y $R_C \gg r_{bb}$	Pág. 46
Figura 44:	Circuito adaptador empleado cuando $X_{C2} \gg X_{Ci}$ y $R_C \gg r_{bb}$	Pág. 47
Figura 45:	Circuito adaptador empleado cuando $X_{L2} \gg X_{Ci}$ y $R_C \gg r_{bb}$	Pág. 47
Figura 46:	Diagrama de Smith. Por razones de claridad se representa sólo una parte de las circunferencias y arcos de circunferencia representativos, respectivamente, de la componente real y de la componente imaginaria de la impedancia de entrada normalizada de una línea de transmisión (ver texto).....	Pág. 49
Figura 47:	Línea de transmisión conectada entre un generador de RF y una impedancia de carga (ver texto).....	Pág. 49
Figura 48:	Ejemplo de aplicación del Diagrama de Smith (ver texto).....	Pág. 50
Figura 49:	Ejemplos de impedancias carga cuyos módulos coinciden con el valor de la impedancia característica de una línea de transmisión que posee una longitud equivalente a un octavo de la longitud de onda (ver texto).....	Pág. 53
Figura 50:	Empleo de transformadores de un octavo de longitud de onda para adaptar las impedancias de entrada y de salida de un amplificador de potencia de RF (ver texto).....	Pág. 54
Figura 51:	Empleo de transformadores de un cuarto de longitud de onda para adaptar las impedancias de entrada y de salida de un amplificador de potencia de RF (ver texto).....	Pág. 55
Figura 52:	Adaptación mediante un transformador de un cuarto de longitud de onda (ver texto).....	Pág. 56
Figura 53:	Configuraciones de las celdas atenuadoras resistivas.....	Pág. 57
Figura 54:	Ejemplo de un atenuador por pasos.....	Pág. 59
Figura 55:	Detalles constructivos de una carga "fantasma" (ver texto).....	Pág. 60

AMPLIFICADOR DE RADIO-FRECUENCIA

1.- INTRODUCCIÓN

La mayor parte de los amplificadores de potencia de RF empleados en los transmisores aplicados a los servicios de BLU pertenecen a la Clase AB. Estos amplificadores requieren una potencia de entrada P_i , o de excitación, que puede variar entre 1 W y 5 W, dependiendo de la potencia de salida P_o requerida de los mismos. Para alcanzar dichos valores de potencia de excitación es necesario que a la salida del mezclador de frecuencias se instale un amplificador cuya ganancia de potencia esté comprendida entre los 45 y los 50 dB. Estos valores de ganancia se pueden lograr con facilidad pero, al mismo tiempo, es *imperioso que el nivel de distorsión sea muy bajo a la salida del excitador*. La distorsión está provocada por el exceso de señal de salida del mezclador de frecuencias y por el contenido armónico de la misma. La primera causa se elimina ajustando adecuadamente el nivel de la señal de salida del mezclador, mientras que la segunda se neutraliza aplicando una solución muy eficaz que consiste en el empleo de *circuitos de banda angosta*, formados por un filtro pasa-banda seguido de un amplificador sintonizado. La figura 1 ilustra un circuito de este tipo implementado en base a un DIGMOSFET, que puede proveer una ganancia típica de 20 dB.

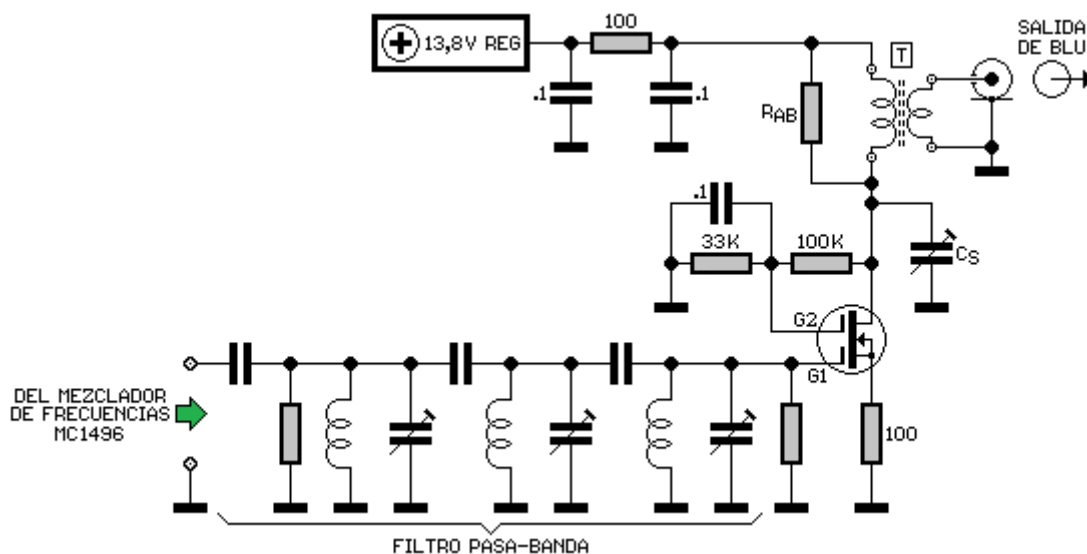


Figura 1: Amplificador de banda angosta implementado con un DIGMOSFET y filtro pasa-banda muy selectivo (ver texto).

En el circuito de la figura 1, se observa un filtro pasa-banda tipo Butterworth de tres secciones conectado inmediatamente a la salida del mezclador de frecuencias. Por otro lado, el capacitor C_S se debe ajustar hasta lograr la resonancia con el primario del transformador T a la frecuencia central de la banda pasante. En paralelo con dicho primario se puede instalar un resistor R_{AB} para disminuir el Q del circuito resonante en el caso en que resulte muy elevado. Para asegurar que la distorsión por intermodulación producida por este amplificador sea de - 40 dB o menor, la potencia de salida P_o del mismo no deberá ser superior a 0 dBm (ó 1 mW).

Los amplificadores de banda angosta, como el representado en la figura 1, son adecuados a los transmisores que cubren una única banda de frecuencias, puesto que si fueran empleados en transmisores multi-banda sería necesario implementar un sistema de conmutación de filtros, cada uno de ellos diseñado para cubrir cada una de las bandas a transmitir.

2.- AMPLIFICADOR EN CLASE “A”

Los amplificadores de bajas frecuencias analizados en los Capítulos 5 y 6 pertenecen a la Clase “A” puesto que el valor de la corriente de reposo I_{CQ} de colector es tal que el valor pico de la componente de alterna $i_{c\ MAX}$ cumple con la expresión siguiente:

$$i_{c\ MAX} \leq I_{CQ}$$

De esta forma, la corriente total de colector (la suma entre la corriente de reposo y la componente de alterna) nunca se interrumpe, y su valor medio es siempre igual a I_{CQ} . Las configuraciones de “amplificador

en emisor común”, o “amplificador con resistencia de degeneración de emisor”, o “amplificador en base común”, poseen, en todos los casos, una resistencia como carga de colector.

Pero **en el caso en que dichas configuraciones se emplean para procesar señales de radio-frecuencias, la carga de colector está constituida por un inductor, o bien por un circuito sintonizado.**

2.1.- AMPLIFICADOR EN CLASE “A” SINTONIZADO

El uso del circuito sintonizado (o resonante) como carga de colector produce las siguientes mejoras en el comportamiento de la etapa amplificadora:

- Es posible obtener ganancias mayores.
- Se introduce el concepto de “**selectividad**” del circuito porque su respuesta está concentrada dentro de un ancho de banda reducido y correspondiente con el ancho del canal de comunicación.
- Es posible lograr potencias de salida mayores, puesto que se pueden asignar corrientes de reposo de colector más elevadas, al mismo tiempo que la tensión de colector también se mantiene alta (téngase en cuenta que la caída de tensión de continua en la resistencia de pérdidas del inductor es despreciable).

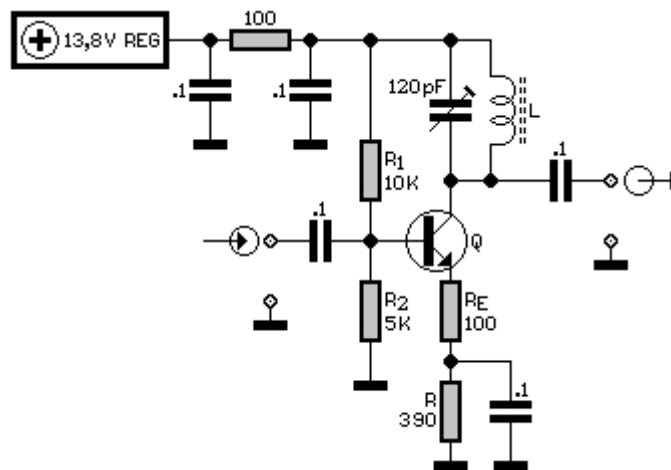


Figura 2: Amplificador Clase “A” con resistencia de degeneración de emisor, y colector con circuito sintonizado.

Tal como hemos expresado en varias oportunidades, si el inductor L del “tanque” del colector del circuito de la figura 2 se bobina sobre un toroide de ferrita se asegura que la casi totalidad del campo magnético quede encerrado en el núcleo, por lo que, prácticamente, no producirá interferencia alguna sobre los circuitos cercanos. Esta primera ventaja es la que marca la diferencia entre los inductores toroidales y los inductores tipo “solenoides”. Por otra parte, la segunda ventaja de un inductor toroidal es que el cálculo de su inductancia es sumamente sencillo toda vez que se conozca el valor del “Factor de Inductancia K ” del núcleo empleado, que se define como la cantidad de nanoHenry por espira al cuadrado (este dato es provisto por el fabricante del núcleo en sus hojas de datos). En estas condiciones, la inductancia se calcula mediante la siguiente expresión:

$$L = K \cdot N^2 \quad \text{Expr. 1}$$

... donde N es el número de espiras del inductor.

Por ejemplo, a un núcleo tipo Amidon T-50-2 le corresponde un factor de inductancia $K=5 \text{ nH/esp}^2$. Si suponemos que el inductor L de la figura 2 posee un número de espira $N=30$, su inductancia valdrá:

$$L = 5 \frac{\text{nH}}{\text{esp}^2} \cdot (30 \text{ esp})^2 = 4500 \text{ nH} = 4,5 \mu\text{H}$$

Luego, suponiendo que este amplificador se diseñe para operar en una frecuencia $f_0=7,5 \text{ MHz}$, el valor de la capacidad necesaria para la resonancia se obtiene a partir de la expresión conocida ...

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

... de la que resulta que:

$$C = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_0)^2 \cdot L} = 100 \text{ pF}$$

Entonces, el capacitor “trimmer” conectado en paralelo con la inductancia L se deberá ajustar a este valor.

Tal como ocurre con todo circuito práctico, el tanque paralelo del circuito de la figura 2 introduce una pérdida durante el proceso en que la energía almacenada en el capacitor C se descarga sobre el inductor L . Dentro del rango de frecuencias de HF (digamos, hasta unos 30 MHz), esta pérdida de energía está definida fundamentalmente por la resistencia de pérdidas del inductor (véase el Capítulo 3). En cambio, en las frecuencias de VHF las pérdidas del circuito resonante se deben no sólo a la resistencia de pérdidas del inductor sino también a la conductancia de pérdidas del capacitor. En el caso que nos ocupa la frecuencia $f_0=7,5$ MHz corresponde a la banda de HF, por lo que sólo consideraremos la pérdida introducida por el inductor, la cual define el *factor de mérito Q del circuito resonante*. El factor de mérito Q está relacionado con el ancho de banda Δf @ -3 dB del circuito resonante mediante la siguiente expresión:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \quad \text{Expr. 2}$$

Por lo tanto, ante la evidente existencia de una resistencia (la de pérdidas) asociada al tanque paralelo real, éste puede ser reemplazado por un tanque LC ideal acompañado por un resistor conectado en paralelo con él, tal como muestra la figura 3:

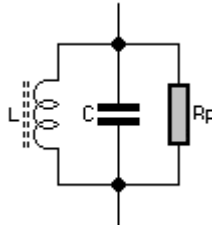


Figura 3: Circuito equivalente de un tanque LC paralelo real, donde R_P simboliza a la resistencia de pérdidas.

De acuerdo con las conclusiones a las que se arribaron en el Capítulo 3, el factor de mérito Q del circuito de la figura 3 está dado por la siguiente expresión:

$$Q_D = \frac{R_P}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot L} \quad \text{Expr. 3}$$

En la expresión 3, Q_D representa al “**Factor de Mérito Descargado**”, es decir aquél que se obtiene cuando el circuito resonante no está asociado a ninguna impedancia de carga. De acuerdo con los datos proporcionados por el fabricante de los núcleos de ferrita, el Q_D típico correspondiente al núcleo T-50-2 para una frecuencia de 7,5 MHz es de 150. Por lo tanto, a partir de la expresión 3 resulta que la resistencia de pérdidas R_P de nuestro circuito vale:

$$R_P = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot L \cdot Q_D = 31,8 \text{ K}\Omega$$

Luego, en base a la expresión 2 calculamos el ancho de banda Δf @ -3 dB, que es:

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q_D} = \frac{7,5 \cdot 10^6}{150} = 50 \text{ KHz}$$

La resistencia de pérdidas R_P forma parte, efectivamente, del circuito de colector de la figura 2. Por lo tanto, será determinante a la hora de calcular la ganancia de la etapa. La impedancia de colector es la representada en la figura 3, en la cual el inductor L y el capacitor C son componentes ideales. **Un tanque LC paralelo ideal en estado de resonancia presenta una impedancia infinitamente alta.** Entonces, la impedancia de colector en dicho estado es igual a la resistencia R_P . De acuerdo con el análisis efectuado en el Capítulo 5, la ganancia de tensión de un amplificador con resistencia de degeneración de emisor responde a la expresión 4, en la que reemplazamos los valores correspondientes:

$$A_{V \text{ ARDE}} = -\frac{R_D}{R_E} = -\frac{R_P}{R_E} = -\frac{31800 \Omega}{100 \Omega} = -318 \quad \text{Expr. 4}$$

Este es un valor de ganancia muy elevado, y como tal encierra el peligro de que la etapa se vuelva **inestable**, pudiendo generar una auto-oscilación. Si, por el momento, obviamos esta situación, vemos que

el alto valor de ganancia obtenido se logra con una tensión de colector V_{CQ} que es prácticamente igual a la tensión de alimentación (puesto que el inductor se comporta como un corto-circuito práctico frente a la corriente continua), **lo cual se produce sólo cuando en el colector hay un circuito inductivo**.

Por lo demás, la corriente I_{CQ} resulta de analizar el circuito de polarización. En efecto, la tensión de base es prácticamente igual a:

$$V_{BB} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 13,8 \text{ V} \cdot \frac{5 \text{ K}\Omega}{10 \text{ K}\Omega + 5 \text{ K}\Omega} = 4,6 \text{ V}$$

Por lo tanto, la tensión de emisor V_{EQ} es:

$$V_{EQ} = V_{BB} - V_{BE} = 4,6 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 3,9 \text{ V}$$

Luego, la corriente de reposo I_{CQ} resulta ser:

$$I_{CQ} = \frac{V_{EQ}}{R_E + R} = \frac{3,9 \text{ V}}{100 \Omega + 390 \Omega} \cong 8 \text{ mA}$$

2.2.- AMPLIFICADOR EN CLASE "A" SINTONIZADO Y CON SALIDA A TRANSFORMADOR

Con la finalidad de extraer una cierta potencia de la salida del amplificador, supongamos arrollar 5 espiras sobre el bobinado pre-existente del inductor L , tal como se expone en la figura 4.

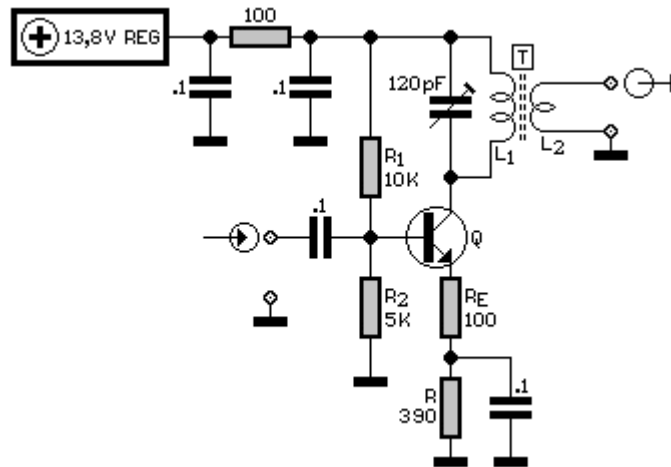


Figura 4: Amplificador Clase "A" con circuito de colector sintonizado y salida a transformador.

De esta forma, la salida de la etapa se acopla a la entrada de una posible segunda etapa a través de un transformador (T). El núcleo de ferrita toroidal asegura que el factor de acoplamiento entre el primario L_1 y el secundario L_2 sea $k=1$. Luego, entre la inductancia L_1 y la inductancia L_2 se cumple la siguiente expresión:

$$L_1 = A^2 \cdot L_2 \quad \text{Expr. 5}$$

... donde se define la relación de espiras de primario a secundario como:

$$A = \frac{N_1}{N_2} \quad \text{Expr. 6}$$

La expresión 5 implica que si entre los terminales del secundario se conecta una cierta impedancia, ésta se verá reflejada al primario con un valor A^2 veces mayor. Entonces, si al secundario del transformador conectamos una segunda etapa cuya impedancia de entrada es de $R_{i2}=50 \Omega$, sobre el colector de la primera etapa (figura 4) se reflejará una impedancia de carga R_L cuyo valor será:

$$R_L = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \cdot R_{i2} = \left(\frac{30 \text{ esp}}{5 \text{ esp}} \right)^2 \cdot 50 \Omega = 1800 \Omega \quad \text{Expr. 7}$$

Esta resistencia de carga R_L reflejada queda conectada en paralelo con la resistencia de pérdidas R_P calculada en el sub-apartado anterior, por lo que ahora la impedancia de carga neta R_N del colector es:

$$R_N \cong 1700 \Omega$$

En estas condiciones, la ganancia de tensión de la etapa amplificadora pasa a valer:

$$A_{V ARDE} = -\frac{R_D}{R_E} = -\frac{R_N}{R_E} = -\frac{1700 \Omega}{100 \Omega} = -17$$

Este valor de ganancia es mucho menor que el obtenido cuando la etapa se encontraba en vacío, pero es aceptable y, seguramente, hace que el amplificador sea **estable**.

Ahora estamos en condiciones de calcular el valor del nuevo factor de mérito del circuito, que recibe el nombre de "**Factor de Mérito Cargado Q_C** ", y que, aplicando la expresión 3, es:

$$Q_C = \frac{R_N}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot L} = 8 \quad \text{Expr. 8}$$

En base a la expresión 2 podemos calcular el ancho de banda Δf @ -3 dB, que es:

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q_C} = \frac{7,5 \cdot 10^6 \text{ Hz}}{8} = 937,5 \text{ KHz}$$

Si a la entrada de este amplificador inyectamos una señal $V_i=100$ mV pico, la tensión que se desarrolle en el colector será de 1700 mV pico, por lo que el valor pico de la componente de alterna i_c de la corriente de colector será:

$$i_{c \text{ MAX}} = \frac{v_{c \text{ MAX}}}{R_N} = \frac{1700 \text{ mV}}{1700 \Omega} = 1 \text{ mA}$$

Como vemos este valor de i_c es bastante menor que el de la corriente de reposo I_{CQ} , que es de 8 mA, lo cual asegura una excelente **linealidad** (la señal de salida no sufre distorsión).

Teniendo en cuenta que la relación de espiras es $N_1/N_2=6$, la tensión entre los extremos de la carga de 50Ω será 6 veces menor que la tensión de colector, o sea:

$$v_{o \text{ MAX}} = \frac{v_{c \text{ MAX}}}{A} = \frac{1700 \text{ mV}}{6} = 283 \text{ mV}$$

En consecuencia, la ganancia de tensión neta A_{VT} del amplificador es:

$$A_{VT} = \frac{v_{o \text{ MAX}}}{v_{i \text{ MAX}}} = \frac{283 \text{ mV}}{100 \text{ mV}} = 2,83 \text{ veces} \rightarrow 9 \text{ dB}$$

Este valor de ganancia es muy bajo, y se debe a que la entrada del amplificador no está adaptada en impedancia.

2.2.1.- POTENCIA DE SALIDA

La resistencia de 100Ω del circuito de filtrado de alimentación de la figura 4 es atravesada mayoritariamente por la corriente de colector $I_{CQ}=8$ mA, por lo que produce una caída de tensión de 0,8 V. Así, la tensión continua de colector vale $V_C=13$ V. Puesto que el valor pico de la señal de RF desarrollada en el colector es $v_{c \text{ MAX}}=1,7$ V, la tensión total de colector v_c (continua más alterna) ha de variar entre los siguientes límites:

$$13 \text{ V} + 1,7 \text{ V} = 14,7 \text{ V} = v_c \text{ para el semi - ciclo positivo}$$

$$13 \text{ V} - 1,7 \text{ V} = 11,3 \text{ V} = v_c \text{ para el semi - ciclo negativo}$$

Por otra parte, recordando que la tensión continua de emisor es $V_{EQ}=3,9$ V, la máxima amplitud de señal que se puede esperar entre el colector y el emisor antes que se produzca la saturación del transistor durante los semi-ciclos negativos será:

$$V_{CQ} - V_{EQ} = 13 \text{ V} - 3,9 \text{ V} = 9,1 \text{ V pico}$$

Este valor será el mismo para los semi-ciclos positivos. En consecuencia, los valores máximo y mínimo entre los que podrá variar la tensión de colector (continua más alterna) serán:

$$v_{C\text{MAX}} = 13\text{ V} + 9,1\text{ V} = 22,1\text{ V}$$

$$v_{C\text{MIN}} = 13\text{ V} - 9,1\text{ V} = 3,9\text{ V}$$

Es decir que la tensión de la señal alterna de salida podrá ser, como máximo, de 18,2 V PAP.

Durante la excursión de la señal, la componente de alterna de la corriente de colector variará por encima y por debajo de la componente de continua I_{CQ} . Si se espera que el amplificador se mantenga dentro de la Clase "A", el mínimo valor teórico que podrá alcanzar la corriente total de colector será:

$$i_{C\text{MIN}} = I_{CQ} - i_{C\text{MAX}} = 0$$

Esto significa que la máxima excursión de la componente de alterna de la corriente de colector será:

$$i_{C\text{MAX}} = 8\text{ mA pico}$$

Por lo tanto, la carga de colector que permitirá estas variaciones máximas de tensión y de corriente será aquella que surja de relacionar la máxima excursión de tensión de colector con la máxima excursión de la corriente de colector, es decir:

$$R_N = \frac{v_{C\text{MAX}}}{i_{C\text{MAX}}} = \frac{9,1\text{ V}}{8\text{ mA}} = 1137\ \Omega$$

Este valor de R_N es menor que los $1700\ \Omega$ calculados anteriormente. Por lo tanto, es evidente que para lograrlo debemos modificar la relación de espiras del transformador T. Para ello elegiremos modificar el número de espiras del secundario. Recordando que la resistencia de pérdidas del tanque LC posee un valor $R_P=31,8\text{ K}\Omega$ y que la resistencia neta de carga R_N equivale al paralelo entre R_P y la resistencia R_L reflejada al primario, el nuevo valor de ésta última deberá ser:

$$R_L = \frac{1}{\frac{1}{R_N} - \frac{1}{R_P}} = \frac{1}{\frac{1}{1137\ \Omega} - \frac{1}{31800\ \Omega}} \cong 1180\ \Omega$$

Luego, de acuerdo con la expresión 7, el nuevo número de espiras del secundario del transformador T será:

$$N_2 = \frac{N_1}{\sqrt{\frac{R_L}{R_{L2}}}} = \frac{30\text{ esp}}{\sqrt{\frac{1180\ \Omega}{50\ \Omega}}} = 6\text{ espiras}$$

Con el nuevo valor de resistencia neta de carga $R_N=1180\ \Omega$ podemos calcular la potencia máxima obtenible de esta etapa de la siguiente manera:

$$P_{O\text{ MAX}} = R_N \cdot (i_{C\text{MAX}})^2 = 1180\ \Omega \cdot (8\text{ mA})^2 = 75,5\text{ mW pico}$$

Esta potencia pico equivale a unos 38 mW eficaces, los que a su vez representan unos 16 dBm. Pero éste es un valor máximo teórico pues, desde un punto de vista riguroso, no debemos olvidar que durante los picos negativos de la señal de salida el transistor se aproxima al punto de saturación y la tensión del emisor crece por encima de los 3,9 V. Por lo tanto, la excursión máxima de la tensión de salida debe ser menor que la calculada pues, de lo contrario, el amplificador dejaría de operar en Clase "A" y, como consecuencia, la señal de salida estaría distorsionada y se generarían señales armónicas indeseadas. Un amplificador lineal, como el Clase "A", mantiene la "**selectividad**" impuesta por el circuito resonante de colector.

2.2.2.- RESISTENCIA DE CARGA

Para un amplificador en Clase "A", como el representado en la figura 4, la resistencia de carga adecuada para lograr la máxima potencia de salida es aquella que permite que la tensión pico de colector sea igual a la diferencia entre la tensión de alimentación V_{CC} y la tensión de emisor V_E .

La potencia eficaz de salida P_O que se desarrolla sobre una resistencia de carga genérica R_L está dada por la expresión conocida siguiente:

$$P_O = \frac{V_{RMS}^2}{R_L} \quad \text{Expr. 9}$$

Pero si en la expresión 9 empleamos el valor pico de la tensión de salida tendremos que:

$$P_O = \frac{V_{PICO}^2}{2 \cdot R_L} \quad \text{Expr. 10}$$

De acuerdo con lo expresado al inicio del presente sub-apartado, para obtener la máxima potencia de salida, la expresión 10 se puede reescribir como:

$$P_{OMAX} = \frac{(V_{CC} - V_E)^2}{2 \cdot R_L} \quad \text{Expr. 11}$$

Por lo tanto, el valor de la resistencia de carga óptima para obtener la máxima potencia de salida se obtiene a partir de la expresión 11, así:

$$R_{LOPT} = \frac{(V_{CC} - V_E)^2}{2 \cdot P_{OMAX}} \quad \text{Expr. 12}$$

2.2.3.- EFICIENCIA DE UN AMPLIFICADOR CLASE "A"

En términos de corriente de colector, la potencia eficaz máxima P_{OMAX} está dada por la expresión:

$$P_{OMAX} = \left(\frac{i_{cMAX}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot R_L \quad \text{Expr. 13}$$

Tal como hemos visto en el sub-apartado 2.2.1, la máxima potencia de salida se obtiene cuando el valor pico de la corriente alterna de colector coincide con la corriente de reposo I_{CQ} , por lo que la expresión 13 se convierte en la siguiente:

$$P_{OMAX} = \frac{I_{CQ}^2}{2} \cdot R_L \quad \text{Expr. 14}$$

... de la que resulta que I_{CQ} es:

$$I_{CQ} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{OMAX}}{R_L}} \quad \text{Expr. 15}$$

Por otra parte, la potencia de entrada P_i al transistor (de continua) es la potencia desarrollada entre colector y emisor del mismo (despreciando la potencia de entrada por base y la que se pierde en la resistencia de emisor), y está dada por la siguiente expresión:

$$P_i = I_{CQ} \cdot (V_{CC} - V_E) \quad \text{Expr. 16}$$

... en la que reemplazamos la expresión 15:

$$P_i = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{OMAX}}{R_L}} \cdot (V_{CC} - V_E) \quad \text{Expr. 17}$$

Si en la expresión 17 reemplazamos la expresión 11 obtenemos que:

$$P_i = \sqrt{\frac{2 \cdot \frac{(V_{CC} - V_E)^2}{2 \cdot R_L}}{R_L}} \cdot (V_{CC} - V_E)$$

$$\therefore P_i = \frac{(V_{CC} - V_E)^2}{R_L} \quad \text{Expr. 18}$$

Finalmente, si relacionamos la potencia de salida máxima P_{OMAX} (expresión 11) con la potencia de entrada P_i (expresión 18), obtendremos la eficiencia máxima teórica η_{MAX} del amplificador Clase "A" con salida sintonizada, que es:

$$\eta_{MAX} = \frac{P_{OMAX}}{P_i} = \frac{\frac{(V_{CC} - V_E)^2}{2 \cdot R_L}}{\frac{(V_{CC} - V_E)^2}{R_L}}$$

$$\eta_{MAX} = \frac{P_{OMAX}}{P_i} = \frac{1}{2}$$

Expr. 19

En definitiva, la expresión 19 pone de manifiesto que la **eficiencia** o el **rendimiento máximo teórico** η_{MAX} del amplificador Clase “A” con salida sintonizada es igual al 50%. Pero, en la práctica, el rendimiento podrá alcanzar un rendimiento de alrededor del 35% si se espera que el amplificador esté caracterizado por una muy buena **linealidad**.

2.3.- AMPLIFICADOR EN CLASE “A” CON FILTRO DE SALIDA

Cuando se busca lograr una mayor selectividad de una etapa amplificadora Clase “A”, el circuito sintonizado LC de colector se reemplaza por un filtro de salida. Esta configuración es típica del amplificador que, por ejemplo, se instala a continuación del mezclador de frecuencias en los transmisores de banda lateral única. La figura 5 ilustra un ejemplo de este tipo de amplificador:

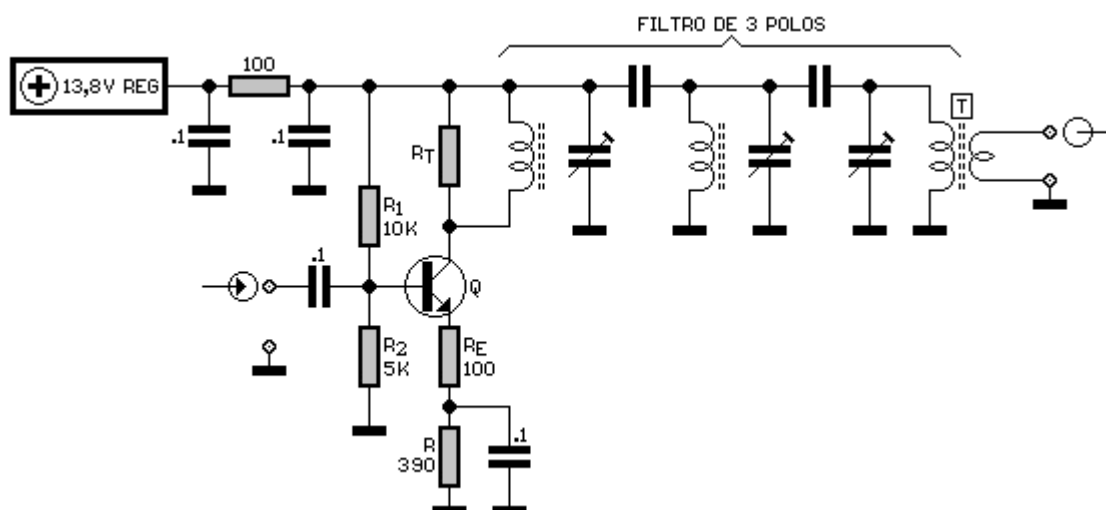


Figura 5: Amplificador Clase “A” con filtro de salida de tres polos.

La ganancia de este amplificador se define a partir del conocimiento de la impedancia “vista” cuando se mira hacia la entrada del filtro. En algunos casos el filtro requerirá una cierta resistencia terminal entre sus bornes de entrada para lograr la selectividad deseada. En tales situaciones se deberá instalar un resistor R_T en el colector para presentar la carga adecuada al filtro. Así, la ganancia del amplificador será función de dicha resistencia y de las características del filtro.

A continuación se presentan las características de filtros pasa-banda tipo Butterworth de 2 y 3 polos, los cuales han sido sintetizados mediante un programa de computadora. El cálculo de estos filtros exige conocer el “factor de mérito descargado Q_D ” que está dado por la expresión 3. A partir de él se define el “factor de mérito normalizado Q_O ” mediante la siguiente expresión:

$$Q_O = \frac{Q_D}{Q_C}$$

Expr. 20

... donde Q_C es el “factor de mérito cargado” definido oportunamente por la expresión 8.

El gráfico que muestra la figura 6 representa la “pérdida de inserción” en función del factor de mérito normalizado Q para filtros de 1, 2, 3 y 4 polos. Esta pérdida de inserción deberá ser tomada en cuenta a la hora de establecer el valor de la ganancia de la o las etapas amplificadoras. En otras palabras, cada etapa deberá ser diseñada de tal manera que su ganancia compense la pérdida de inserción del filtro.

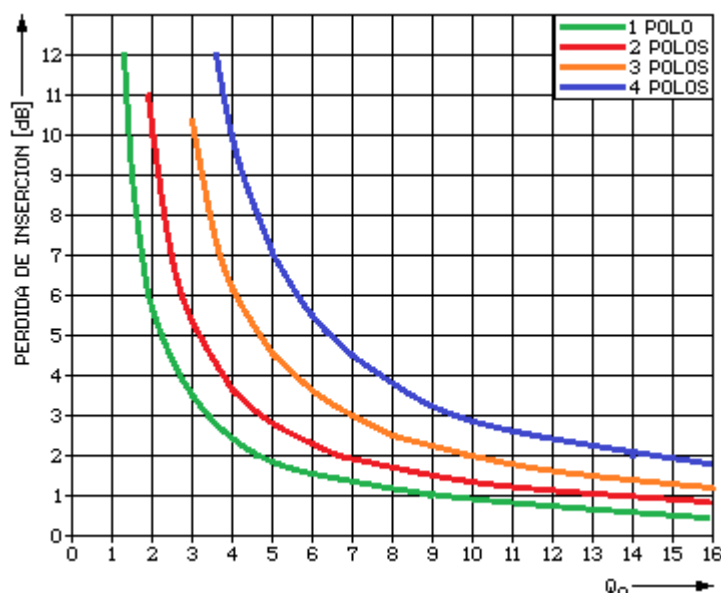


Figura 6: Pérdida de inserción en función de Q_o para filtros Butterworth.

Por otra parte, y sin ser limitativo para lograr una síntesis correcta, se ha establecido que todos los inductores que forman parte de un filtro dado sean iguales entre sí. Para ello se han fijado seis opciones de inductores y sus características constructivas aparecen en la Tabla 1:

Tabla #1: Inductores de los Filtros

INDUCTOR	Nº DE ESPIRAS	ALAMBRE	TIPO DE NÚCLEO
L1	10	AWG #24	Amidon T-50-6
L2	12	AWG #22	Amidon T-68-6
L3	20	AWG #22	Amidon T-68-6
L4	30	AWG #22	Amidon T-68-6
L5	38	AWG #24	Amidon T-68-6
L6	33	AWG #20	Amidon T-106-6

Para la construcción de los inductores se deberá emplear alambre esmaltado y bobinado de tal manera que quede perfectamente estirado cubriendo todo el perímetro del núcleo. Además, se recomienda recubrirlo con una capa de poliestireno para evitar la deformación del bobinado.

2.3.1.- FILTRO DE DOS POLOS

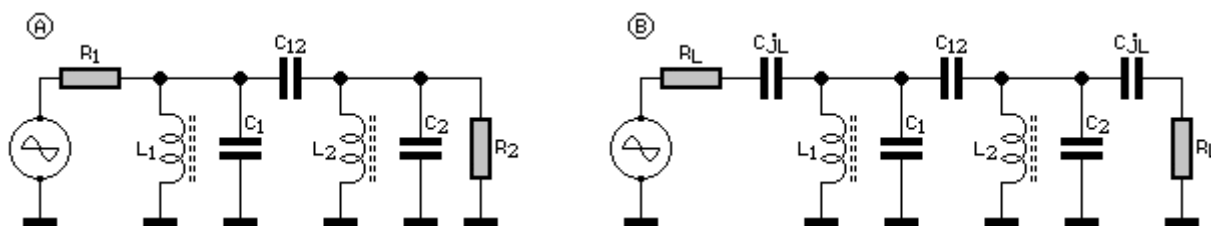


Figura 7: Estructuras de filtros Butterworth tipo pasa-banda de dos polos (ver texto).

En los esquemas ilustrados, la estructura de la figura 7(A) corresponde al caso en que el filtro posee una resistencia terminal de alto valor, que es característica del filtro. En cambio, la estructura de la figura 7(B) emplea capacitores serie para transformar la resistencia de carga R_L de tal modo de presentar una terminación adecuada al filtro.

A continuación, la Tabla #2 muestra los datos de filtros de dos polos sintetizados por computadora que han sido verificados experimentalmente con resultados muy satisfactorios.

Tabla #2: Filtros Butterworth de Dos Polos

BW @ -3 dB [MHz]	L	Q_o	C_o [pF]	C₁₂ [pF]	C_F [pF]	R_{E1} y R_{E2} [KΩ]
1,80 a 1,85	L5	5,4	870	16,8	148	7,02
1,80 a 1,90	L5	10,6	847	32,4	221	3,06
1,80 a 1,85	L4	5,2	1485	28,8	192	4,12
1,80 a 1,90	L4	10,3	1446	55,3	291	1,80
3,50 a 3,70	L5	12,5	224	8,8	83,4	5,67
3,50 a 3,60	L5	6,3	230	4,6	56,6	12,60
3,80 a 4,00	L5	11,5	191	6,9	70,7	6,70
3,80 a 4,00	L4	12,7	325	11,8	93,2	3,89
3,50 a 3,70	L4	13,7	382	15,0	110	3,28
3,50 a 3,60	L4	7,0	393	7,8	75,1	7,19
5,00 a 5,20	L5	8,3	111	3,1	40,1	12,10
7,00 a 7,10	L3	3,8	248	2,5	26,6	14,40
7,00 a 7,20	L3	7,5	245	4,9	42,4	5,60
7,00 a 7,30	L3	11,2	242	7,2	53,2	3,55
7,00 a 7,20	L5	4,9	57,5	1,1	19,1	27,40
10,7 a 11,1	L3	9,9	102,7	2,7	25,9	6,40
10,8 a 11,0	L3	4,6	102,7	1,3	16,7	15,30
14,0 a 14,2	L3	3,6	61,6	0,6	9,2	30,00
14,0 a 14,4	L3	7,2	60,4	1,2	14,7	11,60
14,0 a 14,4	L2	3,3	158,7	1,6	14,4	12,30
16,0 a 16,5	L2	7,6	118	2,6	20,4	4,70
19,0 a 21,0	L1	19,5	129	9,2	37,8	0,94
19,0 a 20,0	L1	10,0	136	4,9	26,6	1,93
19,0 a 19,5	L1	5,1	139	2,6	17,6	4,49
21,0 a 21,5	L2	5,7	68,4	1,1	11,4	8,70
21,0 a 21,3	L1	2,8	115	1,2	9,2	13,30
21,0 a 21,5	L1	4,6	114	1,9	14,1	5,69
28,0 a 29,0	L1	6,3	64	1,6	11,8	4,50
28,0 a 29,5	L1	3,2	65,3	0,8	7,2	12,40
41,0 a 42,0	L1	3,1	29,9	0,05	4,6	13,70
41,0 a 43,0	L1	6,2	29,3	0,1	7,6	4,98

- C_F es la capacidad que se debe instalar en los extremos del filtro para lograr la adaptación a 50 Ω.
- R_{E1} y R_{E2} son las resistencias que se deben instalar en los extremos del filtro. Los valores de estas resistencias son útiles para los cálculos en los casos en que se empleen conexiones capacitivas o inductivas a una impedancia externa bien definida. Normalmente no es necesario que estos resistores se incluyan en el filtro.
- C_o es la capacidad necesaria para que resuene con el inductor a la frecuencia central del filtro.

La Tabla #2 proporciona el dato de la capacidad de cada nodo. Por lo tanto, será necesario calcular las capacidades C_1 y C_2 que serán empleadas en el circuito final del filtro. Para ello se deberá aplicar la siguiente expresión:

$$C_j = C_o - C_{12} - C_F \quad \text{Expr. 21}$$

Ambos extremos del filtro deben estar terminados con resistores que posean el valor adecuado.

2.3.2.- FILTRO DE TRES POLOS

En el circuito de la figura 8(A) se establecen las siguientes pautas:

- Los inductores L poseen todos el mismo valor, que se obtienen de la Tabla #1.
- El capacitor C_1 posee el valor necesario para resonar con su inductor paralelo.
- El capacitor C_2 posee el valor necesario para resonar con su inductor paralelo.
- El capacitor C_3 posee el valor necesario para resonar con su inductor paralelo.
- El capacitor C_{12} es el acoplamiento entre el resonador 1 y el resonador 2.
- El capacitor C_{23} es el acoplamiento entre el resonador 2 y el resonador 3.
- El capacitor C_{30} es el acoplamiento entre el resonador 3 y la carga del filtro.

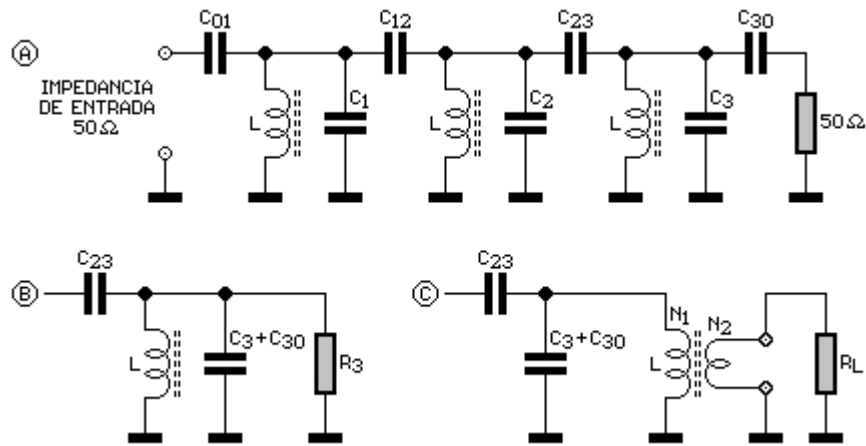


Figura 8: Estructura del filtro Butterworth tipo pasa-banda de tres polos (ver texto).

Tabla #3: Filtros Butterworth de Tres Polos

BW @ -3 dB [MHz]	L	Q _o	C1 [pF]	C2 [pF]	C3 [pF]	C01 [pF]	C30 [pF]	C12 [pF]	C23 [pF]	R1 [KΩ]	R3 [KΩ]
1,80	4	5,20	1186	1430	1289	273	286	26,9	28,6	2,00	5,40
1,80 a 1,90	5	10,6	505	783	605	308	212	33,9	30,7	1,60	3,40
1,80 a 1,85	5	5,40	646	838	724	209	130	15,9	16,7	3,50	9,00
1,80 a 2,00	5	21,0	314	684	438	426	311	65,2	55,9	0,83	1,50
1,80 a 1,85	6	9,00	360	522	416	172	117	10,8	10,0	5,10	11,1
1,80 a 1,825	6	4,60	431	541	477	115	68,7	4,80	5,40	11,7	32,7
3,50 a 3,60	5	6,30	146	221	174	79,3	51,2	4,50	4,50	6,40	15,4
3,80 a 4,00	5	11,5	85,9	177	116	97,5	67,8	7,30	6,50	3,60	7,30
3,80 a 4,00	4	12,7	184	302	224	129	90	12,5	11,2	2,00	4,20
3,50 a 3,70	4	13,8	214	352	261	152	107	16,0	14,1	1,80	3,50
3,50 a 3,60	4	7,00	280	377	316	105	68,8	7,80	7,60	3,70	8,60
3,9 a 4,00	4	6,30	228	306	258	84	54	5,50	5,60	4,70	11,2
3,50 a 4,00	5	33,1	88,5	286	154	229	168	36,3	31,1	0,74	1,30
5,00 a 5,50	5	24,0	52,9	155	84,6	114	84	13,2	11,3	1,50	2,70
7,00 a 7,10	3	3,80	208	244	220	38,4	25,8	2,10	2,60	7,00	15,0
7,00 a 7,20	3	7,60	181	236	201	59,1	39,1	4,90	4,70	2,90	6,60
7,00 a 7,30	3	11,2	161	227	184	73,7	68	7,50	7,00	1,87	3,86
10,7 a 11,1	3	10,1	63,9	97,4	75,4	36	24,8	2,70	2,50	3,30	7,00
12,0 a 12,5	3	10,8	46,9	76,7	57	32	22,1	2,50	2,20	3,40	7,00
14,0 a 14,2	3	3,60	47,4	60,1	51,7	13,2	8,9	0,50	0,60	14,5	32,1
14,0 a 14,4	3	7,18	38,6	58	45,6	20,5	13,6	1,20	1,10	6,00	13,7
16,0 a 16,5	2	7,60	87,3	113,2	97	28,4	18,8	2,60	2,50	2,40	5,50
19,0 a 20,0	1	10,0	93	126	106	37,2	25,3	5,10	4,70	1,00	2,10
19,0 a 19,5	1	5,10	112	134	121	25	15,3	2,40	2,60	2,20	5,90
21,0 a 21,5	2	5,70	51,3	66,2	57,2	16	10,1	1,00	1,10	4,40	11,1
28,0 a 28,5	1	3,20	54	63,9	59	10,5	5,40	0,60	0,90	2,20	5,80
28,0 a 29,0	1	6,30	46	61,1	52	16,6	10,7	1,60	1,60	2,30	5,50
41,0 a 42,0	1	3,10	22,8	29	26	6,7	3,50	0,40	0,50	2,50	6,40
41,0 a 43,0	1	6,20	17,6	27,3	21,4	10,7	6,90	1,00	1,00	2,50	6,10
50,0 a 52,0	1	4,70	12,3	18,8	15,1	7,0	4,20	0,50	0,55	4,00	11,0

Los valores de la Tabla #3 corresponden al caso en que el filtro adapta a 50 Ω. En los casos en que es necesario efectuar la adaptación mediante un transformador, incluyendo aquellos en que la impedancia es distinta de 50 Ω, o terminar el filtro con una resistencia de alto valor, se deben emplear los circuitos representados en las figuras 8(B) y 8(C). Aquí debemos remarcar que es necesario remplazar el capacitor C_3 por otro cuya capacidad valga $C_3 + C_{30}$. Este criterio se aplica tanto a la salida como a la entrada del filtro.

Es posible efectuar un acoplamiento capacitivo a una resistencia diferente de 50 Ω en uno o en ambos extremos del filtro. A modo de ejemplo, si consideramos la entrada del filtro, la capacidad nodal del circuito resonante de la misma es:

$$C_o = C_{01} + C_1 + C_{12} \quad \text{Expr. 22}$$

El valor dado por la expresión 22 será el mismo para los tres circuitos resonantes. En la Tabla #3 figura el valor de la resistencia de carga requerida a la entrada. Si se desea cargar la entrada con una resistencia menor que R_1 se debe emplear un capacitor de acoplamiento que, para la frecuencia central del filtro, poseerá una reactancia cuyo valor se calcula mediante la siguiente expresión:

$$X_C = \sqrt{R_1 \cdot R_L - R_L^2} \quad \text{Expr. 23}$$

La capacidad C_1 requerida para lograr la resonancia del primer circuito deberá ser igual a la diferencia entre la capacidad nodal y la capacidad de acoplamiento entre resonadores. El mismo método se podrá aplicar al circuito de salida.

EJEMPLO:

Supongamos que a través de un filtro que cubre la banda que va desde los 28 a los 29 MHz se debe alimentar una resistencia de carga $R_L=600 \Omega$. La Tabla #3 muestra los datos correspondientes a dicho filtro. Si de ella extraemos los valores de los capacitores y los aplicamos a la expresión 22 resulta que la capacidad nodal es:

$$C_0 = 64,2 \text{ pF}$$

En la Tabla #3 también vemos que $R_1=2,3 \text{ K}\Omega$. Por lo tanto, mediante la expresión 23 calculamos la reactancia del capacitor necesario:

$$X_{C1} = \frac{1}{\omega_0 \cdot C_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C_1} = \sqrt{R_1 \cdot R_L - R_L^2}$$

... donde f_0 es la frecuencia central del ancho de banda pasante del filtro, que se define como la “**media geométrica entre ambas frecuencias de corte**”. Así:

$$f_0 = \sqrt{f_{CI} \cdot f_{CS}} = 28,496 \text{ MHz} \quad \text{Expr. 24}$$

$$\therefore X_C = \sqrt{2300 \Omega \cdot 600 \Omega - (600 \Omega)^2} = 1010 \Omega$$

$$\therefore C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot X_C} = 5,5 \text{ pF}$$

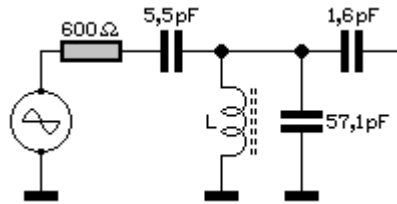


Figura 9: Circuito de entrada del filtro del ejemplo.
El valor de C_1 no coincide con el de la Tabla #3 debido a que la impedancia de entrada es de 600Ω en lugar de 50Ω .

2.3.3.- CONSIDERACIONES PRÁCTICAS

Tal como se desprende de las Tablas #2 y #3, la gran mayoría de los capacitores calculados no poseen valores comerciales, por lo que se los debe implementar mediante la asociación de capacitores fijos conectados en serie y/o en paralelo y un “trimmer” con dieléctrico de aire, o de mica o de teflon.

Por otra parte, en las mismas tablas vemos que, para ciertas frecuencias, los muy pequeños valores de los capacitores de acoplamiento plantean un inconveniente. Éste se resuelve reemplazando el capacitor mencionado por un arreglo compuesto por tres capacitores, como el que se ilustra en la figura 10. Los valores de los capacitores C' y C'' se calculan mediante las siguientes expresiones:

$$C' > 2 \cdot C_{jk} \quad \text{Expr. 25}$$

$$C'' = \frac{C'^2 - 2 \cdot C_{jk} \cdot C'}{C_{jk}} \quad \text{Expr. 26}$$

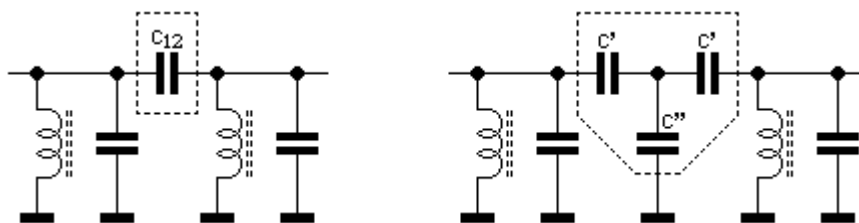


Figura 10: Circuito para reemplazar capacitores de acoplamiento de pequeño valor.

2.3.4.- MEDICIÓN DEL FACTOR DE MÉRITO

Es necesario conocer el valor del factor de mérito descargado Q_D del circuito resonante antes de efectuar la síntesis del filtro. Este parámetro se puede medir mediante el uso de un Q-metro. Sin embargo, el rango de frecuencias dentro del que puede operar el Q-metro es muy limitado.

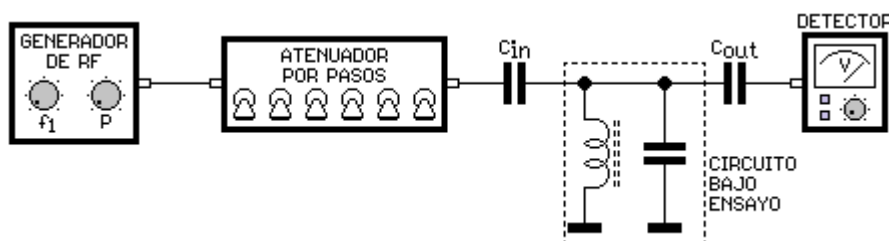


Figura 11: Dispositivo de ensayo para medir el Q_D de un circuito resonante.

El método de medición que describiremos a continuación presenta la ventaja de ser aplicable en frecuencias de VHF y UHF. Éste consiste en el empleo de un generador de RF con barrido de frecuencia y salida de 50Ω , y un detector que posea una impedancia de entrada de 50Ω . En base al diagrama circuital de la figura 11, el procedimiento de medición es el siguiente:

- 1º. Conectar el detector a la salida del generador de RF. En caso de ser necesario, se conectará un atenuador entre el generador y el detector.
- 2º. Ajustar la amplitud de salida y la frecuencia del generador para plena escala del detector. Verificar que la respuesta del detector sea constante dentro del ancho de banda de ensayo.
- 3º. Intercalar el circuito LC bajo ensayo entre el generador y el detector mediante los capacitores C_{in} y C_{out} como se indica en la figura 11. Estos capacitores deben ser iguales y de pequeño valor.
- 4º. Si el detector indica que la inserción del circuito resonante LC provoca una pérdida de entre 30 y 40 dB, los capacitores C_{in} y C_{out} son lo suficientemente pequeños.
- 5º. Reajustar el atenuador hasta obtener plena escala en el detector.
- 6º. Efectuar un barrido de frecuencia con el generador por encima y por debajo de la frecuencia central f_0 del circuito LC.
- 7º. Tomar nota de las frecuencias para las cuales la indicación del detector cae 3 dB por debajo de la máxima. Éstas son la frecuencia de corte inferior f_{CI} y la frecuencia de corte superior f_{CS} .

La diferencia entre estas dos frecuencias es el "**Ancho de Banda Descargado BW_D** " del circuito resonante:

$$BW_D = \Delta f = f_{CS} - f_{CI} \quad \text{Expr. 27}$$

A partir de la expresión 2 podemos calcular el valor del factor de mérito descargado Q_D .

2.3.5.- ALINEACIÓN DEL FILTRO

Luego del diseño y la construcción del filtro, éste debe ser "alineado" o ajustado a los valores de frecuencias previstas. Los filtros de Butterworth presentan la ventaja de que se pueden ajustar en forma mucho más simple que el resto de los filtros.

El filtro debe ser alineado para obtener la máxima respuesta en su salida, y se obtendrá una respuesta plana dentro del ancho de banda cuando los acoplamientos entre sus secciones y las impedancias terminales sean las adecuadas.

En general, aquellos filtros que posean un factor de mérito normalizado Q_0 bajo serán los más fácilmente alineables, pero son los que introducen las mayores pérdidas de inserción.

En la figura 12 se ilustra el arreglo circuital necesario para efectuar el ajuste de un filtro Butterworth genérico mediante el "**Método de Dishal**".

Previamente, será necesario efectuar dos modificaciones en el filtro, a saber:

- Se debe conectar un detector de baja impedancia muy cerca del primer circuito LC a través de un capacitor de prueba C_p . Este capacitor debe poseer un valor mucho menor que cualquiera de los capacitores de acoplamiento y de terminación de cargas del filtro.
- En paralelo con cada uno de los circuitos LC se debe conectar una llave, que puede reemplazarse por un “puente” de alambre soldado temporariamente.

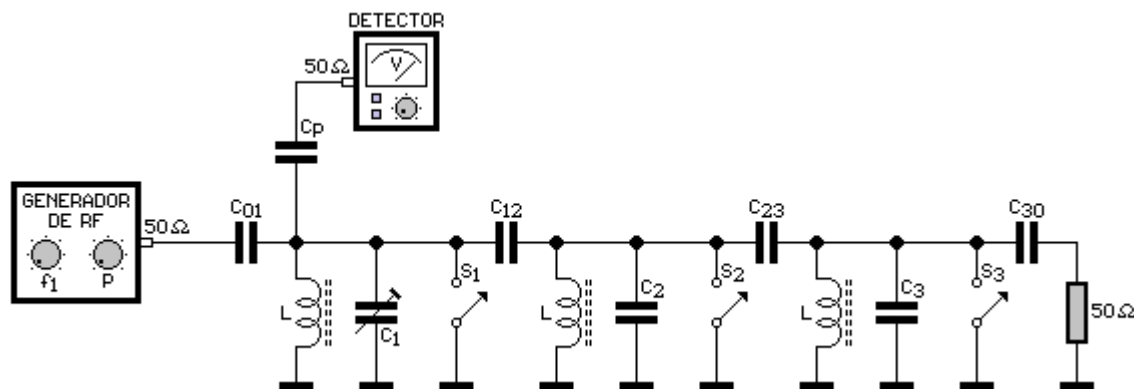


Figura 12: Circuito de ensayo para alinear un filtro (ver texto).

- 1°. Cerrar todas las llaves excepto S_1 .
- 2°. Ajustar la frecuencia de salida del generador a la frecuencia central f_0 del filtro.
- 3°. Ajustar el capacitor C_1 hasta obtener la máxima indicación en el detector.
- 4°. Efectuar un barrido en frecuencia por encima y por debajo de la frecuencia central hasta que la indicación del detector caiga 3 dB por debajo del máximo. Tomar nota de ambas frecuencias de corte. Así queda determinado el “Ancho de Banda Cargado BW_C ” y, por lo tanto, el factor de mérito cargado Q_C de la primera sección.
- 5°. Si es necesario, el capacitor C_{01} puede ser ajustado para obtener el valor final correcto de Q .
- 6°. Repetir el punto 3°.
- 7°. Reajustar la frecuencia de salida del generador a la frecuencia central f_0 del filtro.
- 8°. Abrir la llave S_2 y ajustar el capacitor C_2 hasta obtener un **mínimo** en el detector.
- 9°. En este punto es posible verificar el acoplamiento entre las secciones 1 y 2: Efectuar un barrido por encima y por debajo de la frecuencia central, y se obtendrán dos máximos. El coeficiente de acoplamiento es prácticamente igual a la diferencia entre las frecuencias en que se producen los máximos dividida por la frecuencia central.
- 10°. Si se emplea el método de acoplamiento descrito en la figura 10, se deberá ajustar el capacitor C .
- 11°. Abrir la llave S_3 y ajustar el capacitor C_3 hasta obtener un **máximo** en el detector.
- 12°. Una vez finalizado el ajuste de todo el filtro, desconectar el detector y conectar a tierra el terminal libre del capacitor C_p .

3.- AMPLIFICADOR DE BANDA ANCHA EN CLASE “A”

Cuando el transmisor está diseñado para cubrir varias bandas de frecuencias, la mejor solución consiste en el empleo de **amplificadores de banda ancha**. En este caso, el espectro de frecuencias que llega a la entrada del amplificador es mucho más amplio, y la distorsión puede provocar productos de intermodulación y crear armónicas. Los productos de intermodulación pueden ser minimizados mediante el adecuado diseño del amplificador, mientras que las armónicas se atenúan fuertemente instalando un filtro pasa-bajos entre la salida del transmisor y la antena. De esta manera, los circuitos de conmutación de banda necesarios quedan reducidos a un mínimo.

La herramienta más efectiva en el diseño de amplificadores de banda ancha es la **realimentación negativa**, la cual, como sabemos, puede adoptar diversas formas. En este caso particular, se emplean, en forma combinada, los siguientes tipos de realimentación negativa:

- **Realimentación por Degeneración de Emisor:**

Esta realimentación, obtenida cuando se instala una resistencia en serie con el emisor del transistor, se caracteriza por establecer una ganancia de tensión constante una vez que se ha fijado un valor de resistencia de carga. Además, como hemos visto en el Capítulo 5, provoca el incremento de la impedancia de entrada del transistor. Este incremento es prácticamente proporcional al β del transistor. Aquí debemos recordar que en la región de las altas frecuencias el β es:

$$\beta \cong \frac{f_T}{f}$$

Expr. 28

... donde son: f_T =Frecuencia de transición del transistor.
 f =Frecuencia de operación.

Por lo tanto, β es mayor cuanto menor es la frecuencia de operación, lo que hace que la impedancia de entrada del transistor aumente a medida que se reduce la frecuencia. En consecuencia, en un amplificador multi-etapa ocurre que la ganancia aumenta cuando se disminuye la frecuencia.

- **Realimentación en Derivación:**

Esta realimentación se efectúa conectando un resistor entre el colector y la base del transistor. Se caracteriza por estabilizar la ganancia de corriente del amplificador, y contribuye a disminuir las resistencias de entrada y de salida de la etapa.

Cualquiera de ambos tipos de realimentación descriptos puede ser empleado en forma individual. En particular, en la figura 13 se ilustra un amplificador en el que se usa sólo la realimentación en derivación, que está constituida por el resistor de 470 Ω y el inductor L que es un arrollamiento de 16 espiras sobre un núcleo toroidal de ferrita tipo Amidon T-37-6 (el capacitor de .1 μF conectado en serie con ellos cumple con la función de bloqueo de continua).

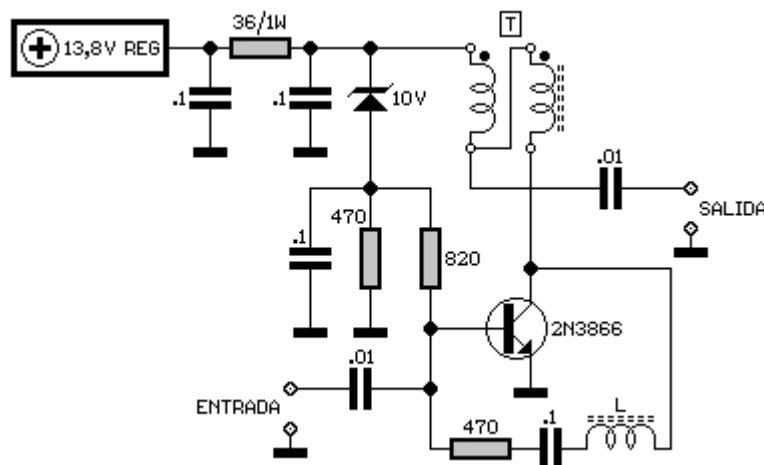


Figura 13: Amplificador de banda ancha con realimentación en derivación (ver texto).

En este circuito de realimentación, el inductor L produce el efecto de reducir la realimentación en altas frecuencias, mientras que el resistor de 470 Ω es el componente dominante en bajas frecuencias. Por otra parte, una resistencia de carga de 50 Ω conectada a la salida del amplificador aparece reflejada como una resistencia de 200 Ω sobre el colector del transistor. Esto se debe a que la disposición particular del transformador T proporciona una conversión de impedancias de 4:1. El transformador T está construido con 5 espiras bifilares arrolladas sobre un núcleo toroidal de ferrita tipo Amidon FT-23-43. Este amplificador es capaz de desarrollar una potencia de salida máxima del orden de los 250 mW. La ganancia medida para una resistencia de carga de 50 Ω fue de 19 dB. El transistor 2N3866 posee una f_T =500 MHz, y las frecuencias de corte inferior y superior (puntos de -3 dB) fueron, respectivamente, de 1 MHz y 50 MHz. El circuito de polarización del transistor es tal que la corriente de reposo de colector es de 120 mA. Luego, efectuando mediciones a 10 MHz, se obtuvo una potencia de salida de +23 dBm PEP (ó 200 mW), con productos de distorsión por intermodulación que están 40 dB por debajo de cada tono y una intercepción de salida de +37 dBm.

A diferencia del circuito de la figura 13, los circuitos representados en la figura 14 emplean una combinación de realimentación por degeneración de emisor y realimentación resistiva en derivación. Esta técnica ofrecerá ventajas relevantes, las cuales se describen a continuación.

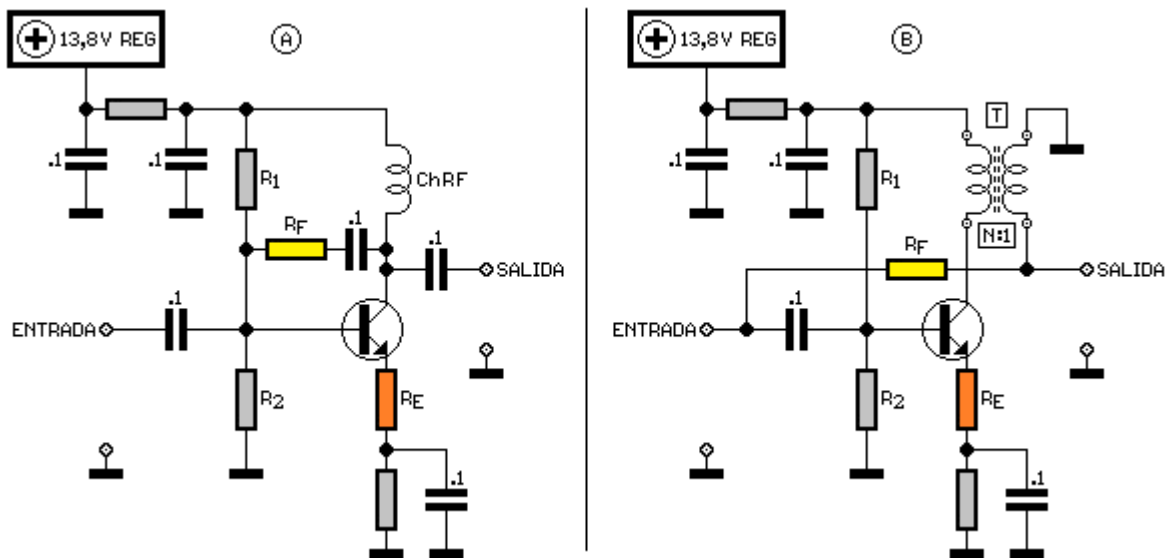


Figura 14: Amplificadores que emplean realimentación por degeneración de emisor y realimentación resistiva en derivación (ver texto).
En (A): Con choque de radio-frecuencia como carga de colector.
En (B): Con transformador como carga de colector.

Las configuraciones ilustradas en la figura 14 presentan una gran flexibilidad pues poseen dos vías de control de la realimentación. Los efectos que la realimentación combinada produce sobre el amplificador son los siguientes:

- La realimentación por degeneración de emisor provoca el incremento de la impedancia de entrada, mientras que la realimentación en derivación hace que dicha impedancia disminuya. Por lo tanto, la impedancia de entrada *tiende* a mantenerse constante.
- La realimentación en derivación también provoca la disminución de la impedancia de salida, lo cual permite lograr una mejor adaptación de impedancias entre etapas.
- A menudo, la realimentación por degeneración de emisor hace que el amplificador tenga tendencia a la auto-oscilación en cierta frecuencia, particularmente en los casos en que el transistor una f_T de valor muy elevado. Pero la realimentación resistiva en derivación casi siempre hace que el amplificador sea incondicionalmente estable. Este efecto de compensación es particularmente significativo en amplificadores multi-etapa de alta ganancia.

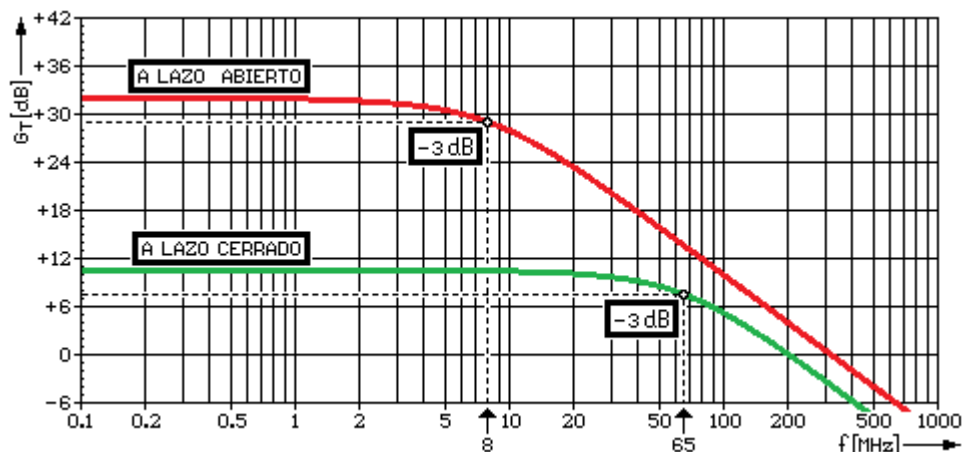


Figura 15: Gráfico de la ganancia del amplificador en función de la frecuencia. Se comparan la respuesta de un amplificador sin realimentación con la de un amplificador realimentado (ver texto).

El gráfico de la figura 15 muestra el efecto de la realimentación sobre la ganancia del amplificador. Dicho gráfico es el resultado de un cálculo en el que se tomó como referencia un transistor bipolar que posee una ganancia de corriente de continua $\beta_0=100$, una frecuencia de transición $f_T=500$ MHz y una capacidad parásita entre colector y base $C_{cb}=3$ pF. Observamos que cuando el amplificador se encuentra a lazo abierto su ganancia en bajas frecuencias es de unos 32 dB y su frecuencia de corte superior es de 8 MHz. Luego, al agregar un resistor de emisor $R_E=10 \Omega$ y un resistor de realimentación en derivación $R_F=250 \Omega$ vemos que la ganancia cae a alrededor de 10 dB, pero la frecuencia de corte superior se eleva a 65 MHz.

3.1.- AMPLIFICADORES DE BANDA ANCHA CONECTADOS EN CASCADA

Si la etapa amplificadora bajo diseño está destinada a formar parte de un amplificador multi-etapa es deseable que sus impedancias de entrada y de salida sean iguales y reales, de tal manera que se cumpla el Teorema de Máxima Transferencia de Potencia. El análisis teórico muestra que, si para el circuito se define una impedancia característica Z_0 , ésta se relaciona con las resistencias de realimentación en la siguiente forma:

$$Z_0^2 = R_E \cdot R_F \quad \text{Expr. 29}$$

El gráfico de la figura 16 representa la variación de la ganancia G_T de la etapa, de la resistencia de entrada R_i y la resistencia de salida R_o , en función de la resistencia de emisor R_E .

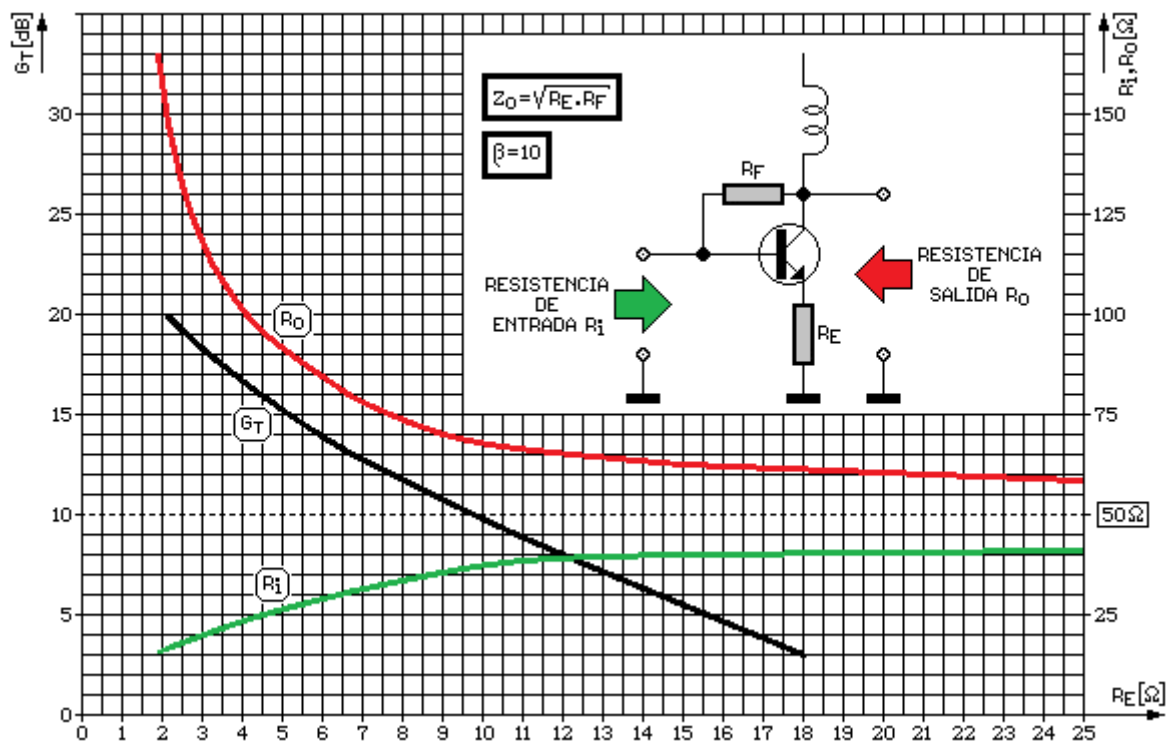


Figura 16: Ganancia G_T , resistencia de salida R_o y resistencia de entrada R_i en función de la resistencia de emisor R_E para una etapa amplificadora que posee un choque de RF como carga de colector (ver texto).

El amplificador al que corresponden las curvas representadas en la figura 16 fue diseñado sobre la base de una impedancia característica $Z_0 = 50 \Omega$. Por lo tanto, el valor de la resistencia R_F se calcula luego de seleccionar el valor adecuado de R_E a partir de la expresión 29 en la siguiente forma:

$$R_F = \frac{Z_0^2}{R_E} \quad \text{Expr. 30}$$

En el gráfico de la figura 16 podemos apreciar que los valores de las resistencias de entrada y de salida se apartan en alguna medida respecto de la expresión 29. En efecto, los valores de la resistencia de entrada R_i son algo menores que 50Ω , mientras que los valores de la resistencia de salida R_o son algo mayores que dicho valor. De acuerdo con las curvas, y a modo de ejemplo, si seleccionamos una resistencia de emisor $R_E = 12 \Omega$, vemos que la resistencia de entrada es $R_i = 40 \Omega$ y la resistencia de salida es $R_o = 60 \Omega$. A partir de la expresión 30, la resistencia de realimentación en derivación debe valer $R_F = 210 \Omega$. Por lo demás, a este par de valores le corresponde una ganancia $G_T = 8$ dB. El apartamiento de los valores de R_i y de R_o respecto de $Z_0 = 50 \Omega$ se hace menor a medida que R_E aumenta y, como consecuencia de ello, la ganancia G_T disminuye.

Las mediciones efectuadas sobre los circuitos experimentales implementados a partir del gráfico de la figura 16 confirman los resultados expuestos.

3.2.- AMPLIFICADOR DE BANDA ANCHA CON TRANSFORMADOR DE SALIDA

El amplificador analizado en el sub-apartado 3.1 posee un choque de RF como carga de colector. Pero la ganancia de esta etapa puede ser superior a la que aparece en el gráfico de la figura 16 si el choque

de RF se reemplaza por un transformador para el que la relación de transformación (o relación de espiras de primario a secundario) puede variar entre 1:1 y 4:1.

El gráfico de la figura 17 representa la ganancia de la etapa en función de la frecuencia cuando se emplea un transformador como carga de colector. El gráfico muestra cuatro casos prácticos típicos.

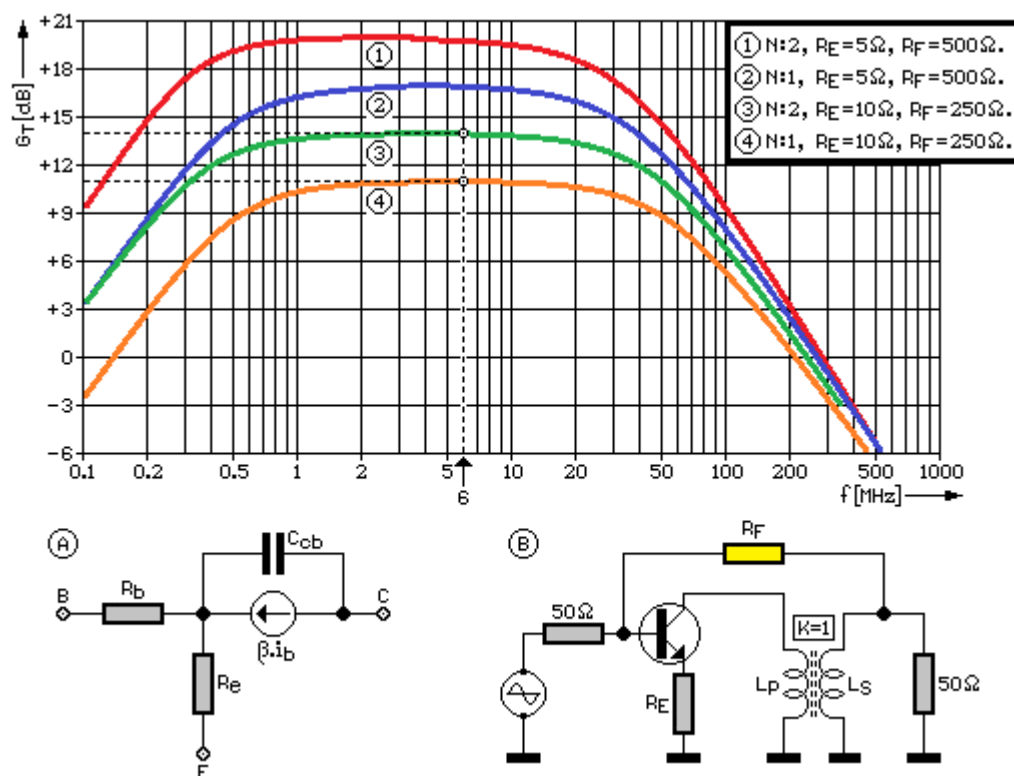


Figura 17: Gráfico de la ganancia en función de la frecuencia para un amplificador con transformador como carga de colector. En (A) Modelo del transistor para alta frecuencia empleado en el análisis. En (B) Circuito equivalente de alterna de la etapa amplificadora.

En las cuatro curvas ilustradas, la caída de la respuesta en la región de las altas frecuencias se debe a las características propias del transistor, mientras que la caída en la región de las bajas frecuencias está provocada por el comportamiento del transformador en dicho rango. Los resultados obtenidos en estos ejemplos tienen en cuenta la variación del β del transistor con la frecuencia, e incluyen también el efecto producido por la rotación de fase.

Con el fin de efectuar una comparación entre una etapa con choque de RF y otra con transformador como carga de colector, tomemos por caso el de la curva 3 de la figura 17. A frecuencias medias, digamos 6 MHz, la ganancia es de 14 dB cuando el transformador posee una relación de espiras 2:1 y la resistencia de emisor es $R_E=10\ \Omega$. Si ahora inspeccionamos el gráfico de la figura 16, una etapa con choque de RF como carga de colector posee una ganancia algo menor que 10 dB cuando su resistencia de emisor es $R_E=10\ \Omega$. Por otro lado, si en el gráfico de la figura 17 comparamos la curva 3 con la 4 a frecuencias medias, vemos que para esta última la ganancia es 3 dB menor que para la primera, puesto que la relación de transformación para la curva 4 es 1:1.

Para la implementación del transformador de colector se emplea, en todos los casos, un núcleo de ferrita toroidal que asegura que el factor de acoplamiento entre el primario y el secundario sea $k=1$. Luego, para el circuito equivalente de alterna representado en la figura 17(B), entre la inductancia L_p del primario y la inductancia L_s del secundario se cumple la siguiente expresión:

$$L_P = N^2.L_\zeta \quad \text{Expr. 31}$$

3.3.- EJEMPLO PRÁCTICO DE AMPLIFICADOR MULTITETAPA

El circuito representado en la figura 18 es un ejemplo de amplificador de baja potencia de dos etapas en el que se aplican los conceptos desarrollados hasta aquí. El mismo puede ser empleado como excitador de una etapa de potencia más elevada. Supondremos que de este amplificador se espera una potencia de salida $P_{out}=0.5$ W PEP.

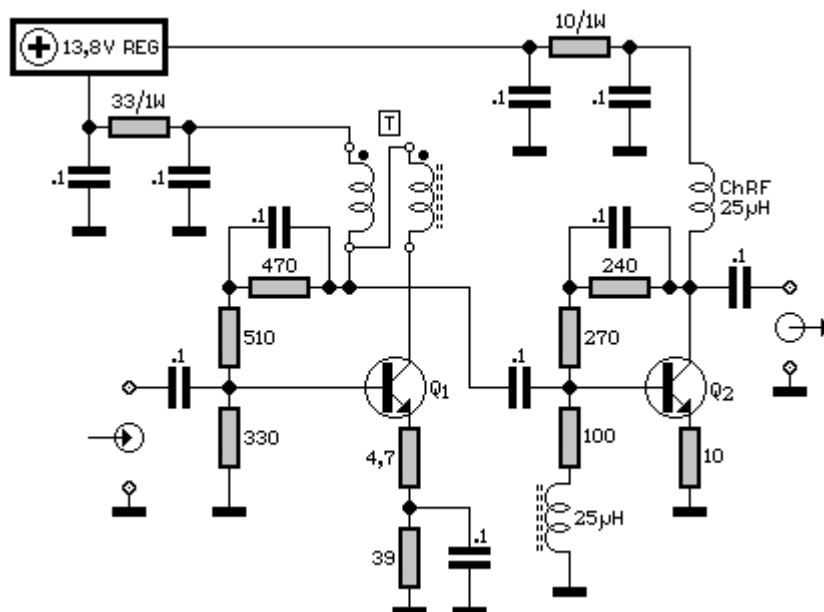


Figura 18: Amplificador de banda ancha de 30 dB de ganancia y 0,5 W PEP de potencia de salida.

Para lograr dicho valor de potencia de salida, la resistencia de carga presentada al colector del transistor Q_2 deberá ser suficientemente baja. Puesto que la impedancia de carga conectada a la salida de Q_2 será de 50 Ω , no se podrá emplear un transformador con relación de transformación 2:1 puesto que éste reflejaría una carga de 200 Ω al colector. Éste es un valor demasiado alto que obligaría a alimentar el circuito con una tensión mayor que la disponible (13,8 V). Para la etapa de Q_2 impondremos una ganancia de 10 dB. De acuerdo con el gráfico de la figura 16, obtendremos esta ganancia si se emplea una resistencia $R_E=10 \Omega$ y una resistencia de realimentación $R_F=250 \Omega$.

Recordando que el rendimiento teórico de un amplificador de Clase "A" es del 50 %, para que la etapa de Q_2 desarrolle una potencia de salida $P_{OUT}=0,5 \text{ W PEP}$ será necesario que su potencia de entrada de continua sea, al menos, $P_{IN}=1 \text{ W}$. Luego, la tensión de alimentación se distribuirá entre la resistencia a la continua del choque de RF, la juntura colector-emisor de Q_2 y la resistencia de emisor. Si, en principio, asumimos una caída $V_{CE}=10 \text{ V}$, la corriente de colector deberá ser, al menos, $I_{CQ}=100 \text{ mA}$. Por seguridad, adoptaremos un valor algo más alto, digamos, $I_{CQ}=125 \text{ mA}$.

La idea de establecer una corriente de colector elevada se fundamenta en la expresión matemática que relaciona la *intercepción de salida* P_o con la corriente I_{CQ} y que aquí presentaremos sin demostrar (véase la expresión 5). La validez de dicha expresión se corresponde con el caso en que la potencia de salida es aquella que se obtiene cuando el valor pico $i_{c \text{ MAX}}$ de la corriente alterna de salida coincide con el de la corriente de reposo I_{CQ} .

$$P_o [\text{dBm}] = 20 \cdot \log I_{CQ} [\text{mA}] \quad \text{Expr. 32}$$

La expresión 32 muestra que se obtendrá una *intercepción de salida* P_o alta cuando la corriente I_{CQ} también lo sea. Para ello, el transistor deberá tener la capacidad de manejar corrientes elevadas y de disipar potencia. Al mismo tiempo, se le requerirá que posea una figura de ruido **NF** razonablemente baja. En base a estos criterios, los transistores empleados deberán poseer una frecuencia de transición f_T muy alta, de tal suerte que el producto "**Ganancia por Ancho de Banda**" sea superior a 1 GHz.

Con una corriente de colector $I_{CQ}=125 \text{ mA}$, la expresión 32 da como resultado que la intercepción de salida P_o de la segunda etapa del circuito de la figura 18 será de +42 dBm. Aún suponiendo que, desde un punto de vista conservativo, la intercepción de salida fuese $P_o=+40 \text{ dBm}$, y sabiendo que $P_{OUT}=0,5 \text{ W}$ (+27 dBm), la potencia de salida para cada tono (en un ensayo de dos tonos) sería de +21 dBm y los productos de intermodulación se ubicarían a 38 dB por debajo. Estos resultados son razonables.

El choque de RF de 25 μH conectado en el circuito de polarización de base del transistor Q_2 reduce el efecto de la disminución de su impedancia de entrada en el extremo superior del espectro de frecuencias (recuérdese que el β disminuye con el aumento de la frecuencia). Por otra parte, para lograr una corriente de colector $I_{CQ}=125 \text{ mA}$ es necesario que el divisor resistivo de base esté compuesto por una resistencia de 500 Ω y otra de 100 Ω . Pero, de acuerdo con lo calculado, la resistencia de realimentación debe ser $R_F=250 \Omega$. Es por esta razón que la resistencia de 500 Ω se ha dividido en dos, una de 270 Ω (que suplanta a la resistencia de realimentación) y otra de 220 Ω que, para que no forme parte de la realimentación, se ha "puenteado" mediante un capacitor de .1 μF .

Recordando que la ganancia total impuesta a este amplificador de dos etapas es de 30 dB, y que la etapa de salida del mismo posee una ganancia de 10 dB, la primera etapa deberá proveer una ganancia de 20 dB. Los 500 mW de potencia de salida y la ganancia de 10 dB de la segunda etapa implican que la potencia de salida de la primera etapa deberá ser de 50 mW PEP, ó +17 dBm, ó +11 dBm por tono en un ensayo de dos tonos. Si la **IMD** de la primera etapa es de 40 dB, su intercepción de salida será de +31 dBm. Entonces, de acuerdo con la expresión 5, este valor de P_o se obtendrá con una corriente de reposo de colector de unos 35 mA que, por razones de seguridad, elevaremos a 50 mA ($P_o=+34$ dBm). Del gráfico de la figura 17 (curva 1) se desprende que para lograr una ganancia de 20 dB se deberá emplear un transformador de $N=2$ como carga de colector de Q_1 , una resistencia de emisor $R_E=5\ \Omega$ y una resistencia de realimentación $R_F=500\ \Omega$. La corriente de colector de 50 mA se logra polarizando la base de Q_1 mediante una resistencia de unos 1000 Ω y otra de 330 Ω . Puesto que, como hemos dicho, la resistencia de realimentación debe ser $R_F=500\ \Omega$, la resistencia de 1000 Ω se ha dividido en dos, una de 510 Ω (que suplanta a la resistencia de realimentación) y otra de 470 Ω que, para que no forme parte de la realimentación, se ha “puenteado” mediante un capacitor de .1 μF .

Debido a la fuerte realimentación empleada en los circuitos descriptos, la frecuencia de transición f_T de los transistores deberá ser, al menos, diez veces mayor que la frecuencia de trabajo. Además, estos dispositivos deberán poseer una capacidad de disipación de potencia suficiente, puesto que la corriente de colector en amplificadores de Clase “A” es constante e independiente de la potencia de salida. Cualquiera sea el caso, se deberá efectuar un cuidadoso diseño de los disipadores sobre los que se montan los transistores.

En lo referente al ancho de banda de estos amplificadores, existen varias soluciones prácticas para extender la frecuencia de corte superior a valores más altos. A partir de los gráficos representados en las figuras 15 y 17 queda claro que el ancho de banda aumenta cuando se disminuye la ganancia de la etapa. Esto significa que para lograr la ganancia total requerida se deberá implementar un amplificador compuesto por un mayor número de etapas.

3.4.- EJEMPLO PRÁCTICO DE AMPLIFICADOR DE POTENCIA PARA 144 MHz

La figura 19 ilustra el circuito de un amplificador de potencia de banda ancha para una frecuencia de 144 MHz. El mismo está conformado por una etapa excitadora en base a un transistor 2N5590, y una etapa de salida tipo “push-pull” con dos transistores 2N5591. Mediante esta configuración se obtiene una potencia de salida de 40 W cuando la potencia de entrada es de 1 W. El transistor 2N5590 puede ser reemplazado por el BLY88A, el 2N6081, o cualquier otro equivalente, mientras que el 2N5591 puede reemplazarse por el BLY89A, el 2N6083, o cualquier otro equivalente.

A la salida de este amplificador deberá instalarse un filtro calculado sobre la base de reducir la irradiación de la segunda y la tercera armónica. El filtro de salida incluido en la figura 19 es un pasa-bajos del tipo “Pi”, pero existe la alternativa de reemplazarlo por un filtro pasa-banda como el que se describe luego en la figura 23. Cualquiera sea el caso, el filtro de salida deberá cumplir con la adaptación a la impedancia de la antena.

Los resistores R_1 , R_9 y R_{10} deben ser ajustados para que la corriente continua de colector de cada transistor esté comprendida entre 100 y 120 mA, debiéndose asegurar, al mismo tiempo, que las corrientes de los dos transistores de la etapa de potencia sean iguales. Estas resistencias son de alambre bobinado, y su valor inicial es de 100 Ω con una disipación de 5 W.

En el circuito de la figura 19 debemos observar el severo filtrado que se aplica a todas las tensiones de alimentación. Esto se practica en todo amplificador de potencia de RF para asegurar que ninguna de las componentes de alta frecuencia (fundamental y armónicas) aparezcan superpuestas a las tensiones de alimentación. Los capacitores electrolíticos y de tantalio son aptos para derivar a tierra las señales de baja y media frecuencia, pero para frecuencias más elevadas tienden a comportarse en forma inductiva. Es por esta razón que, en paralelo con dichos capacitores, se conectan capacitores de valores más pequeños del tipo “cerámico a disco”, o “plate”, o “tubular”, cuya reactancia es muy baja en frecuencias muy elevadas.

Por otra parte, vemos que algunos resistores poseen una “cuenta de ferrita” insertada en uno de sus terminales, y se la indica con la sigla “FB” (de la denominación inglesa “ferrite bead”). Estas cuentas poseen una longitud de 5 mm, un diámetro externo de 3,5 mm, y un orificio longitudinal adecuado para que el terminal del resistor pase a través de él. Las cuentas de ferrita cumplen con la función de generar una pérdida frente a las oscilaciones parásitas que puedan producirse a la entrada de cada uno de los transistores (véanse los ejemplos ilustrados en la figura 20).

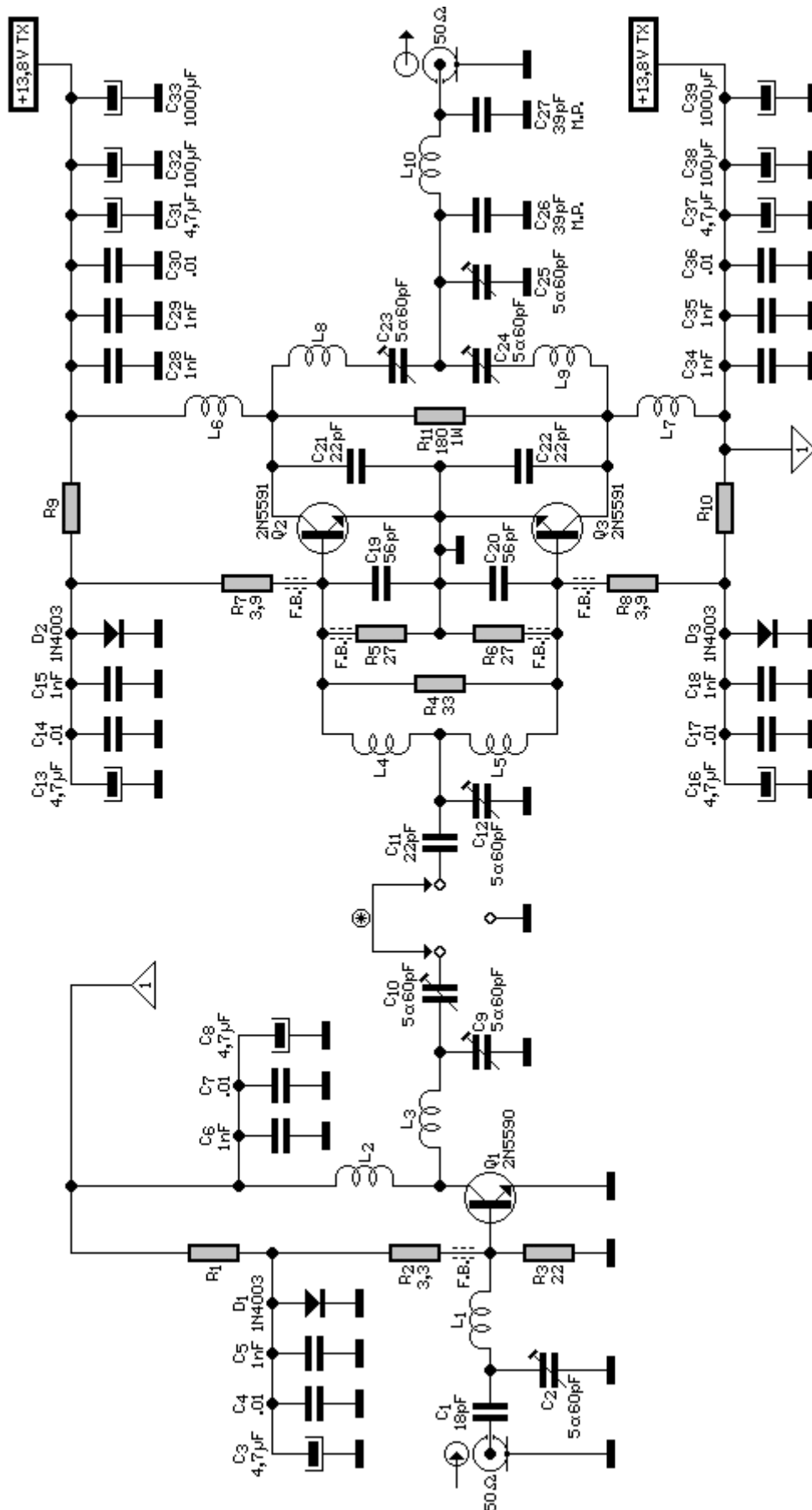


Figura 19: Amplificador de potencia de RF en Clase "AB" para 144 MHz (ver texto).



Figura 20: Ejemplos de núcleos de ferrita empleados para implementar pequeños inductores, choques de radio-frecuencia y circuitos anti-parásitos.

3.4.1.- PROCEDIMIENTO DE SINTONÍA

- 1º. Desconectar el puente indicado con (*) en el circuito de la figura 19.
- 2º. A la salida del excitador conectar un medidor de potencia y una resistencia de carga de $50\ \Omega$ que posea una capacidad de disipación de potencia de unos 25 ó 30 W. (Debe mantenerse conectada la resistencia de carga de la etapa final amplificadora de potencia para evitar que se dañe).
- 3º. Conectar un medidor de ROE entre la salida del generador de señal y la entrada del excitador.
- 4º. Encender la fuente de alimentación de continua.
- 5º. Encender el generador de señal y ajustar su salida hasta que entregue una potencia de 0,5 W.
- 6º. Ajustar el capacitor C_2 a la mitad de su valor, y luego ajustar los capacitores C_9 y C_{10} hasta obtener la máxima potencia de salida posible del excitador. Ajustar el capacitor C_2 hasta obtener un mínimo de ROE. Se deberá obtener una ROE de 1,1:1 (como máximo).
- 7º. Incrementar la potencia de excitación a 1 W y reajustar los capacitores C_9 , C_{10} y C_2 hasta obtener la máxima potencia de salida posible del excitador (entre 10 y 12 W).
- 8º. Entre la salida del amplificador de potencia y su carga de $50\ \Omega$ conectar un medidor de potencia.
- 9º. Reponer el puente (*) entre la salida del excitador y la entrada del amplificador de potencia.
- 10º. Ajustar los capacitores C_{12} , C_{23} , C_{24} y C_{25} a alrededor de la mitad de su valor máximo.
- 11º. Ajustar la potencia de excitación en 0,25 W.
- 12º. Ajustar los capacitores C_{23} , C_{24} y C_{25} hasta obtener la máxima potencia de salida posible, y luego ajustar el capacitor C_{12} . Reajustar C_{23} , C_{24} y C_{25} y luego C_{12} para máxima salida.
- 13º. Incrementar la potencia de excitación a 0,5 W y repetir el procedimiento de ajuste hasta obtener la máxima potencia de salida posible.
- 14º. Incrementar la potencia de excitación a 1 W y repetir el procedimiento de ajuste. Se deberá obtener una potencia de salida algo superior a los 40 W.

3.4.2.- CIRCUITO IMPRESO

El circuito impreso ilustrado en la figura 22, de 138 mm de largo y 78 mm de ancho, está construido sobre una placa cobreada en doble faz cuyo sustrato es de fibra de vidrio de 1,6 mm de espesor. Este material se emplea para montar circuitos de baja, media y alta potencia desde los 2 MHz hasta los 432 MHz. Para frecuencias superiores a los 432 MHz se debe emplear una placa cobreada en doble faz con sustrato de *politetrafluoroetileno*, o *PTFE* (más conocido por el nombre de su marca comercial "Teflon") debido a su muy baja conductancia de pérdidas en frecuencias muy elevadas. Tal como se desprende de la figura 22, los componentes se sueldan a la placa en la misma faz en que van montados, constituyéndose ésta en la "faz superior". La "faz inferior" de la placa funciona como "plano de tierra" y a ella se conectan a potencial "cero" los terminales de los componentes que lo requieran. Para ello, la "pista" de tierra de la faz superior se conecta a la faz inferior a través de los orificios indicados con una cruz. Estos orificios deben ser metalizados mediante un procedimiento electroquímico o, en su defecto, mediante un alambre soldado en ambas caras de la placa. Por otra parte, cada uno de los orificios indicados con "X" debe poseer el diámetro adecuado para que pase la parte inferior del cuerpo de óxido de berilio y el asiento metálico de los transistores de potencia para que este último se ponga en contacto con el disipador térmico, tal como se detalla en la figura 21. Las cruces de color blanco indican la posición de los tornillos de sujeción de la placa al disipador térmico.

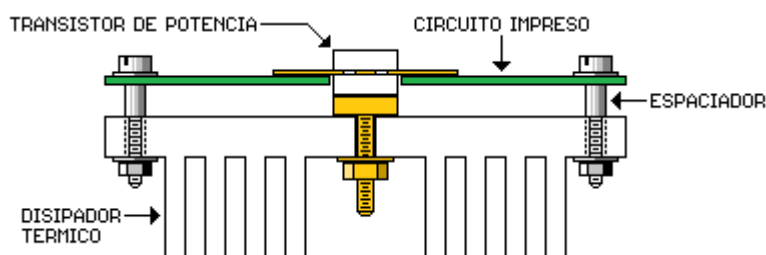


Figura 21: Esquema del montaje de un transistor de potencia del amplificador de la figura 19.

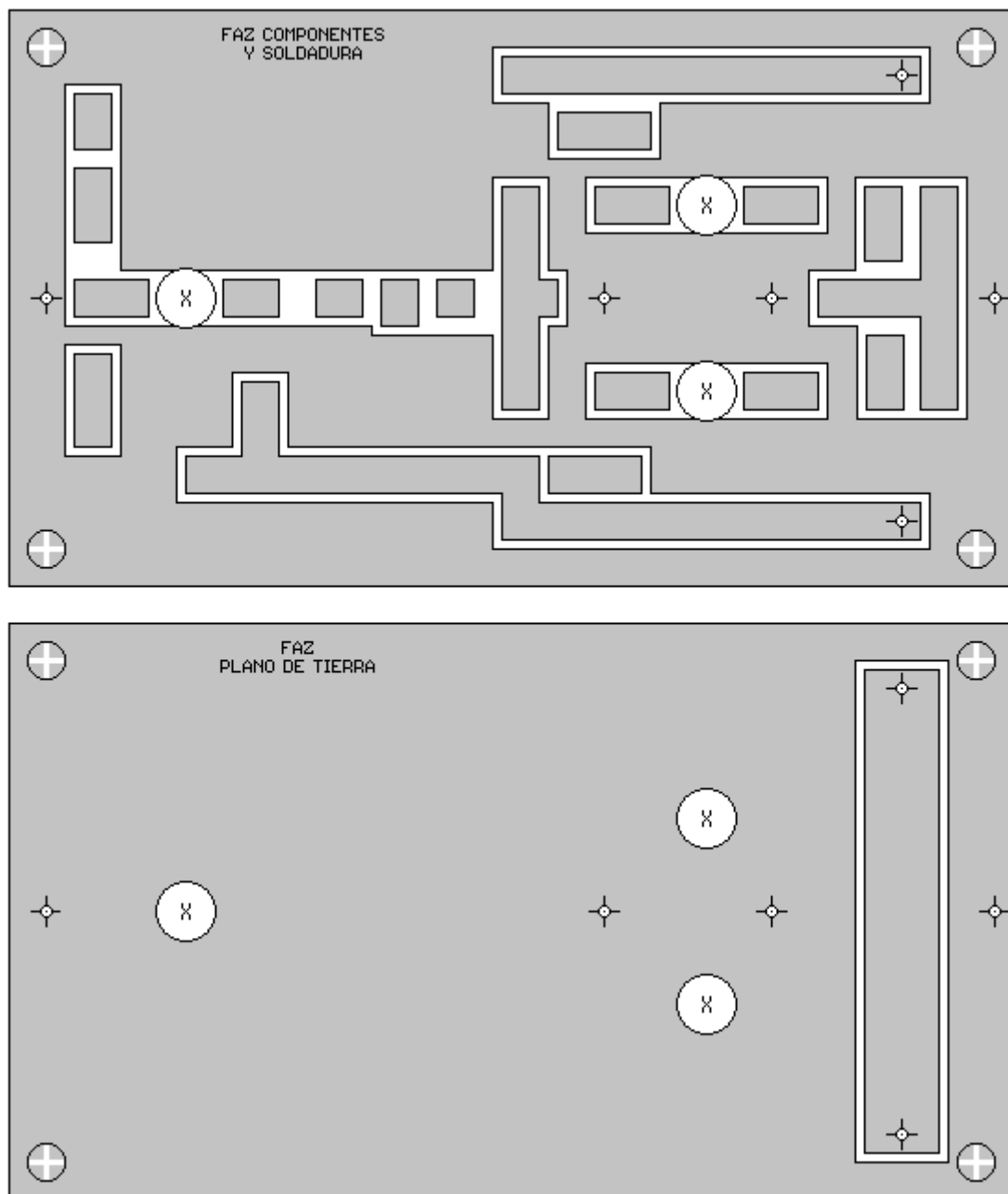


Figura 22: Distribución de pistas de la placa de circuito impreso doble faz del amplificador de la figura 19 (ver texto).

3.4.3.- DISTRIBUCIÓN DE COMPONENTES

El tamaño de los componentes debe ser conocido con anterioridad al diseño de la placa del circuito impreso. Luego, la distribución de los componentes debe efectuarse con la mayor racionalidad posible, estableciendo como pauta inicial que la salida de potencia se ubique en el extremo opuesto al de la entrada de señal. También es deseable, como en el caso de una salida tipo “push-pull”, mantener una simetría en la distribución de sus componentes, pues de esta forma se logra la simetría en la distribución de las corrientes. Por lo demás, se deberá intentar que la “pista” de tierra de la faz superior rodee a las pistas que poseen potenciales superiores a cero, y que se cierre sobre sí misma.

En el diseño del circuito impreso de la figura 22 no aparecen las pistas correspondientes al circuito del filtro de salida. Esto se debe a que dicho filtro constituye una unidad separada pues su uso se alterna entre recepción y transmisión a través de un relay inversor.

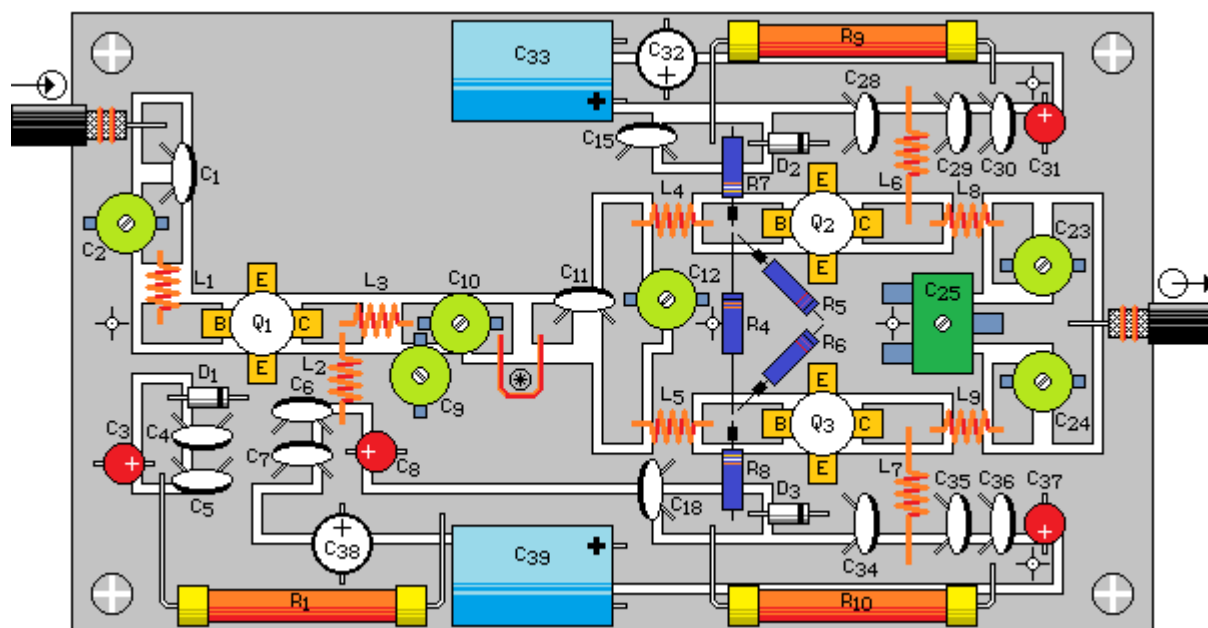


Figura 23: Distribución de componentes del amplificador de la figura 19.
Por razones de claridad no se muestra la totalidad de los componentes,
ni las soldaduras que unen a los mismos con las pistas.

TABLA DE INDUCTORES

Inductor	Nº de espiras	Calibre	Diámetro interno	Detalles
L1	1	SWG 20	6 mm	
L2	3	SWG 20	3 mm	6 mm de longitud
L3	2	SWG 18	4,5 mm	6 mm de longitud
L4, L5	1	SWG 18	4,5 mm	Terminales de 4,75 mm máx.
L6, L7	2	SWG 20	4,75 mm	
L8, L9	3	SWG 18	4,5 mm	Terminales de 6,35 mm máx.
L10	2	SWG 18	6,5 mm	5 mm de longitud

TABLA DE COMPONENTES

Componente	Descripción
C1	18 pF/100 V, cerámico a disco.
C5, C6, C15, C18, C28, C29, C34, C35	1000 pF, cerámico a disco.
C2, C9, C10, C12, C23, C24, C25	5 a 60 pF.
C3, C8, C13, C16, C31, C37	4,7 µF/16 V, tantalio.
C4, C7, C14, C17, C30, C36	.01 µF, cerámico a disco.
C11	22 pF, cerámico a disco.
C33, C39	1000 µF/16 V, electrolítico.
C32, C38	100 µF/16 V, electrolítico.
C19, C20	56 pF, tubular o mica plata.
C21, C22	22 pF, tubular o mica plata.
C26, C27	39 pF, mica plata.
R1, R9, R10	100 Ω/5 W (Ver texto).
R2	3,3 Ω/0,5 W.
R3	22 Ω/0,5 W.
R4	33 Ω/0,25 W.
R5, R6	27 Ω/0,5 W.
R7, R8	3,9 Ω/0,5 W.
R11	180 Ω/1 W.
F.B.	Cuentas de ferrita, 5 mm de largo, 3,5 mm de diám.

A plena potencia de salida (40 W PEP) este amplificador presenta una supresión de segunda armónica de 45 dB, y una supresión de tercera armónica de 55 dB.

3.4.4.- FILTRO DE SALIDA ALTERNATIVO

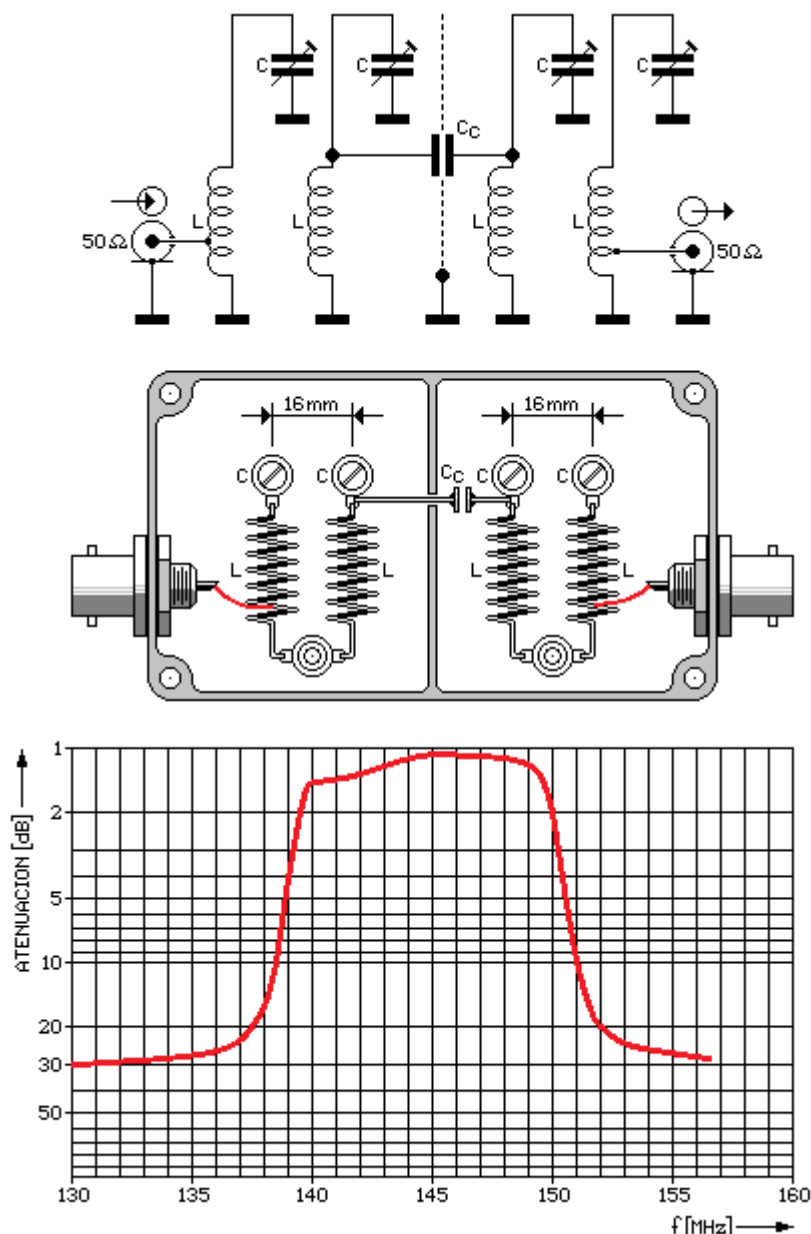


Figura 24: Filtro de salida alternativo del transmisor de 144 MHz de la figura 19. Se muestran su circuito, sus características constructivas y su respuesta en frecuencia.

En la figura 24 se exponen los detalles de un filtro de salida tipo “pasa-banda” para el amplificador de potencia descrito en la figura 19. El mismo puede reemplazar al filtro tipo “pasa-bajos” original de esa figura. Este filtro pasa-banda consta de dos secciones, cada una de las cuales está compuesta de dos circuitos sintonizados y acoplados magnéticamente entre sí. Luego, mediante un muy pequeño capacitor se acoplan ambas secciones, que están separadas por una pantalla metálica.

Los componentes del filtro son los siguientes:

- **L**=6,5 espiras de alambre estañado #18 SWG, con un diámetro interno de 9,5 mm, y con un espaciado equivalente al de una espira. Los inductores de entrada y de salida poseen una derivación a una espira contando desde el extremo conectado a tierra.
- **C**=Capacitor cerámico concéntrico ajustable a tornillo con una capacidad máxima de 6 pF. Puede ser reemplazado por un capacitor ajustable de aire, particularmente en el caso en que el filtro sea empleado en asociación con un transmisor de alta potencia, como lo es el descrito en la figura 19.
- **C_C**=0,5 pF. Este valor no existe en el mercado comercial. Por lo tanto se lo debe implementar en forma artesanal. La forma más adecuada consiste en soldar dos pequeños discos de cobre o latón a sendos alambres rígidos del mismo material, asegurando que uno de ellos pase sin contacto a través de un orificio practicado en la división metálica que separa a ambas secciones del filtro.

El gráfico que representa a la respuesta en frecuencia de este filtro (figura 24) muestra que su ancho de banda @ -3 dB está comprendido, aproximadamente, entre los 139 y los 150 MHz. Por lo demás, dentro de la banda pasante observamos, por un lado, una buena planicidad, y por otro que la atenuación introducida por el filtro (o pérdida por inserción) es de alrededor de 1 dB.

3.5.- EJEMPLO PRÁCTICO DE AMPLIFICADOR DE POTENCIA PARA 432 MHz

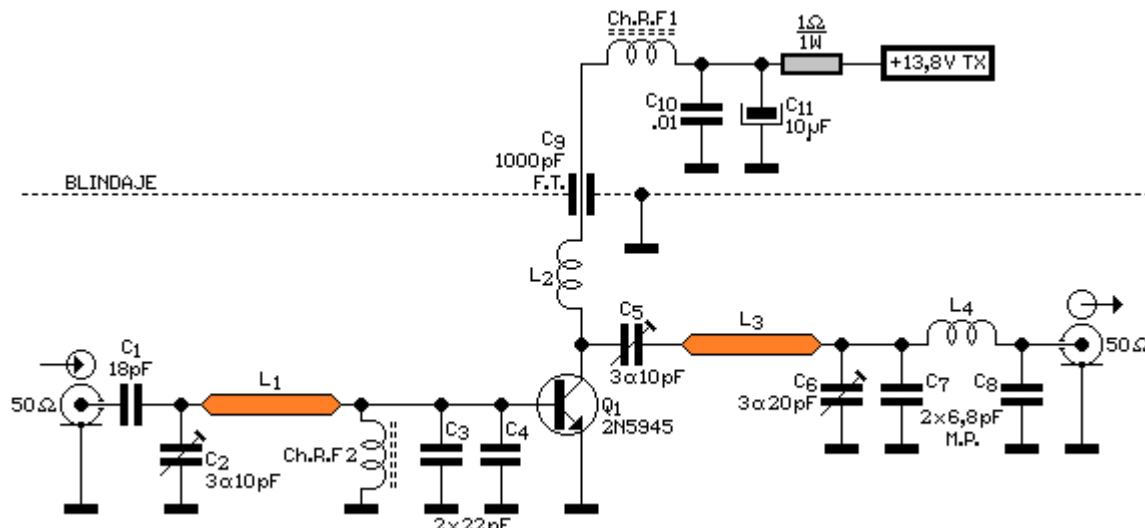


Figura 25: Amplificador en Clase "C" para 432 MHz de 4 W de potencia.

El amplificador representado en la figura 25 posee una ganancia de 10 dB y puede proveer una potencia de salida máxima de 4 W cuando la potencia de entrada es de 0,4 W. La sintonía de los circuitos de entrada y de salida se efectúa mediante capacitores ("trimmers") de aire. Los inductores L_1 y L_3 se implementan mediante pistas del circuito impreso (esto se denomina "técnica de strip-line"). Con una tensión de alimentación de 13,8 V la corriente de colector de Q_1 es de 600 mA. El ajuste de la máxima potencia del amplificador se logra conectando una carga fantasma de 50 Ω y un wattímetro en la salida.

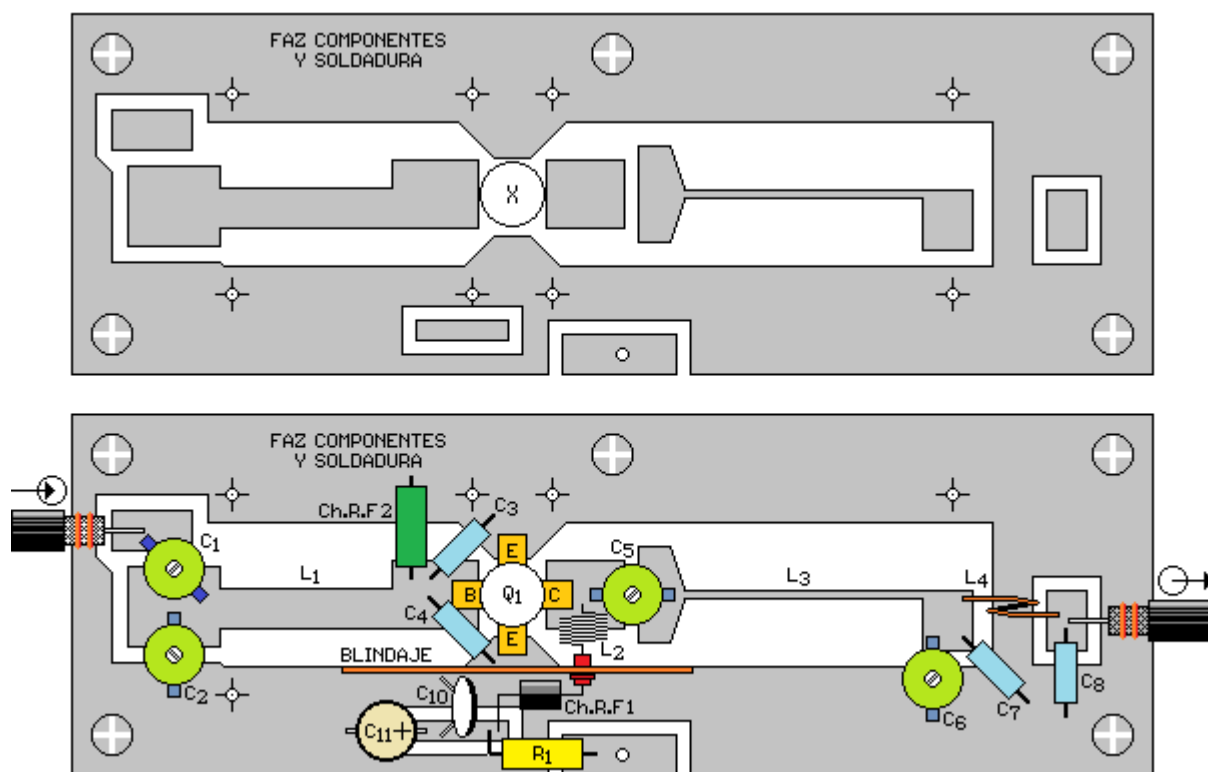


Figura 26: Circuito impreso y distribución de componentes del amplificador de la figura 13.

El circuito impreso ilustrado en la figura 26, es de 135 mm de largo y 44 mm de ancho, y está construido sobre una placa cobreada en doble faz con sustrato de fibra de vidrio de 1,6 mm de espesor.

TABLA DE INDUCTORES

Inductor	Nº de espiras	Calibre	Diámetro interno	Detalles
L1	-	-	-	Strip-line
L2	7	SWG 22	6 mm	
L3	-	-	-	Strip-line
L4	1	SWG 22	7 mm	
Ch.R.F.1	2	SWG 22	-	En cuenta de ferrita
Ch.R.F.2	3	SWG 20	-	En cuenta de ferrita grande

3.5.1.- FILTRO DE SALIDA ALTERNATIVO

El filtro de salida tipo pasa-banda que se describe a continuación puede ser empleado en asociación con transmisores cuya potencia sea de 100 W, y constituye una muy buena alternativa para reemplazar el filtro tipo “ π ” de 432 MHz de la figura 25. El filtro de la figura 27 está compuesto por tres circuitos sintonizados en los que los inductores se implementan mediante láminas de cobre (técnica de “strip-line”). Para la sintonía del circuito se emplean tres capacitores ajustables de aire (C_1 y C_2), mientras que para el acoplamiento con la entrada y la salida se usan capacitores fijos (C_3). Las láminas de cobre se disponen con un ángulo de 45° para evitar el sobre-acoplamiento entre los circuitos sintonizados.

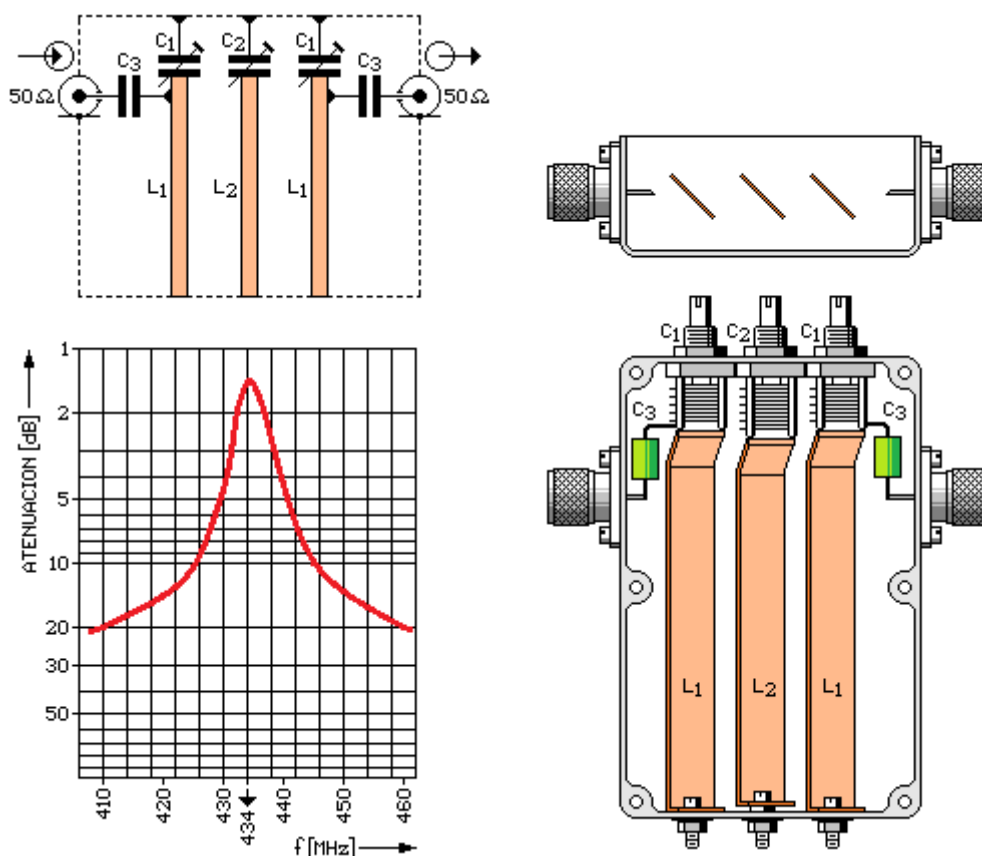


Figura 27: Filtro alternativo de salida para el amplificador de potencia de 432 MHz de la figura 25. Se muestran su circuito, su respuesta en frecuencia y sus características constructivas (ver texto).

TABLA DE VALORES DEL FILTRO DE 432 MHz

Longitud de las láminas	63 mm
Ancho de las láminas	25 mm
Separación entre los centros de las láminas	38 mm
C1	50 pF máx.
C2	60 pF máx.
C3	5 pF
Pérdida por inserción	1,2 dB
Ancho de Banda	10 MHz
ROE	1,1

Luego de conectar una carga fantasma de $50\ \Omega$ y un wattímetro a la salida del filtro, el capacitor C_2 debe ajustarse cerca de su máxima capacidad. Luego de aplicar una señal que posea la frecuencia deseada (en este caso 434 MHz), se deberán ajustar los capacitores C_1 (ambos) hasta obtener un máximo de la potencia de salida. Posteriormente se ajustará C_2 buscando incrementar dicho máximo. Este procedimiento se reiterará progresivamente hasta obtener la máxima potencia de salida. Es necesario que al final del proceso de ajuste ambos capacitores C_1 posean el mismo valor pues, de lo contrario, el diagrama de la respuesta en frecuencia mostrará una cierta asimetría. Es posible que sea necesario efectuar un pequeño reajuste luego de colocar la tapa del gabinete metálico.

Los conectores de entrada y salida son del tipo "N macho a panel".

3.6.- EJEMPLO PRÁCTICO DE AMPLIFICADOR DE POTENCIA DE 2 A 30 MHz

La figura 28 representa el circuito de un amplificador lineal que cubre la banda de HF, comprendida entre los 2 y los 30 MHz, y desarrolla una potencia máxima de salida de 100 W.

3.6.1.- TENSIÓN DE POLARIZACIÓN

Este circuito presenta la particularidad de incluir una fuente regulada de polarización que provee una tensión ajustable entre 0,5 V y 0,9 V mediante el potenciómetro de $1\ K\Omega$, y está implementada en base al circuito integrado MC1723G. El rango de tensiones de este regulador permite ajustar las condiciones de funcionamiento del circuito desde Clase "B" hasta Clase "A".

- En Clase "B" la tensión de polarización debe ser igual a la tensión entre base y emisor V_{BE} de cada transistor de potencia (justo antes de la conducción), con lo cual no existe corriente de reposo en los mismos, y el ángulo de conducción es de 180° .
- En Clase "A" la tensión de polarización debe ajustarse de tal manera que la corriente de reposo de colector sea igual a la mitad de la corriente pico a pico de alterna, con lo que el ángulo de conducción es de 360° .
- En Clase "AB", que es típica en los transmisores de Banda Lateral Única, la tensión de polarización se ajusta para que la corriente de reposo de colector sea baja, y el ángulo de conducción resulte ser algo mayor que 180° .

Asumiendo un rendimiento del 50%, la potencia de salida del amplificador está dada por:

$$P_o = \frac{P_i}{2} = \frac{V_{CC} \cdot I_C}{2}$$

Por lo tanto, la máxima corriente tomada de la fuente de alimentación será:

$$I_C = \frac{2 \cdot P_o}{V_{CC}} = \frac{2 \cdot 100\ W}{13,8\ V} \cong 15\ A$$

De acuerdo con la hoja de datos del transistor de potencia MRF455, su ganancia de corriente β varía entre 10 y 150. Si adoptamos un valor intermedio típico de, digamos, $\beta=30$, la corriente de polarización de base resulta ser:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{15\ A}{30} \cong 500\ mA$$

Esta corriente debe ser provista por la fuente de polarización a través del transistor regulador 2N5989. Para asegurar que este transistor se mantenga dentro de la zona de regulación, su tensión de colector no deberá ser menor que 3 V. Por lo tanto, la resistencia R_C conectada en serie con el colector se calcula así:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_C}{I_B} = \frac{13,8\ V - 3\ V}{0,5\ A} = 21,6\ \Omega$$

En el circuito de la figura 28, esta resistencia ha sido reemplazada por una de $20\ \Omega/5\ W$.

La resistencia de $1\ \Omega/0,5\ W$ conectada en serie con el emisor del transistor regulador 2N5989 cumple con la función de limitar la máxima corriente de polarización. Por lo demás, el capacitor de $500\ \mu F$ conectado a la salida del regulador está previsto para proveer los picos de la corriente de excitación que son normales cuando el amplificador de potencia opera en Banda Lateral Única.

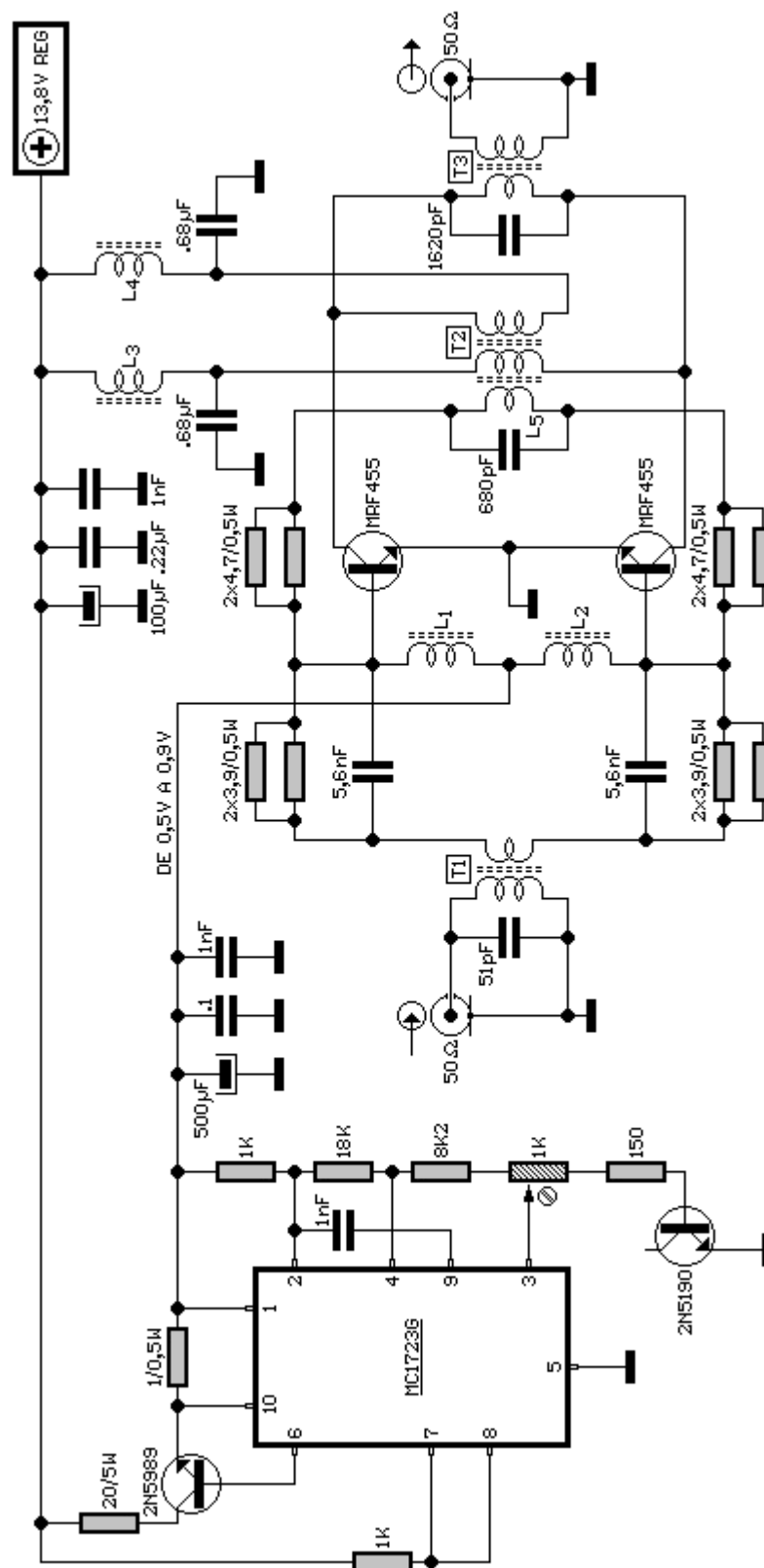


Figura 28: Amplificador lineal de 100 W que cubre la banda de HF (ver texto).

3.6.2.- CIRCUITO DE CORRECCIÓN DE ENTRADA

El circuito de corrección de entrada está compuesto por los paralelos formados por los capacitores de 5,6 nF y los resistores de 2x3,9 Ω. En combinación con la realimentación negativa tomada desde el inductor L_5 e inyectada mediante las resistencias de 2x4,7 Ω, el circuito de corrección conforma un atenuador que posee características selectivas con la frecuencia. En efecto, para frecuencias del orden de los 30 MHz la pérdida de potencia de entrada es de entre 1 y 2 dB, mientras que para el extremo inferior de

frecuencias esta pérdida varía entre 10 y 12 dB. Esto compensa las variaciones de ganancia de los transistores de potencia dentro de todo el rango de frecuencias, dando como resultado una planicidad comprendida entre ± 1 y $\pm 1,5$ dB.

3.6.2.- TRANSFORMADORES DEL AMPLIFICADOR

Los transformadores T_1 y T_3 empleados en el circuito de la figura 28 son de banda ancha y ambos poseen las mismas características constructivas, que se detallan en la figura 29. El núcleo está constituido por dos piezas de ferrita cilíndricas. El bobinado de baja impedancia se implementa mediante dos tubos de latón que se introducen en los orificios de los núcleos. La longitud de estos tubos debe ser algo mayor que la de los núcleos. Luego, los extremos de los tubos se sueldan a sendas placas cobreadas como las que se muestran en la figura 28. De esta manera se obtiene un bobinado que consta de 1 espira. Finalmente, el bobinado de alta impedancia se construye con cable aislado, que debe pasar de un tubo al otro hasta completar el número de espiras necesario. Los terminales de salida de este bobinado deben quedar en el lado opuesto al de los terminales del bobinado de baja impedancia.

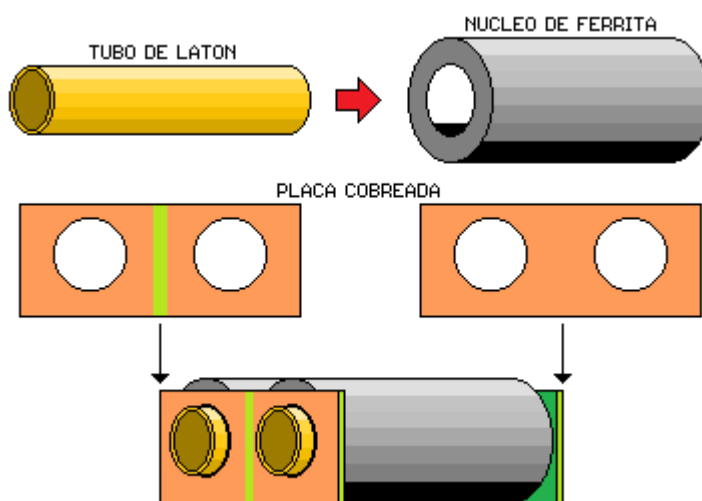


Figura 29: Detalles constructivos de los transformadores de banda ancha.

Los transformadores T_1 y T_3 se construyen sobre núcleos de ferrite para lograr una respuesta adecuada en el extremo de baja frecuencia. La inductancia mínima requerida para el bobinado de 1 espira se calcula mediante la siguiente expresión:

$$L = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad [\mu H]$$

... donde son: R =Resistencia Base a Base para T_1 o Resistencia Colector a Colector para T_3 .
 f =Frecuencia más baja [MHz].

Por ejemplo, para el transformador de entrada T_1 la relación de espiras es 3:1, por lo que la resistencia base a base es 9 veces menor que la impedancia en su primario (50 Ω), es decir 5,56 Ω . Por lo tanto, la inductancia L del bobinado secundario de 1 espira es:

$$L = \frac{5,56 \Omega}{2 \cdot \pi \cdot 2 \text{ MHz}} = 0,44 \mu H$$

Para el transformador de salida T_3 la relación de espiras es 4:1, por lo que la resistencia de colector a colector es 16 veces menor que la impedancia en su secundario (50 Ω), es decir 3,13 Ω . En consecuencia, la inductancia L del bobinado primario de 1 espira es:

$$L = \frac{3,13 \Omega}{2 \cdot \pi \cdot 2 \text{ MHz}} = 0,25 \mu H$$

El transformador T_2 posee dos bobinados iguales, y cada uno de ellos suministra la alimentación de continua a cada transistor de potencia MRF455. Además, este transformador provee al transformador T_3 de una derivación central artificial en su bobinado de 1 espira. Esta combinación hace que el transformador T_3 funcione como si tuviera una verdadera derivación central, contribuyendo a la cancelación de las armónicas

de orden par. Por otra parte, el transformador T_2 provee una fuente de tensión de muy baja impedancia para la realimentación negativa, la cual es tomada de una espira arrollada sobre su mismo núcleo.

Si la alimentación de continua de los colectores de los transistores MRF455 se hubiera tomado de una derivación central del primario de T_3 no habría sido necesario el transformador T_2 . En tales condiciones, la ganancia de potencia y los productos de intermodulación (IMD) no se habrían visto afectados, pero la supresión de armónicas de orden par habría empeorado en alrededor de 10 dB en el rango de las bajas frecuencias.

La impedancia característica de cada uno de los bobinados de 6 espiras de T_2 debería ser igual a la mitad de la resistencia de colector a colector, pero esto no es crítico para el diseño. Por lo demás, este transformador no posee una derivación central práctica, sino que está formada por las conexiones de ambos bobinados de 6 espiras a la fuente de alimentación, donde sendos capacitores de .68 μ F derivan a tierra la señal de RF.

3.6.3.- INDUCTORES Y TRANSFORMADORES

- L_1 y L_2 : Choque de ferrita Ferroxcube VK200 19/4B (véase la figura 20, izquierda).
- L_3 y L_4 : Dos cuentas de ferrita Fair-Rite 2673021801 con conductor AWG#16.
- L_5 : Una espira arrollada en el núcleo toroidal del transformador T_2 .
- T_1 : Relación de espiras 3:1, núcleo de ferrita Stackpole 57-1845-24B.
- T_2 : Núcleo de ferrita Stackpole 57-9322, con 6 espiras bifilares de cable AWG#18.
- T_3 : Relación de espiras 4:1, núcleo de ferrita con dos piezas Stackpole 57-3238.

3.6.4.- CONSIDERACIONES

- La mínima corriente de reposo de colector recomendable para el funcionamiento en Clase "AB" del transistor MRF455 es de 40 mA.
- La máxima potencia de salida que se puede obtener del transistor MRF455 funcionando en onda continua (CW) es de 65 W.
- Cuando se lo emplea en Banda Lateral Única, los productos de intermodulación del transistor MRF455 están entre -32 y -34 dB con referencia a un tono del ensayo de dos tonos a 50 W PEP de potencia de salida y con una tensión de alimentación de 13,8 V.
- La ganancia de potencia del transistor MRF455 es superior a la del MRF454 y el MRF421 que son empleados con la misma configuración presentada en la figura 28 para obtener potencias de salida de 140 W y 180 W respectivamente.

4.- AMPLIFICADOR DE RF EN CLASE "C"

El amplificador configurado en Clase "C" es empleado exclusivamente en transmisores de radio-frecuencia. A diferencia de los amplificadores de Clase "A" y "B", su funcionamiento se basa en que la corriente continua de colector I_{CQ} del transistor es permanentemente nula. Para asegurar esta condición inicial, la tensión de polarización de base V_{BB} deberá ser negativa respecto de tierra, tal como muestra el esquema circuital representado en la figura 30.

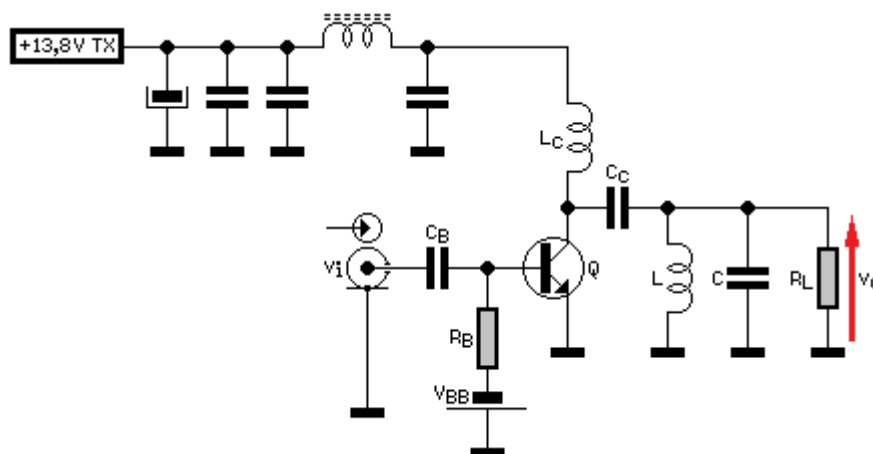


Figura 30: Circuito genérico de un amplificador de RF en Clase "C".

De esta manera, al quedar la señal de entrada v_i montada sobre la tensión de polarización V_{BB} como muestra el gráfico de la figura 31(A), para que se produzca una circulación de corriente de colector i_c es necesario que la señal de entrada v_i cumpla con la siguiente condición:

$$v_i + V_{BB} > 0,7 V \quad \text{Expr. 33}$$

En estas condiciones, la corriente de colector i_c está compuesta por pulsos cuya duración es menor que un semi-período de la señal de entrada v_i y posee un cierto valor máximo I_{cMAX} , tal como indica el gráfico de la figura 31(B).

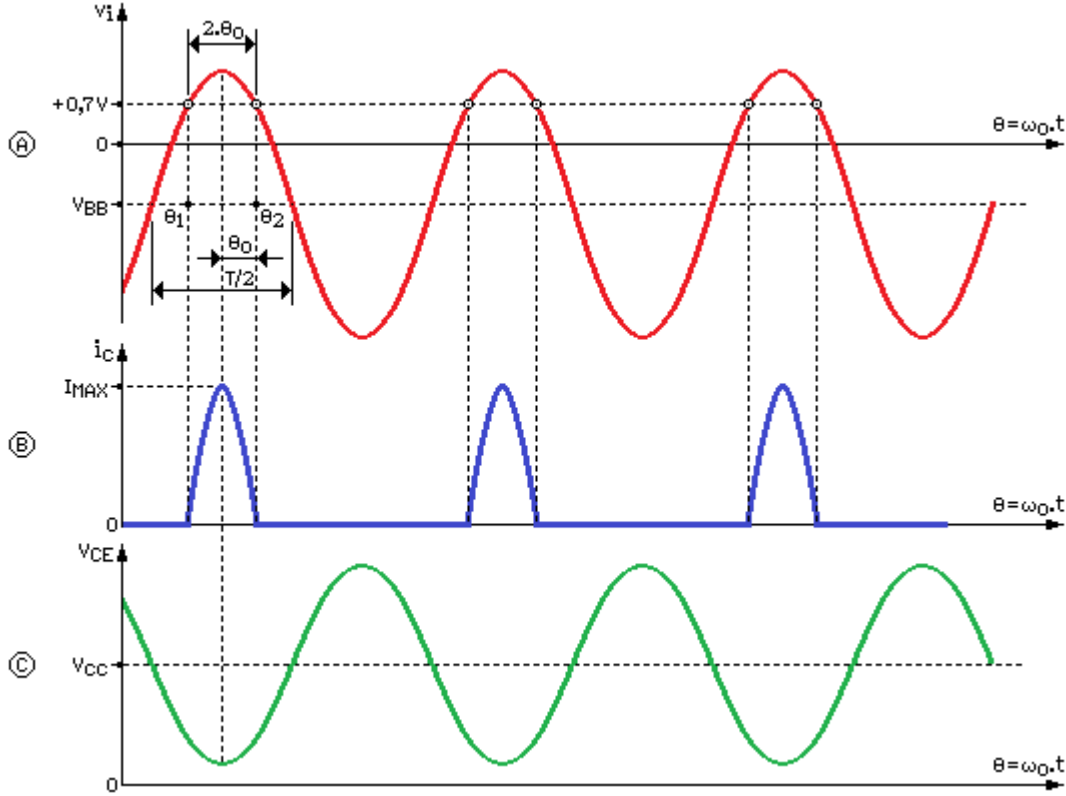


Figura 31: Funcionamiento de un amplificador en Clase "C".

(A) Señal de entrada v_i y tensión de polarización V_{BB} .

(B) Corriente de colector i_c . (C) Tensión de salida v_{CE} .

De acuerdo con la figura 31, los gráficos (A) y (B) muestran que el **intervalo angular** dentro del que se produce la conducción de corriente de colector i_c está definido por la expresión siguiente:

$$\theta_2 - \theta_1 = 2 \cdot \theta_0 \quad \text{Expr. 34}$$

... donde θ_0 se define el **semi-ángulo de conducción**. Este ángulo depende de la tensión de polarización V_{BB} y del valor máximo de la señal de entrada v_i .

Para el análisis que efectuaremos a continuación asumiremos que la señal de entrada v_i responde a la siguiente función periódica:

$$v_i = V_{iMAX} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \quad \text{Expr. 35}$$

Por lo tanto, si admitimos que dentro de la zona de conducción del transistor la corriente de colector i_c se mantiene proporcional a la señal de entrada v_i de la expresión 35, dicha corriente responderá a las siguientes expresiones:

$$i_c = I_{cMAX} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \quad \text{para } \theta_1 \leq \omega_0 \cdot t \leq \theta_2$$

$$i_c = 0 \quad \text{para } \theta_1 > \omega_0 \cdot t > \theta_2 \quad \text{Expr's. 36}$$

Evidentemente, la primera expresión indica que la corriente i_c responde a una función par, que de acuerdo con la Teoría de Fourier está formada por la suma de una componente de continua, una componente fundamental que posee la misma frecuencia de la señal original, y una serie infinita de señales armónicas cuyas frecuencias son múltiplos pares de la frecuencia original. Matemáticamente, esto es:

$$i_c = I_0 + I_1 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + I_2 \cdot \sin(2 \cdot \omega_0 \cdot t) + I_4 \cdot \sin(4 \cdot \omega_0 \cdot t) + \dots \quad \text{Expr. 37}$$

La componente de continua I_O responde a la siguiente expresión:

$$I_O = \frac{I_{cMAX}}{\pi} \cdot (\text{sen } \theta_O - \theta_O \cdot \cos \theta_O) \quad \text{Expr. 38}$$

La amplitud máxima I_1 de la componente fundamental responde a:

$$I_1 = \frac{I_{cMAX}}{2 \cdot \pi} \cdot (2 \cdot \theta_O - \text{sen } 2 \cdot \theta_O) \quad \text{Expr. 39}$$

Desde el punto de vista netamente práctico sólo interesa rescatar la señal senoidal fundamental, para lo cual se instala un circuito tanque LC resonante a la frecuencia ω_O en la salida del transistor. De esta forma, las armónicas de orden superior quedan eliminadas. Por otra parte, la componente de continua no pasa a la carga pues se bloquea mediante el capacitor serie C_C . Estas medidas se precian en el circuito de la figura 1. En base a estas últimas consideraciones, la tensión V_{CE} y, por lo tanto, la tensión de salida V_O resultan ser senoidales y con la misma frecuencia de la señal fundamental.

4.1.- POTENCIA Y RENDIMIENTO

De acuerdo con las últimas conclusiones obtenidas en el apartado anterior, la potencia eficaz que este amplificador entrega a la carga R_L depende sólo del valor eficaz de la corriente fundamental, así:

$$P_O = \frac{I_1^2}{2} \cdot R_L \quad \text{Expr. 40}$$

Por otro lado, si despreciamos la muy baja potencia empleada para polarizar la base del transistor y consideramos que el inductor de colector L_C se comporta como un corto-circuito frente a la corriente continua, la potencia de entrada al amplificador está dada por la expresión siguiente:

$$P_i = V_{CC} \cdot I_{CQ} = V_{CC} \cdot I_O \quad \text{Expr. 41}$$

Si en principio aceptamos la aproximación de que $V_{CE \text{ SAT}}=0$, obtendremos la máxima potencia de salida cuando la tensión de salida V_O alcance su máximo valor, es decir cuando $V_O=V_{CC}$. Para que ello ocurra, se deberá cumplir que $I_1 \cdot R_L = V_{CC}$. Luego, el rendimiento máximo será la relación entre la máxima potencia de salida y la potencia de entrada, es decir la relación entre las expresiones 40 y 41:

$$\eta_{MAX} = \frac{P_{O \text{ MAX}}}{P_i} = \frac{\frac{I_1^2}{2} \cdot R_L}{V_{CC} \cdot I_O} = \frac{\frac{I_1^2}{2} \cdot R_L}{I_1 \cdot R_L \cdot I_O} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_1}{I_O}$$

... en la que reemplazamos las expresiones 38 y 39:

$$\eta_{MAX} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{I_{cMAX}}{2 \cdot \pi} \cdot (2 \cdot \theta_O - \text{sen } 2 \cdot \theta_O)}{\frac{I_{cMAX}}{\pi} \cdot (\text{sen } \theta_O - \theta_O \cdot \cos \theta_O)}$$

$$\eta_{MAX} = \frac{1}{4} \cdot \frac{2 \cdot \theta_O - \text{sen } 2 \cdot \theta_O}{\text{sen } \theta_O - \theta_O \cdot \cos \theta_O}$$

Expr. 42

La expresión 42 nos muestra que el rendimiento máximo es una función exclusiva del semi-ángulo de conducción θ_O . El gráfico de la figura 32 representa la variación del rendimiento máximo η_{MAX} en función del semi-ángulo de conducción θ_O . En dicho gráfico se indican el punto correspondiente a la Clase "A", para el cual el rendimiento máximo teórico es $\eta_{MAX}=50\%$, y el que corresponde a la Clase "B", para el que el rendimiento máximo teórico es $\eta_{MAX}=78,5\%$.

La región del gráfico de la figura 32 comprendida entre los límites $0^\circ \leq \theta_O < 90^\circ$ corresponde al funcionamiento en Clase "C", en la cual se obtienen los más altos rendimientos máximos teóricos. En particular, cuando el semi-ángulo de conducción es $\theta_O=60^\circ$ el rendimiento máximo vale $\eta_{MAX}=90\%$, que es considerado como un valor aceptable en la práctica.

A partir del análisis de los gráficos (A) y (B) de la figura 31 y de la expresión 33 se desprende que **un amplificador que funciona en Clase "C" no es un amplificador lineal**. Por esta razón, se lo emplea en transmisores de FM, PM y de señales digitales, donde las amplitudes son constantes.

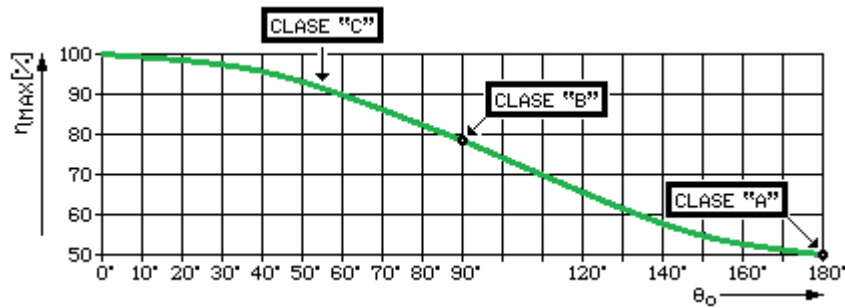


Figura 32: Representación gráfica de la expresión 42.

4.2.- ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS

Los circuitos de entrada y de salida de un amplificador en Clase "C" están asociados a circuitos adaptadores de impedancias con la finalidad de lograr la máxima transferencia de potencia entre el generador de señal y la base del transistor, y entre el colector del mismo y la resistencia de carga.

Tomando por caso la conexión entre el colector y la resistencia de carga, el circuito adaptador de impedancias permitirá, por un lado, que la impedancia "vista" desde el colector posea el valor adecuado para lograr la potencia de salida deseada y, por otro, reducir a un mínimo las pérdidas de potencia que introducen los elementos parásitos del transistor. Los elementos parásitos del transistor son su resistencia de salida R_O y la capacidad entre colector y emisor, o capacidad de salida C_O . Ambos están conectados en paralelo y componen la impedancia de salida Z_{OT} del transistor, tal como se ilustra en la figura 33.

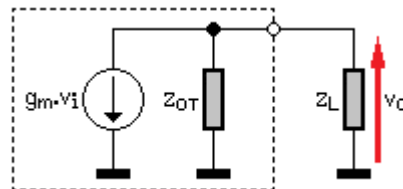


Figura 33: Circuito equivalente de alterna de la salida del transistor y su conexión a la carga sin adaptador de impedancias.

Si en principio asumimos que no se emplea red adaptadora alguna, como es el caso presentado en la figura 30, la máxima amplitud de la tensión de salida que se puede obtener del amplificador en Clase "C" es:

$$v_{O\ MAX} = V_{CC}$$

Por lo tanto, la máxima potencia eficaz que el transistor puede entregar a la carga se calcula como:

$$P_{O\ MAX} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L} \quad \text{Expr. 43}$$

Con el fin de efectuar una evaluación numérica, supongamos que la carga del amplificador es una antena en estado de resonancia a la frecuencia ω_o . En estas condiciones, la antena posee una impedancia de carácter resistivo puro cuyo valor es $R_L = 50\ \Omega$. Así, de acuerdo con la expresión 43, la máxima potencia de salida vale:

$$P_{O\ MAX} = \frac{(13,8\ V)^2}{2 \cdot 50\ \Omega} = 1,9\ W$$

La expresión 43 pone de manifiesto que la potencia de salida aumentará en la medida en que se reduzca el valor de la impedancia de carga. Precisamente, el uso de una red adaptadora de impedancias será la que permita que la impedancia de carga reflejada al colector sea menor que R_L .

Puesto que, como muestra la figura 33, la impedancia de salida Z_{OT} del transistor es de carácter complejo, la impedancia de carga debería ser igual al conjugado de Z_{OT} , o sea $Z_L = Z_{OT}^*$, si se desea lograr la máxima transferencia de potencia. Pero en el caso que estamos analizando, que es el más común en circuitos de radio-comunicaciones, la impedancia de carga es de carácter resistivo puro, y está establecido de antemano. Por otra parte, si se espera que la totalidad de la potencia del generador se dirija a la carga, en el circuito equivalente de corriente de la figura 33 se deberá cumplir que . . .

$$Z_{OT} \gg Z_L \quad \text{Expr. 44}$$

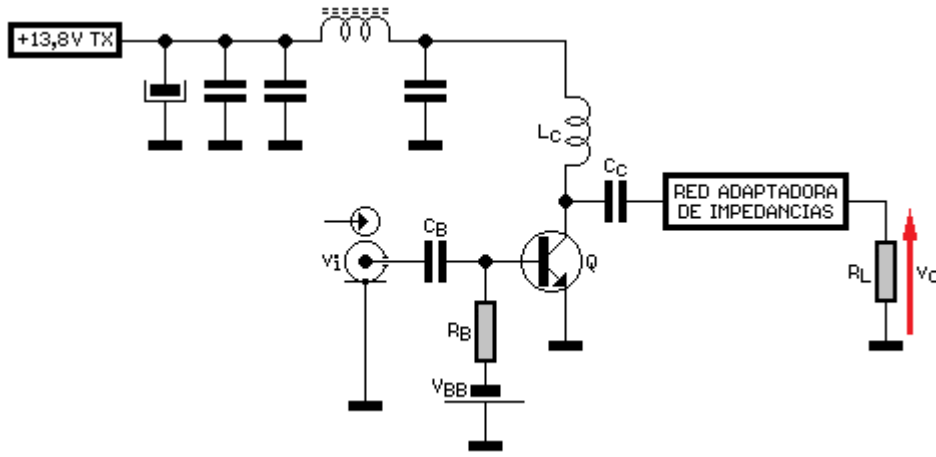


Figura 34: Ubicación de la red adaptadora de impedancias a la salida del amplificador.

Dentro del rango de las bajas frecuencias, la impedancia de salida Z_{OT} está definida por el valor de R_O pues el valor de C_O es lo suficientemente pequeño y su reactancia muy elevada. Pero frente a las radio-frecuencias la impedancia de salida Z_{OT} disminuye debido, precisamente, a la disminución de la reactancia de C_O . En consecuencia, en los amplificadores de RF es necesario compensar de alguna manera los efectos de esta capacidad parásita. Esta es, justamente, una de las misiones que debe cumplir la red adaptadora de impedancias, tal como hemos mencionado en el inicio del presente sub-apartado.

La figura 35 representa el circuito equivalente de alterna de la salida del circuito de la figura 34, en el que se detallan los componentes de una posible red adaptadora de impedancias. En dicha red, el inductor L_1 es el inductor de colector L_C del circuito de la figura 34, y el conjunto encerrado en línea de trazos forma un filtro pasa-altos tipo “ π ”. Por otro lado, y orientado hacia los fines del siguiente análisis, se representan por separado los componentes parásitos que conforman la impedancia de salida Z_{OT} del transistor.

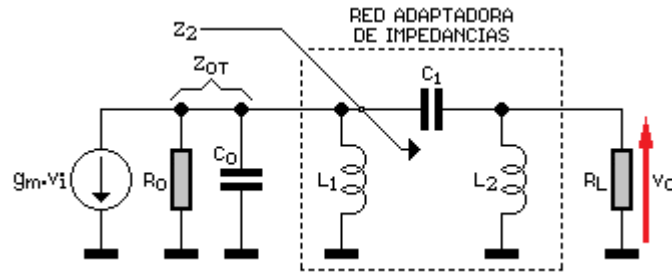


Figura 35: Circuito equivalente de alterna de la salida del circuito de la figura 34 incluyendo la red adaptadora de impedancias.

En el circuito de la figura 35, la impedancias Z_2 se expresa en la siguiente forma:

$$Z_2 = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1} + \frac{j \cdot \omega \cdot L_2 \cdot R_L}{R_L + j \cdot \omega \cdot L_2} = \frac{R_L + j \cdot \omega \cdot L_2 + j \cdot \omega \cdot C_1 \cdot j \cdot \omega \cdot L_2 \cdot R_L}{j \cdot \omega \cdot C_1 (R_L + j \cdot \omega \cdot L_2)} = \frac{R_L + j \cdot \omega \cdot L_2 - \omega^2 \cdot C_1 \cdot L_2 \cdot R_L}{j \cdot \omega \cdot C_1 \cdot R_L - \omega^2 \cdot C_1 \cdot L_2}$$

Si el circuito paralelo $L_2 C_1$ está en resonancia a la frecuencia de trabajo ω_o , se cumple que:

$$\omega_o^2 = \frac{1}{L_2 \cdot C_1} \quad \text{Expr. 45}$$

En consecuencia, la impedancia Z_2 se convierte en:

$$Z_2 = \frac{R_L + j \cdot \omega_o \cdot L_2 - R_L}{j \cdot \omega_o \cdot C_1 \cdot R_L - 1} = \frac{j \cdot \omega_o \cdot L_2}{-1 + j \cdot \omega_o \cdot C_1 \cdot R_L} = \frac{1}{-\frac{1}{j \cdot \omega_o \cdot L_2} + \frac{j \cdot \omega_o \cdot C_1 \cdot R_L}{j \cdot \omega_o \cdot L_2}}$$

$$Z_2 = \frac{1}{\frac{C_1 \cdot R_L}{L_2} - \frac{1}{j \cdot \omega_o \cdot L_2}} \quad \text{Expr. 46}$$

Pero, de acuerdo con la expresión 45, en resonancia ocurre que:

$$\omega_o \cdot L_2 = \frac{1}{\omega_o \cdot C_1}$$

... por lo que la expresión 46 pasa a escribirse en la siguiente forma:

$$Z_2 = \frac{1}{\frac{C_1 \cdot R_L}{L_2} + j \cdot \omega \cdot C_1} \quad \text{Expr. 47}$$

Analizando las unidades del primer término del denominador de la expresión 47 obtenemos que:

$$\left[\frac{C_1 \cdot R_L}{L_2} \right] = \frac{[C_1] \cdot [R_L]}{[L_2]} = \frac{F \cdot \Omega}{H} = \frac{\frac{s}{\Omega} \cdot \Omega}{\Omega \cdot s} = \frac{1}{\Omega}$$

Entonces, la impedancia Z_2 de la expresión 47 equivale al paralelo entre el capacitor C_1 y un resistor R' :

$$Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R'} + j \cdot \omega \cdot C_1} \quad \text{Expr. 48}$$

... donde vale:

$$R' = \frac{L_2}{C_1 \cdot R_L} \quad \text{Expr. 49}$$

De acuerdo con los resultados obtenidos de este análisis, el capacitor C_1 queda conectado en paralelo con el capacitor C_o y con el inductor L_1 (véase la figura 36). Entonces, es necesario seleccionar un valor de L_1 tal que resuene con la capacidad total $C_1 + C_o$ a la frecuencia de operación ω_o . En estas condiciones, el paralelo formado por L_1 y $C_1 + C_o$ presentará una impedancia infinitamente alta (teóricamente). Luego, la resistencia de carga reflejada al primario será R' dada por la expresión 49, puesto que la resistencia R_o del transistor es lo suficientemente elevada como para influir en el valor de la impedancia total del paralelo.

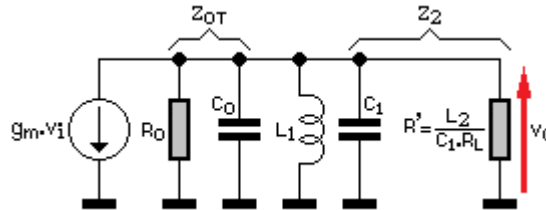


Figura 36: Circuito resultante luego de considerar el efecto de la red adaptadora de impedancias.

Ahora estamos en condiciones de calcular la potencia de salida del amplificador luego de haber conectado la red adaptadora. Para ello supondremos que $L_2 = 100 \cdot C_1$. Reemplazando este valor en la expresión 49 obtenemos que la resistencia de carga reflejada al colector es: $R' = 2 \Omega$. Luego, el nuevo valor de la máxima potencia de salida que obtendremos será:

$$P_{O \text{ MAX}} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R'} = \frac{(13,8 \text{ V})^2}{2 \cdot 2 \Omega} = \frac{190,44 \text{ V}^2}{4 \Omega} = 47,6 \text{ W}$$

Finalmente, debemos buscar en el manual correspondiente un transistor que sea capaz de manejar este valor de potencia.

4.3.- CIRCUITOS ADAPTADORES DE IMPEDANCIAS

Para efectuar la adaptación de impedancias de una etapa amplificadora de RF es necesario conocer de antemano los valores de la impedancia de entrada y de la impedancia de salida del transistor. Estos valores pueden ser medidos mediante un impedancímetro vectorial, o bien tomados de las hojas de datos provistas por el fabricante del dispositivo. Luego se deberá seleccionar el tipo de circuito adaptador más adecuado a cada caso, cuya elección depende de la relación entre las impedancias presentes en cada extremo del mismo.

4.3.1.- ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS DEL CIRCUITO DE SALIDA

La tensión de alimentación y la potencia de salida deseada del amplificador siempre son datos iniciales de diseño. A partir de ellos se determina la impedancia de carga de colector deduciéndola de la expresión 43. Puesto que, en general, el amplificador deberá cubrir un cierto ancho de banda, es común el uso de circuitos sintonizados que cumplen el papel de redes de acoplamiento. El tipo de circuito adaptador a emplear se selecciona en función de los valores de las impedancias en juego y del rendimiento esperado del amplificador.

Un amplificador en Clase “C” se caracteriza por grandes excursiones de tensión y corriente en su circuito de colector, por lo que éste posee un gran contenido armónico (véase la figura 31) provocado por la alinealidad característica de este tipo de funcionamiento. Por esta razón, los circuitos de adaptación deberán presentar una impedancia muy elevada a las señales armónicas y una muy baja impedancia frente a la señal fundamental. Las corrientes correspondientes a las señales armónicas poseen amplitudes que son comparables a la amplitud de la señal fundamental, pero si la impedancia del circuito sintonizado es muy alta frente a las armónicas, sus amplitudes se verán suficientemente reducidas y su contribución a la corriente media de colector disminuirá. En consecuencia, disminuye la disipación de potencia de colector y aumenta el rendimiento de la etapa. La figura 37 muestra un adaptador en base a un circuito sintonizado paralelo:

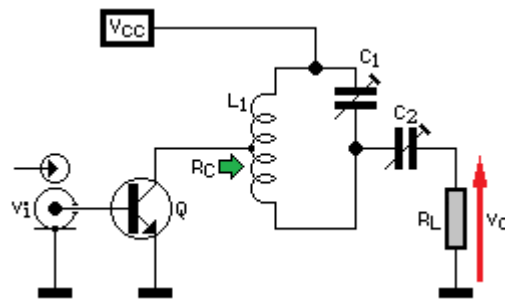


Figura 37: Circuito adaptador sintonizado con acoplamiento de la carga a capacitor.

Las ecuaciones de diseño correspondientes al circuito de la figura 37 son las siguientes:

$$R_C = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot P_O} \quad \text{Expr. 50}$$

$$X_{L1} = \frac{N^2 \cdot R_C}{Q_C} \quad \text{Expr. 51}$$

$$X_{C2} = R_L \cdot \sqrt{\frac{N^2 \cdot R_C}{R_L} - 1} \quad \text{Expr. 52}$$

$$X_{C1} = \frac{N^2 \cdot R_C}{Q_C} \cdot \frac{1}{1 - \frac{X_{C2}}{Q_C \cdot R_L}} \quad \text{Expr. 53}$$

La figura 38 muestra otra versión de adaptador con circuito sintonizado paralelo, pero aquí el acoplamiento a la carga se hace a través de un divisor capacitivo:

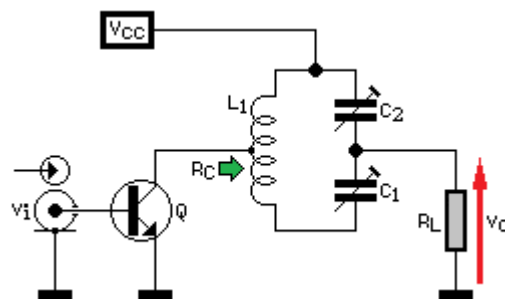


Figura 38: Circuito adaptador sintonizado con acoplamiento de la carga a divisor capacitivo.

Al circuito de la figura 38 le corresponden las siguientes ecuaciones de diseño:

$$R_C = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot P_O} \quad \text{Expr. 54}$$

$$X_{L1} = \frac{N^2 \cdot R_C}{Q_C} \quad \text{Expr. 55}$$

$$X_{C2} = \frac{R_L}{\sqrt{\frac{(Q_C^2 + 1) \cdot R_L}{N^2 \cdot R_C} - 1}} \quad \text{Expr. 56}$$

$$X_{C1} = \frac{N^2 \cdot R_C \cdot Q_C}{Q_C^2 + 1} \cdot \left(1 - \frac{R_L}{Q_C \cdot X_{C2}}\right) \quad \text{Expr. 57}$$

En los circuitos representados en las figuras 37 y 38 el capacitor C_1 permite lograr el ajuste de la sintonía a la frecuencia de la señal fundamental, mientras que mediante el capacitor C_2 se ajusta el acoplamiento de la resistencia de carga R_L al circuito sintonizado.

De acuerdo con las expresiones 50 y 54, cuanto mayor es la potencia de salida, deseada menor debe ser el valor de la resistencia R_C , que es la resistencia R_L reflejada al colector del transistor. El valor de R_C se reduce en base a la adecuada elección de la relación de espiras N entre las dos secciones del inductor L_1 . Seleccionando correctamente la inductancia L_1 y haciendo que la inductancia correspondiente a la sección comprendida entre el colector y la fuente (tierra) sea lo suficientemente alta, las amplitudes de las señales armónicas se verán notablemente reducidas. Por lo demás, el hecho de emplear un inductor con una derivación hacia el colector hace que el factor de mérito cargado Q_C del circuito de salida se mantenga elevado, disminuyendo la variación del ancho de banda del circuito sintonizado frente a la variación de la capacidad de salida C_O del transistor (véase la figura 36). Esta capacidad varía mucho frente a las grandes excursiones de la tensión colector-emisor, y depende tanto de la tensión V_{CC} como de la potencia P_O .

Los circuitos sintonizados de las figuras 37 y 38 no son adecuados para los amplificadores que operan en frecuencias muy elevadas debido a la disminución del coeficiente de acoplamiento de los inductores en dichas frecuencias. En las figuras 39, 40, 41 y 42 se muestran los circuitos correspondientes a diversos adaptadores cuyo funcionamiento es independiente de los coeficientes de acoplamiento de los inductores. En todos los casos la capacidad de salida C_O del transistor debe ser incluida en las ecuaciones.

CIRCUITO #1:

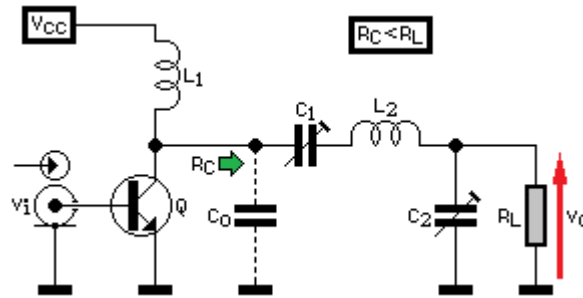


Figura 39: Circuito adaptador par el caso en que $R_C < R_L$.

$$X_{C1} = Q_C \cdot R_C \quad \text{Expr. 58}$$

$$X_{C2} = \frac{R_L}{\sqrt{\frac{(Q_C^2 + 1) \cdot R_L}{Q_C^2 \cdot R_C} - 1}} \quad \text{Expr. 59}$$

$$X_{L1} = \frac{Q_C \cdot R_C}{\frac{Q_C \cdot R_C}{X_{C1}} + 1} \quad \text{Expr. 60}$$

$$X_{L2} = Q_C \cdot R_C \cdot \left(1 + \frac{R_L}{Q_C \cdot X_{C2}}\right) \quad \text{Expr. 61}$$

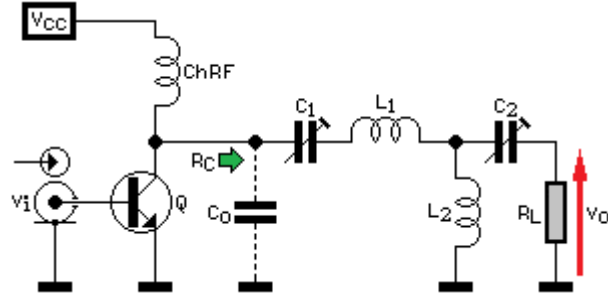
CIRCUITO #2:

Figura 40: Circuito adaptador para el caso en que $\frac{Q_C \cdot X_{C0}}{\sqrt{R_C \cdot R_L}} > 1$.

$$X_{L1} = \frac{Q_C \cdot X_{C0}^2}{R_C} \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{R_C \cdot R_L}}{Q_C \cdot X_{C0}} \right) \quad \text{Expr. 62}$$

$$X_{L2} = X_{C0} \cdot \sqrt{\frac{R_L}{R_C}} \quad \text{Expr. 63}$$

$$X_{C1} = \frac{Q_C \cdot X_{C0}^2}{R_C} \cdot \left(1 - \frac{R_C}{Q_C \cdot X_{C0}} \right) \quad \text{Expr. 64}$$

$$X_{C2} = \frac{R_L}{Q_C} \cdot \left(\frac{Q_C \cdot X_{C0}}{\sqrt{R_C \cdot R_L}} - 1 \right) \quad \text{Expr. 65}$$

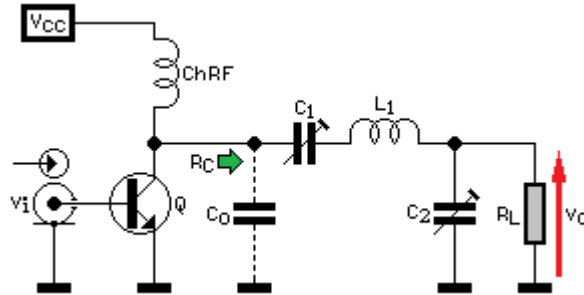
CIRCUITO #3:

Figura 41: Circuito adaptador empleado cuando $R_C > R_L$.

$$X_{C1} = \frac{Q_C \cdot X_{C0}^2}{R_C} \cdot \left(1 - \frac{R_C}{Q_C \cdot X_{C0}} \right) \quad \text{Expr. 66}$$

$$X_{C2} = \frac{R_L}{\sqrt{\frac{(Q_C^2 + 1) \cdot R_C \cdot R_L}{Q_C^2} \cdot \frac{R_C}{X_{C0}^2}} - 1} \quad \text{Expr. 67}$$

$$X_{L1} = \frac{Q_C \cdot X_{C0}^2}{R_C} \cdot \left(1 + \frac{R_L}{Q_C \cdot X_{C2}} \right) \quad \text{Expr. 68}$$

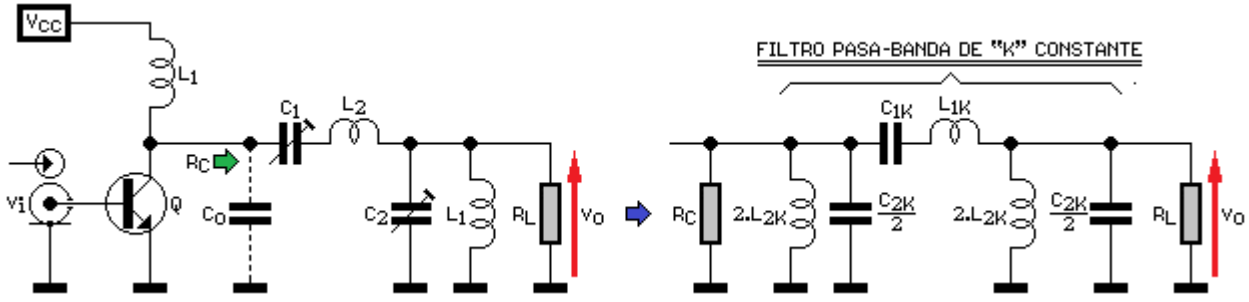
CIRCUITO #4: ADAPTADOR PASA-BANDA PARA EL CASO EN QUE $R_C=R_L$ 

Figura 42: Circuito adaptador pasa-banda.

$$f_{CS} - f_{CI} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_L \cdot C_O} \quad \text{Expr. 69}$$

$$L_2 = L_{1K} = \frac{R_C}{\pi \cdot (f_{CS} - f_{CI})} \quad \text{Expr. 70}$$

$$L_1 = 2 \cdot L_{2K} = \frac{R_C \cdot (f_{CS} - f_{CI})}{2 \cdot \pi \cdot f_{CS} \cdot f_{CI}} \quad \text{Expr. 71}$$

$$C_1 = C_{1K} = \frac{f_{CS} - f_{CI}}{4 \cdot \pi \cdot f_{CS} \cdot f_{CI} \cdot R_C} \quad \text{Expr. 72}$$

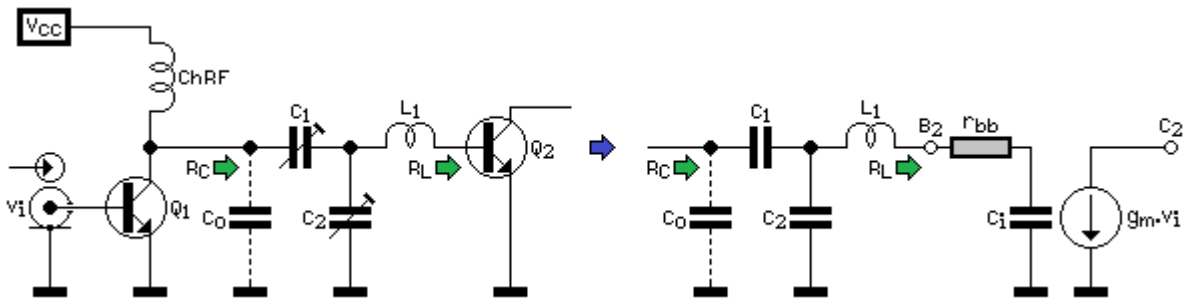
$$C_2 = C_O = \frac{C_{2K}}{2} \quad \text{Expr. 73}$$

4.3.2.- ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS DEL CIRCUITO DE ENTRADA

La impedancia de entrada de los transistores empleados en la banda de HF es de carácter complejo y se la representa mediante la serie compuesta por la resistencia de difusión de base r_{bb} y la reactancia provocada por el capacitor C_i de base a emisor. Rigurosamente, en paralelo con el capacitor C_i se ubica la resistencia dinámica r_{be} de la juntura base-emisor, pero su valor es muy alto en comparación con la reactancia de C_i , por lo que se la desprecia.

El circuito adaptador que se instala entre la salida del transistor excitador y la entrada del transistor de potencia debe proveer un medio para sintonizar con la capacidad C_i , de tal manera que el circuito de colector del excitador “vea” una impedancia de carga real pura.

En el caso de los transistores de VHF suele ocurrir que la componente imaginaria de su impedancia de entrada está provocada por una inductancia L_i , la cual pasa a formar parte del inductor L_1 (véase la figura 43), o de L_2 (véase la figura 45).

CIRCUITO #5: CASO EN QUE $X_{L1} \gg X_{Ci}$ Y $R_C > r_{bb}$ Figura 43: Circuito adaptador empleado cuando $X_{L1} \gg X_{Ci}$ y $R_C > r_{bb}$.

En la figura 43, el circuito adaptador es del tipo “T” y está formado por los capacitores C_1 y C_2 y el inductor L_1 . Se debe seleccionar un valor de L_1 tal que la reactancia X_{L1} sea mucho mayor que X_{Ci} en la frecuencia de operación. El inductor L_1 y el capacitor C_2 en paralelo con $C_1 + C_O$ sintonizan a la capacidad

C_i. Para este circuito es necesario que la carga de colector de la etapa excitadora sea un choque de RF que presente una alta impedancia frente a la frecuencia de trabajo.

$$X_{L1} = Q_C \cdot r_{bb} \quad \text{Expr. 74}$$

$$X_{C1} = X_{C0} \cdot \left(\sqrt{\frac{(Q_C^2 + 1) \cdot r_{bb}}{R_C}} - 1 \right) \quad \text{Expr. 75}$$

$$X_{C2} = r_{bb} \cdot \frac{Q_C^2 + 1}{Q_C} \cdot \frac{1}{1 - \sqrt{\frac{R_C \cdot r_{bb}}{X_{C0}^2} \cdot \frac{Q_C^2 + 1}{Q_C^2}}} \quad \text{Expr. 76}$$

CIRCUITO #6: CASO EN QUE $X_{C2} \gg X_{Ci}$ Y $R_C > r_{bb}$

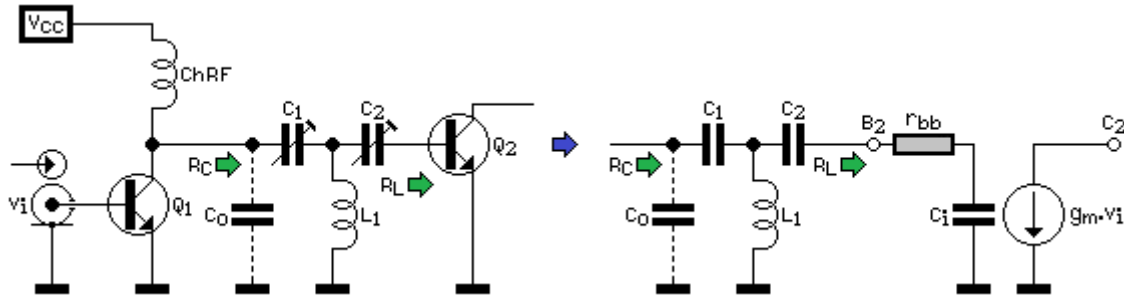


Figura 44: Circuito adaptador empleado cuando $X_{C2} \gg X_{Ci}$ y $R_C > r_{bb}$.

En la figura 44, el circuito adaptador es del tipo "T" y está formado por los capacitores C_1 y C_2 y el inductor L_1 . Aquí debe ocurrir que la reactancia X_{C2} sea mucho mayor que X_{Ci} de la entrada del amplificador de potencia. De esta forma la resistencia r_{bb} aparece "reflejada" en el colector del transistor excitador con un valor mayor, que es R_C , quedando en paralelo con L_1 . El valor necesario de R_C se logra mediante el ajuste de C_1 . En este circuito también es necesario que la carga de colector de la etapa excitadora sea un choque de RF que presente una alta impedancia frente a la frecuencia de trabajo.

$$X_{L1} = r_{bb} \cdot \frac{Q_C^2 + 1}{Q_C} \cdot \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{R_C \cdot r_{bb}}{X_{C0}^2} \cdot \frac{Q_C^2 + 1}{Q_C^2}}} \quad \text{Expr. 77}$$

$$X_{C1} = X_{C0} \cdot \sqrt{\frac{r_{bb}}{R_C} \cdot (Q_C^2 + 1) - 1} \quad \text{Expr. 78}$$

$$X_{C2} = Q_C \cdot r_{bb} \quad \text{Expr. 79}$$

CIRCUITO #7: CASO EN QUE $X_{L2} \gg X_{Ci}$ Y $R_C > r_{bb}$

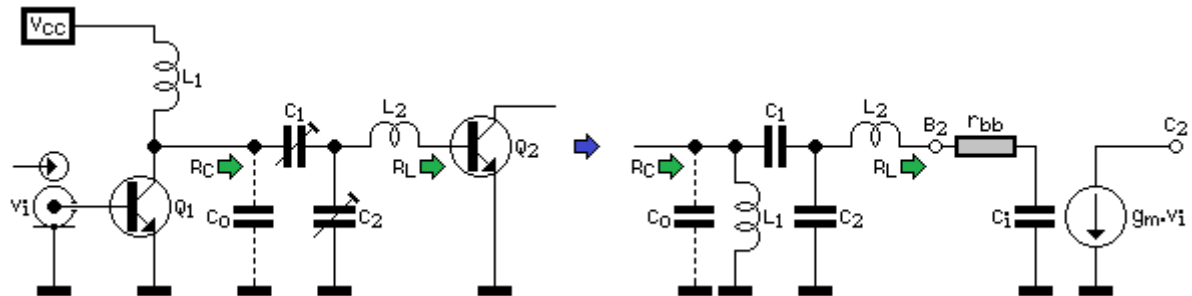


Figura 45: Circuito adaptador empleado cuando $X_{L2} \gg X_{Ci}$ y $R_C > r_{bb}$.

En el circuito de la figura 45, la capacidad de salida C_o del excitador se sintoniza en paralelo mediante el inductor L_1 , mientras que la capacidad de entrada C_i del transistor de potencia se sintoniza en serie mediante el circuito adaptador conformado por L_2 , C_1 y C_2 . Este circuito no requiere del empleo de un choque de RF como carga de colector del transistor excitador.

$$X_{L1} = \frac{R_C}{Q_C} \quad \text{Expr. 80}$$

$$X_{L2} = \frac{r_{bb}}{Q_C} \cdot \frac{\sqrt{\frac{R_C}{r_{bb}}} - 1}{1 - \frac{R_C}{Q_C \cdot X_{C_o}}} \quad \text{Expr. 81}$$

$$X_{C1} = \frac{R_C}{Q_C} \cdot \frac{1 - \sqrt{\frac{r_{bb}}{R_C}}}{1 - \frac{R_C}{Q_C \cdot X_{C_o}}} \quad \text{Expr. 82}$$

$$X_{C2} = \frac{R_C}{Q_C} \cdot \frac{\sqrt{\frac{r_{bb}}{R_C}}}{1 - \frac{R_C}{Q_C \cdot X_{C_o}}} \quad \text{Expr. 83}$$

4.3.3.- ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS MEDIANTE SECCIONES DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN

Dentro de los rangos de frecuencias de UHF y micro-ondas los inductores y los capacitores que deben emplearse en los circuitos resonantes y de adaptación adoptan valores muy bajos. Por esta razón se hace difícil, cuando no imposible, implementar inductores mediante arrollamientos de alambre en la forma en que se hace en equipos de comunicaciones que operan en frecuencias de HF y VHF. En consecuencia, para resolver este inconveniente se recurre al uso de **líneas de transmisión**, las cuales pueden adoptar diversas formas, a saber:

- Línea coaxil.
- Línea abierta, o de conductores paralelos.
- Línea de cinta, o "Strip Line".

Cualquiera sea el caso, el funcionamiento de la línea de transmisión en su papel de aportadora de componentes circuitales equivalentes se basa en el empleo del **Diagrama de Smith**, cuyas propiedades y aplicaciones se describen detalladamente en el trabajo titulado "**SISTEMAS DE MICRO-ONDAS**", Capítulo 2: "Adaptación de Impedancias", autor: Ing. Ruben J. Bernardoni.

Además de ser empleada como medio de interconexión entre una antena y la salida de un transmisor y/o la entrada de un receptor, la línea coaxil se utiliza como elemento adaptador de impedancias, adoptando la forma de sección o tramo cuya longitud física depende de la frecuencia de trabajo y de la aplicación específica a la que está destinada (tramo de un octavo de longitud de onda, o de un cuarto de longitud de onda, o de cualquier otra longitud como en los casos en que se efectúa una adaptación mediante un "stub" o varios "stubs" (o "tacos").

En el caso particular de los amplificadores de RF, los tramos o secciones de línea se implementan mediante *pistas de cobre del circuito impreso* de aquél. La longitud y el ancho de estas pistas se calculan en función del valor del componente que se desea "simular" y de la impedancia característica del circuito al que están destinadas. Esta técnica se conoce con el nombre de "Strip Line".

4.3.3.1.- DIAGRAMA DE SMITH

El Diagrama de Smith (véase la figura 46) es una representación de la variación de la **impedancia de entrada** a lo largo de la línea de transmisión. La impedancia de entrada $Z_i(x)$ de una línea, en la que se puede considerar que las pérdidas son despreciables, responde a la siguiente expresión:

$$Z_i(x) = Z_o \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_o \cdot \operatorname{tg}(\beta \cdot x)}{Z_o + j \cdot Z_L \cdot \operatorname{tg}(\beta \cdot x)} \quad \text{Expr. 84}$$

... donde son:

$Z_i(x)$ =Impedancia de entrada a lo largo de la línea de transmisión.

Z_0 =Impedancia característica de la línea de transmisión.

Z_L =Impedancia de carga.

$\beta=2\cdot\pi/\lambda$ =Constante de fase.

x =Longitud de la línea medida en términos de longitudes de onda.

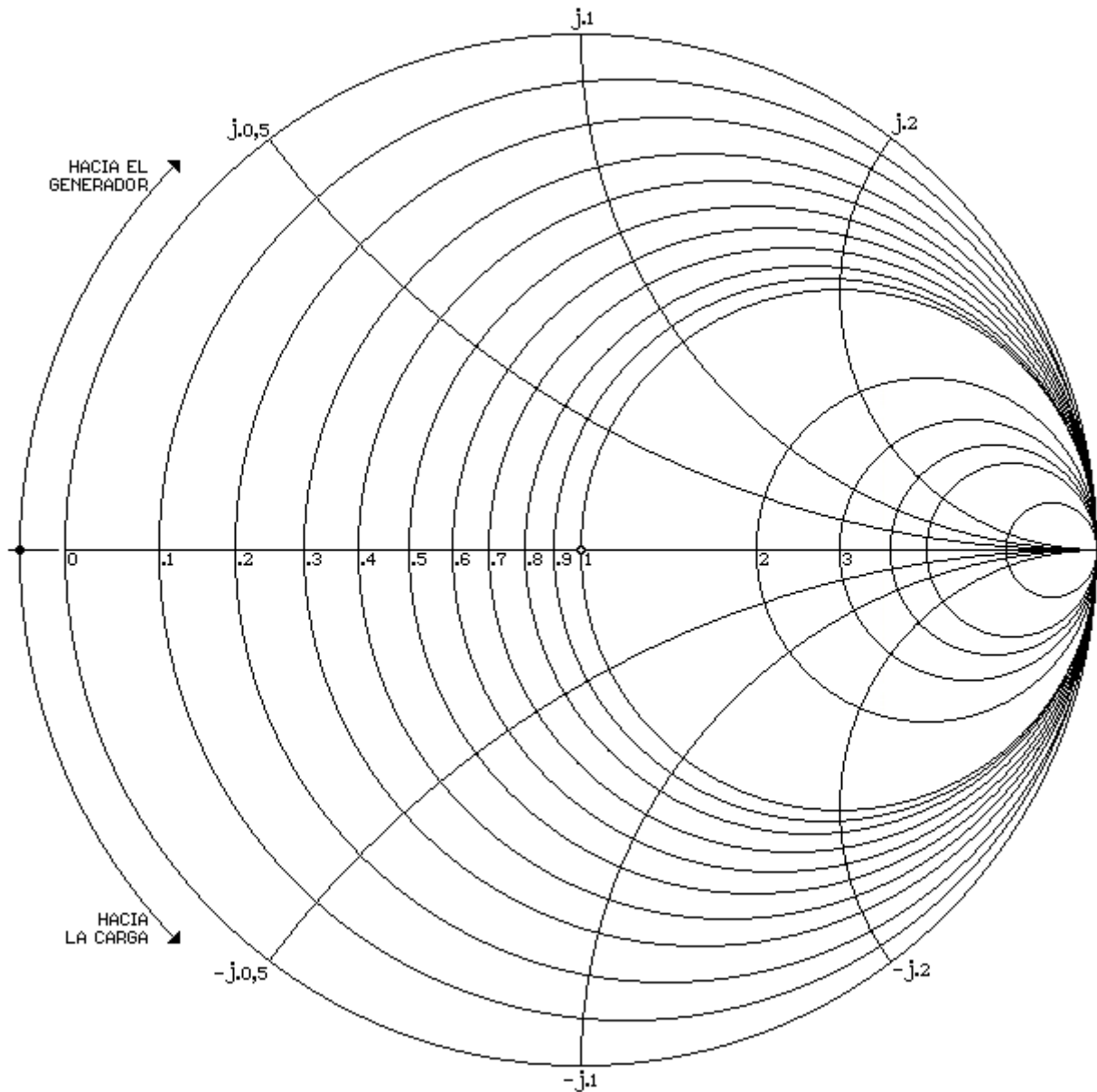


Figura 46: Diagrama de Smith. Por razones de claridad se representa sólo una parte de las circunferencias y arcos de circunferencia representativos, respectivamente, de la componente real y de la componente imaginaria de la impedancia de entrada normalizada de una línea de transmisión (ver texto).

La figura 47 representa un ejemplo genérico en el que un generador de RF alimenta a una impedancia de carga Z_L mediante una línea de transmisión que posee una impedancia característica Z_0 .

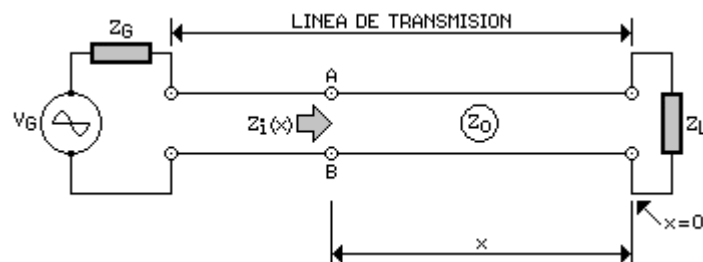


Figura 47: Línea de transmisión conectada entre un generador de RF y una impedancia de carga (ver texto).

El valor de la impedancia Z_o depende exclusivamente de la geometría y de las características constructivas de la línea, y *siempre es de carácter resistivo puro*. En la práctica, la impedancia característica Z_o siempre es igual a la impedancia de salida Z_G del generador.

La impedancia de entrada $Z_i(x)$ puede ser determinada en cualquier par de puntos A y B a lo largo de la línea. En el caso particular en que se cumpla que $Z_L = Z_o$, la expresión 46 muestra que la impedancia de entrada $Z_i(x)$ es igual a la impedancia característica Z_o cualquiera sea el par de puntos considerado a lo largo de la línea de transmisión. En dicho caso se dice que **el sistema “carga-línea” está adaptado**, por lo que se cumple el Teorema de Máxima Transferencia de Potencia.

Pero en el caso más general en que el valor y carácter de la impedancia de carga Z_L no coincide con el valor de Z_o **el sistema “carga-línea” estará desadaptado**, por lo que, de acuerdo con la expresión 46, la impedancia de entrada $Z_i(x)$ variará dentro de un amplio rango de valores, pudiendo adoptar un carácter resistivo puro, y también carácter complejo, tanto resistivo-inductivo como resistivo-capacitivo. Por otra parte, la expresión 46 muestra que los valores de la impedancia de entrada $Z_i(x)$ se repiten cada media longitud de onda a lo largo de la línea, lo que equivale a 180° eléctricos de la misma.

Una vez conocido el valor y carácter de la impedancia de carga Z_L , se debe ingresar al Diagrama de Smith con la “**Impedancia de Carga Normalizada z_L** ”, que es la relación entre Z_L y Z_0 :

$$z_L = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{R_L + j.X_L}{Z_0} = r_L \pm j.x_L \quad \text{Expr. 85}$$

... donde son:

R_l = Componente real de la impedancia de carga Z_l .

X_l = Componente imaginaria de la impedancia de carga Z_l .

r_l = Componente real de la impedancia de carga normalizada z_l .

x_l = Componente imaginaria de la impedancia de carga normalizada z_l .

En el Diagrama de Smith que muestra parcialmente la figura 46, cada una de las circunferencias representa el lugar geométrico de la componente real constante $r_e(x)$ de la **“impedancia de entrada normalizada”**, mientras que cada uno de los arcos de circunferencia representa el lugar geométrico de la componente imaginaria constante $x_e(x)$ de la **“impedancia de entrada normalizada”**.

Ejemplo de Aplicación del Diagrama de Smith

A modo de ejemplo, consideremos el caso en que se dispone de una carga cuya impedancia vale $Z_L = (50 + j.50) \Omega$ y que está conectada a una línea de transmisión que posee una impedancia característica $Z_0 = 50 \Omega$. En estas condiciones, la **Impedancia de Carga Normalizada z_L** vale:

$$Z_L = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{(50 + j.50)\Omega}{50 \Omega} = 1 + j.1$$

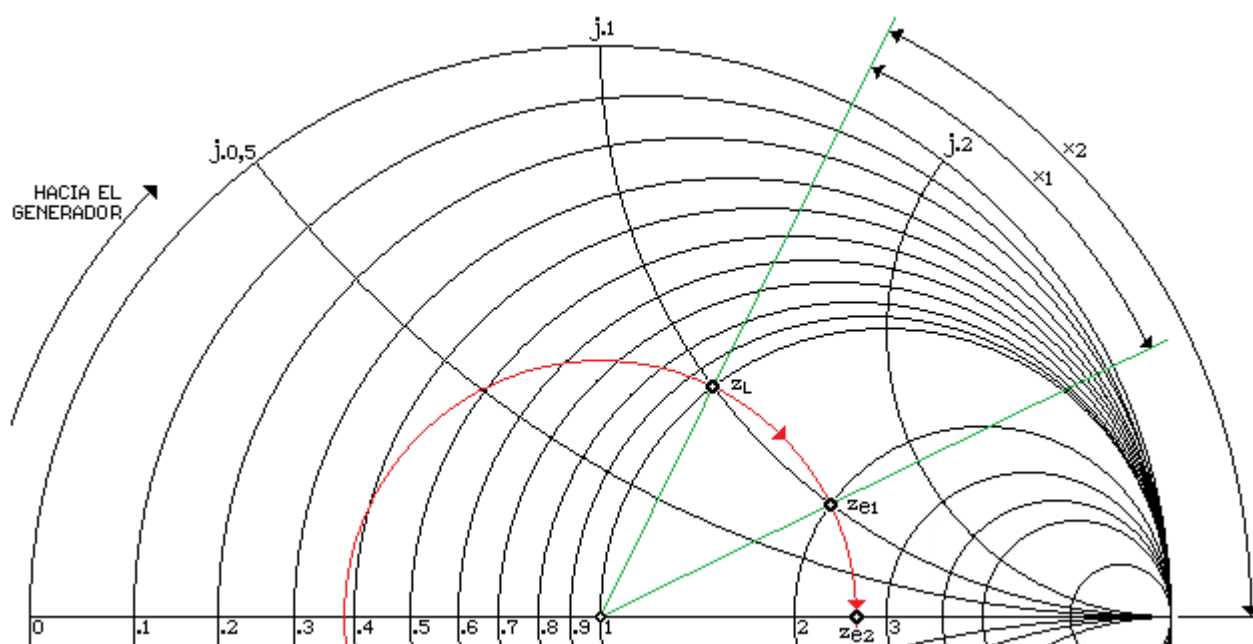


Figura 48: Ejemplo de aplicación del Diagrama de Smith (ver texto).

Luego, en el Diagrama de Smith buscamos el punto en el que se intersectan la circunferencia correspondiente a la componente real $r_L=1$ y el arco de circunferencia que corresponde a la componente imaginaria $j.x_L=j.1$. Puesto que, como en la mayor parte de los casos, podemos admitir que la línea de transmisión es lo suficientemente corta y, por ello no introduce pérdidas apreciables, haciendo centro en el punto $1+j.0$ trazamos una circunferencia que pase por el punto $z_L=1+j.1$. Siguiendo el camino indicado por esta circunferencia, y desplazándonos **hacia el generador** (en sentido horario) desde el punto z_L una distancia equivalente a x_1 , observamos que la impedancia de entrada a dicha distancia de la carga es:

$$z_{e1} = 2 + j.1$$

Por lo tanto, el valor de la impedancia de entrada $Z_i(x)$, medida a una distancia x_1 respecto de la carga, se determina **desnormalizando** la impedancia z_{e1} respecto de la impedancia característica Z_0 . Así, a partir de la expresión 85 obtenemos que:

$$Z_i(x_1) = z_{e1} \cdot Z_0 = (2 + j.1) \cdot 50 \Omega = (100 + j.50) \Omega$$

Trazando rectas desde el punto $1+j.0$ que pasen por los puntos indicativos de z_L y de z_{e1} y que lleguen hasta el transportador externo al diagrama (no mostrado en las figuras) determinamos la distancia existente entre ambos puntos, que es:

$$x_1 = 0,052 \cdot \lambda$$

Si continuáramos avanzando a lo largo de la línea de transmisión hacia el generador podríamos encontrar un punto en el que la impedancia de entrada posea un valor real puro. Tal es el caso del punto indicado por z_{e2} en el gráfico de la figura 48, en el que vale:

$$z_{e2} = 2,6 + j.0$$

Por lo tanto, el valor de la impedancia de entrada $Z_i(x)$, medida a una distancia x_2 respecto de la carga, se determina **desnormalizando** la impedancia z_{e2} respecto de la impedancia característica Z_0 . Así:

$$Z_i(x_2) = z_{e2} \cdot Z_0 = (2,6 + j.0) \cdot 50 \Omega = 130 \Omega$$

La distancia x_2 a la que este punto se encuentra respecto de la carga es:

$$x_2 = 0,089 \cdot \lambda$$

Tomando por caso este último resultado, si la longitud total de la línea de transmisión fuese igual a x_2 la impedancia de carga "vista" por el generador no sería igual a $Z_L=(50+j.50) \Omega$, sino que equivaldría al valor de la impedancia de entrada $Z_i(x_2)=130 \Omega$. Como vemos, dependiendo de su longitud, la línea tiene la propiedad de "transformar" el valor de la impedancia de carga en otro que puede tener cualquier carácter.

4.3.3.2.- ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS MEDIANTE TRAMOS DE LÍNEA DE UN OCTAVO DE LONGITUD DE ONDA

Los tramos de línea que poseen una longitud equivalente a un octavo de longitud de onda ($\lambda/8$) son particularmente adecuados para efectuar la adaptación cuando el módulo de la impedancia de carga es igual al valor de la impedancia característica, es decir cuando se cumple que:

$$|Z_L| = \sqrt{R_L^2 + X_L^2} = Z_0 \quad \text{Expr. 86}$$

Aplicando la condición de que $x=\lambda/8$ a la expresión 46, la impedancia de entrada a la línea será:

$$Z_i\left(x = \frac{\lambda}{8}\right) = Z_0 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_0 \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{8}\right)}{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{8}\right)}$$

$$Z_i\left(x = \frac{\lambda}{8}\right) = Z_0 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_0 \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{4}\right)}{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{4}\right)}$$

... en la que es $tg\left(\frac{\pi}{4}\right) = 1$, por lo que resulta que:

$$Z_i\left(x = \frac{\lambda}{8}\right) = Z_o \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_o}{Z_o + j \cdot Z_L} \quad \text{Expr. 87}$$

En la expresión 87 reemplazamos la expresión 86:

$$Z_i\left(x = \frac{\lambda}{8}\right) = |Z_L| \cdot \frac{Z_L + j \cdot |Z_L|}{|Z_L| + j \cdot Z_L}$$

Multiplicando y dividiendo el segundo miembro por el conjugado del denominador obtenemos que:

$$\begin{aligned} Z_i\left(x = \frac{\lambda}{8}\right) &= |Z_L| \cdot \frac{Z_L + j \cdot |Z_L|}{|Z_L| + j \cdot Z_L} \cdot \frac{|Z_L| - j \cdot Z_L}{|Z_L| - j \cdot Z_L} \\ Z_i\left(x = \frac{\lambda}{8}\right) &= |Z_L| \cdot \frac{Z_L \cdot |Z_L| - j \cdot Z_L^2 + j \cdot |Z_L|^2 + Z_L \cdot |Z_L|}{|Z_L|^2 + Z_L^2} \\ Z_i\left(x = \frac{\lambda}{8}\right) &= |Z_L| \cdot \frac{2 \cdot Z_L \cdot |Z_L| + j \cdot (|Z_L|^2 - Z_L^2)}{|Z_L|^2 + Z_L^2} \end{aligned}$$

Reemplazamos adecuadamente Z_L y $|Z_L|$ por sus equivalentes obtenemos:

$$Z_i\left(x = \frac{\lambda}{8}\right) = |Z_L| \cdot \frac{2 \cdot (R_L + j \cdot X_L) \cdot |Z_L| + j \cdot [(R_L^2 + X_L^2) - (R_L + j \cdot X_L)^2]}{(R_L^2 + X_L^2) + (R_L + j \cdot X_L)^2}$$

Desarrollamos los cuadrados de binomio tendremos:

$$Z_i\left(x = \frac{\lambda}{8}\right) = |Z_L| \cdot \frac{2 \cdot (R_L + j \cdot X_L) \cdot |Z_L| + j \cdot (R_L^2 + X_L^2 - R_L^2 - j \cdot 2 \cdot R_L \cdot X_L + X_L^2)}{R_L^2 + X_L^2 + R_L^2 + j \cdot 2 \cdot R_L \cdot X_L - X_L^2}$$

Simplificamos las constantes de numerador y denominador:

$$Z_i\left(x = \frac{\lambda}{8}\right) = |Z_L| \cdot \frac{2 \cdot R_L \cdot |Z_L| + j \cdot 2 \cdot X_L \cdot |Z_L| + j \cdot 2 \cdot X_L^2 + 2 \cdot R_L \cdot X_L}{2 \cdot R_L^2 + j \cdot 2 \cdot R_L \cdot X_L}$$

Agrupamos las partes real e imaginaria y obtenemos los factores comunes:

$$Z_i\left(x = \frac{\lambda}{8}\right) = |Z_L| \cdot \frac{R_L \cdot (X_L + |Z_L|) + j \cdot X_L \cdot (X_L + |Z_L|)}{R_L \cdot (R_L + j \cdot X_L)}$$

Obtenemos nuevos factores comunes:

$$Z_i\left(x = \frac{\lambda}{8}\right) = |Z_L| \cdot \frac{(X_L + |Z_L|) \cdot (R_L + j \cdot X_L)}{R_L \cdot (R_L + j \cdot X_L)}$$

Simplificando, llegamos finalmente a que:

$$Z_i\left(x = \frac{\lambda}{8}\right) = |Z_L| \cdot \frac{X_L + |Z_L|}{R_L}$$

Expr. 88

La impedancia de entrada dada por la expresión 88 posee un valor **real puro**. En conclusión:

Una impedancia de carga compleja Z_L cuyo módulo $|Z_L|$ es igual al valor de la impedancia característica Z_o de una línea de transmisión que posee una longitud equivalente a un octavo de longitud de onda ($\lambda/8$) refleja a la entrada de dicha línea una impedancia Z_i de carácter resistivo puro.

El análisis anterior ha servido como demostración matemática. Pero el Diagrama de Smith nos proporciona un método de solución más rápido. A modo de ejemplo, dispondremos de tres impedancias de carga cuyos valores son:

$$Z_{L1} = (15 + j.47,7) \Omega$$

$$Z_{L2} = (35,35 + j.35,35) \Omega$$

$$Z_{L3} = (40 + j.30) \Omega$$

Estas tres impedancias tienen en común sus módulos, o sea que:

$$|Z_{L1}| = |Z_{L2}| = |Z_{L3}| = 50 \Omega$$

Si cada una de estas impedancias es conectada individualmente a una línea de transmisión coaxial cuya impedancia característica es $Z_0 = 50 \Omega$, los valores normalizados de las mismas serán:

$$z_{L1} = \frac{Z_1}{Z_0} = \frac{(15 + j.47,7) \Omega}{50 \Omega} = 0,3 + j.0,954 \rightarrow |z_{L1}| = 1$$

$$z_{L2} = \frac{Z_2}{Z_0} = \frac{(35,35 + j.35,35) \Omega}{50 \Omega} = 0,707 + j.0,707 \rightarrow |z_{L2}| = 1$$

$$z_{L3} = \frac{Z_3}{Z_0} = \frac{(40 + j.30) \Omega}{50 \Omega} = 0,8 + j.0,6 \rightarrow |z_{L3}| = 1$$

A continuación llevamos los tres valores complejos normalizados al Diagrama de Smith, y observamos que los mismos forman parte de una recta vertical que pasa por el punto:

$$z_e = 1 + j.0$$

... tal como se indica en la figura 49:

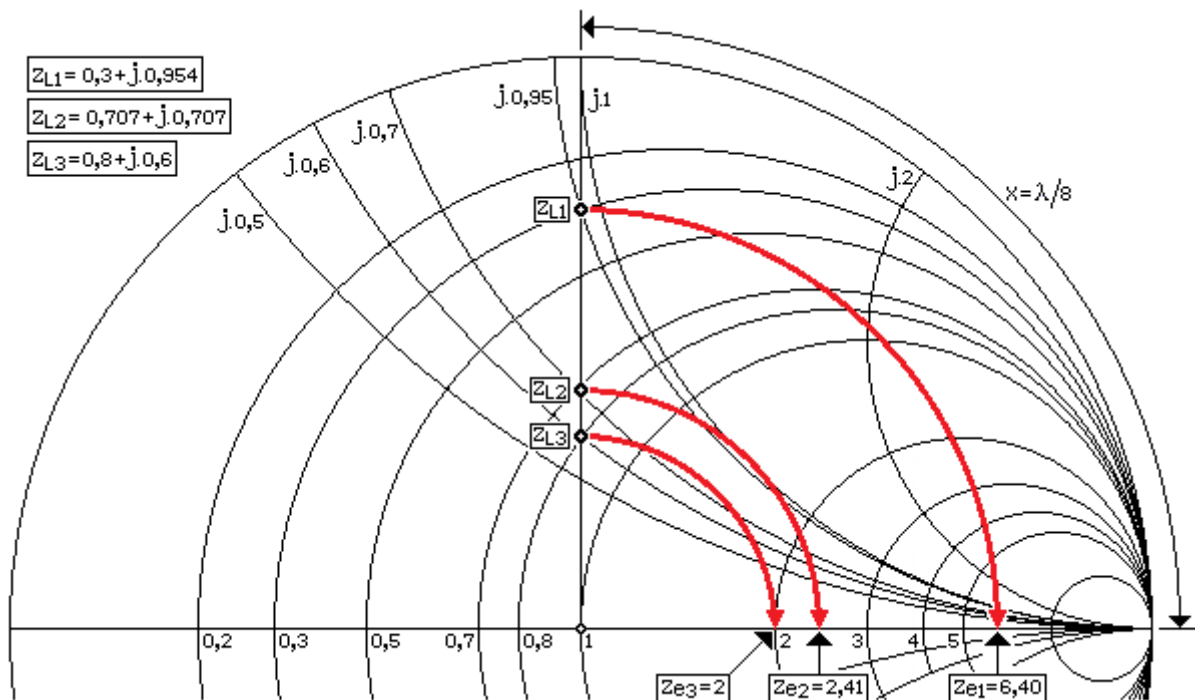


Figura 49: Ejemplos de impedancias carga cuyos módulos coinciden con el valor de la impedancia característica de una línea de transmisión que posee una longitud equivalente a un octavo de la longitud de onda (ver texto).

Luego, si a partir de cualquiera de las impedancias normalizadas z_{L1} , z_{L2} ó z_{L3} nos desplazamos hacia el generador una distancia $x = \lambda/8$, llegaremos a un punto de la línea en que la impedancia de entrada z_e es de carácter resistivo puro. Así encontramos los puntos indicados en la figura 49:

$$z_{e1} = 6,40$$

$$z_{e2} = 2,41$$

$$z_{e3} = 2$$

Finalmente, desnormalizamos estos valores respecto de Z_0 y obtenemos los valores finales de las impedancias de entrada a la distancia $x=\lambda/8$:

$$Z_{e1} = z_{e1} \cdot Z_0 = 6,40.50 \, \Omega = 320 \, \Omega$$

$$Z_{e2} = z_{e2} \cdot Z_0 = 2,41.50 \, \Omega = 120,5 \, \Omega$$

$$Z_{e3} = z_{e3} \cdot Z_0 = 2.50 \, \Omega = 100 \, \Omega$$

En definitiva, y en las condiciones establecidas inicialmente, una sección de línea de un octavo de longitud de onda es útil para “transformar” una impedancia compleja en una impedancia de carácter real puro. Es por ello que se la conoce como “**Transformador de un Octavo de Longitud de Onda**”. Este tipo de transformador es particularmente adecuado para efectuar la adaptación de impedancias en circuitos transistorizados que funcionan en frecuencias de UHF y superiores, tal como se muestra en la figura 50. Las impedancias complejas de entrada y de salida de estos transistores son muy bajas y pueden ser adaptadas en forma directa sin que sea necesario emplear sistemas sintonizados. Por ejemplo, en un circuito amplificador de potencia, la impedancia compleja de entrada Z_{IN} del transistor constituye la impedancia de carga de la sección de $\lambda/8$. Entonces, si la impedancia característica Z_{01} de esta sección se hace igual al módulo $|Z_{IN}|$, la impedancia de entrada $Z_{i(\lambda/8)}$ en el extremo opuesto de la sección será equivalente a una resistencia pura.

La impedancia de entrada $Z_{i(\lambda/8)}$ de la sección de $\lambda/8$ queda conectada a la impedancia de salida de la etapa excitadora del amplificador de potencia. En la mayor parte de los casos el valor de $Z_{i(\lambda/8)}$ no coincidirá con el de la impedancia de salida (real) del circuito excitador, por lo que será necesario efectuar una adaptación adicional (entre impedancias reales).

Por otra parte, la adaptación de la impedancia compleja de salida Z_{OUT} del transistor a la impedancia de carga R_L se efectúa empleando el mismo criterio.

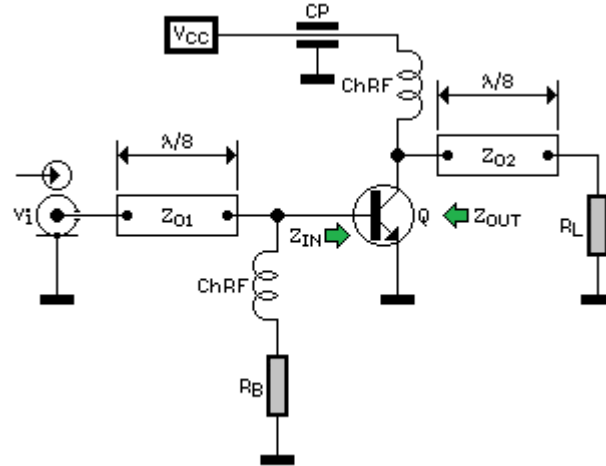


Figura 50: Empleo de transformadores de un octavo de longitud de onda para adaptar las impedancias de entrada y de salida de un amplificador de potencia de RF (ver texto).

4.3.3.3.- ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS MEDIANTE TRAMOS DE LÍNEA DE UN CUARTO DE LONGITUD DE ONDA

A partir de la expresión 84 podemos determinar el valor de la impedancia de entrada de una línea de transmisión que posee una longitud equivalente a un cuarto de longitud de onda:

$$Z_i \left(x = \frac{\lambda}{4} \right) = Z_0 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_0 \cdot \operatorname{tg} \left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4} \right)}{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot \operatorname{tg} \left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4} \right)}$$

$$Z_i \left(x = \frac{\lambda}{4} \right) = Z_0 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_0 \cdot \operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} \right)}{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot \operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} \right)} \quad \text{Expr. 89}$$

La expresión 89 está indeterminada puesto que $\operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} \right) \rightarrow \infty$

Luego, dividiendo el numerador y el denominador por este factor salvamos la indeterminación y obtenemos que:

$$Z_i \left(x = \frac{\lambda}{4} \right) = Z_o \cdot \frac{\frac{Z_L}{\operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} \right)} + j \cdot Z_o}{\frac{Z_o}{\operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} \right)} + j \cdot Z_L} = Z_o \cdot \frac{j \cdot Z_o}{j \cdot Z_L}$$

$$Z_i \left(x = \frac{\lambda}{4} \right) = \frac{Z_o^2}{Z_L}$$

Expr. 90

En conclusión:

Una impedancia de carga Z_L de carácter real conectada a una línea de transmisión que posee una longitud equivalente a un cuarto de longitud de onda ($\lambda/4$) refleja a la entrada de dicha línea una impedancia Z_i de carácter resistivo puro.

Luego, una vez conocido el valor de la impedancia de carga real Z_L y el valor **deseado** de la impedancia de entrada Z_i , se deberá calcular el valor necesario de la impedancia característica Z_o de la línea de un cuarto de longitud de onda mediante la siguiente expresión:

$$Z_o = \sqrt{Z_i \cdot Z_L}$$

Expr. 91

Para los transistores empleados en la banda de UHF ocurre que, en la mayor parte de los casos, la impedancia equivalente de entrada Z_i posee una componente real y una componente imaginaria de carácter inductivo, por lo que responde a la expresión siguiente:

$$Z_{IN} = R_{IN} + j \cdot X_{IN}$$

Expr. 92

Esta impedancia es la impedancia de carga de la línea de un cuarto de longitud de onda. Entonces, si se desea emplear este tramo de línea ($\lambda/4$) para adaptar la impedancia de entrada del transistor, en primer lugar será necesario cancelar la componente imaginaria $j \cdot X_{IN}$ mediante un capacitor C_1 conectado entre la base del transistor y tierra (véase la figura 51). En segundo lugar, la componente real R_{IN} se adapta a la impedancia del excitador (o fuente de señal) mediante la sección de $\lambda/4$ que poseerá una impedancia característica igual a:

$$Z_{T(\lambda/4)} = \sqrt{Z_i \cdot R_{IN}}$$

Expr. 93

En definitiva, bajo las condiciones establecidas en el inicio de este sub-apartado, una sección de línea que posea una longitud equivalente a un cuarto de longitud de onda es útil para “transformar” una impedancia real en otra impedancia de carácter real. Por esta razón se la conoce como “**Transformador de un Cuarto de Longitud de Onda**”.

Para efectuar la adaptación de las impedancias del circuito de salida se procede en forma similar.

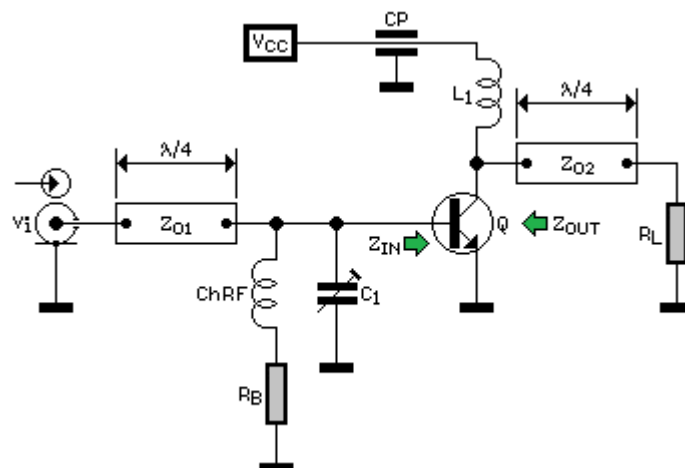


Figura 51: Empleo de transformadores de un cuarto de longitud de onda para adaptar las impedancias de entrada y de salida de un amplificador de potencia de RF (ver texto).

EJEMPLO DE CÁLCULO

Supongamos el caso de un amplificador de potencia de RF cuya impedancia de entrada debe ser adaptada a la impedancia de salida de una etapa excitadora que vale $Z_G=50\ \Omega$. El transistor de potencia posee, a determinada frecuencia, una impedancia de entrada que responde a la expresión 92. Luego de cancelar la componente imaginaria de esta impedancia mediante un capacitor de valor adecuado, resulta que la componente real de la impedancia de entrada es $R_{IN}=8\ \Omega$. Esta resistencia será adaptada a la impedancia Z_G mediante un transformador de un cuarto de longitud de onda cuya impedancia característica Z_{O1} deberá responder a la expresión 93:

$$Z_{O1} = \sqrt{Z_G \cdot R_{IN}} = \sqrt{50\ \Omega \cdot 8\ \Omega} = \sqrt{400\ \Omega^2}$$

$$Z_{O1} = 20\ \Omega$$

Esta impedancia característica se ha de lograr ajustando el ancho de una pista de cobre que posea una longitud equivalente a $\lambda/4$ a la frecuencia de trabajo del circuito, con lo cual quedará resuelto el problema de adaptación planteado. Pero veamos el proceso de cálculo mediante el uso del Diagrama de Smith. El dato de diseño es el valor de $R_{IN}=8\ \Omega$, que representa a la impedancia de carga del transformador de $\lambda/4$. Por lo tanto, debemos ingresar al diagrama con el valor de R_{IN} *normalizado respecto de la impedancia característica* Z_{O1} a la que está conectada, es decir con:

$$r_{IN} = \frac{R_{IN}}{Z_{O1}} = \frac{8\ \Omega}{20\ \Omega} = 0,4$$

Una vez ubicado este punto en el diagrama (véase la figura 52), haciendo centro en el punto $1+j.0$ trazamos un arco de circunferencia, **hacia el generador**, que posea una longitud equivalente a $\lambda/4$ (una semi-circunferencia). Así llegamos al punto representativo de la *impedancia de entrada normalizada* del transformador que vale $z_i=2,5$. Este valor debe ser *desnormalizado respecto de la impedancia característica* Z_{O1} para hallar su verdadero valor:

$$Z_i = z_i \cdot Z_{O1} = 2,5 \cdot 20\ \Omega = 50\ \Omega$$

Puesto que la impedancia del generador es $Z_G=50\ \Omega$ que está conectado ahora a la impedancia de entrada del transformador ($50\ \Omega$), si normalizamos esta última respecto de Z_G obtenemos que:

$$\frac{Z_i}{Z_G} = \frac{50\ \Omega}{50\ \Omega} = 1$$

... por lo cual concluimos que el sistema está perfectamente adaptado.

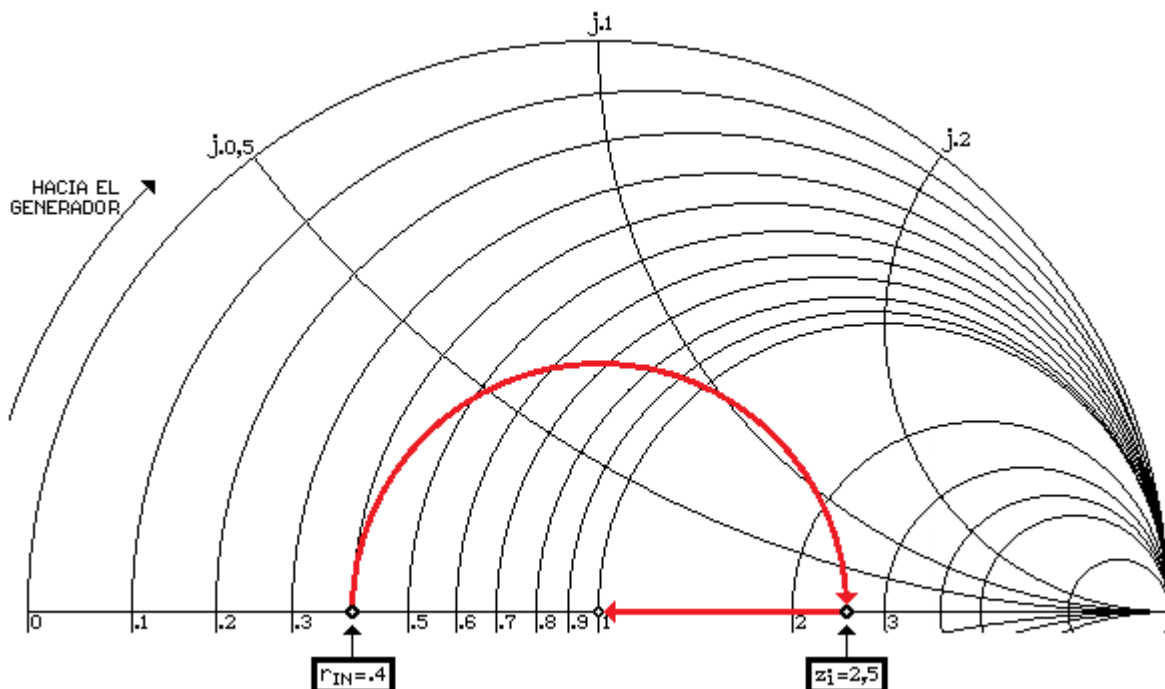


Figura 52: Adaptación mediante un transformador de un cuarto de longitud de onda (ver texto).

4.3.3.4.- ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS MEDIANTE TRANSFORMADOR DE CUALQUIER LONGITUD

También es posible emplear un método de adaptación directa entre la impedancia compleja de entrada de un transistor y la impedancia real del excitador, y entre su impedancia compleja de salida y la impedancia real de carga. Este método consiste en implementar una línea cuya impedancia característica debe responder a la expresión siguiente:

$$Z_0 = \sqrt{R_1 \cdot R_2} \cdot \sqrt{1 - \frac{X_2^2}{R_2(R_1 - R_2)}} \quad \text{Expr. 94}$$

... donde son:

R_1 =Impedancia de salida del excitador, o bien, impedancia de carga.

R_2 =Componente real de la impedancia de entrada del transistor,
o bien, componente real de la impedancia de salida del transistor.

X_2 =Componente imaginaria de la impedancia de entrada del transistor,
o bien, componente imaginaria de la impedancia de salida del transistor.

La longitud x de la línea se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$\operatorname{tg}(\beta \cdot x) = Z_0 \cdot \frac{R_1 - R_2}{R_1 \cdot X_2}$$

... de la que resulta que:

$$x = \frac{\lambda}{2 \cdot \pi} \cdot \operatorname{arc} \operatorname{tg} \left(Z_0 \cdot \frac{R_1 - R_2}{R_1 \cdot X_2} \right) \quad \text{Expr. 95}$$

Debemos observar que si la componente imaginaria $X_2=0$, la expresión 94 se reduce a la expresión 93, y la expresión 95 da como resultado que $x=\lambda/4$, convirtiéndose en un transformador de un cuarto de longitud de onda.

5.- DISEÑO DE ATENUADORES RESISTIVOS

Muy a menudo, y tal como hemos visto en algunos puntos del presente desarrollo, es necesario el uso de atenuadores que sean capaces de trabajar satisfactoriamente en frecuencias que superen los varios cientos de MHz. Los atenuadores resistivos son dispositivos de construcción sencilla a partir de resistores de carbón depositado o bien de película metálica (o "metal film"). Se emplean en una gran variedad de aplicaciones, a saber: como "paso" entre dos etapas amplificadoras, como salida de fuentes de ruido o fuentes de señal para lograr que éstas posean una impedancia de salida de 50Ω , como calibradores de otros atenuadores, como accesorio temporal para calibrar instrumentos medidores de sensibilidad de receptores, y como referencia para efectuar mediciones de ruido.

Los atenuadores se basan en celdas básicas configuradas como circuitos tipo "T" y tipo "π". Ambas configuraciones se ilustran en la figura 53.

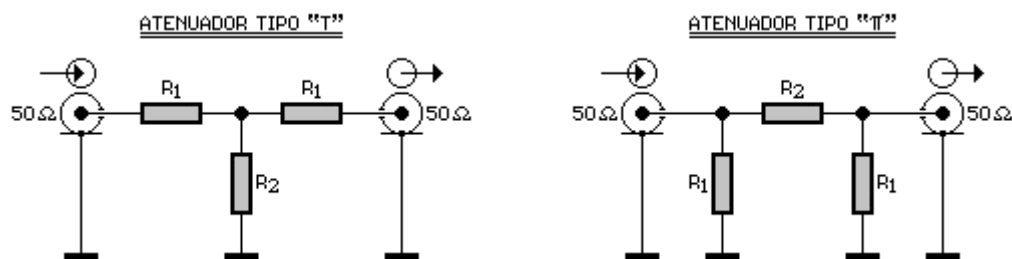


Figura 53: Configuraciones de las celdas atenuadoras resistivas.

Para el diseño de cada tipo de celda se establece el valor de una "Impedancia Característica Z_0 " que será igual al de la "Impedancia de Entrada" y a la "Impedancia de Salida" de la celda. Las expresiones de cálculo de los componentes correspondientes a cada tipo de la celda son las siguientes:

Para una celda tipo “T”:

$$At [dB]|_{\text{“T”}} = 20 \cdot \log \left(\frac{Z_0 + R_1}{Z_0 - R_1} \right) \quad \text{Expr. 96}$$

$$R_1 = Z_0 \cdot \frac{10^{0.05 \cdot At [dB]} - 1}{10^{0.05 \cdot At [dB]} + 1} \quad \text{Expr. 97}$$

$$R_2 = \frac{Z_0 + R_1}{10^{0.05 \cdot At [dB]} - 1} \quad \text{Expr. 98}$$

Para una celda tipo “π”:

$$At [dB]|_{\text{“π”}} = 20 \cdot \log \left(\frac{R_1 + Z_0}{R_1 - Z_0} \right) \quad \text{Expr. 99}$$

$$R_1 = Z_0 \cdot \frac{10^{0.05 \cdot At [dB]} + 1}{10^{0.05 \cdot At [dB]} - 1} \quad \text{Expr. 100}$$

$$R_2 = Z_0 \cdot \frac{R_1 \cdot (10^{0.05 \cdot At [dB]} - 1)}{Z_0 + R_1} \quad \text{Expr. 101}$$

En base a estas expresiones se ha confeccionado la tabla que se muestra a continuación y que da los valores necesarios de los resistores en función de la atenuación deseada para ambas configuraciones. Dicha tabla es específica de los circuitos de radio-comunicaciones, en los que la impedancia característica es de $Z_0=50 \Omega$.

TABLA DE ATENUACIONES PARA $Z_0=50 \Omega$

Atenuación [dB]	Tipo “T”		Tipo “π”	
	R1 [Ω]	R2 [Ω]	R1 [Ω]	R2 [Ω]
1	2,9	433	870	5,8
2	5,7	215	436	11,6
3	8,6	142	292	17,6
4	11,3	105	221	23,9
5	14,0	82	178	30,4
6	16,6	67	150	37,4
7	19,1	56	131	44,8
8	21,5	47,3	116	53
9	23,8	40,6	105	62
10	26,0	35,1	96	71
12	30,0	26,8	84	93
14	33,4	20,8	75	120
16	36,3	16,3	69	154
18	38,8	12,8	64	196
20	40,9	10,0	61	248
25	44,7	5,6	56	443
30	46,9	3,2	53	790

Como podemos ver en esta tabla, la mayor parte de los valores de las resistencias no coincide con los valores que se obtienen en el mercado comercial. En este sentido, y desde el punto de vista profesional, la forma más correcta de proceder consiste en elegir la configuración “T” o “π” cuyos valores de resistencias se puedan obtener o aproximar fácilmente mediante la asociación de resistores conectados en serio y/o en paralelo. Por otra parte, y como detalle constructivo de suma importancia, los terminales de conexión de los resistores deben mantenerse lo más cortos posibles para evitar sus efectos inductivos en las más altas frecuencias.

Puesto que cada celda posee el mismo valor de impedancia de entrada que de salida, será posible conectar celdas en cascada entre sí. De esta manera se podrá disponer de un atenuador ajustable por pasos, tal como el que se ilustra, a modo de ejemplo, en la figura 54:

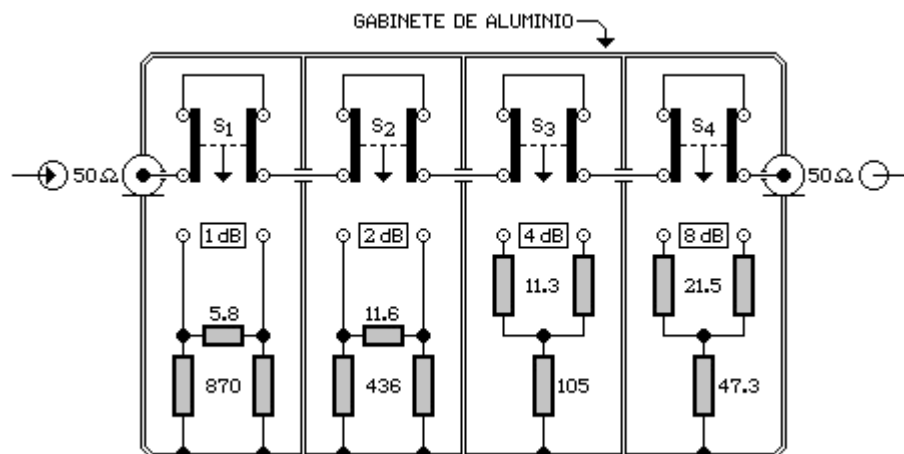


Figura 54: Ejemplo de un atenuador por pasos.

El atenuador por pasos de la figura 54 permite el ajuste de la atenuación dentro de un cierto rango de valores mediante el accionamiento de las llaves inversoras dobles. Además del valor particular de atenuación introducido por cada celda en particular, la elección de estos valores posibilita la obtención de diversos valores característicos muy empleados en la práctica. Por ejemplo:

- Activando las llaves S_1 y S_2 se obtiene una atenuación de 3 dB.
- Activando las llaves S_2 y S_3 se obtiene una atenuación de 6 dB.
- Activando las llaves S_1 y S_4 se obtiene una atenuación de 9 dB.
- Activando las llaves S_3 y S_4 se obtiene una atenuación de 12 dB.
- Activando las llaves S_1 , S_2 , S_3 y S_4 se obtiene una atenuación de 15 dB.

En el caso particular en que el atenuador sea utilizado en asociación con una etapa amplificadora de potencia se deberá tener en consideración la máxima potencia que pueden disipar los resistores que lo componen. En estas circunstancias, una parte importante de la potencia de entrada será disipada por los resistores de las celdas del atenuador. En efecto, ocurre que:

- Una atenuación de 2 dB provoca la disipación del 36% de la potencia de entrada.
- Una atenuación de 4 dB provoca la disipación del 52% de la potencia de entrada.
- Una atenuación de 8 dB provoca la disipación del 84% de la potencia de entrada.

Esto significa que, si suponemos que la potencia total disponible a la entrada del atenuador fuese de 10 W, ocurrirá que:

- Con una atenuación de 2 dB quedan 6,4 W disponibles a la salida del atenuador.
- Con una atenuación de 4 dB quedan 4,8 W disponibles a la salida del atenuador.
- Con una atenuación de 8 dB quedan 1,6 W disponibles a la salida del atenuador.

5.- CARGA “FANTASMA”

La carga “fantasma” es un componente de Laboratorio de suma importancia dado que reemplaza a la antena durante el proceso de calibración de los transmisores. Su uso asegura que la etapa de potencia esté cargada con una impedancia resistiva pura y de valor igual al de la impedancia de la antena en estado de resonancia. De esta forma la ROE del sistema es igual a la unidad y, además, no se produce irradiación de potencia al exterior, la cual podría producir interferencias sobre otros servicios de comunicaciones.

Una forma muy sencilla de implementar una carga “fantasma” consiste en el uso de una cierta cantidad de resistores de carbón depositado conectados en paralelo. En el caso particular de los equipos de radio-comunicaciones, para los que la impedancia de carga debe ser de 50 Ω , se suelen emplear 44 resistores de 2200 Ω y una disipación de potencia de 2 W, con lo que se obtiene una capacidad de disipación de potencia total de 88 W. La figura 55 ilustra, en forma esquemática, una disposición típica.

Empleando dos placas circulares de circuito impreso con sustrato de fibra de vidrio, los resistores se instalan entre ellas luego de haberse efectuado las perforaciones necesarias para alojar y soldar sus terminales. En este aspecto es necesario que los terminales de los resistores sean lo más cortos posible, de tal modo que no introduzcan efectos inductivos cuando la carga es empleada en VHF. Luego, en la placa superior, a la que previamente se le practicó un orificio central, se coloca un conector “hembra a panel”, que

puede ser del tipo "N" o "UHF". Esta placa queda al potencial de tierra, mientras que la placa inferior será el "vivo" de la carga. Para conectar la placa inferior se deberá emplear una varilla cilíndrica de latón, a la que en uno de sus extremos se practica una perforación longitudinal con el diámetro y la profundidad adecuados para alojar el "pin" central del conector, mientras que en el extremo opuesto se efectúa una rosca que contendrá a la tuerca que sujeta a la placa inferior entre dos arandelas.

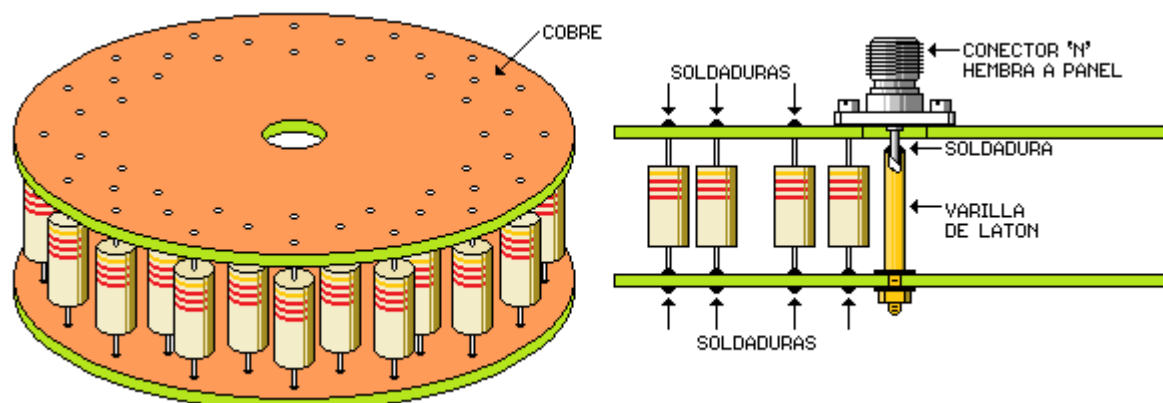


Figura 55: Detalles constructivos de una carga "fantasma" (ver texto).

La capacidad de disipación de potencia del conjunto se ve muy incrementada si se lo introduce en un recipiente metálico que se llena previamente con aceite para refrigeración de transformadores. En este caso, el conector debe fijarse a la tapa metálica del recipiente.