



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL - F.R.C.

Electrónica Aplicada III

NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina	49689	5R1	2009	1
Pereyra, Estefanía	50039			
Quero, Josué	50209			
Trasobares, Daniel	50281			



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL

FACULTAD REGIONAL DE CÓRDOBA

ELECTRÓNICA APLICADA III

TP3: Interpretación de hojas de datos

Integrantes:

Albornoz Georgina.....49689
Pereyra Estefanía.....50039
Quero Josué.....50209
Trasobares Daniel.....50281

Año: 2009

Profesor: Ing. Oros, Ramón



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	2

Trabajo Practico n°3: Hojas de Datos

1.-Buscar información, estudiar en manuales y efectuar un informe de los siguientes componentes/dispositivos de RF:

- a) Matriz scattering (parámetros S)
- b) Componentes pasivos en alta frecuencia
- c) Dispositivos de RF

a) Buscar información de los parámetros S (síntesis) [3]

b) Componentes pasivos en alta frecuencia [2]

- Inductancia

Aplicación de las bobinas (breve explicación) en desacople, polarización de etapas; filtrado; transformadores

- Resistencia en RF

- Atenuadores; acopladores diferenciales, circuladores

- Capacitores en RF

- Cuarzo y materiales cerámicos

(Filtros a 455KHz y de 10,7MHz; filtros SAW) Resonadores dieléctricos en $\lambda/4$

- Cables de RF [5] y en base a la Norma MIL-C-17

- Conectores de RF; conectores tipo BNC, TNC, N, SMA, UHF

c) Dispositivos de RF

- Diodos aplicados a RF; ejemplo: diodos PIN

- Transistores de RF de pequeña señal y de potencia

Hojas de datos de tres dispositivos de RF distintos de cada clasificación y las siguientes consideraciones (ejemplo):

- 1.1 Ancho de banda, Banda de uso.
- 1.2 Tensión de alimentación: 12V, 28V, o 50V
- 1.3 Mosfet Vs. Bipolar
- 1.4 Ganancia y Figura de ruido Vs. Frecuencia
- 1.5 Parámetros que utiliza
- 1.6 Encapsulados

A. Transistores RF de pequeña señal.

B. Transistores Bipolares de potencia de RF para clase C y para banda lateral

C. Transistores MOS de potencia de RF



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	3

2.- Seleccionar transistores de pequeña señal, y de potencia para poder realizar un amplificador de 2W en VHF, partiendo de 1mW.

Nota: El informe deberá contener las hojas de datos de los dispositivos seleccionados. El coloquio implicará que el grupo está en condiciones de responder a cualquier pregunta correspondiente a las hojas de datos de los dispositivos que se encuentra disponible en los manuales. Deberán tenerse en cuenta los parámetros del transistor, aplicables.



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefanía Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	4

Introducción

Para el correcto diseño de circuitos electrónicos es necesario conocer previamente el comportamiento de los diferentes elementos constituyentes del mismo. Para esto se recurre a las hojas de datos las cuales proveen información sobre valores de tensión y corriente máximos, potencia consumida, tiempos de encendido y apagado, factor de merito entre muchos otros.

Con estos datos reunidos se puede estipular efectivamente el comportamiento de nuestro circuito.

1- Componentes/dispositivos en RF

a) Matriz Scattering (Parámetros S)

La forma de caracterizar un dispositivo es mediante una red de dos puertos, es decir, mediante un conjunto de relaciones de entrada-salida, lo cual tiene muchas ventajas entre las cuales está su uso práctico sin la necesidad de conocer la estructura interna del sistema por lo que esta metodología a modo de “caja negra” ha tenido un enorme apego por parte de muchos ingenieros cuya mayor preocupación está en el funcionamiento global del sistema y no en el análisis de cada uno de sus componentes individuales por lo que este enfoque es especialmente importante en los circuitos de RF y microondas, donde la solución completa de las ecuaciones de Maxwell son muy difíciles de obtener o dan más información de la que generalmente se necesita en diseños prácticos de por ejemplo filtros, resonadores ó amplificadores

Para definir una red de dos puertos existen varios parámetros, uno de los más reconocidos son los parámetros distribuidos o parámetros S no solo por el tipo de información que proveen sino, por la facilidad con la que pueden obtenerse a comparación de otros parámetros cuyo proceso de medición implica que el dispositivo debe estar perfectamente abierto o cortocircuitado lo que puede ser demasiado difícil de lograr, especialmente a altas frecuencias donde las inductancias y capacitancias propias del dispositivo hacen muy difícil de obtener el valor correcto.

Por otro lado, la ventaja de los parámetros S radica en que al implicar ondas viajeras éstas no varían en magnitud a lo largo de las líneas de transmisión, a diferencia de voltajes y/o corrientes, por lo que los parámetros S de un dispositivo pueden ser medidos estando éste a una determinada distancia de los equipos de medición.

Fundamentos

Los parámetros “S” son simplemente descriptores de potencia de una onda que nos permiten definir relaciones de entrada/salida de una red en términos de ondas viajeras incidente y reflejada. De acuerdo a la Figura 1 se puede ver que una onda viajera es aquella generada por una determinada fuente de voltaje (V_1^+) y que viaja al puerto 1 de una red a través de una línea de transmisión cuya impedancia característica es Z_0 . Cuando la onda alcanza la red dos nuevas ondas viajeras se generan. Una aparece en el puerto 2 alejándose de la red (V_2^+)

y la otra aparece en el puerto 1 viajando de regreso a la fuente (V_1^-), por lo que los parámetros “S” caracterizan la red indicando la cantidad de potencia reflejada en ambos puertos



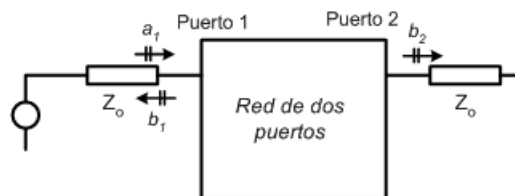
NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	5

$$\left(\frac{V_1^-}{\sqrt{Z_0}}, \frac{V_2^-}{\sqrt{Z_0}} \right)$$

en relación a la cantidad de potencia incidente en cada uno de ellos

$$\left(\frac{V_1^+}{\sqrt{Z_0}}, \frac{V_2^+}{\sqrt{Z_0}} \right)$$

Como los parámetros “S” están basados en las características de reflexión y por tanto, en las relaciones de potencia en una red, uno de sus enfoques más útiles es la representación de una red en términos de potencias. Así, se define un nuevo juego de parámetros (a_1, b_1) y (a_2, b_2) donde a y b son potencias normalizadas al valor de impedancia característica Z_0 de la línea de conexión usada.



Esquema de la transmisión y-división de una onda viajera a su paso por una red de dos puertos.

$$a_n = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} (V_n + Z_0 I_n)$$

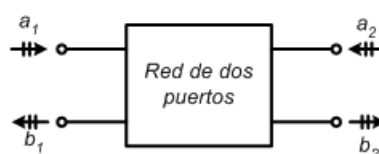
$$b_n = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} (V_n - Z_0 I_n)$$

Entonces

$$a_1 = \frac{V_1^+}{\sqrt{Z_0}} \quad a_2 = \frac{V_2^+}{\sqrt{Z_0}} \quad b_1 = \frac{V_1^-}{\sqrt{Z_0}} \quad b_2 = \frac{V_2^-}{\sqrt{Z_0}}$$

Por tanto, y concluyendo lo anteriormente dicho, cualquier onda viajera está constituida por dos componentes: incidente y reflejada.

$$V_n = V_n^+ + V_n^-$$





NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	6

Convención usada para definir los parámetros S de una red de dos puertos.

Por ejemplo, la potencia total que fluye a una carga consiste de la porción de (a_2) que es reflejada a la salida de la red y de la porción de (a_1) que es transmitida a través de la red. Asimismo, la potencia total que fluye de la entrada de la red de dos puertos hacia la fuente consiste de la porción de (a_1) que es reflejada a la entrada de la red y de la fracción de (a_2) que es transmitida a través de la red. Por lo que para la red de la figura se obtienen las siguientes relaciones:

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2$$

Significado de los parámetros S

En base a la convención de direcciones de la figura anterior y a las relaciones mostradas anteriormente, la definición de cada uno de los parámetros S es:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{\text{potencia reflejada en el puerto 1}}{\text{potencia incidente en el puerto 1}}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{\text{potencia transmitida al puerto 2}}{\text{potencia incidente en el puerto 1}}$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{\text{potencia reflejada en el puerto 2}}{\text{potencia incidente en el puerto 2}}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{\text{potencia transmitida al puerto 1}}{\text{potencia incidente en el puerto 2}}$$

Esto quiere decir que S_{11} es una medida del coeficiente reflexión a la entrada de la red, es decir, indica la porción de la onda proveniente de la fuente que retorna a ella por lo que se debe garantizar que $a_2=0$ y que la carga sea igual a la impedancia característica Z_0 en caso se quiera hallar su valor. S_{21} , llamado coeficiente de transmisión directa, indica el grado de amplificación de la red para un determinado nivel de onda a su paso por ella, por lo que también se debe garantizar $a_2=0$ y $Z_{\text{carga}}=Z_0$ para hallar su valor. S_{22} es una medida del coeficiente de reflexión a la salida de la red, es decir, indica la porción de la onda proveniente de la carga que retorna a ella, por lo que se debe garantizar que $a_1=0$ y que la impedancia



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	7

de la fuente sea igual a Z_0 para poder calcularlo. Finalmente, S_{12} , llamado coeficiente de transmisión inversa, indica el nivel de amplificación de la red para una onda que ingresa por su puerto de salida (puerto 2). En el caso de transistores utilizados como amplificadores, cuanto mas pequeño sea el valor de S_{12} , mejor será la estabilidad y rendimiento del amplificador, ya que lo que hace este valor es reducir la ganancia total del dispositivo, es decir, es una “ganancia negativa”

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{coeficiente de reflexión de entrada con el puerto de salida adaptado en } (Z_{\text{CARGA}}=Z_0 \text{ haciendo } a_2=0)$$
$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{coeficiente de reflexión de salida con el puerto de entrada adaptado en } (Z_{\text{FUENTE}}=Z_0 \text{ haciendo } E_1=0)$$
$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{coeficiente de ganancia de transmisión directa (inserción) con el puerto de salida adaptado.}$$
$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{coeficiente de ganancia transmisión inversa (inserción) con el puerto de entrada adaptado.}$$

Cálculo de parámetros S

Para poder calcular los parámetros S es necesario asegurar una condición de adaptación perfecta de impedancias, esto es, asegurar que las impedancias de la carga y fuente sean iguales a la impedancia característica de la línea de transmisión de tal modo que no exista onda reflejada en el lado opuesto del grupo de parámetros a medir ya que de esa forma se asegura que el cálculo del parámetro requerido sea independiente de lo que hay al otro lado de la red. Por ejemplo, tal como se dijo anteriormente, para hallar S_{11} y S_{21} se necesita que $a_2=0$, esto quiere decir que la onda que sale por el puerto 2 (b_2) debe ser totalmente absorbida por la carga. Igualmente, para el caso de S_{22} y S_{12} , se debe asegurar que $a_1=0$, el cual viene a ser la onda reflejada por la carga de la fuente colocada a la entrada de la red.

Como se estableció anteriormente, S_{11} y S_{22} representan los coeficientes de reflexión (Γ) a la entrada y salida de la red respectivamente, por lo que hay dos formas de poderlos calcular. La primera es utilizando directamente la relación para el cálculo de coeficientes de reflexión, la cual relaciona las impedancias de entrada

y salida de la red (Z_{in} , Z_{out}) con Z_0 pero esto resulta muy difícil cuando no se sabe exactamente lo que hay dentro de la red o cuando lo que está dentro es un circuito o sistema demasiado difíciles de analizar.

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}, \quad \Gamma_{out} = \frac{Z_{out} - Z_0}{Z_{out} + Z_0}$$

Por eso, en este caso se recurre directamente a las relaciones de potencia de cada parámetro que se establecieron anteriormente.



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	8

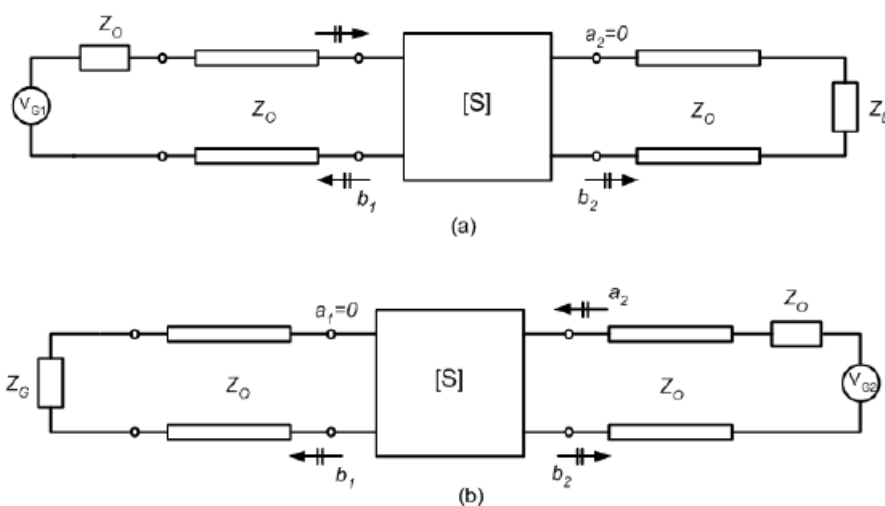
$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \left. \frac{E_{r1}}{E_{i1}} \right|_{E_{i2}=0}$$
$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \left. \frac{E_{r2}}{E_{i2}} \right|_{E_{i1}=0}$$

Por lo que la dificultad de hallar S_{11} y S_{22} se reduce únicamente a medir los voltajes reflejado e incidente en los puertos 1 y 2 de la red respectivamente. Para el cálculo de S_{21} y S_{12} también se usan las relaciones mostradas en la sección anterior pero para este caso se tiene que hacer un pequeño desarrollo matemático.

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{\frac{1}{2\sqrt{Z_o}}(V_2^- - Z_o I_2)}{\frac{1}{2\sqrt{Z_o}}(V_1 + Z_o I_1)} \bigg|_{I_2^+ = V_2^+ = 0} = \frac{2V_2}{V_{G1}}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{\frac{1}{2\sqrt{Z_o}}(V_1^- - Z_o I_1)}{\frac{1}{2\sqrt{Z_o}}(V_2 + Z_o I_2)} \bigg|_{I_1^+ = V_1^+ = 0} = \frac{2V_1}{V_{G2}}$$

Por lo tanto, el cálculo de S_{21} y S_{12} se reduce nuevamente a mediciones de voltaje en entrada y salida





NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina	49689	5R1	2009	9
Pereyra, Estefania	50039			
Quero, Josué	50209			
Trasobares, Daniel	50281			

(a) Medición de S_{11} y S_{21} adaptando la impedancia de línea Z_0 en el puerto 2 a su correspondiente impedancia de carga $Z_L = Z_0$.

(b) Medición de S_{22} y S_{12} adaptando la impedancia de línea Z_0 en el puerto 1 a su correspondiente impedancia de fuente $Z_G = Z_0$.

b) Componentes pasivos en altas frecuencias

Introducción

Cuando se trabaja en bajas frecuencias, es decir frecuencias menores a 1 MHz, es posible considerar los elementos con los que se trabajara como elementos ideales.

Lamentablemente, al aumentar la frecuencia de trabajo ya no es adecuado seguir utilizando esta simplificación, y como resultado se producen extraños efectos en el comportamiento de los circuitos diseñados.

Por ejemplo, al aumentar la frecuencia, los condensadores comienzan a comportarse como inductores, mientras estos últimos se vuelven condensadores. Hasta los simples cables se comportan de formas extrañas. Para entender estos problemas y tratar de evitarlos durante el proceso de diseño es necesario comprender el origen físico de ellos y de esa forma poder modelar adecuadamente los elementos a utilizar.

Inductores

La inductancia de un circuito es la relación entre la fuerza electromotriz inducida en él por una corriente variable, y la velocidad de variación de dicha corriente. Los componentes diseñados de modo que presenten adrede un valor de inductancia elevado se denominan bobinas eléctricas, inductancias o inductores. Consisten básicamente en un conductor arrollado de forma que se incremente el concatenamiento del flujo magnético creado por la corriente variable que circule por las espiras. La inductancia de una bobina depende de sus dimensiones, del número de vueltas del hilo (espiras) y de la permeabilidad del núcleo, μ . De todos los componentes pasivos, es el que más cambia con la frecuencia.

Los inductores se clasifican según el tipo de núcleo sobre el que están devanados. Los dos tipos más generales son los de núcleo de aire y los de núcleo magnético (hierro o ferrita). En cualquier caso, un inductor real presenta, además de la inductancia, una resistencia en serie y una capacidad distribuida en el bobinado. Esta capacidad se representa por un condensador en paralelo en un modelo de parámetros concentrados.



Modelo equivalente para una bobina con núcleo de aire.



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	10

Para una bobina con núcleo de aire y con un aislamiento perfecto entre espiras, el modelo aceptado es el de la figura mostrada. La impedancia real, si los valores de R y C son pequeños, puede aproximarse por

$$C \approx 8,93 \frac{k}{\log_{10} \left(\frac{1,5 D}{d} \right)} \quad [\text{pFm}]$$

siendo el factor de calidad aproximado, en estas condiciones

$$Q \approx \frac{\omega L}{R} \cdot (1 - \omega^2 LC)$$

donde se puede observar que una capacidad entre espiras grande reduce el valor de Q y, por lo tanto, empeora la calidad del inductor.

De las expresiones anteriores se deduce que la resistencia equivalente serie es siempre mayor que R y aumenta con la frecuencia,

$$ESR \approx R \cdot (1 + 2\omega^2 LC)$$

la inductancia equivalente L_e es, aproximadamente

$$L_e \approx \frac{L}{1 - \omega^2 LC} \approx \frac{L}{1 + \omega^2 LC}$$

Por lo tanto, es siempre mayor que L , hecho beneficioso en principio, y aumenta al hacerlo la frecuencia. Hay que recordar, sin embargo, que estas aproximaciones sólo son válidas mientras R y C puedan considerarse pequeñas. En el caso general, se tiene

$$ESR = \frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2 - 2\omega^2 LC + (\omega^2 LC)^2}$$

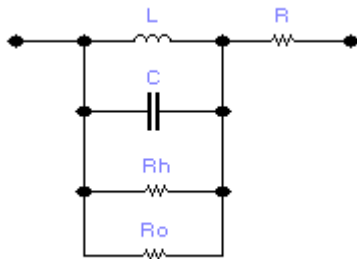
$$L_e = \frac{L - \omega^2 L^2 C - R^2 C}{1 + \omega^2 R^2 C^2 - 2\omega^2 LC + (\omega^2 LC)^2}$$

Queda así claro que a alta frecuencia la inductancia equivalente puede ser negativa, es decir, el inductor se puede comportar como un condensador. De las expresiones anteriores es inmediato deducir que el factor de calidad real es siempre inferior al teórico.

La principal ventaja de las bobinas con núcleo de aire (o no magnético en general), es su estabilidad, ya que los efectos de la intensidad de la corriente, de la temperatura y de la frecuencia son menores que en las bobinas con núcleo magnético. Los inconvenientes son su bajo factor de calidad, el efecto de la presencia de materiales conductores en sus proximidades, y el mayor flujo de dispersión que crean, pues carecen de núcleo que concentre el flujo magnético.



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	11



Modelo equivalente para una bobina con núcleo magnético.

Para bobinas con núcleo magnético el circuito equivalente es el de la figura 9. En este caso se incluyen las pérdidas por histéresis (R_h) y por corrientes de Foucault (R_o) en el núcleo. La impedancia equivalente es:

$$Z = R + \frac{\omega^2 L^2 R_o R_k \cdot (R_o + R_k) + j \omega L R_o^2 R_k^2 \cdot (1 - \omega^2 LC)}{R_o^2 R_k^2 \cdot (1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 L^2 \cdot (R_o + R_k)^2}$$

Tanto la parte real como la imaginaria dependen de la frecuencia, de las resistencias de pérdidas, y de la capacidad entre espiras. Si esta última es muy pequeña, se puede aproximar

$$ESR \approx R + \frac{\omega^2 L^2 R_p}{R_p^2 + \omega^2 L^2}$$

$$L_e \approx \frac{L R_p^2}{R_p^2 + \omega^2 L^2}$$

siendo $R_p = R_o \parallel R_k$. Resulta, pues, que ahora la inductancia decrece al aumentar la frecuencia, y es menor que la prevista.

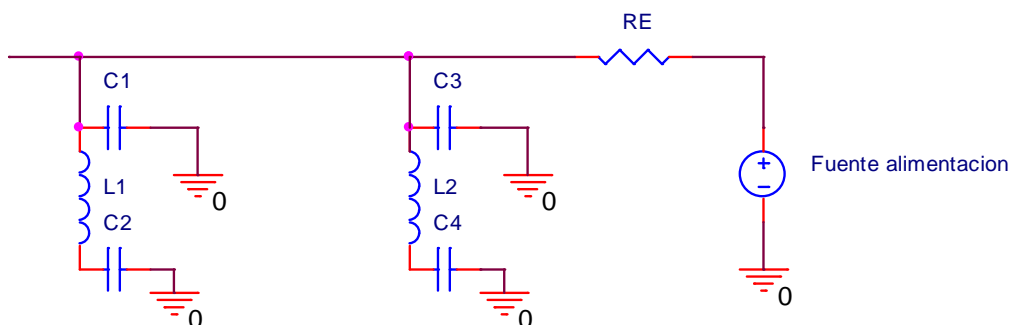
Aplicaciones:

- Desacople de alimentaciones

Los circuitos de desacople en las alimentaciones de las diferentes etapas se disponen conforme al siguiente esquema



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	12



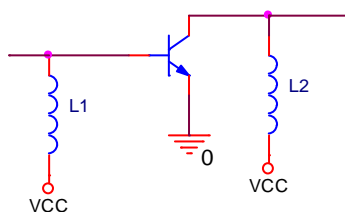
Dado que las impedancias en la práctica son de valor complejo, además las diferentes conexiones, pistas impresas o hilos de cableado tienen su propia impedancia no nula. Es por este motivo que se utilizan las células de filtrado, el valor de este filtrado está en función de la frecuencia de funcionamiento o del valor de una frecuencia parasita, cuya propagación es necesario evitar.

La ausencia de filtrado en los circuitos de alimentación permite que las componentes de alta frecuencia se propaguen por las líneas de alimentación. Así la frecuencia de un oscilador local puede inyectarse en una o varias etapas de un receptor. El nivel de los osciladores locales es importante, lo que se traduce en problemas de intermodulación cada vez más importantes.

El filtrado de las alimentaciones no solo se aplica a los componentes de alta frecuencia, sino también a circuitos adyacentes, tales como microcontroladores, sintetizadores, etc.

- Polarización de las etapas amplificadoras

El transistor de la figura está montado en emisor común debe polarizarse para funcionar como amplificador. Las impedancias de entrada y salida de los transistores tienen valores complejos. Por lo tanto se disponen de redes de adaptación a la entrada y a la salida del transistor. Esta red adapta la impedancia de la fuente y la impedancia de la carga a la impedancia de salida.



Si el amplificador debe trabajar en una amplia gama de frecuencias, se puede asociar dos bobinas en serie. Una bobina de gran valor, que tiene un comportamiento mediocre en HF, se monta en serie con una bobina de bajo valor cuyo comportamiento en HF es mucho mejor

- Filtrado

Los filtros pasivos LC están constituidos por bobinas y condensadores. En la figura a continuación se puede ver un ejemplo de estos filtros. Siguiendo los métodos tradicionales se pueden calcular los componentes del filtro.

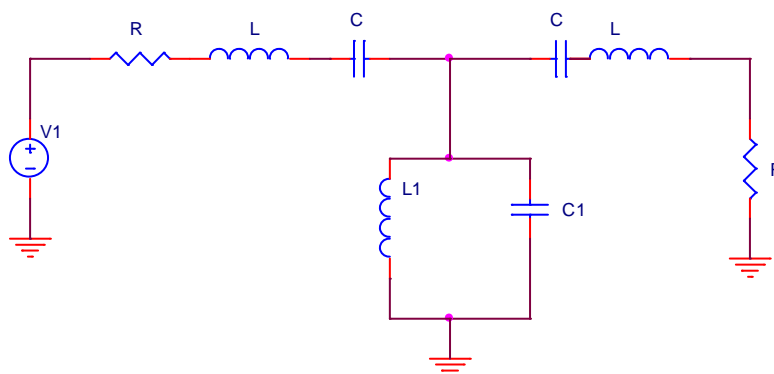
Es sabido que las imperfecciones de las bobinas modifican la curva de respuesta del filtro. Un buen método consiste en efectuar una simulación reemplazando las bobinas perfectas L por su



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina	49689	5R1	2009	13
Pereyra, Estefania	50039			
Quero, Josué	50209			
Trasobares, Daniel	50281			

correspondiente modelo mostrado anteriormente. Los elementos parásitos se obtienen o midiendo el componente o consultando la documentación del fabricante.

Ejemplo de filtro:



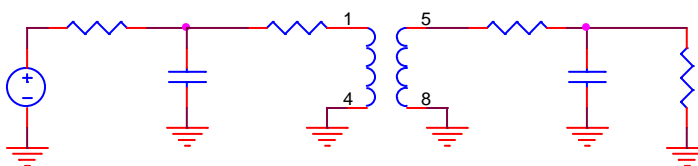
- Transformadores

Un transformado de radiofrecuencia es un conjunto de dos bobinas, primaria y secundaria L_p y L_s , bobinadas sobre un toroide.

Los transformadores se utilizan ampliamente en los circuitos de Rf. No solo se limitan al aislamiento en régimen continuo, sino que se utilizan para:

- ✓ adaptar impedancias en banda ancha
- ✓ adaptar impedancias en circuitos sintonizados
- ✓ divisores y conbinadores de potencia

Al igual que los demás componentes en alta frecuencia vemos que el transformador no actúa solo como bobinados puros, reemplazando ambas bobinas por el equivalente de las mismas vemos que el transformador se convierte en:



En donde además de las bobinas se tienen en cuenta la resistencia de los conductores las capacidades distribuidas de los dos arrollamientos, existe también una capacidad resultante del acoplamiento de los dos bobinados, que limita la utilización del transformador en banda ancha.

Teniendo en cuenta que el rendimiento del transformador es menor que 1 se puede observar que la potencia proporcionada a la carga es inferior a la potencia suministrada por la fuente. La diferencia de potencias se disipa en los componentes parásitos, es decir en el material magnético.



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	14

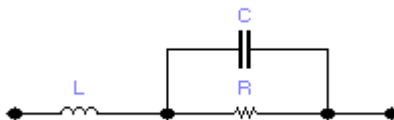
Resistencias

La resistencia eléctrica de un material o componente se define como el cociente entre la tensión continua aplicada y la intensidad de corriente que circula por ella, de acuerdo con la ley de Ohm. Si la tensión aplicada es alterna, se define entonces como la parte real del cociente (complejo) entre tensión y corriente. El primer hecho importante es que, en general, la resistencia en continua difiere de la resistencia en alterna. Esta última crece al aumentar la frecuencia debido al efecto pelicular.

La resistencia es una propiedad intrínseca a los materiales, pero no es una constante. Por un lado, la resistencia es función de las dimensiones y del estado cristalino o físico del material y de sus impurezas. Depende, además, de la frecuencia, intensidad de la corriente y tensión aplicada. Puede variar también con la temperatura, humedad, presión, iluminación y campos magnéticos externos. Algunas de estas dependencias se emplean en la protección de transitorios, otras son el fundamento de diversos transductores. Pero el comportamiento frecuencial, en particular, puede ser una fuente de sorpresas y hace que, en la práctica, no se tengan componentes puramente resistivos, sino que las resistencias presentan, además de la resistencia propiamente dicha, inductancia y capacidad.

Para caracterizar el comportamiento real de un componente pasivo se suele emplear un circuito equivalente de parámetros concentrados que presente un comportamiento similar al que se obtiene al medir la impedancia del componente en cuestión. Dicho circuito está formado por componentes ideales pero cuyo valor puede que tenga que cambiarse de unas a otras frecuencias para poder obtener una descripción correcta de la impedancia real. El circuito equivalente más adecuado depende del material y del tipo de resistencia, distinguiéndose tres tipos principales: de composición de carbón, de hilo bobinado, y de película (metálica o de carbón).

Para una resistencia de composición de carbón, un modelo habitual es el indicado en la figura siguiente:



Modelo equivalente para una resistencia de composición de carbón.

donde R es la resistencia en continua; L representa la inductancia de los dos terminales (decenas de nanohenrios); y C (de 0,1 a 1,5 pF; más grande a mayor potencia) representa la capacidad total equivalente, resultado de la combinación de capacidad que hay entre los numerosos granos de carbón.

La impedancia real de la resistencia es, pues, de la forma

$$Z = ESR + jX$$

en donde la resistencia equivalente serie (ESR, Equivalent Series Resistance) es:

$$ESR = R / (1 + \omega^2 C^2 R^2)$$

Obsérvese que no sólo es $ESR > R$, sino que ESR depende de la frecuencia, por la presencia de ω en el denominador y quizás también por el posible cambio del valor de C con la frecuencia. La discrepancia entre ESR y R es tanto mayor cuanto más grande sea C.

Para una resistencia de hilo bobinado, el modelo de parámetros concentrados habitual es el de la figura siguiente:



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina	49689	5R1	2009	15
Pereyra, Estefania	50039			
Quero, Josué	50209			
Trasobares, Daniel	50281			

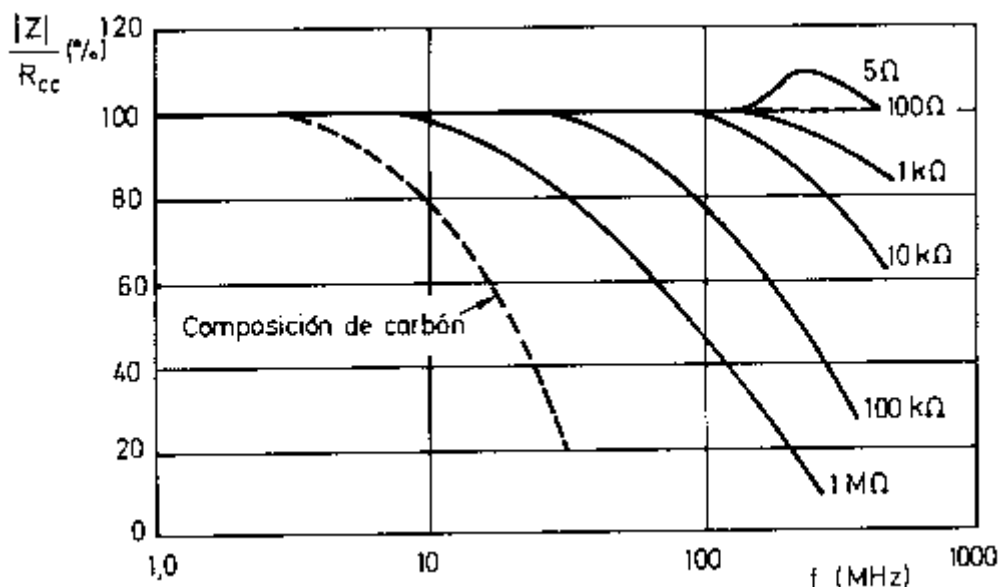


Modelo equivalente para una resistencia de hilo bobinado.

L representa ahora la inductancia del devanado, de 100 nH a 25 mH, y C la capacidad equivalente a la que hay entre espiras, de 2 a 14 pF. Para este caso tenemos que la resistencia equivalente serie se puede aproximar por

$$ESR \approx \frac{R}{1 + \omega^2 C \cdot (CR^2 - 2L)}$$

donde la dependencia frecuencial es también clara, y la discrepancia respecto a R depende de L y de C. Las resistencias de película metálica son las que presentan un mejor comportamiento en frecuencia. Su circuito equivalente es el mismo que para las resistencias de composición, pero los valores de capacidad son menores (0,1 a 0,8 pF), mientras que su inductancia, debida a los terminales, es de unos 15 a 700 nH. En la figura se compara el comportamiento del módulo de la impedancia para ambos tipos de resistencias. En ella puede observarse que, debido al efecto de la capacidad en paralelo, y al efecto pelicular, la impedancia de una resistencia de película metálica tiende a decrecer a partir de una frecuencia que depende de la resistencia nominal, mientras que en las resistencias de composición de carbón la impedancia decrece mucho antes.



Comparación de las características frecuenciales de resistencias de película y de composición de carbón.

A frecuencias muy altas y con valores de resistencia menores de 50 Ω, la presencia de la inductancia en las resistencias de película metálica produce un pico de resonancia. Ciertamente, la utilización de una



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	16

resistencia de este tipo a frecuencias altas, por ejemplo para filtrar en paso bajo un transitorio, puede ser totalmente contraproducente por culpa de la resonancia presente, bien especificada por el fabricante. A frecuencias superiores a unos 100 MHz, es mejor acudir a los componentes de montaje superficial, que tienen menos de 1 nH y de 0,1 pF.

Aplicaciones:

- Acoplador direccional

El acoplador direccional es un dispositivo que sirve para tomar independientemente, muestras de la onda incidente y de la reflejada en una línea de transmisión. En una línea de transmisión, la onda incidente es la señal de RF generada por el transmisor que se propaga desde él hacia la carga o antena. La onda reflejada es la onda devuelta por la carga hacia el transmisor como consecuencia de una desadaptación de impedancia, al tener la carga distinta impedancia a la impedancia característica de la línea de transmisión.

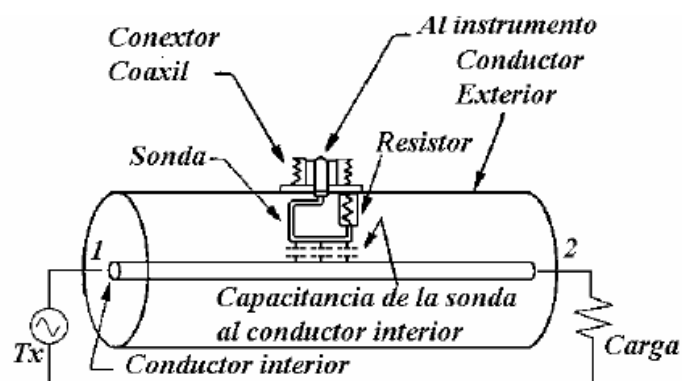
Estas dos ondas viajando por la línea de transmisión dan origen a una onda estacionaria de corriente y tensión a lo largo de la línea.

La relación entre la potencia incidente y reflejada captadas por el acoplador direccional y la relación de onda estacionaria presente en la línea de transmisión están dadas por la ecuación:

$$ROE = \frac{1+R}{1-R} \quad R = \frac{\sqrt{\text{Potencia Reflejada}}}{\sqrt{\text{Potencia Incidente}}}$$

El acoplador direccional, en conjunto con un medidor, permite medir las ondas viajando por la línea. Este acoplador es un dispositivo adaptado en impedancia a la línea a medir, y se conecta en serie entre la carga y el transmisor. El puede ser una guía de ondas o un cable coaxial de 50 ohms.

Este acoplador introduce una sonda en ese tramo para tomar una muestra de la señal presente en la línea analizada. De acuerdo a la dirección del elemento insertado, se medirá la señal incidente o reflejada.



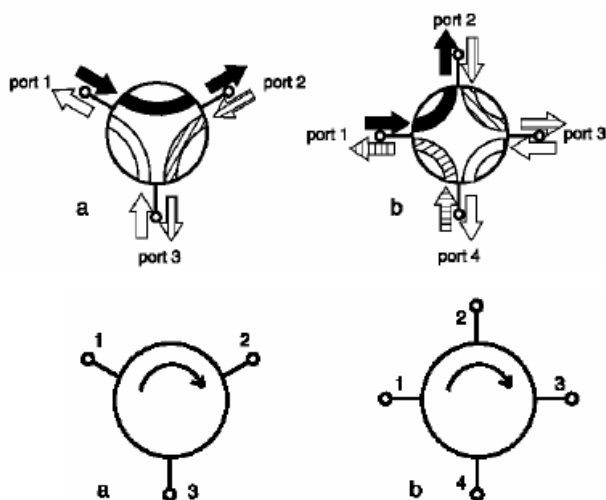


NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	17

- **Circuladores**

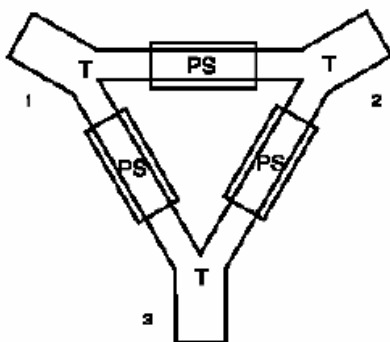
Se llama circulador a un dispositivo de microondas con tres puertos, numerados 1, 2 y 3. Toda la energía que incide por la puerta 1 se transmite a la puerta 2; la incidente por la puerta 2 pasa a la 3 y la incidente por la puerta 3, sale por la 1. La transmisión en sentido inverso no se produce.

- **Directividad:** Es la relación entre la potencia que se tiene en la puerta 2 (Acoplada) y la de la puerta 3 (Aislada), cuando se alimenta por la puerta 1. Se expresa en decibelios (dB). Su valor típico es 20 dB.
- **Perdidas o pérdidas de inserción:** Es la relación entre la potencia incidente y la potencia de salida. Se expresa en dB.



Circuladores de anillo

El circulador de anillo es un dispositivo que no se realiza en la práctica. Está formado por tres divisores o tres T y tres desfases no recíprocos.

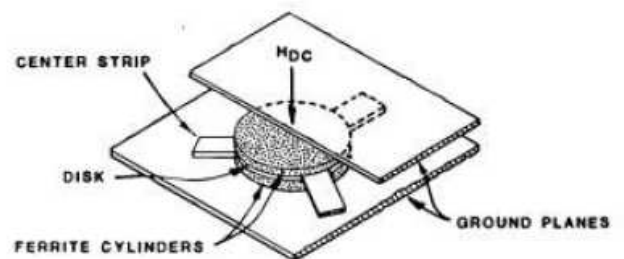
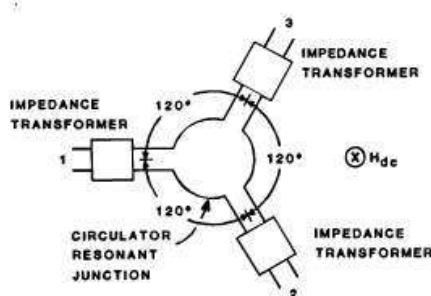




NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina	49689	5R1	2009	18
Pereyra, Estefania	50039			
Quero, Josué	50209			
Trasobares, Daniel	50281			

Circuladores de unión

El circulador de unión es la realización práctica más habitual de este tipo de dispositivos. Los circuladores de unión se han realizado empleando uniones plano E, Plano H, líneas stripline, stripline suspendida, microstrip y finline.



El funcionamiento de los circuladores de unión en línea microstrip es muy similar al de las líneas stripline aunque funcionan habitualmente con valores de campo magnético estático por debajo de la resonancia.

Los circuladores de unión en guía de onda también operan por debajo de la resonancia.



Configuraciones en T y en Y según la disposición de las guías de onda

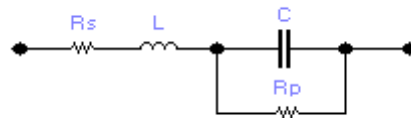


NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	19

Waveguide	Frequency (GHz)	Mating Flange	Isolation (dB Min.)	Insertion Loss (dB Max.)	VSWR Max.	L	Dimensions Inches (mm)			Circulator Model No.
WR-137	5.65-6.15	CMR-137F	30	0.1	1.05	3.25 (82.6)	3.20 (81.3)	2.01 (51.1)	1.60 (40.6)	8K548-101
WR-137	5.9-6.5	CMR-137F	30	0.2	1.05	3.25 (82.6)	3.20 (81.3)	2.01 (51.1)	1.60 (40.6)	8K548-102
WR-137	6.4-7.1	CMR-137F	30	0.2	1.07	3.25 (82.6)	3.20 (81.3)	2.01 (51.1)	1.60 (40.6)	8K548-103
WR-137	6.75-7.25	CMR-137F	30	0.2	1.05	3.25 (82.6)	3.20 (81.3)	2.01 (51.1)	1.60 (40.6)	8K548-104
WR-137	7.1-7.6	CMR-137F	28	0.2	1.07	3.25 (82.6)	3.20 (81.3)	2.01 (51.1)	1.60 (40.6)	8K548-105

Condensadores

Un condensador real no presenta sólo una capacidad sino que tiene asociadas una resistencia e inductancia, debidas a los terminales y a la estructura del componente. Un modelo del circuito equivalente de parámetros concentrados es el de la figura, donde R_s es la resistencia de los terminales, placas y contactos, L es la inductancia de los terminales y placas, R_p es la resistencia de fugas del dieléctrico y del encapsulado, y C la capacidad del condensador.



Modelo equivalente para un condensador.

La impedancia real es, en este caso, de la forma

$$Z = ESR + \frac{1}{j\omega C_e}$$

donde ESR es la resistencia equivalente serie (mayor siempre que R_s) y C_e es la capacidad equivalente. Para el caso en que R_p sea suficientemente grande, se cumple $ESR \gg R_s$.

$$C_e \approx \frac{C}{1 - \omega^2 LC} = \frac{C}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2}$$

donde

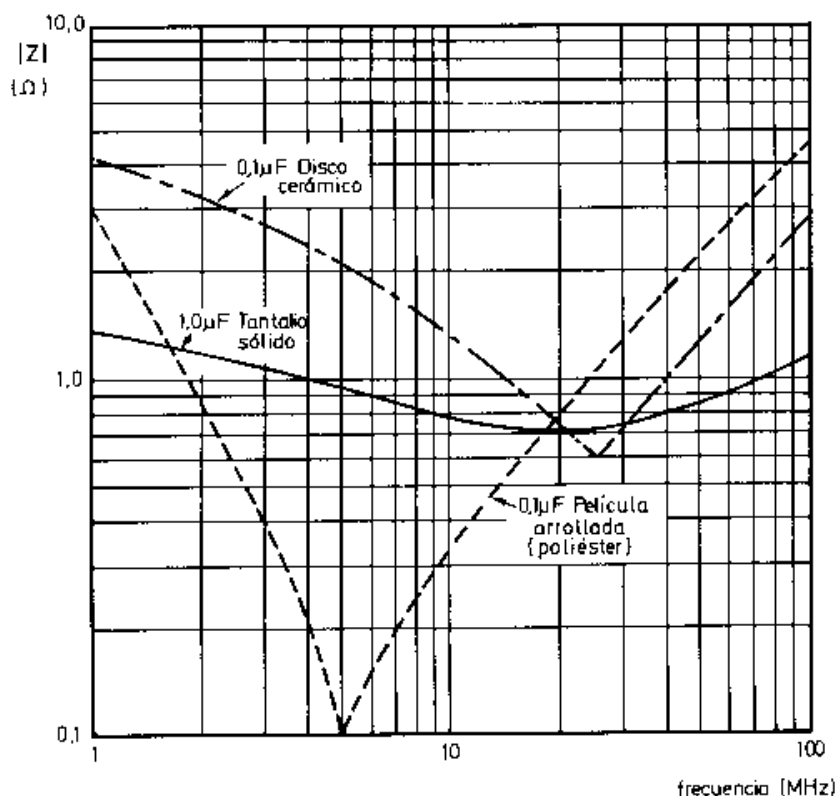
$$\omega_r = 2\pi f_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

y f_r es la frecuencia de resonancia. Se observa que C_e depende de la frecuencia y del valor de L . Desde bajas frecuencias hasta la frecuencia de resonancia, C_e decrece al aumentar la frecuencia, y es siempre mayor que la capacidad esperada C , lo que en principio es una ventaja. Para frecuencias mayores que la



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	20

de resonancia ($\omega > \omega_r$), el valor de C_e es negativo, lo que significa que el componente se comporta en realidad como una inductancia. Por ello interesa que ω_r sea alta, lo que se traduce en la necesidad de un valor pequeño de L . Para lograrlo, los terminales deben ser muy cortos o inexistentes, como en el caso de los condensadores pasamuros y los utilizados para filtros EMI.

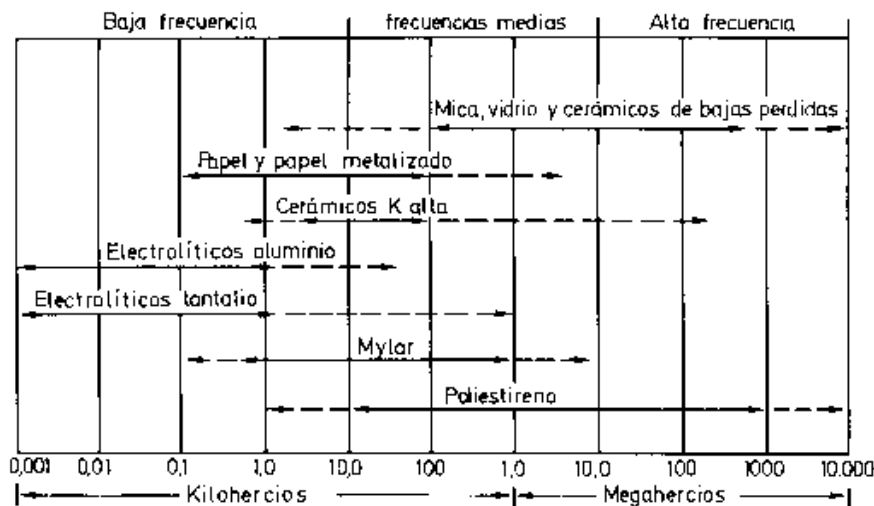


Variación de la impedancia de tres tipos de condensadores distintos, en función de la frecuencia. En los tres casos se ve la presencia de una resonancia y su carácter más o menos abrupto.

La frecuencia de resonancia es tanto menor cuanto mayor sea la capacidad, y de ahí la práctica común de poner condensadores de alta calidad en paralelo con los condensadores que por su capacidad elevada difícilmente pueden ser de alta calidad. En la anterior figura se presenta la variación de la impedancia con la frecuencia para tres tipos de condensadores distintos. Para un condensador ideal, la impedancia decrecería según $1/\omega$. La resonancia es tanto más abrupta cuanto menor sea la resistencia serie (aumenta el factor de calidad Q).



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	21



Margen de utilización aproximado para diversos tipos de condensadores según su dieléctrico. Las líneas a trazos indican variaciones debidas a la tecnología, valor, etc.

Cuarzo

El cuarzo es un mineral compuesto de dióxido de silicio (SiO_2) (también llamado sílice). No es susceptible de exfoliación, porque cristaliza en el sistema trigonal (romboédrico). Incoloro en estado puro, puede adoptar numerosas tonalidades si lleva impurezas (alocromático). Su dureza es tal que puede rayar los aceros comunes.

Es utilizado como componente de control de la frecuencia de circuitos osciladores convirtiendo las vibraciones mecánicas en voltajes eléctricos a una frecuencia específica.

Esto ocurre debido al efecto "piezoeléctrico". La piezo-electricidad es electricidad creada por una presión mecánica. En un material piezoeléctrico, al aplicar una presión mecánica sobre un eje, dará como consecuencia la creación de una carga eléctrica a lo largo de un eje ubicado en un ángulo recto respecto al de la aplicación de la presión mecánica.

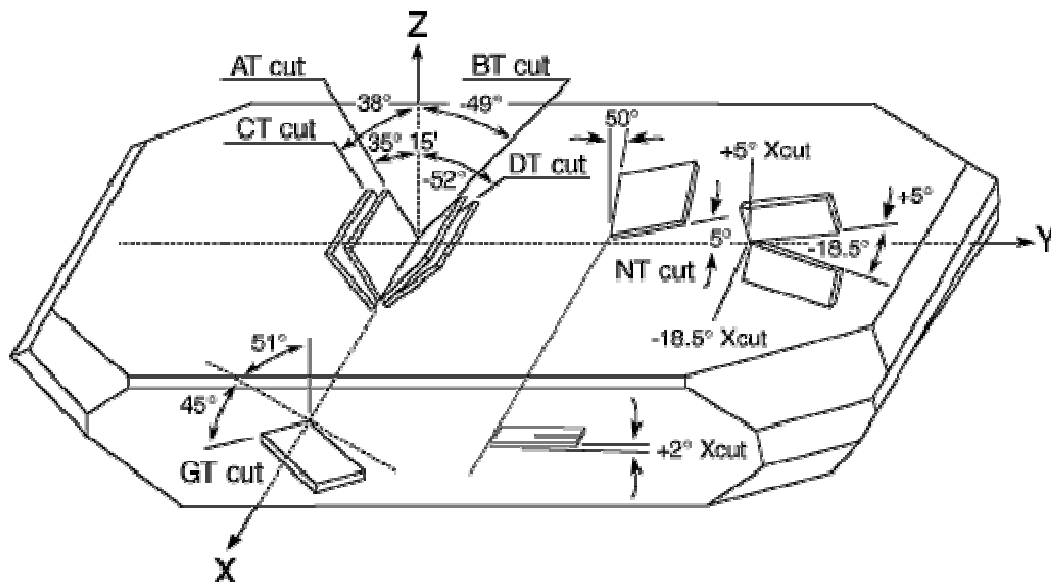
En algunos materiales, se encuentra que aplicando un campo eléctrico según un eje, produce una deformación mecánica según otro eje ubicado a un ángulo recto respecto al primero.

Por las propiedades mecánicas, eléctricas, y químicas, el *cuarzo* es el material más apropiado para fabricar dispositivos con frecuencia bien controlada.

La siguiente figura muestra la ubicación de elementos específicos dentro de una piedra de cuarzo

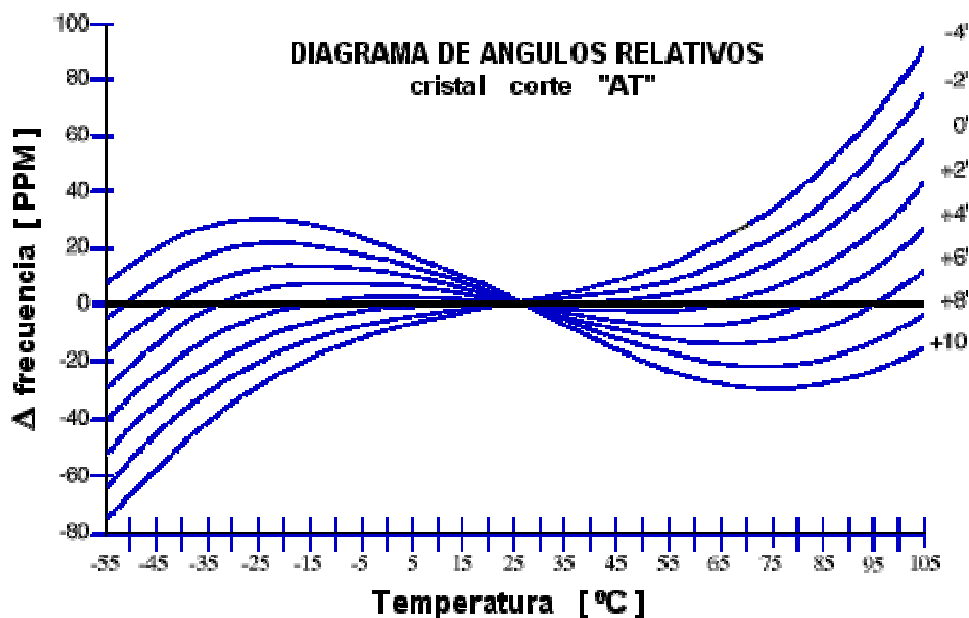


NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	22



De los cortes que se pueden hacer, el corte "AT" es el más popular y es fabricado hasta frecuencias relativamente altas, mostrando una excelente estabilidad de frecuencia frente a las variaciones de la temperatura.

La siguiente gráfica muestra la variación en *partes por millón* (PPM) con respecto a la temperatura.



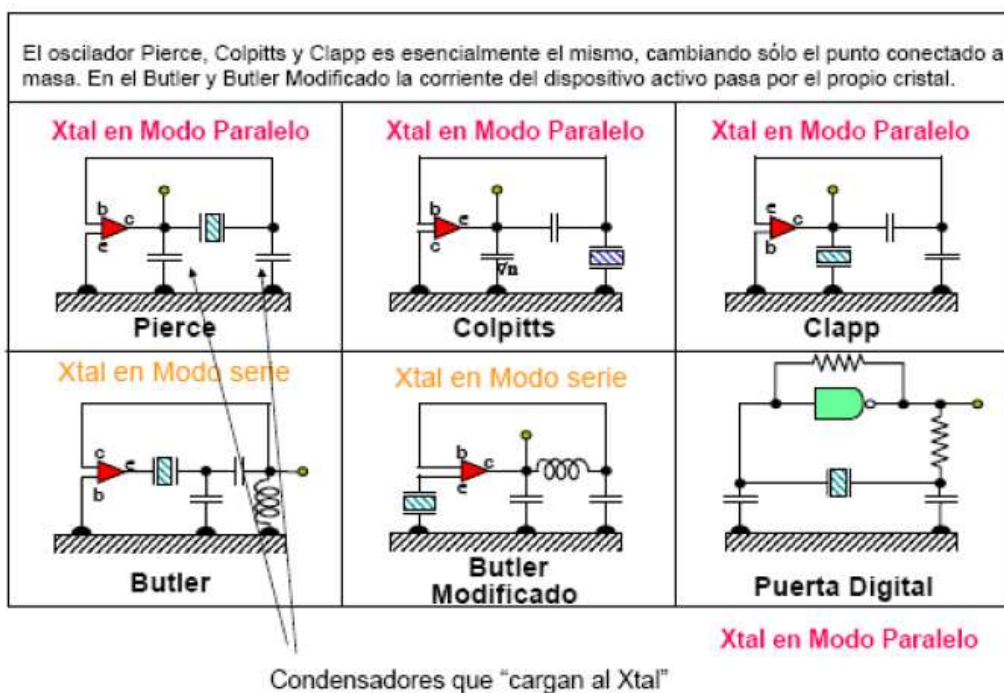
Frecuencia Fundamental vs. Frecuencia de Sobretono



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	23

Esto es de importancia cuando se especifica un cristal. Cuando se incrementa la frecuencia solicitada, el espesor del cuerpo del cristal disminuye y por supuesto existe un límite en el proceso de fabricación. Alrededor de 30MHz, el espesor de la placa del cristal comienza a ser muy delgada. Debido a que el corte "AT" resonará a números enteros impares múltiplos de la frecuencia fundamental, es necesario especificar el orden del sobretono deseado para cristales de altas frecuencias.

Se pueden encontrar diferentes topologías de osciladores dentro de sus aplicaciones:



El filtro de red cristalina se usa mucho en sistemas de banda lateral única. A continuación se ve el diagrama de un filtro pasabanda. La red comprende dos juegos de pares iguales de cristal X_1 y X_2 ; X_3 y X_4 , conectados entre los transformadores sintonizados de la entrada y salida T_1 y T_2 . Los cristales X_1 y X_2 están conectados en serie, mientras que X_3 y X_4 están conectados en paralelo. Cada par de cristales se ajusta en frecuencia, con un margen de 10 a 20 Hz. Los cristales X_1 y X_2 se cortan para que funcionen en la frecuencia inferior de corte del filtro y X_3 y X_4 para que operen en la frecuencia superior de corte. Los transformadores de entrada y salida se sintonizan al centro de la banda de paso deseada, y eso tiende a dispersar la diferencia entre las frecuencias de resonancia en serie y en paralelo. Los capacitores se usan para corregir cualquier sobredispersión de diferencia de frecuencias, bajo condiciones de cristales iguales.

El funcionamiento del filtro de cristal se parece al de un circuito puente. Cuando las reactancias de las ramas del puente son iguales y tienen el mismo signo las señales que se propagan por las dos trayectorias posibles del puente se anulan entre sí. En la frecuencia en la que las reactancias tienen magnitud igual y signos contrarios, la señal se propaga por la red, con amplitud máxima.



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	24

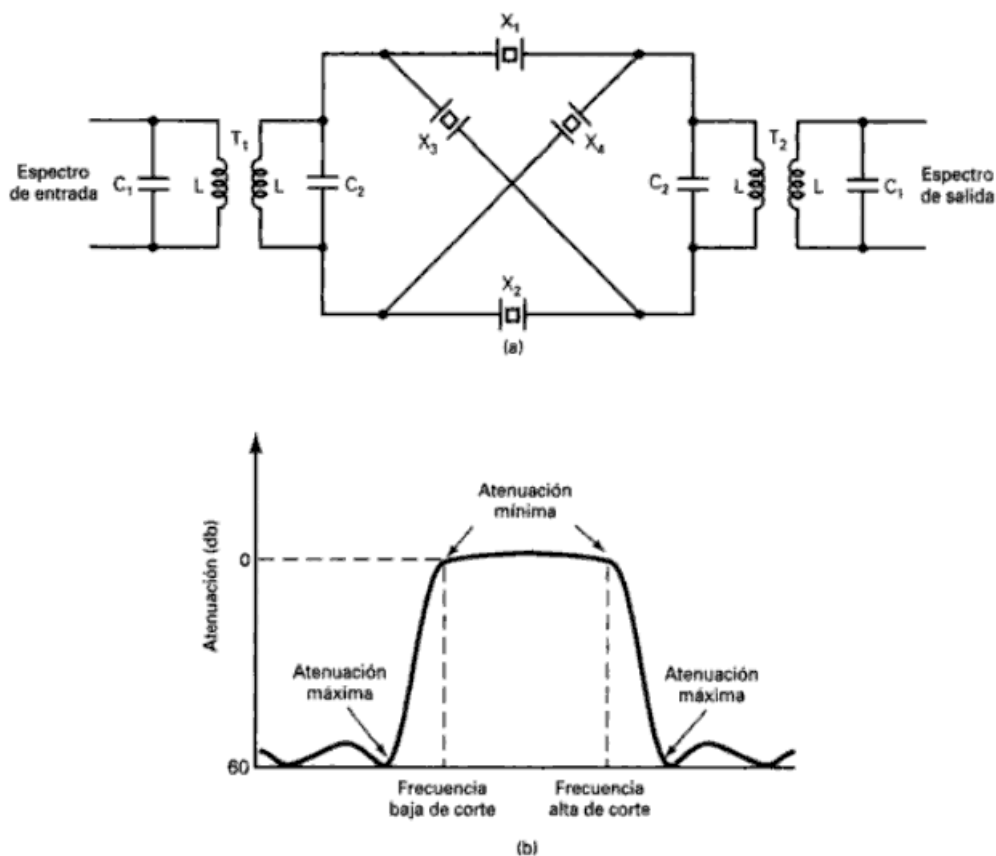


FIGURA 5-15 Filtro de red cristalina: a) diagrama eléctrico; (b) curva característica

Dentro de otros posibles filtros formados por cristales de cuarzo encontramos:

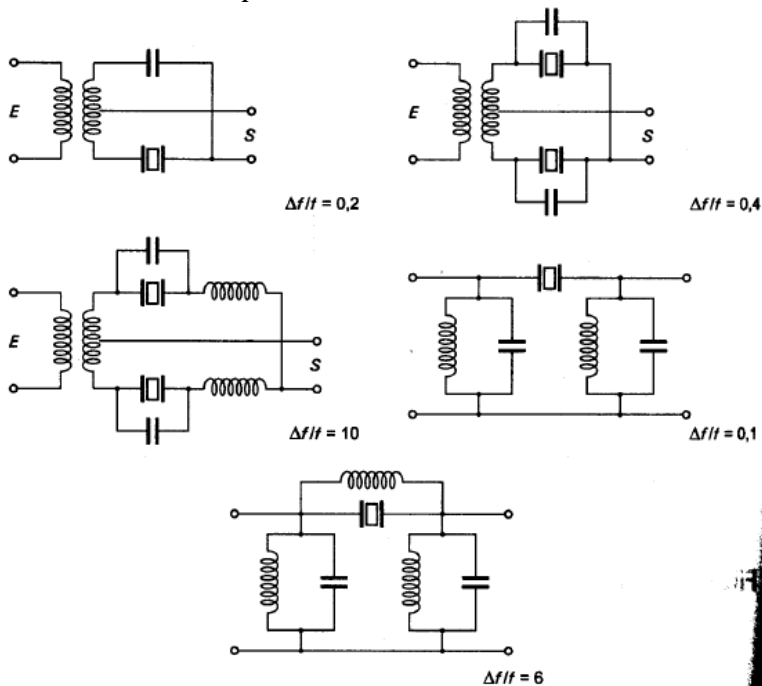


Figura 5.47. Esquemas de filtros de cuarzo.



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	25

Materiales cerámicos

Los materiales cerámicos son frágiles, se rompen antes de que exista una apreciable deformación, la dilatación térmica de un material cerámico tiene notable importancia cuando se emplea dicho material en la construcción de condensadores o soportes de bobinas o cuando se efectúan soldaduras de los mismos con vidrios o metal.

La cerámica dieléctrica es usada en dos áreas principales: la primera es la pérdida progresiva de dielectricidad de alta frecuencia, usada en aplicaciones tales como microondas y radio transmisores; la segunda, son los materiales con alta dielectricidad constante (ferroeléctricos). Aunque la cerámica dieléctrica es inferior frente a otras opciones para la mayoría de los propósitos, generalmente ocupa estos dos dichos muy bien.

Una de las múltiples aplicaciones son los filtros de cerámica, se fabrican con zirconato-titanato de plomo, que posee el efecto piezoeléctrico. En consecuencia funcionan en forma muy parecida a los filtros de cristal, pero los de cerámica no tienen un factor Q tan alto. Los valores Q normales en los filtros de cerámica suben hasta 2000, aproximadamente. Estos filtros son menos costosos, mas pequeños y más robustos que sus contrapartes de red cristalina. Sin embargo, los filtros de cerámica tienen más pérdida de inserción entre 2 y 4 dB.



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	26

TABLA 14-1 ■ Clasificación funcional de los materiales cerámicos

Función	Aplicación	Ejemplo de materiales cerámicos
Eléctricos	Dieléctricos para capacitores	BaTiO_3 , SrTiO_3 , Ta_2O_5
	Dieléctricos para microondas	$\text{Ba}(\text{Mg}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$, $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$
	Óxidos conductores	BaTi_4O_9 , $\text{Ba}_2\text{Ti}_9\text{O}_{20}$, $\text{Zr}_x\text{Sn}_{1-x}\text{TiO}_4$, Al_2O_3
	Superconductores	SnO_2 dopado con In (ITO)
	Encapsulados electrónicos	$\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$ (YBCO)
	Aisladores	Al_2O_3
	Celdas de combustible de óxido sólido	Porcelana
	Piezoelectricos	ZrO_2 , LaCrO_3
	Electroópticos	$\text{Pb}(\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x})\text{O}_3$ (PZT), $\text{Pb}(\text{Mg}_{1/3}\text{Nb}_{2/3})\text{O}_3$
		PLZT, LiNbO_3
Magnéticos	Medio para grabación	$\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$, CrO_2 (casetes de "cromo")
	Ferofluidos, tarjetas de crédito	Fe_3O_4
	Circuladores, aisladores	Ferrita al níquel-zinc
Ópticos	Inductores, imanes	Ferrita al manganeso-zinc
	Fibras ópticas	SiO_2 dopado
	Vidrios	Base SiO_2
Automotriz	Láseres	Al_2O_3 , almandinato de itrio y aluminio (YAG)
	Iluminación	Al_2O_3 , vidrios
	Sensores de oxígeno, celdas de combustible	ZrO_2
	Apoyo catalítico	Cordierita
	Bujías	Al_2O_3
Mecánico y estructural	Neumáticos	SiO_2
	Parabrisas/ventanas	Vidrios base SiO_2
	Herramientas de corte	Cermets WC-Co
		SiAlON
Biomédicos	Compuestos	Al_2O_3
	Abrasivos	Fibras de vidrio de sílice, SiC, Al_2O_3
	Prótesis	SiC, Al_2O_3 , diamante, BN, ZrSiO_4
	Odontología	Hidroxiapatita
	Imagen por ultrasonido	Porcelana, Al_2O_3
Construcción	Edificios	PZT
		Concreto
Otros	Aplicaciones militares	Vidrio
	Materiales para blindajes	Muebles sanitarios
	Sensores	PZT, B_4C
	Nuclear	SnO_2
		UO_2
	Procesamiento de metales	Vidrios para triturador de basura
		Refractarios basados en alúmina y en sílice, sensores de oxígeno, moldes de fundición, etcétera
Químico	Catalizador	Varios óxidos (Al_2O_3 , ZrO_2 , ZnO , TiO_2)
	Filtración de aire y líquidos	
	Sensores	
	Pinturas, hules	
Doméstico	Azulejos, muebles sanitarios	Arcilla, alúmina y cerámicas basadas en sílice, materiales vitrocerámicos,
	Línea blanca, utensilios de cocina	diamante, rubí, zirconia cúbica y otros
	Alfarería, artes, joyería	cristales

* Las siglas están indicadas en letra cursiva.

Filtros de onda acústica superficial (SAW)

Las ondas acústicas de superficie u ondas de Rayleigh, se producen sobre una superficie cristalina, primordialmente en materiales con características piezo eléctricas, se compone de dos ondas, una de compresión y la otra de cizallamiento, que confinan en la superficie del cristal la energía de las ondas acústicas de superfie. Esta compresión y cizallamiento, como es sabido producirá en el sustrato cristalino



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	27

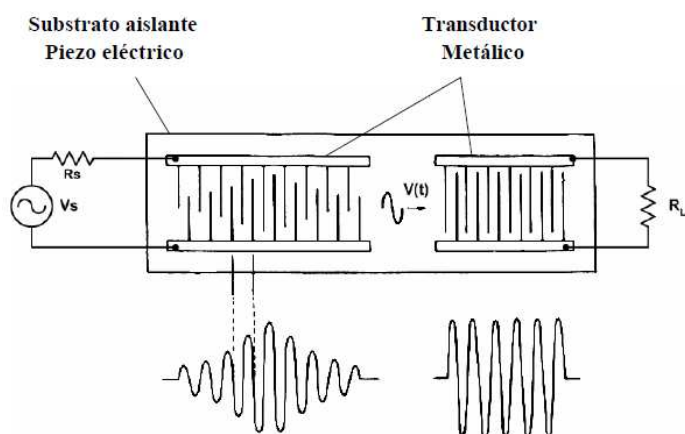
piezo eléctrico, una onda electrostática asociada a las anteriores. Esto último es lo que permite con facilidad la excitación y/o la detección de la onda acústica.

Otra característica particular de este efecto, es que, la velocidad de propagación de estas ondas superficiales es de cuatro órdenes de magnitud inferiores a la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas. Esto permite que tanto las magnitudes de las longitudes de onda λ como los retardos de tiempo que se producen en su traslación sean cantidades manejables a nivel de integración de un sustrato. En la siguiente tabla podemos observar magnitudes comparativas entre una onda electroacústica superficial.

TABLA COMPARATIVA DE LONGITUDES DE ONDA ENTRE ONDAS SAW Y EM

Parámetro	Onda SAW	Onda EM
$f_0 = 10 \text{ MHz}$	$\lambda_{\text{SAW}} = 300 \text{ }\mu\text{m}$	$\lambda_{\text{EM}} = 30 \text{ m}$
$f_0 = 2 \text{ GHz}$	$\lambda_{\text{SAW}} = 1.5 \text{ }\mu\text{m}$	$\lambda_{\text{EM}} = 0.15 \text{ m}$
retardo = 1 nseg	$L_{\text{SAW}} = 3 \text{ }\mu\text{m}$	$L_{\text{EM}} = 0.3 \text{ m}$
retardo = 10 μseg	$L_{\text{SAW}} = 30 \text{ mm}$	$L_{\text{EM}} = 3.000 \text{ m}$

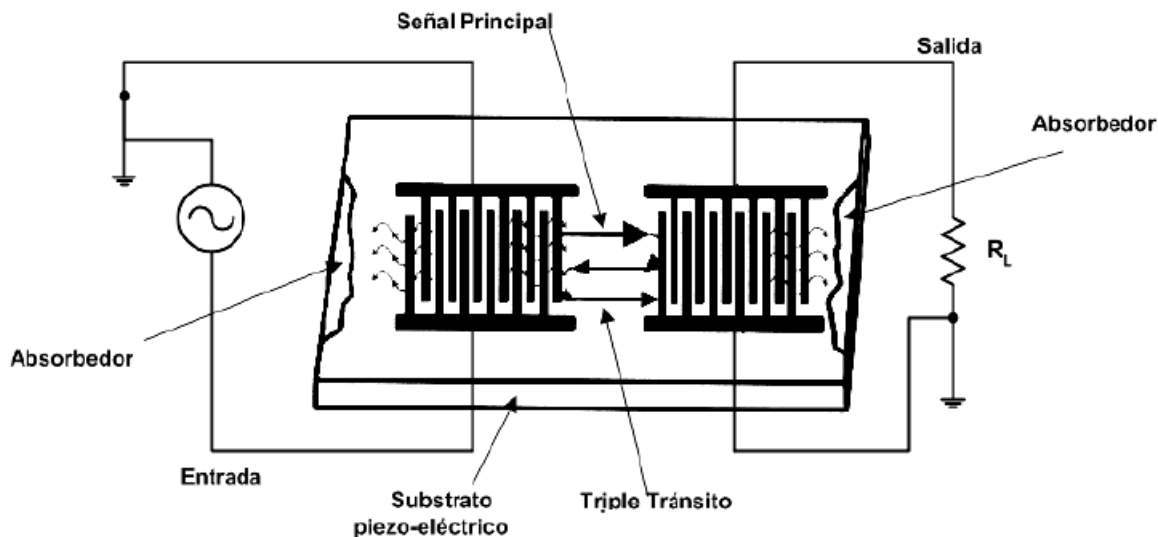
A partir de esto podemos simplificar el comportamiento de la onda acústica de superficie considerando que es una onda sonora de alta frecuencia que viaja a través de la superficie pulida de un sustrato cristalino piezo eléctrico. La conversión de energía eléctrica en energía acústica se produce mediante un transductor interdigital depositado sobre la superficie del sustrato como puede apreciarse a continuación, donde se describe un transductor SAW de primera generación con pérdidas de inserción entre 20 y 35 dB.



Otro inconveniente presentado por la primera generación, es la producción de ecos de triple transito, como se puede observar en la figura, que trae como consecuencia ondulaciones de fase y amplitud en la banda pasante de los filtros transversales.



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina	49689	5R1	2009	28
Pereyra, Estefania	50039			
Quero, Josué	50209			
Trasobares, Daniel	50281			

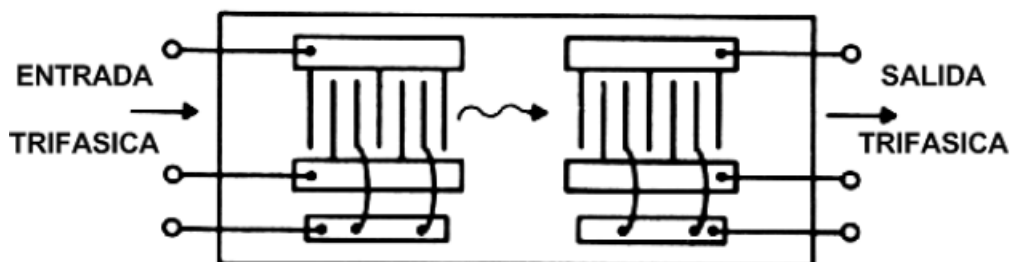


La atenuación es debida principalmente al modo de onda bidireccional y a la desadaptación de impedancias. El filtro mostrado en un principio usa dedos interdigitales espaciados a media longitud de onda con lo cual la energía acústica se propaga en dos direcciones a través de la superficie del sustrato. Cuando se trata de adaptar la impedancia en la puerta de salida, haciendo la carga igual a la impedancia presentada por el filtro, produce una regeneración de la onda que viaja hacia el puerto de entrada, lo cual produce las ondulaciones que presenta el filtro en la respuesta de la banda pasante. La forma de eliminar este efecto consiste en carga la salida con una resistencia de carga mucho mas baja que la de la impedancia del puerto, pero esto redundo en una gran perdida de inserción.

El efecto de las ondas acústicas superficiales presenta las siguientes propiedades:

- Transducción
- Regeneración
- Reflexión
- Alinealidades elásticas

Los filtros SAW de baja perdida se obtienen por medio de una construcción física que produce la propagación de energía acústica en una sola dirección evitando las pérdidas que una configuración de propagación bidireccional. El transductor se construye como se observa esquemáticamente

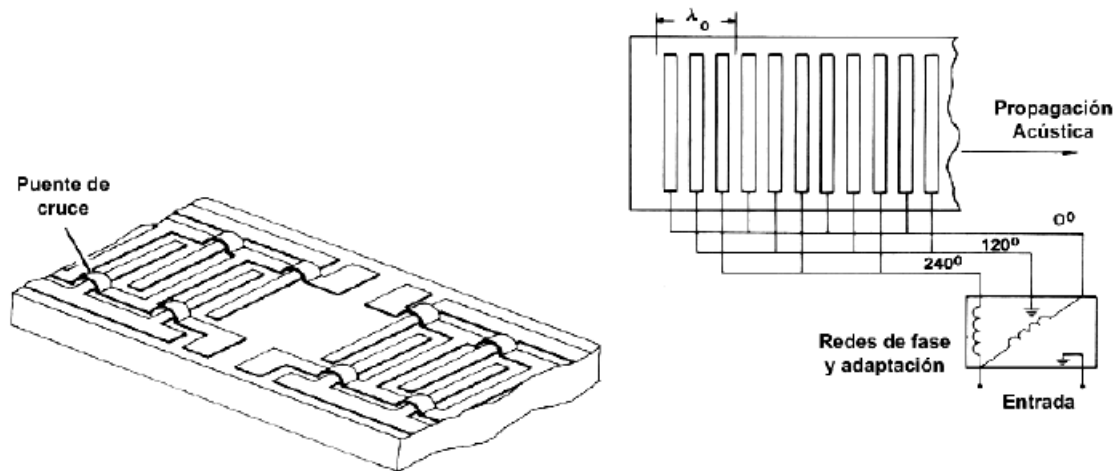


Filtro SAW elemental



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina	49689	5R1	2009	29
Pereyra, Estefania	50039			
Quero, Josué	50209			
Trasobares, Daniel	50281			

En este caso se conforman como un elemento de dos puertos los cuales se pueden cargar con impedancias adaptadas sin que se produzcan reflexiones. Las únicas pérdidas que se mantienen son las producidas por resistencias parasitas, difracción y propagación acústica, siendo estas pérdidas entre 3 a 6 dB como máximo. Esta configuración trabaja como transductor de 3 fases y lo podemos observar en el siguiente esquema:



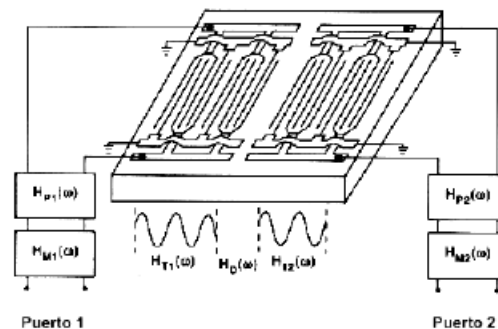
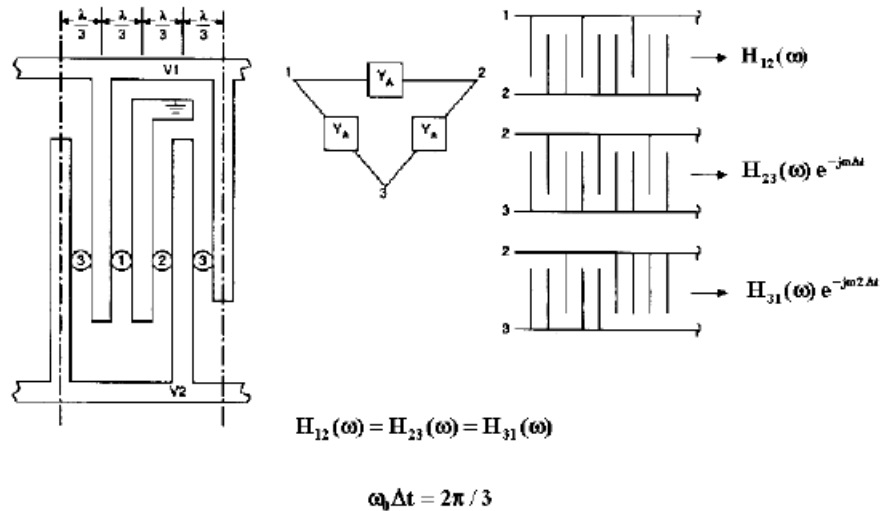
Celda trifásica

En la estructura de un transductor unidireccional de tres fases, la celda unitaria consiste de tres electrodos, cada uno conectado a una barra de conexión, con una separación de periodo electrónico de $\lambda/3$. Una de las barras esta puesta a tierra y las otras dos barras son conducidas por una red eléctrica donde $V_1 = V_2 \angle 60^\circ$ como se puede observar

- Celda unitaria de tres fases y su circuito equivalente
- Diagrama esquemático de un transductor unilateral de tres fases con la respectivas respuestas y redes de adaptación.

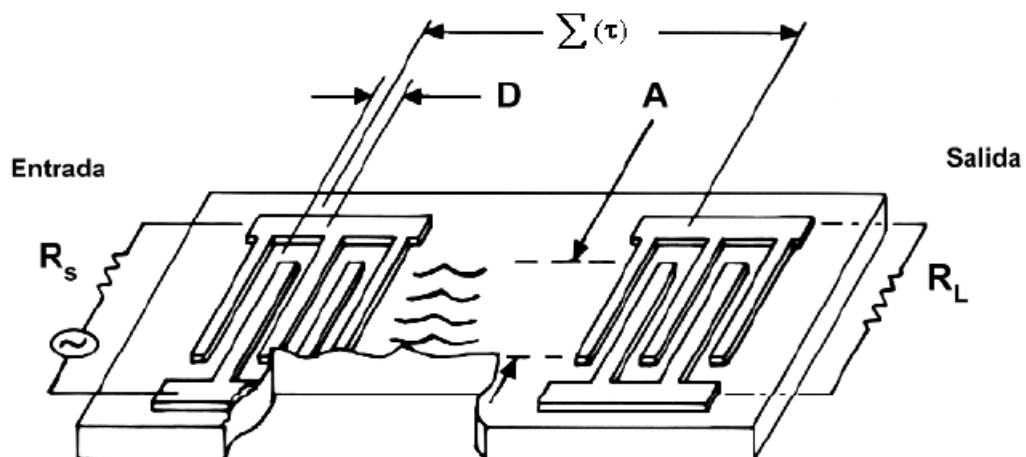


NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	30



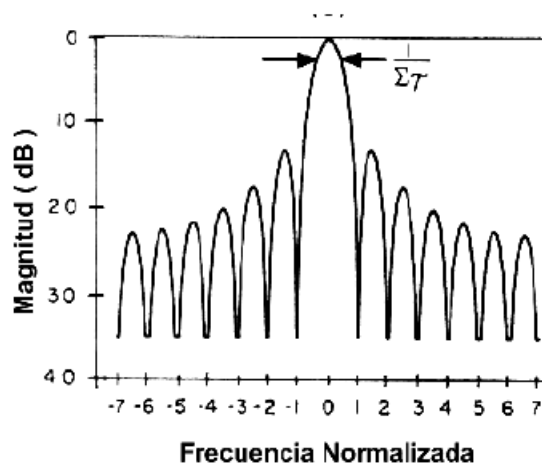
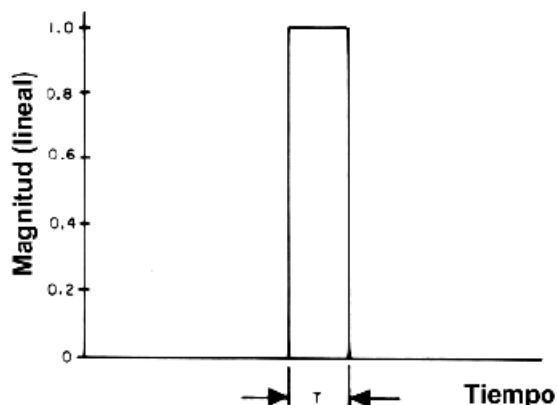
$$H(\omega) = H_{M1}(\omega) \cdot H_{P1}(\omega) \cdot H_{T1}(\omega) \cdot H_D(\omega) \cdot H_{T2}(\omega) \cdot H_{P2}(\omega) \cdot H_{M2}(\omega)$$

Tomando como ejemplo un filtro de 15 dientes (o sea quince derivaciones) donde cada una de ellas provee un retardo D iguales y la atenuación A de cada diente es uniforme, lo cual dará una respuesta en frecuencia como podemos observar en las siguientes figuras que responden a una función $(\sin x)/x$.





NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina	49689	5R1	2009	31
Pereyra, Estefania	50039			
Quero, Josué	50209			
Trasobares, Daniel	50281			



- a) Esquema elemental del filtro SAW
- b) Filtro transversal con distribución uniforme
- c) Respuesta en frecuencia

La principal desventaja de los filtros SAW es su pérdida de inserción extremadamente alta, que suele encontrarse entre 25 y 35dB. Por esta razón, los filtros SAW no pueden usarse para filtrar señales de bajo nivel. Los filtros SAW también muestran un tiempo mayor de retardo que sus contrapartes electrónicas (aproximadamente 20.000 veces más largo). En consecuencia, los filtros SAW a veces se utilizan para las líneas de retardo.

Cables para RF

La norma estándar MIL-C-17:

MIL-C-17 es un documento de especificaciones gubernamentales (EE.UU.), utilizado para estandarizar cables coaxiales; se encuentra en uso desde 1940. La revisión aplicable más reciente de MIL-C-17 es la Revisión G.

Beneficios de usar cables coaxiales MIL-C-17

La revisión E de MIL-C-17 fue lanzada en 1976 para definir mejor los requerimientos mecánicos y eléctricos para cables militares. Para cables 50 ohms, el cambio más importante fue la adición de medición de atenuación y pérdidas estructurales de retorno (VSWR) por barrido de frecuencia. Anteriormente no había requerimientos de VSWR y los requerimientos de atenuación estaban dados para algunas frecuencias discretas.



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefanía Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	32

Requerimientos de adhesión

Ahora la especificación MIL-C-17 contempla el máximo y mínimo grado de adhesión entre el dieléctrico y el conductor central. Esto es para evitar que el conductor central esté muy pegado al dieléctrico, o por el contrario que este muy flojo y se pueda retirar totalmente.

Estabilidad dimensional

La revisión E requiere que todos los cables sean construidos y probados con una tolerancia máxima específica de encogimiento para el dieléctrico y el cobertor. Los extremos de temperatura pueden causar encogimiento del cobertor, lo que puede crear una terminación pobre.

Excentricidad

Anteriormente solo había requerimientos de excentricidad para dieléctricos de polietileno. Ahora hay requerimientos de excentricidad para muchos dieléctricos (ej. PTFE). Cables que reúnen el requisito de excentricidad facilitan el ensamblaje fiable de conectores y proporcionan baja proporción de VSWR.

Resistencia al estrés y la rotura

MIL-C-17 ahora requiere un test resistencia al estrés y rotura para todos los cables con cobertor de FEP (fluorinated ethylene propylene) y PFA (perfluoroalkoxy). Esta prueba identifica a los cables que anteriormente tenían estrés residual que podía producir rotura del cobertor.

Contaminación

Aunque antes la especificaciones MIL-C-17 permitieron el uso de algunos PVC Tipo I (polyvinylchloride) para los cobertores, la revisión F lo ha reemplazado completamente con PVC Tipo II, un compuesto no contaminante. El plastificado en PVC Tipo I puede penetrar la malla trenzada y emigrar dentro del dieléctrico de polietileno, causando un aumento grande en la porción de atenuación de pérdida de dieléctrico, sobre todo a las frecuencias sobre 1 GHz.

Debe notarse que un cable con un cobertor de PVC tipo I puede afectar otros cables en contacto íntimo, aun cuando los otros cables tengan cobertor Tipo II.

Atenuación y pérdida de retorno estructural

Las especificaciones MIL-C-17 requieren que la atenuación y pérdida de retorno estructural (VSWR) sea completamente probada barriendo en frecuencia en la banda para la que su uso es recomendado. La variación en materiales o en el proceso industrial puede causar discontinuidades periódicas a lo largo de la longitud del cable coaxial que puede introducir picos de resonancia (púas). Estas púas ocurren cuando las discontinuidades o cambios en las características eléctricas son periódicas a distancias de media longitud de onda.

Cuando los cambios de impedancia ocurren periódicamente, hay frecuencias en que todas las reflexiones están en fase resultando en una gran señal reflejada o VSWR, que están fuera de la proporción normal de VSWR de los cables y sus conectores. Las reflexiones periódicas también pueden causar un aumento sustancial en la atenuación en los picos de resonancia. En el pasado, era muy raro descubrir éstos picos angostos de gran atenuación cuando se probaban cables para atenuación usando el procedimiento de prueba de frecuencia discreto (MIL-C-17D) más antiguo (generalmente a 400 MHz y 3 GHz, y también a 10 GHz para RG-214).



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	33

Ahora, sin embargo, M17/75-RG214 tiene requerimientos de máximo barrido continuo VSWR y de atenuación de 50 MHz a 11GHz. El máximo VSWR es de 1.15:1 (23 dB SRL) a 100 MHz aumentando a 60 dB/100 pies a 11 GHz.

Los cables coaxiales que no requieren performance de barrido de frecuencia "de banda completa" pueden producirse bajo números de designación separados en una versión "unswept" (sin barrido). Las hojas de datos técnicos para estos cables "unswept" recomiendan que ellos no se usen a frecuencias mayores a 400 MHz. El usuario debe decidir qué cables satisfarán mejor la situación, basado en el costo, aplicación y potencia para el crecimiento del sistema y mejoras.

Designaciones de los cables

Los cables que se fabrican bajo especificaciones MIL-C-17 no llevarán mas la designación de RG. Por ejemplo, RG-214 han sido reemplazado por M17/75-RG214. En el futuro, cualquier nuevo cable diseñado sólo será designado por un número de parte M17. Además del número M17, todos los cables son marcados con el nombre del fabricante y número de identificación gubernamental, por ejemplo, "M17/75 - RG214, MIL-C-17, Times Microonda Sistemas, 68999 AA-3409". Los cables que no estén marcados con esta información no están calificados y no hay ninguna garantía de su performance.

Nótese que todos números RG de los cables han sido cancelados de MIL-C-17. Consecuentemente no hay más controles para las especificaciones RG. Los cables en el mercado con especificación RG son diferentes en construcción y performance a los M17.

Algunas características de los cables M17:

Efectividad de apantallamiento: En el rango de 40 a 60 dB es aceptable para muchas aplicaciones de frecuencias relativamente bajas.

Estabilidad de fase: No el mejor para la estabilidad de la fase por las normas de hoy, pero puede perfeccionarse por un apropiado acondicionamiento encima del rango temperatura de interés.

Atenuación (Pérdida): De nuevo no el mejor para las normas de hoy en día pero es normalmente aceptable a frecuencias de HF.

Estabilidad de atenuación: El conductor exterior plateado previene la oxidación de los conductores, que minimiza por eso el cambio de atenuación vs. tiempo. Recíprocamente, el conductor exterior de cobre desnudo se puede oxidar precipitando el aumento de pérdidas bastante rápidamente, lo cual es sólo significativo en frecuencias > 500 MHz.

Manejo de potencia: Los materiales del dieléctrico sólidos (alta conductibilidad térmica) proporcionan excelente capacidad de manejo de potencia.

Rango de temperatura: Amplio rango de temperatura de operación.

Propiedades mecánicas: El dieléctrico sólido proporciona resistencia superior al aplaste.









NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	34

RG-174	 RG-174 A/U	<ul style="list-style-type: none">Impedancia de 50 OhmsMalla de cobre estañadoConductor estañado 7 x 0,16mm.Aislamiento de polietileno sólidoCubierta de PVC de color negroApantallamiento @1GHz > 65dB	<ul style="list-style-type: none">Factor de velocidad: 0,66Capacidad: 100pf /metroFrec. máx. trabajo: 1GHzDiámetro exterior: 2,8 mm.Radio de curvatura: 15mm.Peso aprox.: 0,012Kg/m.
RG-58	 RG-58 /U	<ul style="list-style-type: none">Impedancia de 50 OhmsMalla de cobre estañadoConductor estañado 19 x 0,18mm.Aislamiento de polietileno sólidoCubierta de PVC de color negroApantallamiento @1GHz > 65dB	<ul style="list-style-type: none">Factor de velocidad: 0,66Capacidad: 101pf /metroFrec. máx. trabajo: 1GHzDiámetro exterior: 5,0 mm.Radio de curvatura: 25mm.Peso aprox.: 0,04Kg/m.
RG-58 /FOAM	 RG-58 /FOAM	<ul style="list-style-type: none">Impedancia de 50 OhmsMalla de cobre estañadoConductor estañado 19 x 0,18mm.Aislamiento espuma de polietilenoCubierta de PVC de color negroApantallamiento @1GHz > 65dB	<ul style="list-style-type: none">Factor de velocidad: 0,76Capacidad: 86pf /metroFrec. máx. trabajo: 1GHzDiámetro exterior: 5,0 mm.Radio de curvatura: 25mm.Peso aprox.: 0,04Kg/m.
RG-142	 RG-142 B/U	<ul style="list-style-type: none">Impedancia de 50 OhmsDoble malla de cobre plateadoConductor plateado 1 x 0,94mm.Aislamiento de PTFE (Teflon®)Cubierta de FEP de color beigeApantallamiento @1GHz > 85dB	<ul style="list-style-type: none">Factor de velocidad: 0,71Capacidad: 90pf /metroFrec. máx. trabajo: 8GHzDiámetro exterior: 4,95 mm.Radio de curvatura: 40mm.Peso aprox.: 0,05Kg/m.
RG-223	 RG-223 /U	<ul style="list-style-type: none">Impedancia de 50 OhmsDoble malla de cobre estañadoConductor estañado 1 x 0,90mm.Aislamiento de polietileno sólidoCubierta de PVC de color negroApantallamiento @1GHz > 75dB	<ul style="list-style-type: none">Factor de velocidad: 0,66Capacidad: 100pf /metroFrec. máx. trabajo: 1GHzDiámetro exterior: 5,2 mm.Radio de curvatura: 25mm.Peso aprox.: 0,06Kg/m.
H-155	 H-155®	<ul style="list-style-type: none">Impedancia de 50 OhmsMalla estañada y pantalla aluminioConductor estañado 19 x 0,28mm.Aislamiento de polietileno celularCubierta de PVC color gris oscuroApantallamiento @1GHz > 75dB	<ul style="list-style-type: none">Factor de velocidad: 0,81Capacidad: 82pf /metroFrec. máx. trabajo: 4GHzDiámetro exterior: 5,4 mm.Radio de curvatura: 35mm.Peso aprox.: 0,04Kg/m.



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	35

A I R C E L L · 5	 AIRCCELL® 5	<ul style="list-style-type: none">· Impedancia de 50 Ohms· Malla y pantalla de cobre· Conductor de cobre 1 x 1,05mm.· Aislamiento espuma de polietileno· Cubierta de PVC de color negro· Apantallamiento @1GHz > 85dB	<ul style="list-style-type: none">· Factor de velocidad: 0,82· Capacidad: 82pf /metro· Frec. máx. trabajo: 10GHz· Diámetro exterior: 5,0 mm.· Radio de curvatura: 25mm.· Peso aprox.: 0,05Kg/m.
R F · 2 4 0	 RF-240®	<ul style="list-style-type: none">· Impedancia de 50 Ohms· Malla de cobre y pantalla aluminio· Conductor de cobre 1 x 1,40mm.· Aislamiento espuma de polietileno· Cubierta de PVC de color negro· Apantallamiento @1GHz > 90dB	<ul style="list-style-type: none">· Factor de velocidad: 0,84· Capacidad: 80pf /metro· Frec. máx. trabajo: 6GHz· Diámetro exterior: 6,1 mm.· Radio de curvatura: 40mm.· Peso aprox.: 0,05Kg/m.
A I R C E L L · 7	 AIRCCELL® 7	<ul style="list-style-type: none">· Impedancia de 50 Ohms· Malla y pantalla de cobre· Conductor estañado 19 x 0,37mm.· Aislamiento espuma de polietileno· Cubierta de PVC de color negro· Apantallamiento @1GHz > 83dB	<ul style="list-style-type: none">· Factor de velocidad: 0,83· Capacidad: 75pf /metro· Frec. máx. trabajo: 6GHz· Diámetro exterior: 7,3 mm.· Radio de curvatura: 25mm.· Peso aprox.: 0,08Kg/m.
H · 2 0 0 7	 H-2007®	<ul style="list-style-type: none">· Impedancia de 50 Ohms· Malla y pantalla de cobre· Conductor estañado 19 x 0,37mm.· Aislamiento espuma de polietileno· Cubierta de PVC de color negro· Apantallamiento @1GHz > 83dB	<ul style="list-style-type: none">· Factor de velocidad: 0,83· Capacidad: 75pf /metro· Frec. máx. trabajo: 6GHz· Diámetro exterior: 7,3 mm.· Radio de curvatura: 25mm.· Peso aprox.: 0,08Kg/m.
R G · 2 1 3	 RG-213 /U	<ul style="list-style-type: none">· Impedancia de 50 Ohms· Malla de cobre estañado· Conductor de cobre 7 x 0,75mm.· Aislamiento de polietileno sólido· Cubierta de PVC de color negro· Apantallamiento @1GHz > 65dB	<ul style="list-style-type: none">· Factor de velocidad: 0,66· Capacidad: 101pf /metro· Frec. máx. trabajo: 2GHz· Diámetro exterior: 10,3 mm.· Radio de curvatura: 100mm.· Peso aprox.: 0,16Kg/m.
R G 2 1 3 · E S P	 RG-213 /ESP	<ul style="list-style-type: none">· Impedancia de 50 Ohms· Malla estañada y pantalla aluminio· Conductor de cobre 7 x 0,75mm.· Aislamiento de polietileno sólido· Cubierta de PVC de color negro· Apantallamiento @1GHz > 75dB	<ul style="list-style-type: none">· Factor de velocidad: 0,66· Capacidad: 98pf /metro· Frec. máx. trabajo: 3GHz· Diámetro exterior: 10,3 mm.· Radio de curvatura: 100mm.· Peso aprox.: 0,16Kg/m.



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefanía Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	36

Tabla comparativa de atenuaciones por cada 100 metros:

Cable / Frec.	28MHz	50MHz	145MHz	435MHz	900MHz	1,3GHz	2,4GHz	4,8GHz
RG-174 A/U	15,0 dB	21,0 dB	34,0 dB	60,0 dB	-	-	-	-
* LMR-100A	12,5 dB	16,7 dB	28,8 dB	51,0 dB	-	-	-	-
RG-58 /U	7,9 dB	10,5 dB	18,1 dB	32,1 dB	47,5 dB	-	-	-
RG-223 /U	6,8 dB	9,1 dB	15,7 dB	28,0 dB	41,6 dB	-	-	-
RG-58 A/U	6,7 dB	8,9 dB	15,3 dB	27,4 dB	40,8 dB	-	-	-
RG-142 B/U	6,5 dB	8,7 dB	15,0 dB	26,8 dB	39,7 dB	48,6 dB	-	-
* LMR-200	5,6 dB	7,5 dB	12,8 dB	22,4 dB	32,6 dB	39,4 dB	-	-
AirCell-5	5,1 dB	6,9 dB	11,8 dB	21,0 dB	30,0 dB	37,8 dB	-	-
H-155	5,0 dB	6,5 dB	11,2 dB	19,8 dB	27,0 dB	34,9 dB	49,6 dB	-
RF-240 LTA	4,3 dB	5,8 dB	9,8 dB	17,2 dB	25,1 dB	31,2 dB	43,1 dB	-
* LMR-240	4,2 dB	5,7 dB	9,7 dB	17,0 dB	24,8 dB	30,0 dB	41,5 dB	-
AirCell-7	3,4 dB	4,5 dB	7,7 dB	13,7 dB	20,5 dB	24,9 dB	35,6 dB	-
* LMR-300	3,4 dB	4,5 dB	7,7 dB	13,6 dB	19,9 dB	24,1 dB	33,4 dB	-
RG-213 /U	3,5 dB	4,7 dB	8,2 dB	14,9 dB	22,5 dB	28,0 dB	40,7 dB	-
RG-214 /U	3,4 dB	4,6 dB	8,1 dB	14,8 dB	22,4 dB	27,9 dB	40,6 dB	-
EcoFlex-10	2,1 dB	2,9 dB	4,9 dB	8,9 dB	13,9 dB	16,5 dB	23,4 dB	36,5 dB
RH-100	2,0 dB	2,7 dB	4,8 dB	8,6 dB	12,9 dB	15,8 dB	22,2 dB	34,9 dB
RF-400 LTA	2,0 dB	2,7 dB	4,8 dB	8,6 dB	12,9 dB	15,8 dB	22,2 dB	34,9 dB
H-2000 Flex	2,0 dB	2,7 dB	4,8 dB	8,5 dB	12,8 dB	15,7 dB	21,9 dB	34,5 dB
CNT-400	2,3 dB	3,2 dB	4,9 dB	8,7 dB	12,8 dB	15,6 dB	21,7 dB	32,0 dB
* LMR-400	2,1 dB	2,9 dB	4,9 dB	8,7 dB	12,8 dB	15,6 dB	21,7 dB	32,0 dB
AirCom Plus	1,9 dB	2,5 dB	4,6 dB	8,2 dB	12,3 dB	15,2 dB	21,6 dB	34,0 dB
WestFlex-103	1,8 dB	2,3 dB	4,4 dB	7,6 dB	11,7 dB	14,3 dB	20,5 dB	33,0 dB
FSJ4-50B 1/2"	1,8 dB	2,3 dB	4,2 dB	7,4 dB	11,1 dB	13,5 dB	19,5 dB	30,0 dB
EcoFlex-15	1,3 dB	1,9 dB	3,4 dB	6,1 dB	9,5 dB	11,4 dB	16,2 dB	25,6 dB

Conectores RF

- Conector BNC

Los conectores BNC (*Bayonet-Neill-Concelman* o *British Naval Connector*) son conectores para cables coaxiales. La familia BNC está compuesta por los siguientes elementos:

Conector de cable BNC: está soldado o incrustado en el extremo del cable.

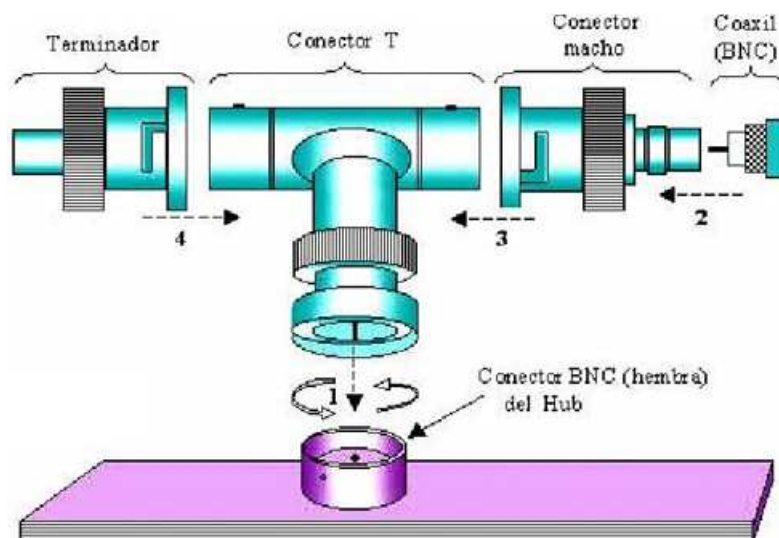
Conector en T BNC: conecta la tarjeta de red del equipo al cable de red.

Alargador BNC: une dos cables coaxiales para hacer un cable más extenso.

Terminadores BNC: ubicados en ambos extremos de un cable bus para absorber señales perdidas. Tiene la conexión a tierra. Una red de bus no puede funcionar sin ellos. Estaría fuera de servicio.



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	37



- Conector TNC

El conector TNC (del inglés threaded Neill-Concelman) es una versión con rosca del conector BNC. Tiene una impedancia de 50Ω y el margen de frecuencias preferible a las que opera va de entre 0 a 11 GHz. A frecuencias de microondas tiene un mejor comportamiento que el BNC. Fue inventado a finales de los años 1950 y toma su nombre de los ingenieros Paul Neill y Concelman.



Conector TNC hembra



Conector TNC macho

- Conector tipo N

Se utiliza para unir cables coaxiales utilizando un conector RF de rosca. Fue uno de los primeros conectores para ser capaz de llevar las señales de frecuencias de microondas. Inventado por Paul Neill de Bell Labs en la década de 1940, es el conector que lleva su nombre.

El conector tipo N que se usa comúnmente hoy en día pueden manejar fácilmente hasta 11 GHz. El conector N sigue la MIL-C-39012 estándar (definidos por los militares) y 50 y viene en versiones de 75 ohmios. La industria de televisión por cable depende en gran medida de la última versión de 75 ohmios. Tenga en cuenta que la conexión de los dos conectores entre sí puede causar algunos daños. El problema es que muchos N conectores disponibles para su uso no son etiquetados, a fin de impedir su uso en un entorno mixto de impedancia puede ser difícil.



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefanía Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	38

Características y beneficios:

- ✓ Los conectores N permiten espacio para una amplia gama de medio-RG de cables coaxiales miniatura en forma de un robusto modelo de tamaño mediano.
- ✓ Una amplia gama de militares, industriales, comerciales y productos de calidad están disponibles para los consumidores, lo que les permite comparar calidad y precios antes de comprar.
- ✓ Enchufe diferentes estilos, como el ángulo recto, toma estilo o directamente, están disponibles para satisfacer las demandas de los clientes. Recipiente y mamparo montajes son dos de las clases populares que están disponibles en el panel de montaje.



Conector N hembra



Conector N macho

• Conector SMA

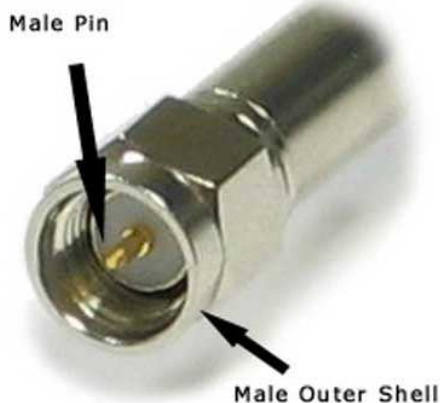
El conector SMA (*SubMiniature version A*) es uno de los conectores de radio frecuencia desarrollado en la década de 1960 para que sea más fácil para conectar cables coaxiales. Utilizando un diseño de tipo de tornillo, el conector SMA permite una conexión rápida, y se puede usar tanto en corriente alterna y aplicaciones.

Este conector está diseñado para el tipo de tornillo de conexión, en lugar de empujar y tirar de la tecnología que se utiliza a menudo con otros conectores. A menudo construidos con acero inoxidable o de latón, el conector SMA 0.250x36 utiliza un hilo, con el conector macho incluyendo una tuerca hexagonal de .312.

El promedio de conector SMA es evaluado con un modo de funcionamiento sin que pueden ir desde DC a 18 GHz. Sin embargo, hay algunas versiones personalizadas del conector SMA, que alcanzaba el 26,5 GHz. Aunque existen adaptadores que aumentará la calificación, por lo general no se recomienda utilizar un conector SMA para nada por encima de los 26,5 GHz para más de un corto período de tiempo, ya que el resultado será el de acortar la vida útil del conector.



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	39



Conector SMA macho



Conector SMA hembra

- Conector UHF

El conector UHF, es un conector roscado que se diseñó en la 2ª Guerra Mundial para RF, a partir de una era cuando UHF se refería a frecuencias de más de 30 MHz. Se originó con la intención de ser empleado como conector de video en aplicaciones de RADAR pero más tarde fue usado para usos de RF.

Los conectores UHF son generalmente utilizados por lo que ahora se conoce como el VHF y frecuencias HF y puede manejarse los niveles de potencia de más de 1 Kw. A pesar del nombre raras veces es usado para frecuencias reales UHF ya que no trabajan bien arriba 300 MHz.

Estos conectores fueron substituidos en muchas aplicaciones por algunos diseños que tienen una más uniforme impedancia sobre la longitud del conector, como el conector de N y el conector BNC, pero ellos todavía son extensamente usados en la radio aficionada, la radio marítima VHF, entre otras.

Los conectores UHF también fueron usados para la entrada y la salida de señales compuestas de video para el más viejo equipo de video (como VTRS y monitores) a partir de finales de los años 1970 y antes.



Conector UHF hembra



Conector UHF macho

c) Dispositivos de RF

Software Microwave Office:



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	40

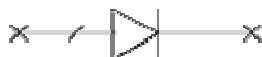
Es una herramienta de diseño y análisis para automatizar el proceso de diseño de circuitos que operan en alta frecuencia.

Para realizar la simulación de los diseños el software utiliza modelos válidos para alta frecuencia de los componentes utilizados, a continuación se presentan algunos de dichos modelos.

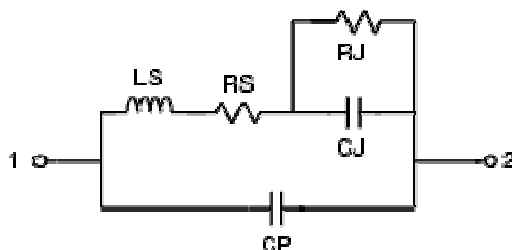
Diodos aplicados a RF: Diodos PIN

Especificaciones del Software Microwave Office:

Symbol



Topology



Parameters

Name	Description	Unit Type	Default
ID	Element ID	Text	D1
CJ	Junction capacitance	Capacitance	0 pF
RJ	Junction resistance	Resistance	1000 Ohm
RS	Diode series resistance	Resistance	1 Ohm
LS	Bond wire inductance	Inductance	0 nH
CP	Package capacitance	Capacitance	0 pF

Implementation

Implements a packaged PIN diode.

Restrictions

1. Assumed to be noiseless.



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	41

El diodo PIN es un diodo que presenta una región P fuertemente dopada y otra región N también fuertemente dopada, separadas por una región de material que es casi intrínseco. Este tipo de diodos se utiliza en frecuencias de microondas, es decir, frecuencias que exceden de 1 GHz, puesto que incluso en estas frecuencias el diodo tiene una impedancia muy alta cuando está inversamente polarizado y muy baja cuando está polarizado en sentido directo. Además, las tensiones de ruptura están comprendidas en el margen de 100 a 1000 V.

En virtud de las características del diodo PIN se le puede utilizar como interruptor o como modulador de amplitud en frecuencias de microondas ya que para todos los propósitos se le puede presentar como un cortocircuito en sentido directo y como un circuito abierto en sentido inverso. También se le puede utilizar para conmutar corrientes muy intensas y/o tensiones muy grandes.

En frecuencias de microondas se representa de maneras más sencillas por una capacidad CR en serie con la resistencia directa rd. Con tensiones directas, CR es aproximadamente infinita, mientras que en polarización inversa, rd es aproximadamente nula. La capacidad CS es la capacidad parásita paralelo que se produce soldando el diodo a la cápsula y LS es la inductancia serie debida a los hilos de conexión desde el diodo hasta la cápsula.

Diodo PIN para propósitos generales: BAP51-02

Características principales:

- ✓ La capacitancia del diodo es baja
- ✓ Baja resistencia directa

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_R	continuous reverse voltage		–	60	V
I_F	continuous forward current		–	50	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_s = 90\text{ }^{\circ}\text{C}$	–	715	mW
T_{stg}	storage temperature		–65	+150	$^{\circ}\text{C}$
T_j	junction temperature		–65	+150	$^{\circ}\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V_F	forward voltage	$I_F = 50\text{ mA}$	–	0.95	1.1	V
V_R	reverse voltage	$I_R = 10\text{ }\mu\text{A}$	50	–	–	V
I_R	reverse current	$V_R = 50\text{ V}$	–	–	100	nA
C_d	diode capacitance	$V_R = 0; f = 1\text{ MHz}$	–	0.4	–	pF
		$V_R = 1\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	–	0.3	0.55	pF
		$V_R = 5\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	–	0.2	0.35	pF
r_D	diode forward resistance	$I_F = 0.5\text{ mA}; f = 100\text{ MHz; note 1}$	–	5.5	9	Ω
		$I_F = 1\text{ mA}; f = 100\text{ MHz; note 1}$	–	3.6	6.5	Ω
		$I_F = 10\text{ mA}; f = 100\text{ MHz; note 1}$	–	1.5	2.5	Ω



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	42

Los transistores y los FET de RF son realizados por procesos similares a los de baja frecuencia independiente de la potencia. La diferencia radica en que los materiales con que se fabrican los dispositivos de RF sufren un control más estricto sobre sus propiedades además se los realiza en pequeñas dimensiones y se los monta en encapsulados especiales, diseñados para trabajar en aplicaciones de alta frecuencia.

Esta pequeña área involucra una elevada densidad de disipación de potencia provocando la consecuente elevación de la temperatura del dispositivo (típicamente 200°C de operación).

Lo primero a tener en cuenta en la selección de un transistor es la frecuencia a la cual va a trabajar.

Existen transistores con iguales características (ganancia, potencia de salida, etc.) pero para diferentes rangos de frecuencia. también se fabrican diferentes tipos transistores para varios valores de tensión de alimentación (7.5V, 12.5V, 28V y 50V). Generalmente es fácil de conseguir altas tensiones de alimentaciones y altas potencia en transistores de RF si son hechos de silicio .

Otra diferencia de los transistores de RF es su elevado costo debido principalmente al encapsulado, a manejar elevados niveles de potencia en pocos volúmenes y a la elevada frecuencia.

Y como ultima diferencia es que a mayor potencia de operación aumenta la complejidad del dispositivo ya que a bajas frecuencias solo hay que limitarse a técnicas de evacuación de la potencia disipada, en cambio en RF se debe diseñar para que el sistema este adaptado y aparte de eso se debe hacer que el dispositivo se comporte de igual manera con la frecuencia cosa que se complica cuando se trabaja con anchos de banda significativos complicando la implementación.

Características en aplicaciones específicas

Baja potencia

El primer punto a tener en cuenta si se va diseñar un amplificador de bajo ruido es la elección de la frecuencia de operación y el valor de la figura de ruido. Probablemente la consideración más práctica es escoger un transistor que el fabricante ha caracterizado con los parámetros de ruido que son: la figura mínima de ruido a una frecuencia, la resistencia de ruido y la figura de ruido mínima de fuente. Para diseños de baja potencia los fabricantes dan en las hojas de datos la optima figura de ruido para una optima ganancia.

Escoger un transistor para aplicaciones de bajas potencias es generalmente más simple que para uno de bajo ruido o alta potencia porque las opciones son menores. Existen una serie de transistores diseñados para trabajar a muy baja potencia pero generalmente se utilizan transistores de baja potencia con una suficiente frecuencia de corte F_c proveyendo la ganancia deseada a la frecuencia de operación.

Una consideración muy importante en la elección de transistores de baja potencia es el tipo de encapsulado que pueden ser metálicos, plásticos, de montaje superficial y encapsulados sellados de metal-cerámico.

Generalmente el encapsulado más pequeño es el de mayor rendimiento para dispositivos de RF.

Alta potencia

Generalmente mayor que 1 W, debido a la gran variedad de dispositivos se complica a la hora de elegir un dispositivo. Las principales características para tener en cuenta son: el voltaje de operación, frecuencia de operación y potencia de salida, otros factores pueden ser la linealidad, el ancho de banda (requerido dependiendo de la aplicación), la eficiencia, la robustez (capacidad del transistor a resistir condiciones desfavorables), requerimientos térmicos, y el tipo d encapsulados.



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina	49689	5R1	2009	43
Pereyra, Estefania	50039			
Quero, Josué	50209			
Trasobares, Daniel	50281			

El voltaje de operación es por lo general predeterminado pero en algunos casos se puede elegir. La impedancia no es una característica a tener en cuenta pero la impedancia de salida es altamente dependiente del voltaje de operación y de la potencia de salida.

Es conveniente destacar que los transistores de potencia tienen una ganancia que decreciente con la frecuencia. Si la frecuencia de operación está por debajo del rango normal de operación, la ganancia podrá crear inestabilidad. La ganancia y la robustez a una frecuencia dada son inversamente proporcionales.

Ancho de Banda, Banda de uso

El comportamiento de un transistor a altas frecuencias está limitado por las capacidades internas del dispositivo. En los bipolares son las capacidades entre las junturas de base y emisor C_{be} y la de base y colector C_{bc} . En los MOSFET son C_{gs} (juntura gate-surtidor) y C_{gd} (juntura gate-drenador).

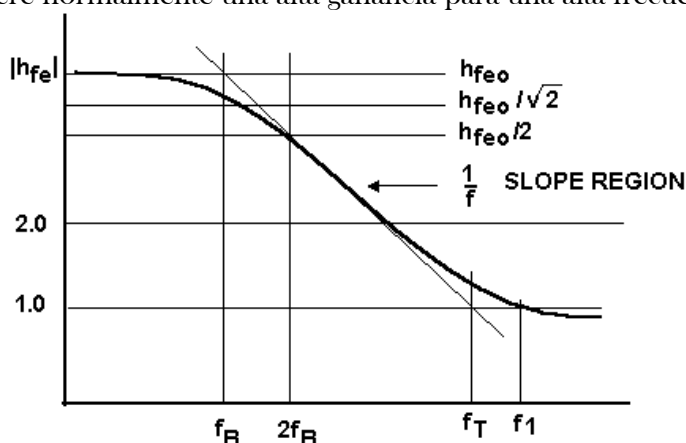
Llamamos “*ancho de banda*” de un amplificador al rango de frecuencias a las que el circuito responde sin producir distorsión, el ancho de banda está dado por el polo de estas capacidades o capacidad de Miller, en la frecuencia donde la amplificación cae a -3dB . No hay forma para determinar el punto de -3dB en un transistor, por ello es conveniente usar un filtro externo para limitar el ancho de banda con una frecuencia de corte conocida.

Frecuencia de Transición :

Un parámetro encontrado en la mayoría de las hojas de datos de los transistores de RF de baja potencia es f_t (es el producto de ganancia de corriente \times ancho de banda) algunas veces se refiere en la frecuencia de corte, al producto en baja frecuencia en donde la ganancia de corriente es la unidad.

$$f_t = h_{fe} \cdot BW$$

Esto no es así en realidad, pero es bastante cercano para los propósitos prácticos. f_t es una excelente figura del mérito cuando se comparan parámetros de los dispositivos como ganancia y figura de ruido. Un valor alto de f_t requiere normalmente una alta ganancia para una alta frecuencia.



Una completa hoja de datos de un transistor RF de baja potencia incluye un gráfico de f_t vs corriente de colector. Se ingresará en el gráfico con la corriente y la curva, se encontrará la ganancia máxima del dispositivo.



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	44

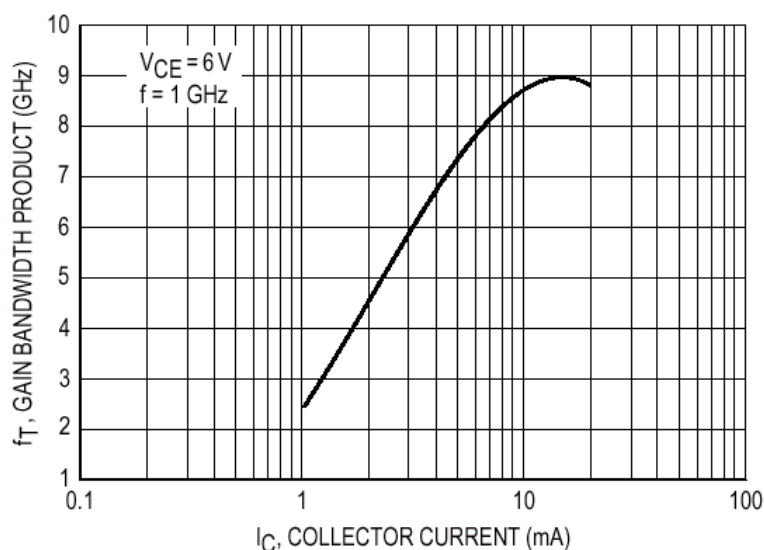


Figure 4. Gain-Bandwidth Product versus Collector Current

Banda de Uso

Se utilizara un dispositivo en las siguientes bandas radioeléctricas:

ELF	VF	VLF	LF	MF	HF	VHF	UHF	SHF	EHF
30 a 300Hz	300 a 3kHz	3k a 30kHz	30k a 300kHz	300k a 3MHz	3M a 30MHz	30M a 300MHz	300M a 3GHz	3G a 30GHz	30GHz a 300GHz

ELF: frecuencia extremadamente baja.

VF: frecuencia de voz.

VLF: frecuencia muy baja.

LF: frecuencia baja.

MF: frecuencia media.

HF: frecuencia alta.

VHF: frecuencia muy alta.

UHF: frecuencia ultraalta

SHF: frecuencia superalta.

EHF: frecuencia extremadamente alta.

Tabla comparativa de los dispositivos seleccionados



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	45

Transistor	Banda	BW	f_T
Pequeña Señal			
MPF102	VHF	400 MHz	-
MRF927T1	UHF	2 GHz	8 GHz
MRF581	UHF	1 GHz	5 GHz
Bipolar de Potencia			
MRF847	UHF	960 MHz	-
MRF422	HF	30 MHz	-
MRF240	VHF	175 MHz	-
MOS de Potencia			
MRF175LU	VHF	400 MHz	-
MRF154	HF	30 MHz	-
MRF137	VHF	400 MHz	-

Ancho de banda (en el amplificador)

El ancho de banda de un amplificador de potencia transistorizado está determinado por la capacidad de frecuencia intrínseca del transistor (relacionado directamente con f_T), los elementos parásitos de la cápsula (reactancias parásitas), y los circuitos adaptadores de entrada y salida del amplificador, que además de adaptar las impedancias reducen los componentes reactivos, decrementando el Q .

Generalmente, el diseño del circuito amplificador lo determina el ancho de banda.

Existen transistores bipolares diseñados para VHF y UHF con redes adaptadoras de impedancias internas, que son filtros pasabajos LCL. Estas redes producen limitaciones en el ancho de banda de operación del dispositivo, debido a que son diseñadas para que el transistor trabaje en un rango de frecuencias acotado.

Para el funcionamiento en banda angosta, se utilizan redes de parámetros concentrados, que además de adaptar impedancias, se comportan como circuitos resonantes, o sea, presentan una baja impedancia a la frecuencia de trabajo del amplificador, y una elevada impedancia a las demás frecuencias. De ello se deduce que la banda de funcionamiento es reducida.

La ganancia en un circuito de banda angosta es mayor a uno de banda ancha, pero ésta está acotada a un margen muy pequeño de frecuencias.

Para el caso de funcionamiento en banda ancha, se realizan redes de parámetros distribuidos, como pueden ser líneas de transmisión (cables coaxiales, guías de onda, etc.), y que cumplen la función de adaptar impedancias.

Tensión de Alimentación: 12v; 28v; o 50v:

Los transistores existentes para aplicación en amplificadores de RF son fabricados para trabajar con distintas tensiones de colector.

Las ventajas del funcionamiento de los transistores con niveles de tensión de colector altos, que varían entre 24 V y 50 V, reside en mayor ganancia de potencia por etapa, buena supresión de transitorios, y la limitación bastante simple de corriente y tensión. Además, poseen tensiones de ruptura de colector mucho más elevadas. Por lo tanto poseen mayor performance. Las desventajas son el costo adicional, el consumo algo mayor de potencia y el tamaño más grande del equipo.

El funcionamiento directo del sistema con 5V, 7,5V y 12,5 voltios permite ahorros de costo y tamaño, como así también un rendimiento más alto. Pero debido a que el funcionamiento con 12 voltios



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	46

produce menos ganancia por etapa, se requieren en muchos casos etapas de RF adicionales. La supresión de transitorios y la limitación de tensión y corriente son también algo más difíciles. No obstante, los ahorros de costo y tamaño hacen algo más convenientes a los sistemas de 12 V para transmisores móviles.

Tabla comparativa de dispositivos

Dispositivo	V _{CEO} (V)	V _{CBO} (V)	V _{EBO} (V)	I _c (A)
Pequeña Señal				
MPF102	25 ⁽¹⁾	25 ⁽²⁾	-25 ⁽³⁾	20m ⁽⁴⁾
MRF927T1	10	20	2.5	10m
MRF581	18	36	2.5	200m
Bipolar de Potencia				
MRF847	16.5	38	4	12
MRF422	40	85	3	20
MRF240	16	36	4	8
MOS de Potencia				
MRF175LU	65 ⁽¹⁾	-	40 ⁽³⁾	13 ⁽⁴⁾
MRF154	125 ⁽¹⁾	125 ⁽²⁾	40 ⁽³⁾	60 ⁽⁴⁾
MRF137	65 ⁽¹⁾	65 ⁽²⁾	40 ⁽³⁾	50 ⁽⁴⁾

Cambio de nomenclatura para MOS

⁽¹⁾ V_{DS} ⁽²⁾ V_{DG} ⁽³⁾ V_{GS} ⁽⁴⁾ I_{DSS}

Mosfet vs. Bipolar

Los transistores de RF consisten de dos tipos de dispositivos: de juntura bipolar (BJT) y de efecto de campo (FET). Debido a diferencias en la tecnología de la fabricación, los transistores de juntura bipolar pueden tener una performance superior para ciertas aplicaciones, mientras que los transistores de efecto de campo pueden ser superiores para otras.

CARACT.	BIPOLAR	MOSFET
$Z_{in}, R_f/X_s(2\text{ MHz})$	$3.8 -j2\text{ Ohm}$	$19 -j3\text{ Ohm}$
$Z_{in}, R_f/X_s(150\text{ MHz})$	$0.4 +j1.5\text{ Ohm}$	$0.6 -j0.6\text{ Ohm}$
$Z_{ol}, (Imp\text{ de carga})$	Casi igual en cada caso, dependiendo del nivel de potencia y del voltaje suministrado.	
POLARIZACION	No requerido, salvo el funcionamiento lineal, necesita altas fuentes de alta corriente y voltaje (I_c/hFE)	Siempre es requerida una polarización en la compuerta. Baja corriente de compuerta
ROBUSTEZ	Falla normalmente debajo de las condiciones de corriente. fuga térmica y rotura secundaria.	Modos de falla: Perforado directo de la compuerta, excediendo de voltajes de ruptura, sobre disipación, g_{FS} decremента con la temperatura.
LINEALIDAD	baja distorsión dependiendo del tamaño de la pastilla y de la geometría.	Bajo orden de distorsión pero peor que el bipolar para un



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	47

	<i>Alto orden de IMD es un función del tipo y del valor de resistencia de lastre.</i>	<i>tamaño de pastilla y geometría dado. Alto IMD debido a que carece de la resistencia de lastre.</i>
ESTABILIDAD	<i>el engorroso problema de inestabilidad es conocido como fo que se debe al efecto varactor en la unión base-emisor. Baja relación de capacidad realimentada contra la impedancia de la entrada</i>	<i>Superior estabilidad debido a la falta de diodos de unión y proporción más alta relación de capacidad realimentada contra la impedancia de la entrada</i>
VENTAJAS	<i>Pastilla que se procesa más fácil. La tensión colector-emisor de saturación en condiciones de operación es baja</i>	<i>La impedancia de la entrada constante ante variación del nivel de polarización. Buena estabilidad y alto orden IMD, más fácil en banda ancha. Dispositivos o pastillas pueden ponerse en paralelo Dispositivos de Altos voltaje y fácil de implementación.</i>
DESVENTAJAS	<i>La impedancia de la entrada baja con alto componente reactivo. La compensación interior es requerida para un incremento de Q. La impedancia de entrada varía con el nivel de dolarización. Los dispositivos o las pastillas no pueden ser fácilmente puestos en paralelo.</i>	<i>El tamaño de la pastilla es comparable con el nivel de la pastilla. Ruptura de compuerta no recuperable. Alta tensión de saturación dreanador-surtidor, dispositivos de alta potencia menos factibles</i>

Ganancia y Figura de Ruido vs. Frecuencia:

En todos los dispositivos activos se genera una cierta cantidad de ruido que se agrega a la señal de entrada, y que está caracterizado en las hojas por la figura de ruido (NF), para una determinada frecuencia de operación.

La figura de ruido es usada para describir la contribución de ruido de un dispositivo, y además, es una medición de cuanto un dispositivo (tal como un amplificador) degrada la relación señal ruido, determinada por la siguiente expresión:

$$NF = [Relación S/N a la entrada del dispositivo (en dB)] - [Relación S/N a la salida del dispositivo (en dB)]$$

La figura de ruido puede variar con la frecuencia y con la resistencia de la fuente de entrada del dispositivo, como se muestra a continuación:



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	48

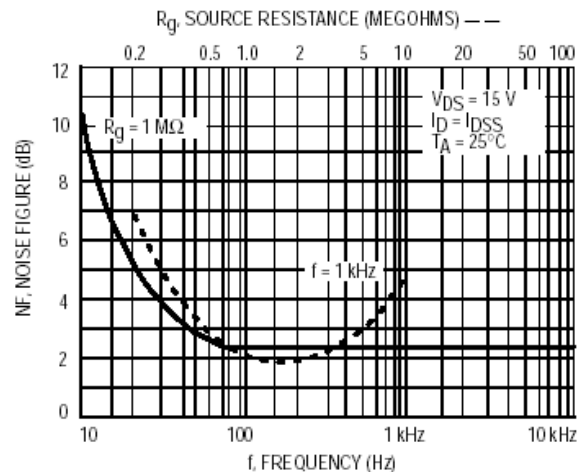


Figura de ruido versus resistencia de fuente y frecuencia

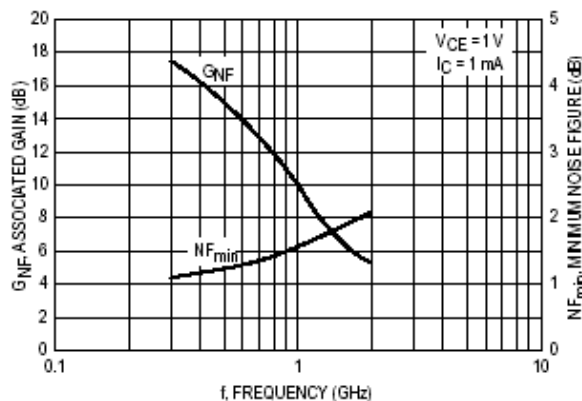
Muchos transistores de RF se utilizan en amplificadores de bajo ruido, lo que ha llevado a incluir en las hojas parámetros relacionados con la figura de ruido. NF_{min} se define como la mínima figura de ruido que puede obtenerse con el transistor. Esta figura requiere adaptar la impedancia de entrada, la cual es usualmente diferente de la requerida para obtener máxima ganancia. Así, el diseño de un amplificador de bajo ruido es siempre un compromiso entre la ganancia y la NF. Una herramienta útil para en este caso es una carta de Smith con curvas de ganancia constante y NF, que pueden trazarse para condiciones específicas de operación (típicamente, de polarización y frecuencia). Estos contornos son círculos que se encuentran total o parcialmente dentro de los confines del ábaco de Smith. Si los círculos de ganancia están contenidos completamente en el ábaco, el dispositivo es incondicionalmente estable. Si algunas porciones de los círculos de ganancia están contenidas en el ábaco, entonces el dispositivo es considerado condicionalmente estable y el diseñador debe considerar inestabilidad, en particular fuera del rango normal de trabajo.

Si la hoja de datos incluye parámetros de ruido, se incluye un valor del coeficiente de reflexión de entrada óptimo para lograr mínima NF; su símbolo es Γ_o ó Γ_{op} . Pero recuerde que si se satisface este valor es muy probable que se tenga ganancia mucho menor que la alcanzable por el transistor. El coeficiente de reflexión de entrada para máxima ganancia se denomina Γ_{MS} , mientras que el coeficiente de reflexión de salida para esa condición es Γ_{ML} .

En las hojas de datos dadas por los fabricantes de los transistores de RF se especifica una gráfica de la figura de ruido y ganancia asociada versus la frecuencia, como se muestra a continuación:



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina	49689	5R1	2009	49
Pereyra, Estefania	50039			
Quero, Josué	50209			
Trasobares, Daniel	50281			



Ganancia y figura de ruido versus frecuencia

En la misma se puede observar el compromiso entre la ganancia y la figura de ruido, ya que a medida que aumentamos la figura de ruido disminuye la ganancia. Con respecto a la frecuencia se comprueba que a medida que aumentamos la frecuencia la ganancia del componente disminuye, y aumenta la figura de ruido. Por lo tanto debemos buscar el nivel óptimo para nuestro diseño.

Parámetros de ruido

Los parámetros de ruido especificados en todos los transistores de baja potencia son tres:

- ✓ NF_{min} (figura de ruido mínima)
- ✓ R_n (resistencia de ruido equivalente del transistor)
- ✓ Γ_{opt} (coeficiente de reflexión de fuente óptimo)

En donde Γ_{opt} es un número complejo, y la R_n puede ser normalizada a la impedancia característica de línea dividiéndola por Z_o , como $r_n = R_n/Z_o$.

Un valor determinado de figura de ruido puede ser determinado por la ecuación:

$$NF = NF_{min} + 4r_n \frac{(|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2)}{(1 - |\Gamma_s|^2)(1 + |\Gamma_{opt}|^2)}$$

De lo anterior se puede observar que la figura de ruido de un amplificador a transistor, para específicas condiciones de frecuencia y de polarización, es enteramente dependiente de la impedancia de fuente vista por el transistor, Γ_s .

Ganancia

Para los BJT el factor que determina la ganancia es H_{fe} y en los MOS G_{fs} también puede haber parámetros de ganancia para las distintas configuraciones de transistor o se pueden deducir de los parámetros Y o parámetros S .

G es la potencia entregada a la carga dividida por la potencia de la fuente:



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	50

$$G_t = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - \Gamma_{IN}\Gamma_s)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_s\Gamma_L|^2}$$

esta expresión podrá ponerse como

$$G_t = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_s|^2} * |S_{21}|^2 * \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

si

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \text{ y } \Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s}$$

entonces:

$$G_t = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} * |S_{21}|^2 * \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2}$$

Se tiene un término de entrada $\frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2}$ un parámetro del dispositivo $|S_{21}|^2$ y un término de salida que depende de la cantidad en la entrada.

$$\frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2}$$

Se muestra que el coeficiente de reflexión de fuente, Γ_s , es igual al conjugado del coeficiente de reflexión del transistor, Γ_{IN} , obtenemos una expresión de G_p llamada ganancia de potencia operativa. La importancia de G_p es la independencia de la impedancia de la fuente porque se fuerza a Γ_s a ser igual que S_{11} . La ecuación es:

$$G_p = \frac{1}{|1 - \Gamma_{IN}|^2} * |S_{21}|^2 * \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

Esta ecuación se puede dividir en tres fuentes de ganancia.

$G_o = |S_{21}|^2$ Contribución del mismo transistor;

$G_s = (1 - |\Gamma_s|^2) / |1 - S_{11}\Gamma_s|^2$ es la ganancia que se puede conseguir del circuito de entrada;

$G_L = (1 - |\Gamma_L|^2) / |1 - S_{11}\Gamma_L|^2$ es la ganancia que se puede conseguir del circuito de salida

Y la máxima ganancia de potencia unilateral del transistor especificada por los fabricantes es:

$$G_{tu\max} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}$$

El factor de estabilidad K es calculado como:

$$K = \frac{(1 + |D_s|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2)}{2|S_{21}||S_{12}|}$$

Donde:



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	51

$$D = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

Si K es mayor que la unidad, el dispositivo puede ser incondicionalmente estable para cualquier combinación de impedancias de fuente y de carga. Si K es menor que la unidad, el dispositivo es potencialmente inestable, y podrá muy fácilmente oscilar con ciertas combinaciones de impedancia de fuente y de carga. Para evitar aquel inconveniente debemos diseñar una red de neutralización, con lo que la ganancia total del circuito se reducirá.

Los parámetros S permiten calcular los círculos de estabilidad, que son graficados en ábacos de Smith, y que separan las regiones de estabilidad y de inestabilidad.

Parámetros que utiliza:

<i>BIPOLAR</i>	<i>MOSFET</i>	<i>DESCRIPCION</i>
<i>BV_{CEO}</i>	<i>BV_{DSO}</i>	<i>voltaje de ruptura por avalancha, medido con la base abierta. No especificada para el MOSFETs. En caso de alguna corriente de fuga entre compuerta-drenador generara tensiones superiores a V_{GS} en la compuerta.</i>
<i>BV_{CES}</i>	<i>BV_{DSS}</i>	<i>Voltaje de ruptura por avalancha, medido con la base y el emisor o la compuerta y la fuente cortocircuitado. Método normal de medición del voltaje de ruptura en el MOSFET.</i>
<i>BV_{CBO}</i>	<i>BV_{DGO}</i>	<i>Voltaje de ruptura por avalancha, medido con el emisor abierto. No especificado para el MOSFET. El voltaje de ruptura compuerta-fuente puede ser excedido.</i>
<i>BV_{EBO}</i>	<i>V_{GS}</i>	<i>Voltaje de ruptura inversa de la unión base-emisor. No especificado para los MOSFET.</i>
<i>$V_B(\text{Forward})$</i>	<i>$V_{GS(th)}$</i>	<i>No especificado en muchos casos para los BJT. Para los MOSFET indica la tensión mínima que se le debe aplicar a la compuerta para que el dispositivo conduzca.</i>
<i>I_{CES}</i>	<i>I_{DSS}</i>	<i>Corriente de fuga colector-emisor o drenador-surtidor con la base y el emisor o la compuerta y el surtidor cortocircuitados. Parámetros equivalentes en BJT y FET</i>
<i>I_{EBO}</i>	<i>I_{GS}</i>	<i>Corriente de fuga inversa base-emisor o compuerta-surtidor. Normalmente no dado en la hoja de dato de los BJT, pero es importante para la polarización del MOSFETs. Los dos parámetros afectan al dispositivo a largo plazo.</i>
<i>$V_{CE(sat)}$</i>	<i>$V_{DS(sat)}$</i>	<i>voltaje de saturación del dispositivo para DC. Normalmente no dado en la hoja de dato de los BJT, pero para MOSFETs de potencia es muy importante. Debido al gran numero de dispositivos por pastilla este parámetro es importante en el proceso de fabricación del MOSFETs.</i>
<i>h_{FE}</i>	<i>g_{fs}</i>	<i>Estos son parámetros de baja frecuencia para ganancia de voltaje y de corriente respectivamente. En el MOSFET es una indicación del tamaño eléctrico del dispositivo. Para una cierta extensión depende del tipo y geometría de la pastilla.</i>
<i>f_T</i>	<i>(f_T)</i>	<i>Frecuencia a la cual la ganancia de tensión o corriente es la unidad. No</i>



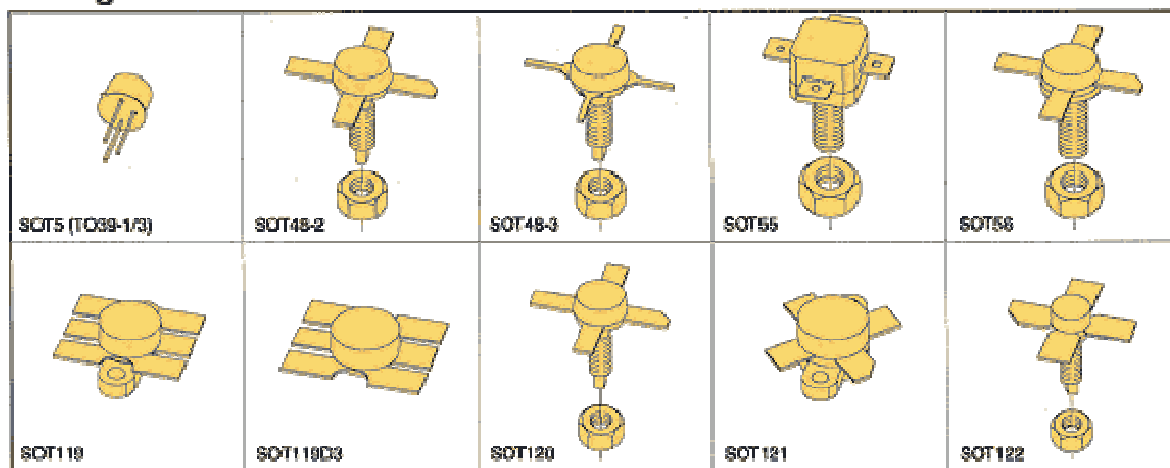
NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	52

		<i>dado para muchos BJT's o MOSFET's. El valor puede ser de 2 a 5 veces mas chico para MOSFET's de equivalente tamaño y geometría de la pastilla.</i>
G_{pe}	G_{rs}	<i>Ganancia de potencia en emisor común o surtidor común. Esta aparece en algunos pocos dispositivos. Estimado como una ganancia de corriente para el BJT y una ganancia de tensión para el MOSFET</i>
C_{ib}	C_{iss}	<i>Capacidad de base emisor o compuerta surtidor dado para los BJT's. En FET's de potencia en RF tiene un gran efecto sobre la impedancia compuerta-surtidor.</i>
C_{ob}	C_{oss}	<i>Capacidad de colector-emisor o de drenador-surtidor. Ambos son usualmente especificados y son aproximadamente igual para un rango de voltaje de un dispositivo dado.</i>
C_{rb}	C_{rss}	<i>Capacidad de colector-base o de drenador-compuerta. Especificado para BJT's. Normalmente referido a la capacidad de realimentación en los MOSFET's</i>

Encapsulados

Los encapsulados de RF se destacan por sus formas de la más diversas para poder soportar grandes potencias y tener la forma adecuada para un sistema mecánico óptimo para lograr el tan delicado layout de RF.

Packages



Dispositivo	Hfe o gfs	G (dB)	NF (dB)	Encapsulado
Pequeña Señal				
MPF102	-	-	-	TO-92
MRF927T1	100	9.8	1.7	SC-70
MRF581	200	15.5	2	CASE 317-01
Bipolar de Potencia				



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefanía Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	53

MRF847	65	5.5	-	CASE 319-07
MRF422	30	13	-	CASE 211-11
MRF240	70	10	-	CASE 145-09
MOS de Potencia				
MRF175LU	3	14	-	CASE 333-04
MRF154	20	17	-	CASE 368-03
MRF137	750	16	1.5	CASE 211-07

El encapsulado es una parte integral del transistor de RF. Una cápsula adecuada para aplicación en RF debe tener buenas propiedades térmicas (baja resistencia térmica) y bajas reactancias parásitas (bajas inductancias parásitas).

Las reactancias parásitas más críticas son las inductancias de los terminales de emisor y base.

Por lo tanto, las características deseadas de un buen encapsulado de potencia de RF son:

Buenas propiedades térmicas.-

- ❖ Baja capacitancia entre electrodos.-
- ❖ Baja inductancia parásita.-
- ❖ Alta conductividad eléctrica.-
- ❖ Seguro.-
- ❖ De bajo costo.-

Un encapsulado que cumple con la mayoría de estos requisitos es el SOE (STRIPLINE OPPOSED EMITTER). En la actualidad existen un montón de tipos de encapsulados SOE como pueden ser: CASE CASE 144B, CASE 211, CASE 368, CASE 744, CASE 305, etc.

La principal ventaja eléctrica de los encapsulados SOE es la baja inductancia del patillaje stripline y fácil unión con las líneas microstrip a menudo usadas en equipos de UHF-VHF y provistos de una muy buena aislación de colector a base proporcionada por las dos patas de emisor. El concepto del doble emisor promueve la simetría en el diseño de la placa para proporcionar mayor rendimiento.

Ambas patillas deben ser utilizadas siempre para tener un mejor rendimiento.

Amplificación CLASE C

Introducción:

Muchas aplicaciones no requieren una amplificación lineal en RF y pueden por consiguiente utilizar la mayor eficiencia y sencillez ofrecida por los amplificadores de potencia sintonizados en clase C. Tales aplicaciones incluyen amplificación de señales CW, FM y AM (en banda lateral doble y portadora completa). Las señales CW y FM tienen como máximo dos posibles amplitudes; la variación de amplitud que se requiere para una señal de AM se realiza por variación de voltaje de alimentación del amplificador.

El circuito o filtro de salida sintonizado es una parte necesaria de un amplificador en clase C, más que un simple medio de reducir el contenido armónico en la salida. En la mayoría de las aplicaciones en donde se utiliza la clase C es aceptable un circuito o red de acoplamiento de banda estrecha (en lugar de

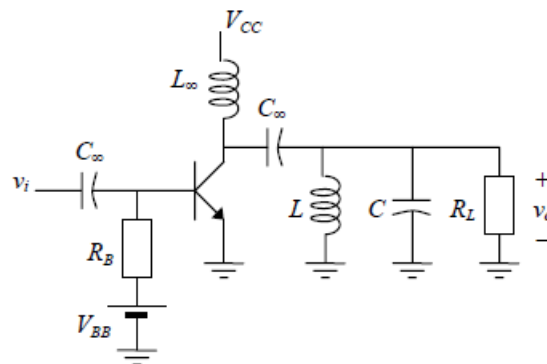


NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	54

un filtro de banda ancha). El circuito de banda angosta sintonizada, o la red acopladora pueden utilizarse con amplificadores lineales en clases A y B cuando no se requiere amplificación en banda ancha

Funcionamiento:

Este tipo de amplificación consta en una técnica de amplificar la señal de entrada menos que 180° es por ello antes mencionamos que es un amplificador no lineal, en el cual el transistor opera como resistencia variable controlando la corriente que llega a la carga, debido a que no tiene polarización de base esta configuración solo puede amplificar solo la parte superior de la onda de la señal como se puede observar en al siguiente imagen.



Como se puede observar en el esquemático la base del dispositivo está conectada al generador de señal, y el colector es acoplado por medio de una bobina de choque, para evitar que la señal de RF vaya a la fuente de alimentación, y la carga conectada por medio de un condensador de paso.

Se pueden distinguir dos formas de funcionamiento distinto:

- Durante el período positivo de la señal de entrada (estado de conducción). Durante este estado se puede observar que pasan por el transistor dos corrientes i_1 (proveniente de la fuente de alimentación) e i_2 (proveniente de la descarga del condensador).
- Durante el período negativo de la señal de entrada (estado de no conducción). Durante este estado la señal no producirá la conducción del transistor, pasando ahora toda la corriente por la carga.

La eficiencia de un amplificador clase C es:

$$\eta_{MAX} = \frac{2y - \sin(2y)}{4(\sin(y) - y \cos(y))}$$

En donde:

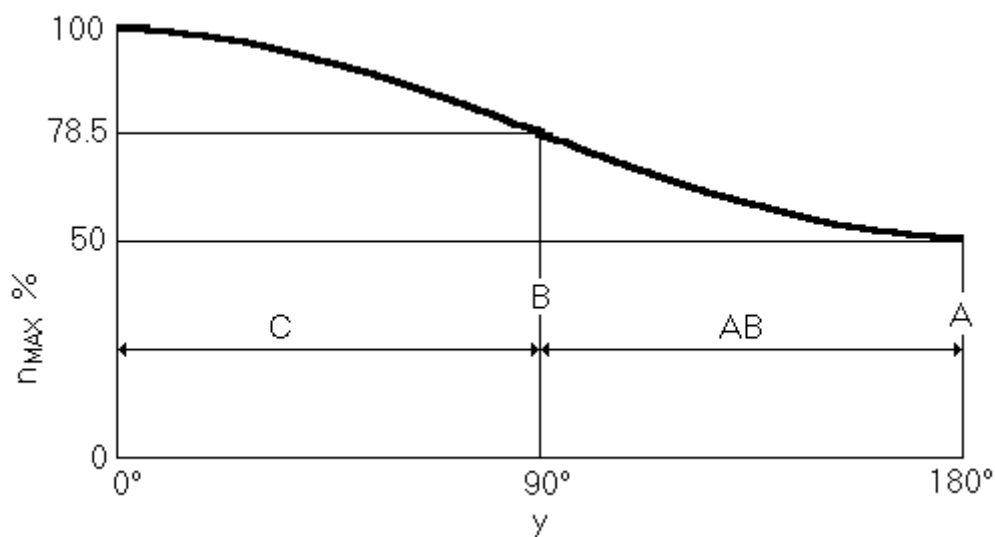
η es el rendimiento máximo del amplificador

$2y$ es el ángulo de conducción



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	55

El siguiente grafico responde a la formula anterior.



Como se pudo ver anteriormente la no polarización del transistor en continua y la menor conducción produce la elevación del rendimiento del amplificador, en comparación a los 78.5% de un clase B o los 50% de un clase A.

Diseño:

Seleccionar transistores de pequeña señal, y de potencia para poder realizar un amplificador de 2W en VHF, partiendo de 1mW.-

Para la selección de los transistores es necesario definir las condiciones de trabajo a las que serán sometidos. En este caso tenemos las siguientes condiciones:

- ❖ Frecuencia de trabajo de VHF es de 30 a 300 MHz
- ❖ Potencia total de salida: 2W partiendo de 1mW
- ❖ Ganancia necesaria:

$$G = \frac{P_{sal}}{P_{ent}} = \frac{2W}{1mW} = 2000$$



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefanía Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	56

Packane	Device	Type	Freq (MHz)	Pout (watts)	GPE (dB)	Efficiency (%)	GPE VCC	BVCEO	IC max (mA)
SO-8	MRF4427, R2	NPN	175	0.15	18	60	12	20	400
TO-39	2N4427	NPN	175	1	10	50	12	20	400
POWER MACRO	MRF553	NPN	175	1.5	11.5	60	12.5	16	500
POWER MACRO	MRF553T	NPN	175	1.5	11.5	50	12.5	16	500
TO-39	MRF607	NPN	175	1.75	11.5	50	12.5	16	330
TO-39	2N6255	NPN	175	3	7.8	50	12.5	18	1000
TO-72	2N5179	NPN	200		20		6	12	50
MACRO X	MRF559	NPN	512	0.5	10	65	7.5	16	150
MACRO X	MRF559	NPN	512	0.5	13	60	12.5	16	150
TO-39	2N3866A	NPN	400	1	10	45	28	30	400
SO-8	MRF3866, R1, R2	NPN	400	1	10	45	28	30	400
POWER MACRO	MRF555	NPN	470	1.5	11	50	12.5	16	400
POWER MACRO	MRF555T	NPN	470	1.5	11	50	12.5	16	400
MACRO X	MRF559	NPN	870	0.5	6.5	70	7.5	16	150
MACRO X	MRF559	NPN	870	0.5	9.5	65	12.5	16	150
SO-8	MRF8372, R1, R2	NPN	870	0.75	8	55	12.5	16	200
POWER MACRO	MRF557	NPN	870	1.5	8	55	12.5	16	400
POWER MACRO	MRF557T	NPN	870	1.5	8	55	12.5	16	400

RF (Low Power PA / General Purpose) Selection Guide

La implementación de la primera etapa contará con un transistor 2N3553. El mismo es un transistor apto para VHF o UHF.

Sus valores máximos son:



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina Pereyra, Estefania Quero, Josué Trasobares, Daniel	49689 50039 50209 50281	5R1	2009	57

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter	–	65	V
V_{CEX}	collector-emitter voltage	$I_C \leq 200 \text{ mA}$; $V_{BE} = -1.5 \text{ V}$	–	65	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base; $I_C \leq 200 \text{ mA}$	–	40	V
V_{EBO}	emitter-base voltage	open collector	–	4	V
I_C	collector current (DC)		–	0.35	A
I_{CM}	peak collector current		–	1	A
P_{tot}	total power dissipation	up to $T_{mb} = 25^\circ\text{C}$	–	7	W
T_{stg}	storage temperature		–65	+200	$^\circ\text{C}$
T_j	junction temperature		–	200	$^\circ\text{C}$

Polarizamos a este transistor de modo que entregue 200mW para lograr que la segunda etapa (de mayor potencia) solo tenga que amplificar 10 veces su potencia de entrada.

El transistor de la etapa de salida entregará 2W y amplificará 10 veces la señal de entrada. Un transistor que cumple con estas condiciones es el MRF 237

Sus valores máximos son:

CHARACTERISTICS $T_C = 25^\circ\text{C}$

SYMBOL	TEST CONDITIONS	MINIMUM	TYPICAL	MAXIMUM	UNITS
BV_{CEO}	$I_C = 10 \text{ mA}$	18			V
BV_{CES}	$I_C = 5.0 \text{ mA}$	36			V
BV_{EBO}	$I_C = 1.0 \text{ mA}$	4.0			V
I_{CBO}	$V_{CE} = 15 \text{ V}$.25	mA
h_{FE}	$V_{CE} = 5.0 \text{ V}$ $I_C = 250 \text{ mA}$	5.0			---
C_{OB}	$V_{CB} = 15 \text{ V}$ $f = 1.0 \text{ MHz}$		15	20	pF
G_{PE}	$V_{CC} = 12.5 \text{ V}$ $P_{OUT} = 4.0 \text{ W}$ $f = 175 \text{ MHz}$	12	14		dB
η		50	62		%

MAXIMUM RATINGS

I_C	1.0 A
V_{CBO}	36 V
V_{CEO}	18 V
P_{DISS}	8.0 W @ $T_C = 25^\circ\text{C}$
T_J	-65 $^\circ\text{C}$ to +200 $^\circ\text{C}$
T_{STG}	-65 $^\circ\text{C}$ to +200 $^\circ\text{C}$
θ_{JC}	22 $^\circ\text{C/W}$



NOMBRE	LEGAJO	CURSO	Año	Hoja
Albornoz, Georgina	49689	5R1	2009	58
Pereyra, Estefania	50039			
Quero, Josué	50209			
Trasobares, Daniel	50281			

En el diseño del amplificador deberá elegirse la clase y considerar las impedancias de entrada y salida de ambas etapas para realizar la adaptación. Estas impedancias podrán determinarse conociendo la frecuencia de trabajo y los parámetros “S”.

Al ser una frecuencia alta será conveniente el uso de filtros para evitar que otras frecuencias afecten el correcto funcionamiento del amplificador.