



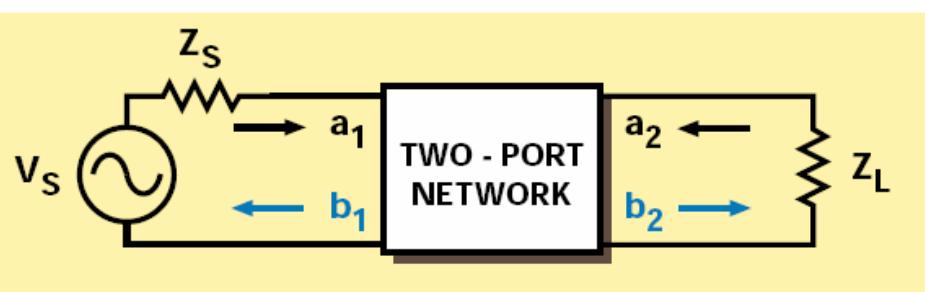
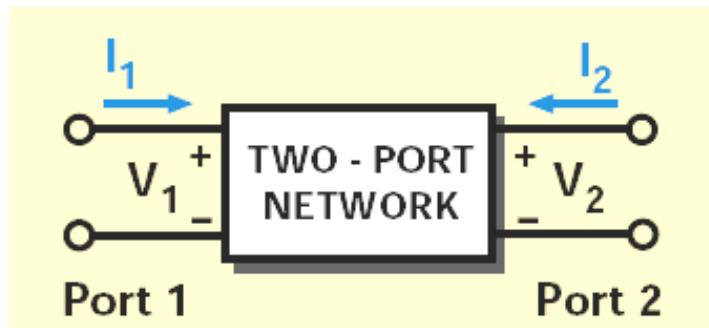
INTERPRETACION DE HOJA DE DATOS

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

a) **Buscar información de los parámetros S**

Los parámetros S son una parte esencial del diseño en alta frecuencia, son importantes en el análisis de microondas porque son más fáciles de medir y trabajar a alta frecuencia que otro tipo de parámetros. Estos son conceptualmente simples, analíticamente convenientes, y capaces de proveer un entendimiento mayor en mediciones y problemas de diseño.

Este análisis se realiza a partir de la teoría de cuadripolos y refiriendo todos los parámetros a una impedancia real positiva de la red (Z_0).





A continuación se obtienen las variables a₁, a₂, b₁, b₂

The independent variables a₁ and a₂ are normalized incident voltages, as follows:

$$a_1 = \frac{V_1 + I_1 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{voltage wave incident on port 1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i1}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$a_2 = \frac{V_2 + I_2 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{voltage wave incident on port 2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i2}}{\sqrt{Z_0}}$$

Dependent variables b₁, and b₂, are normalized reflected voltages:

$$b_1 = \frac{V_1 - I_1 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{voltage wave reflected from port 1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{r1}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$b_2 = \frac{V_2 - I_2 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{voltage wave reflected from port 2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{r2}}{\sqrt{Z_0}}$$

Y de éstas obtenemos los parámetros S:

The linear equations describing the two-port network are then:

$$b_1 = s_{11} a_1 + s_{12} a_2 \quad (10)$$

$$b_2 = s_{21} a_1 + s_{22} a_2 \quad (11)$$

The s-parameters s₁₁, s₂₂, s₂₁, and s₁₂ are:

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \begin{array}{l} \text{Input reflection coefficient with} \\ \text{the output port terminated by a} \\ \text{matched load } (Z_L = Z_0 \text{ sets } a_2 = 0) \end{array} \quad (12)$$

$$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \begin{array}{l} \text{Output reflection coefficient} \\ \text{with the input terminated by a} \\ \text{matched load } (Z_S = Z_0 \text{ sets } V_s = 0) \end{array} \quad (13)$$

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \begin{array}{l} \text{Forward transmission (insertion)} \\ \text{gain with the output port} \\ \text{terminated in a matched load.} \end{array} \quad (14)$$

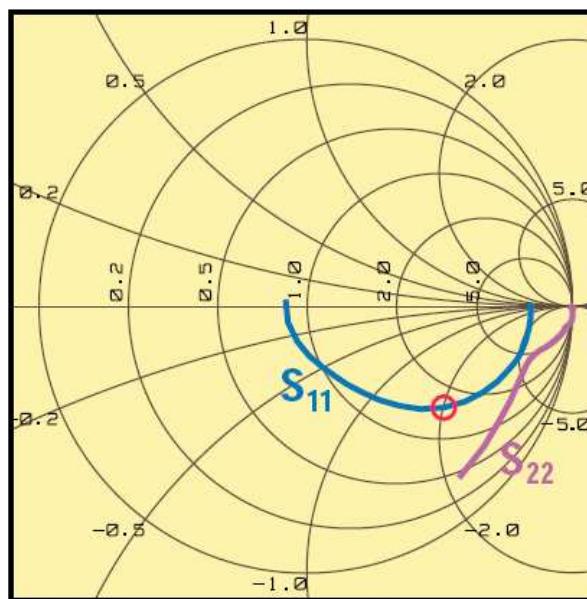
$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \begin{array}{l} \text{Reverse transmission (insertion)} \\ \text{gain with the input port} \\ \text{terminated in a matched load.} \end{array} \quad (15)$$

La relación entre el coeficiente de reflexión y la impedancia es la base del cálculo de líneas de transmisión, utilizando la carta de Smith. Consecuentemente, los coeficientes de reflexión s₁₁ y s₂₂ pueden ser dibujados en la carta de



Smith, convertidos directamente a impedancias y manipulados fácilmente para determinar la adaptación de redes y así optimizar el diseño de circuitos.

Aquí se muestra un ejemplo gráfico (del transistor 2N3478), de lo mencionado anteriormente:



Otra ventaja de los parámetros S es que, por medio de estos, podemos determinar los niveles de potencia de las ondas en el cuadripolo:

$$|S_{11}|^2 = \frac{\text{Power reflected from the network input}}{\text{Power incident on the network input}}$$

$$|S_{22}|^2 = \frac{\text{Power reflected from the network output}}{\text{Power incident on the network output}}$$

$$\begin{aligned} |S_{21}|^2 &= \frac{\text{Power delivered to a } Z_0 \text{ load}}{\text{Power available from } Z_0 \text{ source}} \\ &= \text{Transducer power gain with } Z_0 \text{ load and source} \end{aligned}$$

$$|S_{12}|^2 = \text{Reverse transducer power gain with } Z_0 \text{ load and source}$$

Los parámetros S son utilizados para caracterizar componentes de radio-frecuencias y microondas que deben operar conjuntamente, incluyendo amplificadores, líneas de transmisión y antenas (y el espacio libre). Debido a que los parámetros S permiten la interacción entre dichos componentes, para hacer simples los cálculos y predicciones, hacen posible maximizar el rendimiento en áreas como transferencia de potencia, directividad y respuesta en frecuencia.



En las siguientes tablas se dan las equivalencias entre los parámetros S, los Z, los Y y los híbridos; los cuales resultan familiares para los ingenieros:

s-parameters in terms of z-parameters	z-parameters in terms of s-parameters
$s_{11} = \frac{(z_{11} - 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$ $s_{12} = \frac{2z_{12}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$ $s_{21} = \frac{2z_{21}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$ $s_{22} = \frac{(z_{11} + 1)(z_{22} - 1) - z_{12}z_{21}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$	$z_{11} = \frac{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12}s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$ $z_{12} = \frac{2s_{12}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$ $z_{21} = \frac{2s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$ $z_{22} = \frac{(1 + s_{22})(1 - s_{11}) + s_{12}s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$

s-parameters in terms of y-parameters	y-parameters in terms of s-parameters
$s_{11} = \frac{(1 - y_{11})(1 + y_{22}) + y_{12}y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$ $s_{12} = \frac{-2y_{12}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$ $s_{21} = \frac{-2y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$ $s_{22} = \frac{(1 + y_{11})(1 - y_{22}) + y_{12}y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{11} = \frac{(1 + s_{22})(1 - s_{11}) + s_{12}s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$ $y_{12} = \frac{-2s_{12}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$ $y_{21} = \frac{-2s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$ $y_{22} = \frac{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12}s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$



s-parameters in terms of h-parameters	h-parameters in terms of s-parameters
$s_{11} = \frac{(h_{11}-1)(h_{22}+1) - h_{12}h_{21}}{(h_{11}+1)(h_{22}+1) - h_{12}h_{21}}$ $s_{12} = \frac{2h_{12}}{(h_{11}+1)(h_{22}+1) - h_{12}h_{21}}$ $s_{21} = \frac{-2h_{21}}{(h_{11}+1)(h_{22}+1) - h_{12}h_{21}}$ $s_{22} = \frac{(1+h_{11})(1-h_{22}) + h_{12}h_{21}}{(h_{11}+1)(h_{22}+1) - h_{12}h_{21}}$	$h_{11} = \frac{(1+s_{11})(1+s_{22}) - s_{12}s_{21}}{(1-s_{11})(1+s_{22}) + s_{12}s_{21}}$ $h_{12} = \frac{2s_{12}}{(1-s_{11})(1+s_{22}) + s_{12}s_{21}}$ $h_{21} = \frac{-2s_{21}}{(1-s_{11})(1+s_{22}) + s_{12}s_{21}}$ $h_{22} = \frac{(1-s_{22})(1-s_{11}) - s_{12}s_{21}}{(1-s_{11})(1+s_{22}) + s_{12}s_{21}}$



b) Componentes pasivos en alta frecuencia

-Inductancia

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

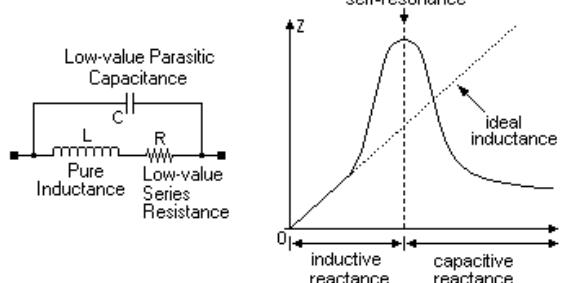


Figura 6. Modelo de tres elementos

En la figura 6 se ilustra el modelo clásico de un inductor, en donde la presencia de la Capacitancia distribuida C implica la existencia de una frecuencia de resonancia propia (SRF, self-resonant frequency), por debajo de la cual el comportamiento es inductivo, en dicha frecuencia el comportamiento es resistivo, y por encima, capacitivo. El modelo es fácil de entender. Se mide la inductancia a una frecuencia muy por debajo de la SRF, y la Capacitancia C viene dada por:

$$C = \frac{1}{(2\pi \cdot SRF)^2 \times L}.$$

La resistencia en el modelo no es la resistencia óhmica del inductor, sino un valor mas ajustado que simula mejor el comportamiento dentro del rango de frecuencias de operación.

Este modelo, predice correctamente que la inductancia aumentará al acercarse a la frecuencia de resonancia propia; de ahí la necesidad de medir la inductancia bien por debajo de la SRF. La fórmula usual para la inductancia es como sigue, donde HF esalta frecuencia y LF es baja frecuencia:

$$L_{HF} \approx \frac{L_{LF}}{1 - (f/SRF)^2}.$$

Obviamente esta fórmula deja de ser válida en la SRF, pero su uso principal es para determinar cuan baja es la frecuencia a utilizar para medir correctamente la inductancia en baja frecuencia.. Por ejemplo, para $f=SRF/10$, esta fórmula predice un error de solo el 1% del valor medido. Este modelo resulta apropiado para trabajar hasta frecuencias del orden de $SRF/5$.

Es imposible determinar un parámetro predominante en un inductor, que seorne preponderante sobre todos los otros. Por ejemplo, en el diseño de un oscilador o de un circuito sintonizado, el parámetro mas importante es el Q. Si se utiliza al inductor como un elemento de bloqueo de señales de RF, interesa solo la magnitud de la impedancia en función de la frecuencia. Si se utiliza como filtro, interesa la constancia de la inductancia con la frecuencia.

Por ello, hay tres factores claves a considerar en un inductor: su SRF, el Q en función de la frecuencia y su impedancia en función de la frecuencia. Este modelo provee toda la información necesaria a medida que cambia la frecuencia de operación.

En el modelo de tres elementos, es simple calcular que la frecuencia impedancia máxima ocurre a la SRF, donde el Q cae a cero. El valor de Q pico ocurre a una frecuencia $SRF/(3^{1/2}) \approx SRF \cdot 1.7$. En la práctica, los fabricantes, indican que el valor de Q pico aparece a una frecuencia mucho menor que la dada por el factor 1.7. El rango es de 2 a 50, aunque valores de 3 a 10 son bastante normales.

De esta manera, dicho modelo, no predice correctamente la posición del Q pico. También, el modelo resulta inútil por encima de la SRF, donde predice que el Q crece en forma monótona con la frecuencia. Incluyendo un resistor en serie con el capacitor (figura 7), se puede resolver el Q por encima de la SRF, lo que a su vez predice el Q pico a un valor aproximado de un quinto la SRF. Este modelo tiene la desventaja de que el valor del resistor ($\sim 1K\Omega$) determina que el valor medido de Q difiera considerablemente del estimado.

Un modelo mas acertado, emplea resistores en serie y en paralelo (figura 8). El resistor en serie con el inductor da un Q creciente con la frecuencia, mientras que el resistor en paralelo determina un Q decreciente con la frecuencia. La configuración es por ello altamente ajustable para determinar la presencia del Q pico en cualquier frecuencia. Si este valor es en un factor de 10 o mas de la SRF requerida, la Capacitancia propia tendrá poco efecto en el valor de Q establecido.

Lo interesante de este modelo, proviene de la simplicidad de sus expresiones, donde Q_{MAX} , valor máximo de Q, resulta:

$$Q_{MAX} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}},$$

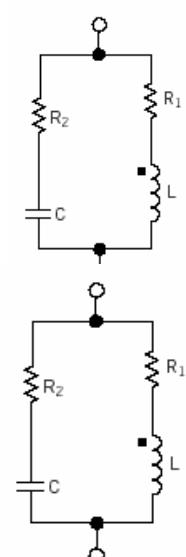


Figura 8.



Grupo: Arossegui, Gaite, Longoni, Barberis	AÑO	CURSO	HOJA
Trabajo Práctico Nº 3	2008	5R1	7 / 85

y,

$$f_{Q(\text{MAX})} = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{2\pi L}$$

En donde se pueden reordenar la fórmulas, para dar los valores directamente del valor de Q_{MAX} y su posición en frecuencia:

$$R_1 = \frac{2\pi f_{Q(\text{MAX})} L}{2Q_{\text{MAX}}},$$

y,

$$R_2 = 2Q_{\text{MAX}} \times 2\pi f_{Q(\text{MAX})} L.$$

A medida de que la frecuencia de Q_{MAX} se aproxima a la SRF, hay una fuerte interacción con la capacitancia propia, por lo que debe esperarse un cierto grado de ajuste iterativo.

Efectos de alta frecuencia en circuitos.

Efecto de proximidad. Aún sin considerar acoplamientos capacitivos, el aumento de la frecuencia de la señal, modifica la forma en que la corriente fluye por un sistema interconectado. La corriente tenderá a circular por el camino de menor impedancia. Para baja frecuencia, la impedancia está dominada por la resistencia de los conductores. Como dichos conductores poseen una sección transversal finita, la corriente tenderá a distribuirse de tal forma de minimizar la resistencia total. A medida de que la frecuencia de la señal se incrementa, comienza a dominar la componente inductiva de la impedancia, $R+j\omega L$. Para minimizar dicha impedancia, el tamaño del lazo debe minimizarse de forma tal de reducir la inductancia del lazo, L . Por ello, la corriente tiende a retornar cerca de la línea de señal.

Efecto pelicular. Una causa diferente de distribución de corriente no uniforme dentro del conductor para señales de alta frecuencia es el efecto pelicular. Las ondas electromagnéticas son atenuadas a medida de que pasan por un material conductor. A cierta profundidad dentro de dicho conductor, los campos eléctrico y magnético son despreciables y no fluye corriente. Como resultado, toda la corriente fluye en la superficie. El espesor de dicha superficie está determinada por la frecuencia de la señal y la conductividad del material.

La profundidad de película δ se define como aquella profundidad a la que el campo cae a 1/e de su valor en la superficie, y viene dada por:

$$\delta = (\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma)^{-1/2}$$

donde σ es la conductividad y f es la frecuencia de la señal. Normalmente, el efecto pelicular se modela subdividiendo la superficie en capas cada una transportando una densidad de corriente uniforme.

Obviamente, el efecto pelicular será un problema solo si δ es significativamente menor que la mayor dimensión de sección transversal. Para una frecuencia de señal de 1GHz y una conductividad de $5,7 \cdot 10^8 (\Omega \text{m})^{-1}$ (cobre), el valor de δ ronda en los $1,2 \mu\text{m}$.

Pérdidas.

Perdidas en el cobre. Es la potencia perdida por el flujo de corriente a través del bobinado y es igual al cuadrado de la corriente por la resistencia ($I^2 R$). Esta potencia de pérdida es transformada en calor.

Pérdidas del núcleo. Son causadas por un campo magnético alterno dentro del material del núcleo. Estas pérdidas son una función de la frecuencia de operación y de la oscilación total del campo magnético. Están compuestas de tres componentes principales: histéresis, corrientes de Eddy y pérdidas residuales. Estas pérdidas varían considerablemente de un material magnético a otro.

Pérdidas por corrientes de Eddy. Están presentes en el núcleo como así también en el bobinado del inductor. Las corrientes de Eddy en el bobinado contribuyen esencialmente a las pérdidas por efecto de proximidad y pelicular. Para las pérdidas en el núcleo, se genera un campo eléctrico alrededor de las líneas de flujo debido a la presencia de un flujo magnético variable. Esto resultará en corrientes de Eddy si el núcleo posee conductividad eléctrica.

Materiales para núcleos de ferrite.

Material	μ_r	Comentario
33	850	Manganoso-Zinc. Usado en el rango de 1KHz a 1MHz. Baja resistividad volmétrica
43	850	Níquel-Zinc. Inductores de media onda y transformadores de banda ancha hasta 50MHz. Alta atenuación sobre 30 a 400MHz. Alta resistividad volumétrica.



61	125	Níquel-Zinc. Elevado Q sobre 0,2 a 15MHz. Estabilidad con la temperatura moderada. Usado en transformadores de banda ancha hasta 200MHz
63	40	Alto Q sobre 15 a 25MHz. Baja permeabilidad y alta resistencia volumétrica
67	40	Níquel-Zinc. Operación con alto Q sobre 10 a 80MHz. Relativamente alta densidad de flujo y buena estabilidad con la temperatura. Es similar al tipo 63, pero posee menor resistividad volumétrica. Usado en transformadores de banda ancha hasta 200MHz
68	20	Níquel-Zinc. Excelente estabilidad con la temperatura y alto Q sobre 80 a 180MHz. Elevada resistividad volumétrica.
72	2000	Elevado Q hasta 0,5MHz, pero utilizado en filtros EMI desde 0,5 a 50MHz. Baja resistividad volumétrica.
J/75	5000	Utilizado en transformadores de pulso y banda ancha desde 1KHz hasta 1MHz, y filtros EMI desde 0,5 a 20MHz. Baja resistividad volumétrica y bajas pérdidas de núcleo.
77	2000	0,001 a 1MHz. Utilizado en transformadores de banda ancha y en convertidores de potencia, en filtros EMI y de ruido desde 0,5 a 50MHz.
F	3000	Similar al tipo 77, pero ofrece mayor resistividad volumétrica, mayor permeabilidad inicial y mayor densidad de flujo de saturación. Utilizado en convertidores de potencia y en filtros EMI y de ruido desde 0,5 a 50MHz.

Parámetros y términos.

DCR. Resistencia de corriente continua (direct current resistance). Es la resistencia medida en el bobinado sin la presencia de corrientes alternas.

Corriente incremental. Es la corriente de polarización continua que fluye a través del inductor que provoca una caída del 5% respecto de la inductancia inicial en cc. Este nivel de corriente es indicativo de cuando se puede esperar una significativa reducción de la inductancia en caso de seguir aumentando la corriente de polarización. Este término se aplica generalmente en inductores con núcleos de ferrite.

Rango operativo de temperaturas. Es el rango de temperaturas ambiente en la cual el elemento puede operar adecuadamente. La temperatura de operación es diferente de la temperatura de almacenamiento debido al calentamiento que producen las pérdidas en el bobinado. Por ello, la temperatura de operación máxima será la diferencia entre la temperatura de almacenamiento y el aumento de temperatura generado por el propio inductor.

Corriente máxima. (rated current) Es el nivel de corriente continua que puede circular a través del inductor. Este nivel de corriente continua está basado en el incremento de temperatura en un inductor a la temperatura ambiente máxima. Este parámetro está relacionado a la capacidad del inductor de minimizar las pérdidas en el bobinado teniendo una baja resistencia de cc.

Elevación de temperatura. (temperature rise) es el incremento en la temperatura superficial debido a la disipación de potencia en el componente, incluyendo tanto la disipada en el bobinado como en el núcleo.

Constante volt microsegundo. es el producto del voltaje aplicado a través del bobinado y el tiempo que le toma a la corriente magnetizante alcanzar 1,5 veces la extrapolación lineal de la forma de onda de corriente. Esta constante es una medida de la capacidad en el manejo de energía en un transformador o un inductor. Depende del área del núcleo, su material, el número de vuelta del bobinado y del ciclo de trabajo del pulso aplicado.

Resistividad volumétrica. Es la habilidad del núcleo de resistir el flujo de una corriente directa a través del bloque de material o sobre su superficie. Se mide en Ohm-cm. Bajo ciertas circunstancias se puede formar un camino de baja resistencia entre dos terminales de un inductor si estos están en contacto con un núcleo de baja resistividad, en cuyo caso el inductor puede perder sus características de alta impedancia.

Corriente de saturación. Es la corriente de polarización directa que provoca una caída en la inductancia en un valor determinado de su valor a corriente de polarización cero. Estos valores generalmente incluyen el 10% (ferrite) y 20% (hierro). La causa de la caída de la inductancia es debida a las propiedades magnéticas del núcleo, ya que este solo puede almacenar cierta cantidad de densidad de flujo magnético. Por encima de este punto de máxima densidad de flujo magnético, se reduce la permeabilidad del núcleo. Este parámetro no es aplicable en inductores con núcleo de aire.

Tipo	Formato	Valores típicos	Aplicaciones
Solenoides: núcleo de aire, núcleo de ferrite		1nH a 15mH	Generales, filtros, convertidores DC/DC



Toroides		1uH a 30mH	Filtro de transitorios
Encapsulados o moldeados		0,1uH a 1mH	Osciladores y filtros
Chips		1nH a 1mH	Aplicaciones generales
Ajustables		1nH a 7mH	osciladores y circuitos de RF como transmisores y receptores

Construcción de las bobinas

Existen tres métodos diferentes para realizar las bobinas. Cualquiera que sea el método empleado, se trata siempre de bobinar, en sentido transversal, n espiras de un conductor sobre una forma cualquiera.

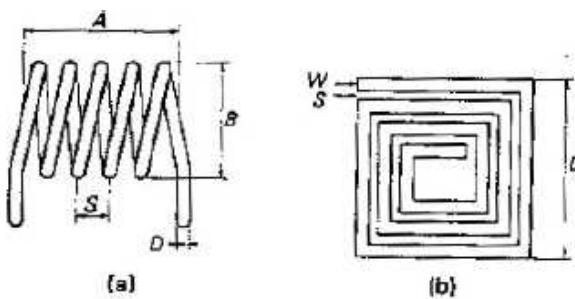


Figura B.9. a) Bobina con núcleo de aire; b) Bobina impresa.

Bobinas con núcleo de aire

La figura B.9a representa una bobina constituida por n espiras contiguas bobinadas sobre una forma de diámetro B . Dado que la longitud total de la bobina es A , el valor de L de esta bobina viene dado por la fórmula:

$$L = \frac{B^2 n^2}{0,45B + A}$$

siendo

- L la inductancia de la bobina en nH;
- B , el diámetro medio en mm;
- A , la longitud total de la bobina en mm;
- n , el número de espiras.

Esta fórmula es aproximada y, dependiendo de los autores, que a veces utilizan unidades diferentes, las aproximaciones son también diferentes. Una de estas fórmulas es la llamada fórmula de Nagaoka:

$$L = \frac{100B^2 n^2}{4B + 11A}$$

donde

- L es la inductancia de la bobina en nH;
- B , el diámetro medio en cm;
- A , la longitud total en cm;
- n , el número de espiras.

Conociendo el material utilizado, así como las características geométricas de la bobina, se puede calcular la resistencia serie R de dicha bobina. El tercer elemento parásito de esta bobina es la capacidad causada por las capacidades distribuidas entre cada espira. La capacidad distribuida por espira puede evaluarse mediante la expresión:



Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis	AÑO	CURSO	HOJA
Trabajo Práctico Nº 3	2008	5R1	10 / 85

$$C \approx \frac{B \epsilon_R}{11,45 \cosh^{-1} \left(\frac{S}{D} \right)}$$

Donde

C se expresa en pF;

ϵ_R es la constante dieléctrica del material entre las espiras, $\epsilon_R = 1$ para el aire;

S es la distancia entre cada espira en mm;

D es el diámetro del hilo en mm.

La capacidad total, C_{tot} es superior a $C(n - 1)$, ya que no se pueden despreciar las capacidades entre las espiras no contiguas. Equiparar C_{tot} con $C(n - 1)$ significa no tener en cuenta las capacidades distribuidas en las espiras consecutivas. El coeficiente de sobretensión Q de las bobinas con núcleo de aire está comprendido entre 80 y 200. Los mejores coeficientes de sobretensión se obtienen cuando

$$\frac{A}{B} = 1 \quad y \quad 0,5 < \frac{D}{S} < 0,75$$

Compárese este coeficiente de sobretensión Q obtenido para bobinas con núcleo de aire con el coeficiente Q de las bobinas SMD, bobinadas sobre un material cerámico (curvas de la figura B.4) que en este caso está comprendido entre 20 y 100. Para una bobina con núcleo de aire, las restricciones mecánicas condicionan los valores a una gama que abarca desde algunas decenas de nH hasta unos cuantos μH . El principal inconveniente de la bobina de la figura B.9a es su mal comportamiento ante las vibraciones.

Si suponemos que esta bobina, asociada a un condensador C , constituye el circuito oscilante de un oscilador y que la bobina está sometida a vibraciones, la señal de salida del oscilador estará modulada en frecuencia al ritmo de esas vibraciones. Para limitar la influencia de las vibraciones, la bobina a veces se arrolla sobre una forma de plástico, en la que previamente se ha practicado una estría donde se aloja el conductor. Generalmente, el material tiene como efecto secundario el aumento de la capacidad distribuida entre espiras.

Bobinas impresas

La bobina impresa de la figura B.9b es muy diferente a la de la figura B.9a. Realmente, el coeficiente de sobretensión Q es pequeño, pero es muy poco sensible a las vibraciones. Esta bobina está constituida por una cinta (conductor impreso) de anchura W , dispuesta en un cuadrado D y constituida por n espiras espaciadas a una distancia S .

El trazado del motivo puede ser rectangular o circular. Este último proporciona un valor L más elevado. En la cara opuesta del circuito podría disponerse de un plano de masa, aunque reduce el valor de la inductancia de un 10% a un 15%. En la práctica, el extremo del conductor situado en el centro del motivo desemboca en la cara opuesta del circuito a través de un orificio metalizado. El valor aproximado de la bobina de la figura B.9 (motivo rectangular sin plano de masa), viene dado por la relación:

$$L = 8,5^{Dn^{\frac{2}{3}}}$$

donde

L es el valor de la bobina en nH ;

D es la longitud del lado del cuadrado en cm;

n es el número de vueltas;

$W = S$ significa anchura del conductor = distancia entre conductores.

En el caso de la figura B.9b, si $D = 4,7$ cm, la inductancia L vale $280\text{ }nH$. Esta configuración es extremadamente interesante, ya que permite realizar una bobina con un valor inferior a $10\text{ }nH$. Las únicas limitaciones radican en la precisión a la hora de grabar el motivo. Si el motivo de la figura B.9b se reduce 10 veces y el número de espiras es 2, la bobina resulta entonces de $12\text{ }nH$, aproximadamente.

Esta estructura es particularmente interesante para aquellos circuitos integrados que trabajan por encima de unos pocos GHz, dado que estas bobinas impresas en miniatura pueden integrarse.

Por el contrario, las bobinas de un valor elevado, algunos microhenrios, resultan demasiado grandes y dejan de



Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

11 / 85

tener interés. El coste de una bobina de ese tipo vendría determinado por el coste inicial del diseño y el coste del circuito impreso utilizado. Esta bobina, no ideal, tiene evidentemente una resistencia parásita serie y una capacidad distribuida paralelo.

Bobinas sobre ferritas

En radiofrecuencia, las bobinas generalmente se bobinan sobre toroides, cuyas dimensiones y composición dependen especialmente de la frecuencia a la que trabajen.

Para frecuencias elevadas, se utilizan ferritas compuestas a base de níquel y zinc o compuestos basados en níquel con manganeso. Estos materiales se caracterizan por un valor A_L facilitado por el fabricante, cuya dimensión se ofrece en henrios por espiras al cuadrado:

$$A_L = \frac{L}{N^2}$$

El valor de una bobina o el número de espiras que hay que bobinar para obtener una bobina de un valor dado se obtiene mediante la relación.

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

donde

N es el número de vueltas que hay que bobinar;

L , el valor de la bobina en nH;

A_L , el coeficiente característico del material en nH/espiras al cuadrado.

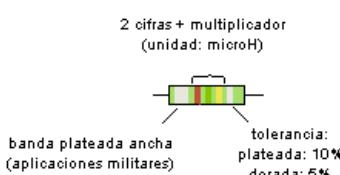
Dependiendo del material que se escoja, se pueden obtener valores A_L muy altos, adaptados a bobinas de gran valor. En radiofrecuencia, los valores de A_L son pequeños y están comprendidos entre 10 y 50, aproximadamente. La principal aplicación de las bobinas arrolladas en toroides se encuentra en la fabricación de transformadores.

Codificación.

Los inductores moldeados suelen presentar un sistema de código de colores similar al de los resistores.

LETTER	TOLERANCE
F	$\pm 1\%$
G	$\pm 2\%$
H	$\pm 3\%$
J	$\pm 5\%$
K	$\pm 10\%$
L	$\pm 15\%*$
M	$\pm 20\%$

*L = $\pm 20\%$ for some Military Products.



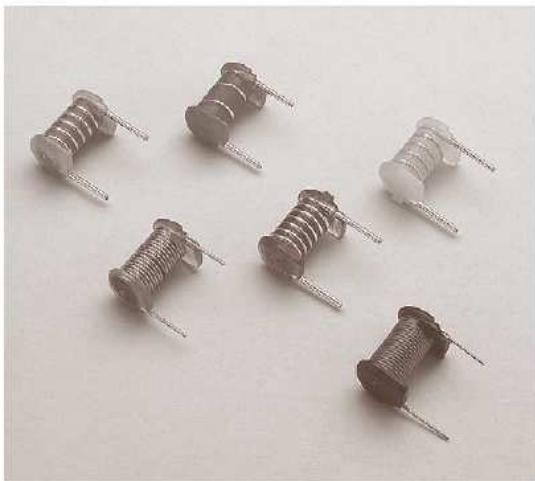
Alternativa: de acuerdo con el estándar EIA (Electronic Industries Association), si una de las bandas que corresponden a las cifras significativas es dorada, ésta representa al punto decimal y la banda que antes actuaba como multiplicador pasa a ser ahora otra cifra significativa.

COLOR CODE CHART			
COLOR	SIGNIFICANT FIGURES OR DECIMAL POINT	MULTIPLIER	INDUCTANCE TOLERANCE
Black	0	1	—
Brown	1	10	$\pm 1\%$
Red	2	100	$\pm 2\%$
Orange	3	1000	$\pm 3\%$
Yellow	4	10,000	$\pm 4\%$
Green	5	—	—
Blue	6	—	—
Violet	7	—	—
Gray	8	—	—
White	9	—	—
None	—	—	$\pm 20\%$
Silver	—	—	$\pm 10\%$
Gold	—	—	$\pm 5\%$

A continuación incluimos algunas hojas de datos de bobinas y transformadores utilizados en radio frecuencia:



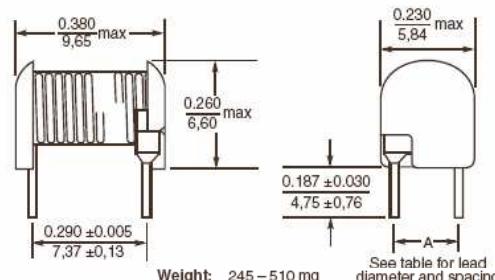
Fixed RF Inductors – 132 Series



These fixed RF coils are part of Coilcraft's series of insert molded inductors. This precision construction technique ensures constant winding pitch, long-term stability and tight tolerance ($\pm 5\%$) on inductance.

These high Q fixed inductors are available in standard values from 14.0 nH to 709 nH.

Coilcraft Designer's Kit M304 contains three samples each of 20 standard values plus 13 values from the 148 Series. To order, please contact Coilcraft or visit <http://order.coilcraft.com>.



Part number	L^2 $\pm 5\%$ (nH)	Q min ²	SRF min ³ (MHz)	DCR max ⁴ (mOhms)	Irms ⁵ (A)	Color	Turns	Lead gauge (AWG)	Dim A ⁶ (in/mm)	L^7 $\pm 5\%$ (nH)
132-01L	14.0	60 @ 50 MHz	2500	2.1	4.0	Brown	1½	22	0.148/3.76	31.5
132-02L	21.0	64 @ 50 MHz	2000	3.0	4.0	Red	2½	22	0.148/3.76	36.5
132-03L	28.0	68 @ 50 MHz	1700	3.8	4.0	Orange	3½	22	0.148/3.76	44.0
132-04L	37.5	72 @ 50 MHz	1550	4.7	4.0	Yellow	4½	22	0.148/3.76	53.5
132-05L	49.0	75 @ 50 MHz	1240	5.7	4.0	Green	5½	22	0.148/3.76	64.0
132-06L	61.5	80 @ 50 MHz	1160	6.6	4.0	Blue	6½	22	0.148/3.76	79.0
132-07L	83	66 @ 25 MHz	900	7.4	3.5	Violet	7½	22	0.148/3.76	99.0
132-08L	98	68 @ 25 MHz	800	8.0	3.5	Gray	8½	22	0.148/3.76	117
132-09L	120	68 @ 25 MHz	700	9.0	3.5	White	9½	22	0.148/3.76	138
132-10L	140	68 @ 25 MHz	615	10.0	3.0	Black	10½	22	0.148/3.76	158
132-11L	180	66 @ 25 MHz	525	13.7	3.0	Brown	11½	23	0.148/3.76	197
132-12L	220	72 @ 25 MHz	480	19.0	3.0	Red	12½	24	0.153/3.89	235
132-13L	246	70 @ 25 MHz	440	20.3	3.0	Orange	13½	24	0.153/3.89	260
132-14L	276	70 @ 25 MHz	410	22.5	3.0	Yellow	14½	24	0.153/3.89	290
132-15L	333	72 @ 25 MHz	390	30.6	3.0	Green	15½	25	0.154/3.91	345
132-16L	397	72 @ 25 MHz	365	40.3	2.5	Blue	16½	26	0.156/3.96	410
132-17L	460	66 @ 25 MHz	340	43.1	2.5	Violet	17½	26	0.156/3.96	475
132-18L	505	66 @ 25 MHz	325	57.3	2.0	Gray	18½	27	0.156/3.96	550
132-19L	571	68 @ 25 MHz	310	61.2	2.0	White	19½	27	0.156/3.96	600
132-20L	709	66 @ 25 MHz	275	82.7	1.5	Black	20½	28	0.160/4.06	720

1. When ordering, please specify termination code:

132-20 L

Termination: L = RoHS compliant tin-silver over copper.

Special order: T = RoHS tin-silver-copper (95.5/4/0.5)
or S = non-RoHS tin-lead (63/37).

2. Inductance and Q measured with leads connected directly to the Agilent/HP 4287A.

3. SRF measured using the Agilent/HP 8753D.

4. DCR measured using the Cambridge Technology Model 510 Micro Ohmmeter.

5. Average current for a 20°C temperature rise from 25°C ambient.

6. Tolerance $\pm 0.005\% / 0.13$ mm.

7. The inductance values in column two are more accurate measurements taken on a contemporary meter. The old values in this column are for reference by existing users of these parts and were measured with leads connected directly to a Boniton 260-A.

8. Operating temperature range -40°C to 85°C.

9. Electrical specifications at 25°C.

COILCRAFT ACCURATE
PRECISION REPEATABLE
MEASUREMENTS
SEE INDEX TEST FIXTURES

Coilcraft®

Specifications subject to change without notice.
Please check our website for latest information.

Document 114 Revised 03/23/06

1102 Silver Lake Road Cary, Illinois 60013 Phone 847/639-6400 Fax 847/639-1469

E-mail info@coilcraft.com Web <http://www.coilcraft.com>

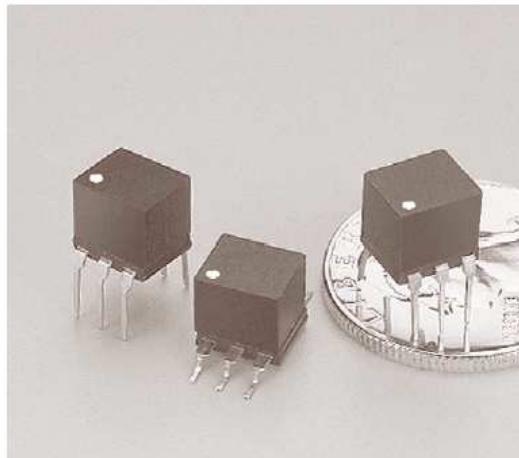


Document 425-1



NEW!

Wideband Transformers



These wideband transformers are offered in tapped or untapped configurations in a low-profile DIP-style plastic case. They are available in a through-hole version compatible with standard DIP sockets and a surface mount version that is packaged in tape and reel. All parts feature 500 V isolation, 250 mA current handling capability and a 1/4 Watt RF power rating. (For a smaller package size, see our WBC Series.)

Applications include impedance matching, voltage or current transformation, DC isolation, balanced/unbalanced mixing, matching, power splitting, coupling and signal inversion.

Custom wideband transformers with special combinations of impedance ratio, insertion loss, frequency response and current handling are also available.

Free evaluation samples are available by contacting Coilcraft or by visiting www.coilcraft.com.

Schematic	Part number		Impedance ratio pri : sec	Bandwidth (MHz)	Insertion loss max (dB)	Pins 4-6		Pins 1-3		DC imbalance max (mA)
	SM ¹	TH				L min ² (μH)	DCR max ³ (mOhm)	L min ² (μH)	DCR max ³ (mOhm)	
 6 o---o ¹ 4o---o ³	WB1-1SL	WB1-1L	1:1	0.150 - 500	0.70	27	75	27	75	—
	WB1-6SL	WB1-6L	1:1	0.100 - 350	0.50	25	100	25	100	—
	WB1.18-3SL	WB1.18-3L	1:1.18	0.040 - 300	0.50	90	300	108	330	—
	WB1.5-6SL	WB1.5-6L	1:1.5	0.050 - 325	0.26	56	120	84	150	—
	WB2.1-2WSL	WB2.1-2WL	1:2	0.080 - 700	1.00	38	100	75	150	—
	WB2.5-6SL	WB2.5-6L	1:2.5	0.080 - 225	0.26	30	100	75	130	—
	WB4-6SL	WB4-6L	1:4	0.100 - 125	0.50	25	100	100	200	—
	WB9-1SL	WB9-1L	1:9	0.125 - 125	0.57	25	100	225	250	—
	WB16-1SL	WB16-1L	1:16	0.050 - 100	0.60	56	75	896	330	—
	WB36-1SL	WB36-1L	1:36	0.100 - 45	0.50	25	50	900	180	—
 6 o---o ¹ 4o---o ³	WB1-1TSL	WB1-1TL	1:1	0.100 - 375	0.51	25	100	25	100	30
	WB1-6TSL	WB1-6TL	1:1	0.050 - 200	0.20	70	150	70	150	18
	WB2-1TSL	WB2-1TL	1:2	0.070 - 400	1.00	38	100	75	150	29
	WB2.5-6TSL	WB2.5-6TL	1:2.5	0.050 - 125	0.28	56	120	140	200	13
	WB3-1TSL	WB3-1TL	1:3	0.040 - 500	0.40	96	110	270	200	4.0
	WB4-1HSL	WB4-1HL	1:4	0.100 - 500	0.50	25	120	100	160	15
	WB4-6TSL	WB4-6TL	1:4	0.050 - 200	0.50	43	120	172	160	5.0
	WB5-1TSL	WB5-1TL	1:5	0.050 - 400	0.30	48	220	240	500	13
	WB8-1TSL	WB8-1TL	1:8	0.150 - 400	0.76	18	100	144	270	17
	WB13-1TSL	WB13-1TL	1:13	0.150 - 125	0.72	17	90	221	200	10
 6 o---o ¹ 5 o---o ² 4o---o ³	WB16-6TSL	WB16-6TL	1:16	0.050 - 100	0.60	56	75	896	330	25
	WBT1-6SL	WBT1-6L	1:1	0.040 - 200	0.25	70	150	70	150	19
	WBT1.5-1SL	WBT1.5-1L	1:1.5	0.040 - 350	0.30	60	150	90	180	19
	WBT2.5-6SL	WBT2.5-6L	1:2.5	0.050 - 100	0.26	70	150	175	200	11
	WBT4-1SL	WBT4-1L	1:3	0.040 - 150	0.26	45	120	135	160	13
 4o---o ³	WBT4-1ASL	WBT4-1AL	1:4	0.040 - 350	0.40	96	110	384	220	3.5
	WBT16-1SL	WBT16-1L	1:16	0.100 - 100	0.50	25	100	400	300	7.5
	WBT25-1SL	WBT25-1L	1:25	0.100 - 65	0.50	25	100	625	350	6.0

1. When ordering, please specify packaging code:

WB25-1SLD

Packaging: D = 13" machine-ready reel. EIA-481 embossed plastic tape (500 parts per full reel).

B = Less than full reel. In tape, but not machine ready. To have a leader and trailer added (\$25 charge), use code letter D instead.

2. Inductance measured at 100 kHz, 0.1 V, 0 Adc on an Agilent/HP 4192 or equivalent.

3. DCR measured on a micro-ohmmeter.

4. DC imbalance is the maximum difference in current measured at pins 1 and 3 with the source at pin 2. Inductance drop is 15% at maximum imbalance.

5. Operating temperature range -40°C to +85°C.

6. Electrical specifications at 25°C.

Specifications subject to change without notice.
Please check our website for latest information. Document 425-1 Revised 03/22/06

1102 Silver Lake Road Cary, Illinois 60013 Phone 847/639-6400 Fax 847/639-1469
E-mail info@coilcraft.com Web <http://www.coilcraft.com>



Document 113-1

“SLOT TEN” 10 mm Tunable Inductors



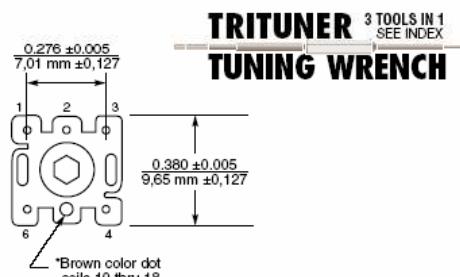
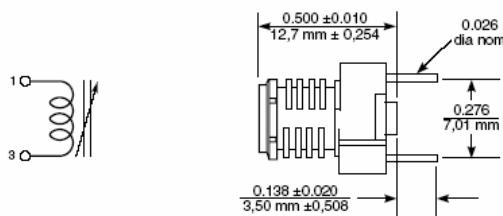
These versatile Coilcraft variable inductors operate over a wide range of frequencies. Standard inductance values are available from less than 1 μ H to over 1 mH. Custom values can also be provided upon request.

Coilcraft “SLOT TEN” RF coils come in an international 10 mm package. Their precision-molded slotted bobbins ensure tight tolerances and high stability.

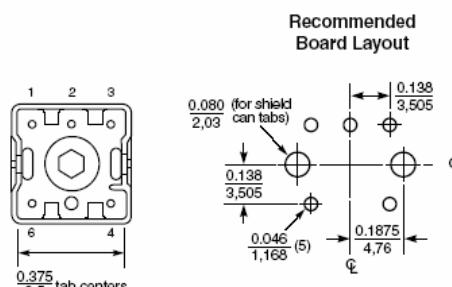
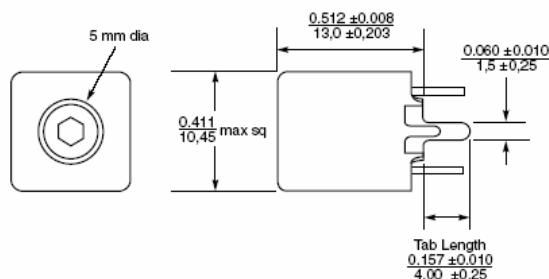
A variety of magnetic and electrostatic shielding options are offered. “SLOT TEN” coils are tuned by means of ferrite or powdered iron tuning cores with a hex hole for easy, positive adjustment.

Coilcraft Designer’s Kit M100 contains 18 shielded and 18 unshielded coils (3 each) plus extra cores and sleeves to create all of the standard values shown. To order, please contact Coilcraft or purchase on-line at <http://order.coilcraft.com>.

Unshielded (Styles 1 and 2)



With Shielded Cans (Styles 3,4 and 5)



Coilcraft®

Specifications subject to change without notice.
Please check our website for latest information.

Document 113-1 Revised 11/21/02

1102 Silver Lake Road Cary, Illinois 60013 Phone 847/639-6400 Fax 847/639-1469
E-mail info@coilcraft.com Web <http://www.coilcraft.com>



COILCRAFT ACCURATE
PRECISION REPEATABLE
MEASUREMENTS
SEE INDEX TEST FIXTURES

Selection Guide

Coilcraft "SLOT TEN" coils come in five different styles. Consult this table for the inductance range, relative Q and shielding options of each style. Then use the appropriate specification chart to pick a specific part number.

Style	L (μ H)	Electrostatic shield	Magnetic shield	Recommended frequency	Tuning core	Relative Q	Relative cost
Style 1	0.8 – 624	No	No	Higher	Iron	Hi	Low
Style 2	0.8 – 927	No	No		Ferrite	Hi	Low
Style 3	0.7 – 450	Yes	No		Iron	Low	Med
Style 4	0.8 – 624	Yes	Yes (Iron)		Iron	Med	Hi
Style 5	0.9 – 1143	Yes	Yes (Ferrite)	Lower	Ferrite	Med	Hi

Notes:

- All readings taken on Agilent/HP 4342-A Q Meter.
- L min is achieved at maximum extension of the core toward PC board. Complete tuning range is reached within the boundaries of the coil form.
- All specifications are at standard "Q" meter frequencies. L and Q readings change with frequency.
- Unshielded parts are coated with lacquer to protect the winding.
- Shielded parts have a sleeve insert to protect the winding.
- Operating temperature range -40°C to +85°C.
- Electrical specifications at 25°C.

Style 1 — Unshielded with Carbonyl E Core

Part number	Color	L min (μ H)	L max (μ H)	L nom (μ H)	Q min @ L nom	Test frequency
SLOT TEN-1-01	Brown	0.800	1.2	1.0	48	7.9 MHz
SLOT TEN-1-02	Red	1.2	1.8	1.5	50	7.9 MHz
SLOT TEN-1-03	Orange	1.76	2.64	2.2	56	7.9 MHz
SLOT TEN-1-04	Yellow	2.56	3.84	3.2	54	7.9 MHz
SLOT TEN-1-05	Green	3.6	5.4	4.5	54	7.9 MHz
SLOT TEN-1-06	Blue	5.2	7.8	6.5	51	7.9 MHz
SLOT TEN-1-07	Violet	7.6	11.4	9.5	48	7.9 MHz
SLOT TEN-1-08	Gray	11.2	16.8	14.0	38	2.5 MHz
SLOT TEN-1-09	White	16.0	24.0	20.0	38	2.5 MHz
SLOT TEN-1-10	Black*	22.4	33.6	28.0	38	2.5 MHz
SLOT TEN-1-11	Brown*	32.0	48.0	40.0	38	2.5 MHz
SLOT TEN-1-12	Red*	46.4	69.6	58.0	47	2.5 MHz
SLOT TEN-1-13	Orange*	67.2	100.2	84.0	48	2.5 MHz
SLOT TEN-1-14	Yellow*	96	144	120.0	40	790 KHz
SLOT TEN-1-15	Green*	137.6	206.4	172.0	34	790 KHz
SLOT TEN-1-16	Blue*	200	300	250.0	39	790 KHz
SLOT TEN-1-17	Violet*	280	432	360.0	30	790 KHz
SLOT TEN-1-18	Gray*	416	624	520.0	35	790 KHz

* Coils 10 thru 18 have a brown color dot on bottom of coil base.

Style 2 — Unshielded with Ferrite Core

Part number	Color	L min (μ H)	L max (μ H)	L nom (μ H)	Q min @ L nom	Test frequency
SLOT TEN-2-01	Brown	0.80	1.7	1.2	47	7.9 MHz
SLOT TEN-2-02	Red	1.25	2.75	2.0	48	7.9 MHz
SLOT TEN-2-03	Orange	1.75	4.0	2.9	48	7.9 MHz
SLOT TEN-2-04	Yellow	2.4	5.4	3.9	47	7.9 MHz
SLOT TEN-2-05	Green	3.5	7.8	5.6	47	7.9 MHz
SLOT TEN-2-06	Blue	4.7	10.6	7.6	46	7.9 MHz
SLOT TEN-2-07	Violet	7.4	15.6	11.5	38	2.5 MHz
SLOT TEN-2-08	Gray	11	25	18.2	40	2.5 MHz
SLOT TEN-2-09	White	16	35	25.3	40	2.5 MHz
SLOT TEN-2-10	Black*	22	50	36.5	40	2.5 MHz
SLOT TEN-2-11	Brown*	33	72	52.5	39	2.5 MHz
SLOT TEN-2-12	Red*	46	103	74.8	51	2.5 MHz
SLOT TEN-2-13	Orange*	66	136	100	40	790 KHz
SLOT TEN-2-14	Yellow*	95	198	146	44	790 KHz
SLOT TEN-2-15	Green*	136	297	216	40	790 KHz
SLOT TEN-2-16	Blue*	198	426	312	45	790 KHz
SLOT TEN-2-17	Violet*	286	630	530	33	790 KHz
SLOT TEN-2-18	Gray*	418	927	790	38	790 KHz

* Coils 10 thru 18 have a brown color dot on bottom of coil base.

Coilcraft®

Specifications subject to change without notice.
Please check our website for latest information.

Document 113-2 Revised 11/21/02

1102 Silver Lake Road Cary, Illinois 60013 Phone 847/639-6400 Fax 847/639-1469
E-mail info@coilcraft.com Web http://www.coilcraft.com



Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

16 / 85

- Resistencia en RF

En un manual sobre resistores de radio frecuencia, como el que se incluye en este informe, se describen las características fundamentales de dichos componentes:

- Baja Capacidad
- Niveles de Potencia
- Obtención de Parámetros S
- Rango de resistencia de 3 a 400 Ω
- Montaje superficial y pequeño tamaño.

Algunas aplicaciones típicas para este tipo de resistores son:

- Estaciones Bases
- Sistemas de broadcast (TV y Radio)
- Amplificadores de potencia
- Instrumentación
- Sistemas de radares
- Comunicación Satelital

A continuación se adjuntan hojas de datos de resistores de radio frecuencia, de la firma Florida RF Labs



Introduction

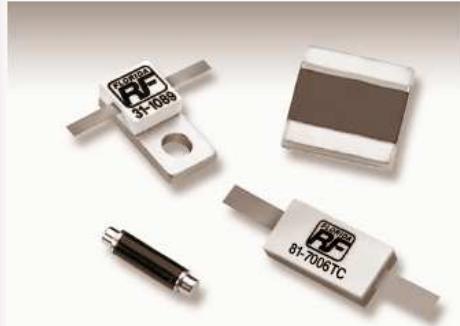
Resistors

Features

- Lead Free, RoHS Compliant Option Available
- Low Capacitance
- Mounting - Surface Mount, Tab & Cover, Flange, and Rod
- Power Levels: 0.05 to 800 watts
- 50 & 100 Ohms standard
- Tuned Circuit
- Available in AlN, BeO, or Alumina
- Substrate Thicknesses of .015" to .120" Available
- Rod Diameters of .020" to .375"
- Custom Tab Forming Available
- S-Parameter Files Available
- Resistance Ranges from 3 to 400 Ohms
- Small Size

Applications

- Base Stations
- Broadcast (TV and Radio)
- High Power Amplifier
- Instrumentation
- Military
- Radar System
- Satellite Communications
- Splitters/Combiners
- Voltage Dropping Resistor
- Wilkinson Dividers



Florida RF Labs® provides a full array of resistor packages that includes surface mount, tab & cover, flange, rod, and film cards. These devices use a tuned circuit design to minimize parasitic capacitance and achieve low VSWR performance. The devices are available for delivery in tray or tape & reel.

Table of Contents

General Specifications	42-43
Surface Mount.....	44-45
Tab & Cover (Flangeless).....	46-47
Flange	48-53
Rod Resistors.....	54-55
Film Cards.....	56-57



Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

18 / 85



General Specifications

Resistors

Surface Mount and Tab & Cover

Standard Resistance	50 & 100 Ohms ±5%
Resistance Range	3 to 400 Ohms
Operating Temperature	-55 to 150 °C
Power Rating	100% @ 100°C Derates to 0% @ 150°C
Peak Power	Typically 10 Times the Max Power Rating with 1% Duty Cycle and 100 Microsecond Pulse Width
Resistor	Nichrome
Substrates	BeO, AlIN, or Alumina
Environment	Meets Applicable Sections of MIL-PRF-55342

Flange

Standard Resistance	50 & 100 Ohms ±5%
Resistance Range	3 to 400 Ohms
Operating Temperature	-55 to 150 °C
Power Rating	100% @ 100°C Derates to 0% @ 150°C
Peak Power	Typically 10 Times the Max Power Rating with 1% Duty Cycle and 100 Microsecond Pulse Width
Resistor	Nichrome
Substrates	BeO, AlIN, or Alumina
Environment	Meets Applicable Sections of MIL-PRF-55342

Standard Rod

Standard Resistance	50 & 100 Ohms ±5%
Resistance Range	5 to 300 Ohms
Operating Temperature	-55 to 150 °C
Power Rating	100% @ 100°C Derates to 0% @ 150°C
Peak Power	Typically 10 Times the Max Power Rating with 1% Duty Cycle and 100 Microsecond Pulse Width
Terminals	Soft Solder Tinned Terminals
Resistor	Nichrome
Substrates	BeO or Alumina
Environment	Meets Applicable Sections of MIL-PRF-55342

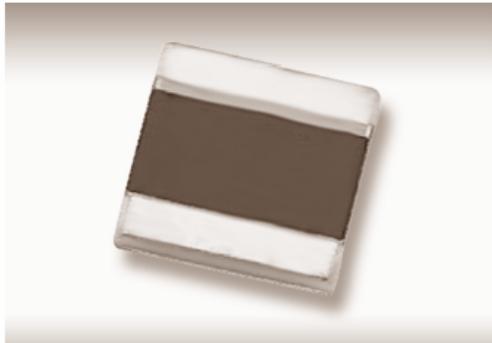
Film Cards

Resistance Range	25 to 1,000 Ohms/square
Standard Tolerance	±10%
Max. Surface Temperature	150 °C
Resistor	Nichrome
Substrates	Fiberglass, Mylar®, Kapton®, or Mica



Surface Mount

Resistors



High power chip resistors are available in three terminal styles for either RF or DC applications, such as bias voltage dropping or heaters. Terminal Style A has back side metallization for direct attachment to a heat sink or an item to be heated. Terminal Style B has wrap-around metallization for applications such as Wilkinson power divider balance resistors. Terminal Style C has a split ground that allows it to be mounted as a resistor or termination.

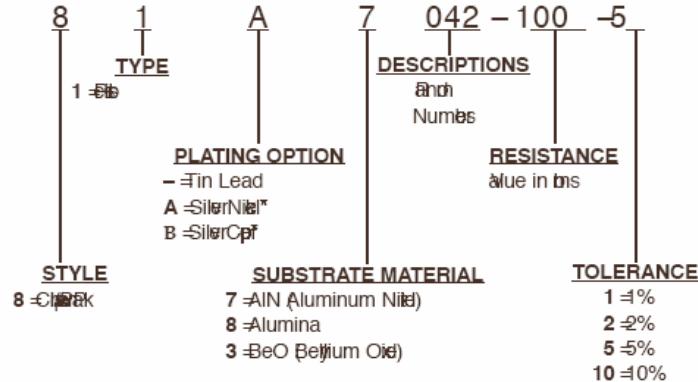
General Specifications

<i>Standard Resistance</i>	50 & 100 Ohms $\pm 5\%$
<i>Resistance Range</i>	3 to 400 Ohms
<i>Power</i>	5 to 150 W
<i>Power Rating</i>	100% @ 100°C*
		Derates to 0% @ 150°C
<i>Operating Temperature</i>	-55 to 150°C

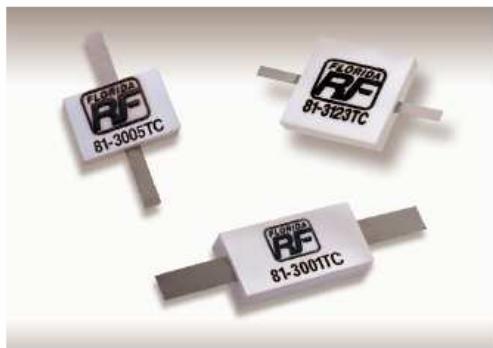
Material Specifications

* 100°C is referenced at the heat sink

Ordering Information



*** Lead free options*

**Tab & Cover****Resistors**

Florida RF Labs® Tab & Cover resistors are ideal for mounting directly to a heatsink or on a circuit board. Tab & Cover resistors are available with BeO, AlN, or Alumina substrates. The devices have standard resistance values of 50 & 100 ohms. The power rating ranges from 10 to 500 watts. Applications include Wilkinson divider/combiners that require low capacitance to ground. Packaging options are tray and tape & reel. Optional lead forming is available on request.

General Specifications

- Standard Resistance 50 & 100 Ohms $\pm 5\%$
- Resistance Range 5 to 400 Ohms
- Power 10 to 500 W
- Power Rating 100% @ 100°C*
- Derates to 0% @ 150°C
- Operating Temperature -55 to 150°C

Material Specifications

- Substrates BeO, AlN, or Alumina
- Resistor Thin Film
- Tab Contact Beryllium Copper, Tin Plated per ASTM AS45
- Cover Alumina
- Ground Plane See Plating Option

* 100°C is referenced at the heat sink

Ordering Information

STYLE	TYPE	PLATING OPTION	DESCRIPTIONS	RESISTANCE	TOLERANCE
8	1	-			
8	2	A B C D E F G H I J K L M N O P Q R S T U V W X Y Z	7 AN(AlN) 8 Aln 3 BeOB(AlO)	008TC 400	1 ±% 2 ±% 5 ±% 10 ±0%
8	3				
8	4				
8	5				
8	6				
8	7				
8	8				
8	9				
8	10				
8	11				
8	12				
8	13				
8	14				
8	15				
8	16				
8	17				
8	18				
8	19				
8	20				
8	21				
8	22				
8	23				
8	24				
8	25				
8	26				
8	27				
8	28				
8	29				
8	30				
8	31				
8	32				
8	33				
8	34				
8	35				
8	36				
8	37				
8	38				
8	39				
8	40				
8	41				
8	42				
8	43				
8	44				
8	45				
8	46				
8	47				
8	48				
8	49				
8	50				
8	51				
8	52				
8	53				
8	54				
8	55				
8	56				
8	57				
8	58				
8	59				
8	60				
8	61				
8	62				
8	63				
8	64				
8	65				
8	66				
8	67				
8	68				
8	69				
8	70				
8	71				
8	72				
8	73				
8	74				
8	75				
8	76				
8	77				
8	78				
8	79				
8	80				
8	81				
8	82				
8	83				
8	84				
8	85				
8	86				
8	87				
8	88				
8	89				
8	90				
8	91				
8	92				
8	93				
8	94				
8	95				
8	96				
8	97				
8	98				
8	99				
8	100				
8	101				
8	102				
8	103				
8	104				
8	105				
8	106				
8	107				
8	108				
8	109				
8	110				
8	111				
8	112				
8	113				
8	114				
8	115				
8	116				
8	117				
8	118				
8	119				
8	120				
8	121				
8	122				
8	123				
8	124				
8	125				
8	126				
8	127				
8	128				
8	129				
8	130				
8	131				
8	132				
8	133				
8	134				
8	135				
8	136				
8	137				
8	138				
8	139				
8	140				
8	141				
8	142				
8	143				
8	144				
8	145				
8	146				
8	147				
8	148				
8	149				
8	150				
8	151				
8	152				
8	153				
8	154				
8	155				
8	156				
8	157				
8	158				
8	159				
8	160				
8	161				
8	162				
8	163				
8	164				
8	165				
8	166				
8	167				
8	168				
8	169				
8	170				
8	171				
8	172				
8	173				
8	174				
8	175				
8	176				
8	177				
8	178				
8	179				
8	180				
8	181				
8	182				
8	183				
8	184				
8	185				
8	186				
8	187				
8	188				
8	189				
8	190				
8	191				
8	192				
8	193				
8	194				
8	195				
8	196				
8	197				
8	198				
8	199				
8	200				
8	201				
8	202				
8	203				
8	204				
8	205				
8	206				
8	207				
8	208				
8	209				
8	210				
8	211				
8	212				
8	213				
8	214				
8	215				
8	216				
8	217				
8	218				
8	219				
8	220				
8	221				
8	222				
8	223				
8	224				
8	225				
8	226				
8	227				
8	228				
8	229				
8	230				
8	231				
8	232				
8	233				
8	234				
8	235				
8	236				
8	237				
8	238				
8	239				
8	240				
8	241				
8	242				
8	243				
8	244				
8	245				
8	246				
8	247				
8	248				
8	249				
8	250				
8	251				
8	252				
8	253				
8	254				
8	255				
8	256				
8	257				
8	258				
8	259				
8	260				
8	261				
8	262				
8	263				
8	264				
8	265				
8	266				
8	267				
8	268				
8	269				
8	270				
8	271				
8	272				
8	273				
8	274				
8	275				
8	276				
8	277				
8	278				
8	279				
8	280				
8	281				
8	282				
8	283				
8	284				
8	285				
8	286				

**Flanged****Resistors**

Florida RF Labs® flanged resistors are excellent for mounting directly to heatsinks for improved heat dissipation. The devices have standard resistance values of 50 & 100 ohms. The flanged resistors are available with power ratings ranging from 10 to 800 watts. The products are available with both BeO and AlN substrates. Optional lead forming is available on request.

General Specifications

- Standard Resistance 50 & 100 Ohms ±5%
- Resistance Range 4 to 400 Ohms
- Power 10 to 800 W
- Power Rating 100% @ 100°C*
- Derates to 0% @ 150°C
- Operating Temperature -55 to 150°C

Material Specifications

- Substrates BeO or AlN
- Resistor Thin Film
- Tab Contact Beryllium Copper, Tin Plated per ASTM B545
- Cover Alumina
- Mounting Flange Copper, Nickel Plated per SAE AMS-QQ-N-290

* 100°C is referenced at the heat sink

Ordering Information

STYLE	TYPE	PLATING OPTION	DESCRIPTIONS	RESISTANCE	TOLERANCE
3	1	A	021 - 050	-5	1 ±1%
	1	B			2 ±2%
			Nos		5 ±5%
					10 ±10%
			SUBSTRATE MATERIAL		
			7 = AlN (AlN)		
			1 = BeO (BeO)		

** Lead free options



Rods

Resistors



Rod Resistors are typically used in wideband high performance coaxial terminations and attenuators. They feature thin film resistance elements trimmed without kerfs for stable high frequency characteristics. The high temperature protective coating shields the film during assembly operations. In applications where one end of the rod resistor is soldered directly to a heat sink, power handling as much as 10x rated power may be achieved.

General Specifications

Material Specifications

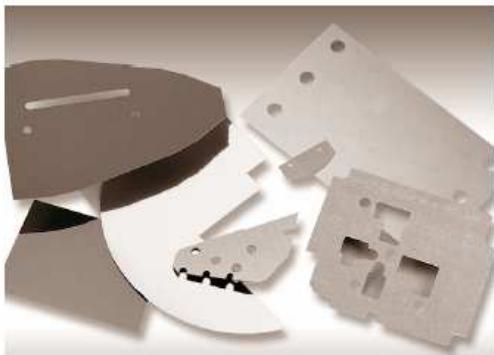
Ordering Information

R	<u>080</u>	<u>-</u>	<u>187</u>	B	<u>2</u>	<u>100</u>	<u>-</u>	<u>5</u>
	ROD DIAMETER				RESISTANCE			
	in mils				Value in ohms			
	ROD LENGTH				STYLE		TOLERANCE	
	in mils				(blank) = Figure 1		1 = 1%	
					2 = Figure 2		2 = 2%	
							5 = 5%	
							10 = 10%	
STYLE	= Rod Resistor Solder Tinned							
	= Gold Terminal							
	= Silver Terminal							
	= Nickel Terminal							
					SUBSTRATE MATERIAL			
					A = Alumina			
					B = BeO (Beryllium Oxide)			



Film Cards

Resistors



General Specifications

Material Specifications

<i>Substrates</i>	<i>Fiberglass, Mylar®, Kapton®, Mica</i>
<i>Resistor</i>	<i>Nichrome</i>
<i>Dielectric</i>	
<i>Fiberglass</i>	<i>4.8 @ 1 MHz</i>
<i>Mylar®</i>	<i>3.3 @ 60 MHz</i>
<i>Kapton®</i>	<i>3.9 @ 1 Hz</i>
<i>Mica</i>	<i>6.0 @ 1Hz</i>
<i>Thickness</i>	
<i>Fiberglass</i>	<i>.010, .025, .032, or .062</i>
<i>Mylar®</i>	<i>.001, .002, .005, or .010</i>
<i>Kapton®</i>	<i>.002 or .005</i>
<i>Mica</i>	<i>.002, .003, or .005</i>
<i>Environment</i>	
<i>Fiberglass</i>	<i>Meets applicable sections of</i>
	<i>MIL-I-24768-28 GEB-F</i>
<i>Mylar®</i>	<i>n/a</i>
<i>Kapton®</i>	<i>n/a</i>
<i>Mica</i>	<i>ASTM-D351, Class V2</i>

Florida RF Labs offers a complete line of standard and custom waveguide attenuator elements. Deposition of thin film metallization on a glass substrate with optical grade finish produces an extremely stable resistive film. A protective coating is evaporated over the resistive film to prevent oxidation. Controlled processes throughout produce guaranteed repeatability. Contact factory for custom design requirements.

Film Cards are available in four materials: Fiberglass, Mylar®, Kapton® or Mica. They feature a surface resistance range of 25 to 1k ohm per square and power handling up to 8 watts. Applications include: Waveguide Elements, Crystal Detector Protection, Directional Coupler Termination, Mode Suppression in Cavity Filters.

Ordering Information

73 0160 - 100

DESCRIPTIONS

Random Numbers

RESENTRANCE

RESISTANCE

I
STYLED

73 = Film Cards



Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

24 / 85

- Atenuadores; acopladores direccionales, circuladores**Atenuadores**

La firma Florida RF Labs provee atenuadores en varios estilos de encapsulados para uso en aplicaciones de alta potencia. Los rangos de potencia van desde 0.05 a 400 W y el rango de atenuación desde 0 a 30db.

Características:

- Rango de frecuencia desde DC a 6 GHz
- Circuito interno sintonizado.
- Parámetros S disponibles.

Aplicaciones:

- Circuladores.
- Filtros
- Amplificadores de alta potencia.
- Instrumentación.
- Muestreo de señales.



Introduction

Attenuators

Features

- Lead Free, RoHS Compliant Option Available
- Substrates - BeO, AlN or Alumina
- Power Rating - .05 to 400 Watts
- Frequency Range DC to 6 GHz
- Package styles: chip, tab & cover, flange and coaxial
- Tuned Internal Circuit
- Good VSWR
- Variety of Chip Sizes
- Attenuation Values from 0 to 30 dB
- S-Parameter Files Available

Applications

- Circulators
- Coaxial Attenuator Components
- Filters
- High Power Amplifiers
- Instrumentation
- Isolators
- Military
- Signal Sampling



Florida RF Labs® attenuators are available in several package styles for use in high power applications: chip, tab & cover and flange models. The power ratings range from .05 to 400 watts. The attenuation values range from 0 dB to 30 dB. The devices are available for delivery in tray or tape & reel packages.

Table of Contents

General Specifications	26-27
Chip, SMT	28-29
Tab & Cover (Flangeless).....	30-33
Flange	34-38
Coaxial	39-40



Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

26 / 85



General Specifications

Attenuators

Surface Mount

Impedance	50 Ohms
Operating Temperature	-55 to 150°C
Power Rating	100% @ 85°C Derates to 0% @ 150°C
Peak Power	Typically 10 Times the Max Power Rating with 1% Duty Cycle and 100 Microsecond Pulse Width
Resistor	Nichrome
Substrates	BeO, AlN, or Alumina
Environment	Meets Applicable Sections of MIL-E-5400 and MIL-PRF-55342

Tab & Cover

Impedance	50 Ohms
Operating Temperature	-55 to 150°C
Power Rating	100% @ 85°C Derates to 0% @ 150°C
Peak Power	Typically 10 Times the Max Power Rating with 1% Duty Cycle and 100 Microsecond Pulse Width
Resistor	Nichrome
Substrates	BeO or AlN
Environment	Meets Applicable Sections of MIL-E-5400 and MIL-PRF-55342

Flange

Impedance	50 Ohms
Operating Temperature	-55 to 150°C
Power Rating	100% @ 85°C Derates to 0% @ 150°C
Peak Power	Typically 10 Times the Max Power Rating with 1% Duty Cycle and 100 Microsecond Pulse Width
Resistor	Nichrome
Substrates	BeO or AlN
Environment	Meets Applicable Sections of MIL-E-5400 and MIL-PRF-55342

Coaxial

Impedance	50 Ohms ± 5%
Operating Temperature	-55 to 125°C
Power Rating	100% @ 25°C Derates to 0.5% @ 125°C
Peak Power	Typically 10 Times the Max Power Rating with 1% Duty Cycle and 100 Microsecond Pulse Width
Resistor	Nichrome
Substrates	BeO or Alumina
Environment	Meets Applicable Sections of MIL-PTL-3933 and MIL-PRF-39012

**Chip, SMT****Attenuators****General Specifications**

Impedance	50 Ohms
Attenuation Stability	0.0001 dB/C°
Attenuation Tolerance	1-10 dB ± 1.0 dB 11-20 dB ± 1.0 dB
Power	5 to 120 Watts
Frequency	DC to 3 GHz
Power Rating	100% @ 85°C* Derates to 0% @ 150°C
Operating Temperature	-55 to 150°C

Material Specifications

Solderable Ground Plane	See Plating Option
Substrates	BeO, AlN or Alumina
Resistive Elements	Nichrome
Environment	Meets applicable portions of MIL-E-5400 and MIL-PRF-55342

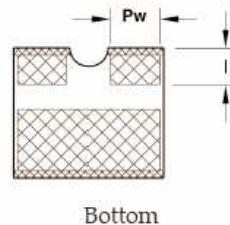
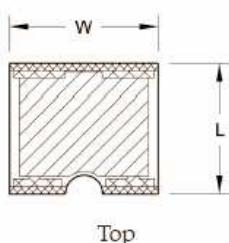
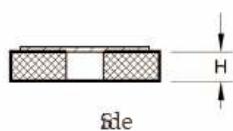
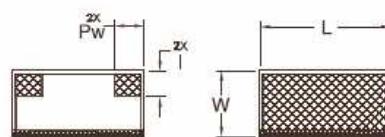
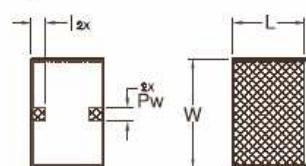
* 85°C referenced from heat sink.

Duo Wrap Surface Mount Chip Attenuators are designed for installation directly on printed circuit boards. Edge metallization on two sides forms solder fillets for stronger attachment, easier inspection, and increased heat transfer area.

Ordering Information

STYLE 8 = Chip/Power Pak	TYPE 3 = Attenuator PLATING OPTION - = Tin Lead A = Silver Nickel** B = Silver Copper**	ATTENUATION Value in dB SUBSTRATE MATERIAL 7 = AlN (Aluminum Nitride) 8 = Alumina 3 = BeO (Beryllium Oxide)
------------------------------------	--	--

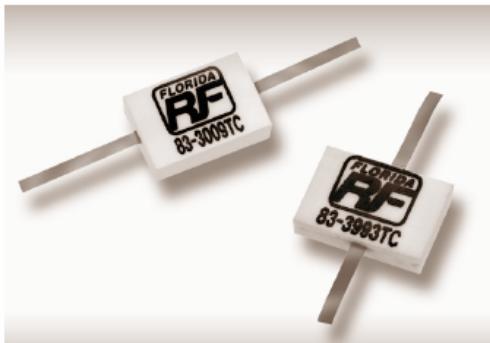
** Lead free options

Figure 1**Figure 3**



Tab and Cover

Attenuators



Tab & Cover components are flangeless devices with protective ceramic covers and tab contacts, offering the highest performance available of any package style component. They are designed for direct solder attachment to a heat sink for excellent heat transfer. Tab & Cover attenuators have an attenuator range from 1 dB to 30 dB. The attenuation tolerance for values between 1-10 dB is ± 0.5 dB and 11-30 dB ± 1.0 dB. Optional lead forming is available on request.

General Specifications

<i>Impedance</i>	50 Ohms
<i>Attenuation Stability</i>	0.0001 dB/C°
<i>Attenuation Tolerance</i>	1-10 dB ± 0.5 dB
		11-30 dB ± 1.0 dB
<i>Power</i>	10 to 250 Watts
<i>Frequency</i>	DC to 4 GHz
<i>Power Rating</i>	100% @ 85°C*
		Derates to 0% @ 150°C
<i>Operating Temperature</i>	-55 to 150°C

Material Specifications

Substrates BeO, AlIN or Alumina
Resistors Nichrome
Tab Contact Beryllium Copper, Tin Plated
 per ASTM B545
Cover Alumina
Solderable Ground Plane See Plating Options

* 85°C referenced from heat sink

Ordering Information

8	3	-	7	006	TC - 20.00
	TYPE			DESCRIPTION	
3 = Attenuator				Random Numbers	
		PLATING OPTION			ATTENUATION
		- = Tin Lead			Value in dB
		A = Silver Nickel**			
		B = Silver Copper**			
STYLE				MOUNTING	
3 = Chip/Power Pak				TC = Tab & Cover	
			SUBSTRATE MATERIAL		

SUBSTRATE MATERIAL

7 = AlN (Alumina)

8 = Alumina

I, S = BeO (Beryllium Oxide)



Flange

Attenuators



General Specifications

Impedance	50 Ohms
Attenuation Stability	0.0001 dB/C°
Attenuation Tolerance	1-10 dB ± 0.5 dB 11-30 dB ± 1.0 dB
Power	10 to 400 Watts
Frequency	DC to 4 GHz
Power Rating	100% @ 100°C* Derates to 0% @ 150°C
Operating Temperature	-55 to 150°C

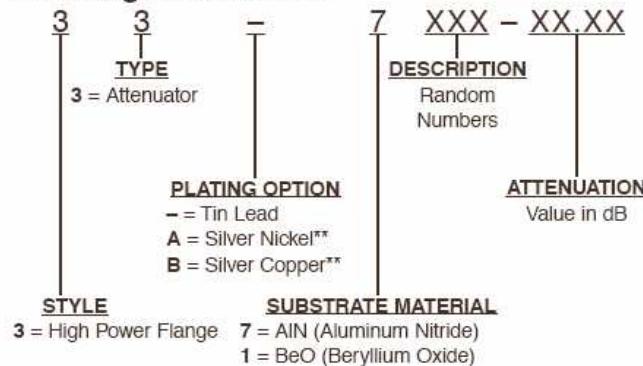
Material Specifications

Substrates	BeO or AlN
Resistor	Nichrome
Tab Contact	Beryllium Copper, Tin/Lead Plated per ASTM B545
Cover	Alumina
Flange	Copper, Nickel Plated per SAE AMS-QQ-N-290

* 100°C is referenced at the heat sink

High Power Flange Mount components offer high performance and the convenience of bolt-in installation. Flanged attenuators have an attenuation range from 1 to 30 dB. The attenuation tolerance for values between 1-10 dB is ± 0.5 dB and between 11-30 dB is ± 1.0 dB. Optional lead forming is available on request.

Ordering Information



** Lead free option



Coaxial

Attenuators



Florida RF Labs line of precision coaxial attenuators is useable for power applications up to 2 watts. The rugged construction of the device ensures reliability and continuous performance. The standard connector is SMA with others available upon request.

General Specifications

Impedance	50 Ohms \pm 5%
Attenuation Stability	0.0001 dB/°C*
Attenuation Tolerance	1-10 dB \pm 0.3 dB 11-20 dB \pm 0.5 dB
Power	2 Watts
Frequency	DC to 18 GHz
Power Rating	100% @ 25°C* Derates to .5% @ 125°C
Operating Temperature	-55 to 125°C

Material Specifications

Substrates	BeO or Alumina
Resistive Elements	Nichrome
Environment	Meets applicable portions of MIL-PTL-3933 and MIL-PRF-39012
Connector	SMA*
Body	Stainless Steel

* Other connector types available upon request.

Ordering Information

1	3	0003	10.00
	TYPE		
	3 = Attenuator		
		DESCRIPTION	
		Random Numbers	
		PLATING OPTION	ATTENAUATION
		- = Tin Lead	Value in dB
		A = Silver Nickel**	
		STYLE	
		1 = Coaxial Attenuator	

** Lead free option

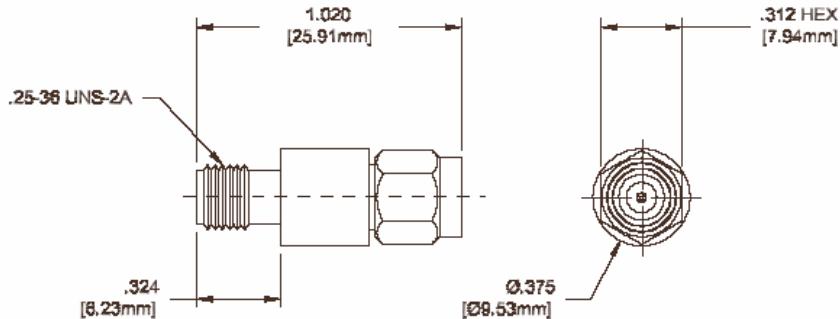
**Coaxial****Attenuators**

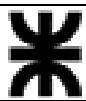
Power (W) ¹ Max	Frequency (GHz)	VSWR	Attenuation (dB)	Tolerance (dB)	Connector	Part Number*
2	2.7	1.15	7-20	± 0.5	SMA	13-0003-*
	18.0	1.40	2-6	± 0.5		

¹ Peak power is typically 10 times the max power rating with a 1% duty cycle and 100 microsecond pulse width.

Please call the factory for your specific application.

* Complete the part number by adding the desired attenuation value after the “-”.

Dimensions (Long Body SMA)



Acopladores Direccionales

Un acoplador direccional es un dispositivo pasivo que acopla parte de la potencia de transmisión mediante una cantidad conocida hacia otro puerto, a menudo utilizando dos líneas de transmisión puestas lo suficientemente juntas de forma que la energía que pasa a través de una es acoplada hacia la otra. Como se muestra en la figura 23, el dispositivo posee 4 puertos: entrada, transmitido, acoplado y aislado. El término "línea principal" hace referencia a la sección entre los puertos 1 y 2. En algunos acopladores direccionales, la línea principal está diseñada para operaciones en alta potencia (conectores grandes), mientras que el puerto acoplado, puede utilizar un pequeños conector SMA. A menudo, el puerto aislado

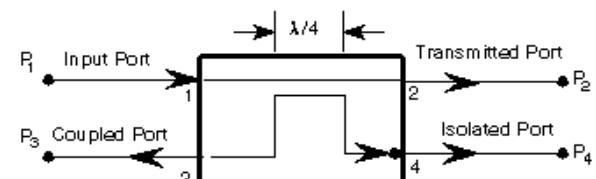


Figura 23. Acoplador Direccional.

está terminado en una carga adaptada, interna o externa, normalmente de 50Ω . Debe aclararse de que al ser el acoplador direccional un dispositivo lineal, la notación utilizada en la figura 23 es arbitraria. Cualquier puerto puede ser la entrada, en donde el puerto conectado directamente será el puerto transmitido, el puerto adyacente será el puerto acoplado, y el puerto diagonal será el puerto aislado.

Consideraciones físicas como la carga interna del puerto aislado limitarán la operación del puerto. La salida acoplada de un acoplador direccional puede ser usada para obtener información (esto es, frecuencia y nivel de potencia) de la señal sin interrumpir el flujo principal de potencia en el sistema.

Algunas propiedades comunes deseadas en todos los acopladores direccionales son: grandes anchos de banda de operación, alta directividad y buena adaptación de impedancia en todos los puertos cuando los otros puertos están terminados en cargas adaptadas.

Descripción de términos y parámetros.

Coeficiente de acoplamiento. La relación en dB de la potencia incidente puesta en el puerto principal a la potencia en el puerto acoplado cuando todos los puertos están conectados a terminaciones sin reflexión.

Tolerancia de acoplamiento. La variación permitida (unidad a unidad) en el acoplamiento nominal.

Planitud del acoplamiento. La variación máxima pico a pico en el coeficiente de acoplamiento que se puede esperar sobre un rango especificado de frecuencias.

Pérdida de acoplamiento. La reducción en la potencia disponible a la salida de la línea principal debido exclusivamente a potencia transferida a la línea acoplada. Es igual a la perdida de inserción mínima teórica de la línea principal.

Pérdida de la línea principal. El cambio en la potencia de carga, debido a la inserción del acoplador en el sistema de transmisión, con terminadores sin reflexión conectados en los puertos del acoplador. Las pérdidas de linea principal incluyen el efecto de la potencia transferida a la línea acoplada.

Directividad. La diferencia en dB de la potencia de salida en un puerto acoplado, cuando la potencia es transmitida en la dirección deseada, a la potencia de salida en el mismo puerto acoplado cuando la misma cantidad de potencia es

transmitida en dirección opuesta. En el caso de un acoplador bidireccional, una definición alternativa es la diferencia en dB de la potencia de salida de los dos puertos acoplados, cuando la potencia es transmitida en una dirección constante sobre la línea principal. Se asume que están conectados terminaciones sin reflexión en todos los puertos.

VSWR. La relación de onda estacionaria en cualquier puerto del acoplador es especificada para el caso de

VSWR. La relación de onda estacionaria en cualquier puerto del acoplador es especificada para el caso de terminaciones sin reflexión en todos los otros puertos. Como en cualquier dispositivo, VSWR es una medida de la calidad de adaptación relativa a una dada impedancia característica.

Ancho de banda. El rango de frecuencias sobre la cual el rendimiento se encuentra dentro de límites especificados.

Acoplador bidireccional. Otro nombre para un acoplador de cuatro puertos; esto es, un acoplador simple sin terminación interna. Esto se desea para permitir que las señales directas y reflejadas sean muestradas simultáneamente.

Acoplador direccional dual. La combinación de dos acopladores de tres puertos con sus líneas principales en cascada y sus puestos internamente terminados enfrentados uno contra otro en la interfase entre acopladores. Esto provee una acción de acoplador bidireccional, pero con un uso independiente de los puertos: una carga mal adaptada aplicada sobre alguno de ellos no afectará a los otros.

A continuación se presentan hojas de datos de acopladores direccionales, los cuales son utilizados cuando se necesita bajas perdidas por inserción y buena directividad.



Introduction

HybriX® Directional Couplers

Features

- Lead Free and RoHS compliant
- Frequency ranges from 440 MHz to 2.7 GHz
- Low Loss
- Surface Mountable
- Power Rating up to 250 W (at 85°C)
- Good Directivity and VSWR
- Integrated 5W Termination in DS Series
- No Internal Termination for D and DN Series
- Low Cost Microstrip Construction

Applications

- Hybrid Amplifiers
- PCS, GSM, Cellular, and 3G Base Stations
- Power Monitors
- Reflectometers
- WLAN Applications

Quick Selector Chart

HybriX® Part Number	Frequency Range (GHz)	Power (Watts)	Mean Coupling (dB)
DN25B30	.440 - .460	250	30
DN25D05	.815 - .960	250	5
DN25D06	.815 - .960	250	6
DS15D10	.815 - .960	150	10
DN15D10	.815 - .960	150	10
D15D20	.815 - .960	150	20
DN25D30	.815 - .960	250	30
DS10J10	1.7 - 2.0	100	10
DN10J10	1.7 - 2.0	100	10
DN10J20	1.7 - 2.0	100	20
DN25J30	1.7 - 2.0	250	30
DS10J20	1.7 - 2.0	100	20
D10L20	2.0 - 2.3	100	20
DS10P10	2.3 - 2.7	100	10



Florida RF Labs® Directional

Couplers are made for applications that require low loss and good directivity. They are surface mountable and available in tape & reel and tube packaging. The devices have a small footprint, a low profile, and are lead free and RoHS compliant.

Table of Contents

General Specifications	66
Ordering Information	67-68



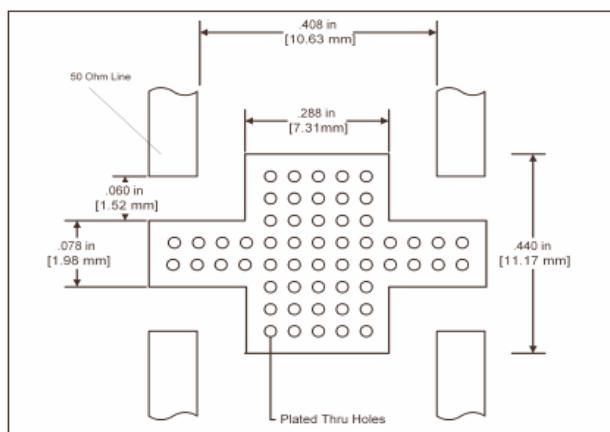
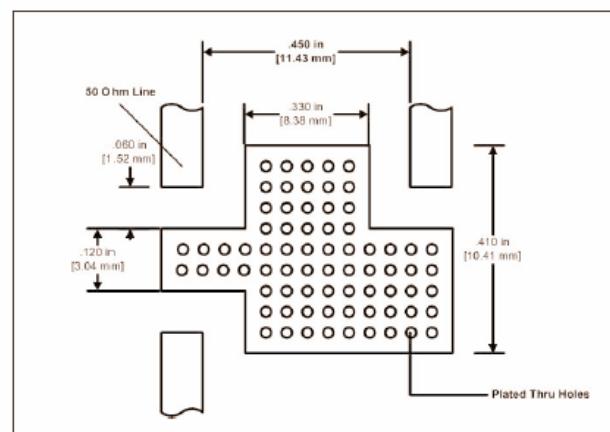
General Specifications

HybridX® Directional Couplers

Catalog Numbering Code *

DS SERIES	10 POWER	D FREQUENCY	10 COUPLING	-	TR PACKAGING
D = Directional Coupler, SMT, Softboard	10 = 100W 15 = 150W 25 = 250W	A = .38 - .52 B = .47 - .86 C = .70 - 1.0	05 = 5dB 06 = 6dB 10 = 10dB 15 = 15dB 20 = 20dB 30 = 30dB	(blank) = Tube TR = Tape & Reel	
DN = Directional Coupler, Surface Mount, No internal termination		D, DS or DN Size: D = .815 - .96 E = 1.0 - 2.0 F = .96 - 1.22 G = 1.4 - 1.7 H = 1.5 - 2.0 J = 1.7 - 2.0 K = 1.9 - 2.2 L = 2.0 - 2.3 M = 2.0 - 2.5 N = 2.0 - 2.7 P = 2.3 - 2.7 Q = 2.7 - 3.2 R = 3.4 - 3.6			
DS = Directional Coupler, Surface Mount Internal Termination					

*Note: All catalog number combinations may not be available.
Check appropriate catalog pages before ordering.

**Mounting Footprint for
Size .56 x .35 inches (14.22x8.89mm)**

Mounting Footprint for DS Model




Circuladores

Un circulador de microondas es un dispositivo de ferrite no recíproco que contiene tres o más puertos. La entrada del puerto n aparecerá en el puerto n+1 y en ningún otro. Un circulador de ferrite tri-puerto de juntura, usualmente llamado circulador de juntura Y, es el más usado; y están disponibles en forma de guía de onda rectangular o en forma stripline. El flujo de señal en un circulador tri-puerto se asume como 1 a 2, 2 a 3 y 3 a 1

Si el puerto 1 es la entrada, entonces la señal aparecerá en el puerto 2; en una situación ideal, ninguna señal debe aparecer en el puerto 3 que es llamado puerto aislado.

La **pérdida de inserción** en el circulador es la pérdida desde 1 a 2 mientras que la pérdida de 1 a 3 está referida a la **aislación**. Un circulador típico posee unas décimas de dB de pérdida de inserción desde el puerto 1 al 2 y 20 dB de aislación del puerto 1 al 3 para circuladores coaxiales (30dB o más para circuladores guía de onda). Cuando la señal entra en el puerto 2 la señal aparecerá en el puerto 3 y el puerto 1 será el puerto aislado.

Debido a que los circuladores contienen imanes, estos no deben montarse en proximidad de materiales ferrosos debido a que la proximidad de metales como el hierro pueden modificar la respuesta en frecuencia.

Los circuladores no proveen aislación a menos de que sean terminados, y entonces, la aislación entre dos puertos cualesquiera (en la dirección opuesta a la dirección de circulación) es la pérdida de retorno debida al tercer puerto desadaptado. La relación básica se muestra en la figura 26.

Asumiendo que el puerto 3 es terminado en una impedancia ideal de 50Ω , la aislación es simplemente una función del VSWR del circulador. Con el objeto de obtener una cantidad dada de aislación, es necesario seleccionar un circulador que esté lo suficientemente bien adaptado para lograr los requerimientos.

Limitaciones prácticas (rango de frecuencias, temperatura, etc.), puede hacer necesario el uso de secciones de circuladores en cascada.

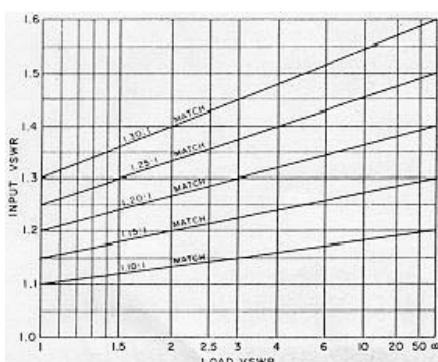


Figura 28. VSWR de entrada vs VSWR de carga.

Como se muestra en la figura 27, si un puerto del circulador está cargado, este se transforma en un aislador; esto es, la potencia pasará desde los puertos 1 al 2, pero la potencia reflejada desde el puerto 2 irá a la carga en el puerto 3 en lugar de regresar al puerto 1.

Si un circulador es usado como un aislador (a fin de reducir el VSWR en la carga), y el tercer puerto se asume terminado perfectamente, se aplica lo ilustrado en la figura 28, en donde se muestra el VSWR de entrada vs. El VSWR en la carga, para un cierto número de grados de adaptación del circulador. La figura 29 muestra las propiedades de reducción de VSWR para algunos circuladores prácticos.

Como se muestra en la figura 30, un circulador es transformado en un diplexor mediante el agregado de un filtro pasa altos al puerto 2. Las frecuencias del puerto 1 que estén por debajo de los 10GHz serán reflejadas hacia el puerto 2. A la frecuencia de corte de 10GHz del diplexor, una señal de 10GHz, será pasada a los puertos 2 y 3 pero con la mitad de potencia en cada puerto. Diplexores o tripexores (una entrada y tres bandas de salida), pueden ser diseñados específicamente según demande la aplicación.

Características eléctricas.

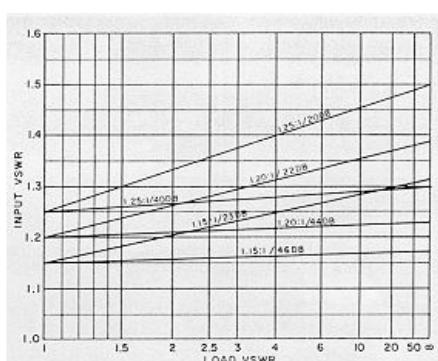


Figura 29. VSWR de entrada vs. VSWR en la carga en circuladores prácticos

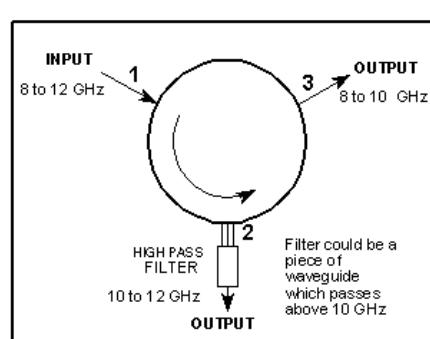


Figura 30. Diplexor a partir de un circulador.



Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis	AÑO	CURSO	HOJA
Trabajo Práctico Nº 3	2008	5R1	36 / 85

Pérdida de inserción. Si una señal ingresa al puerto 1, aparecerá en el puerto 2 con una perdida característica llamada pérdida de inserción, que será la relación entre la potencia de la señal de entrada y la de salida, expresado en dB. Valores típicos son de 0,1 a 0,4 dB.

Aislación. Cuando un puerto es terminado en una carga adaptada. La aislación medida es dependiente del VSWR de la terminación y el VSWR del puerto del circulador.

VSWR. La magnitud del coeficiente de reflexión $|\rho|$ caracteriza las propiedades reflectivas de cada puerto del circulador, en donde el VSWR está definido como: $VSWR = (1+|\rho|) / (1-|\rho|)$.

Rango de temperatura. El rendimiento del circulador está determinado por el comportamiento del material magnético utilizado en el rango de temperatura de operación.

Clasificación por potencia. La potencia de entrada a un dispositivo de ferrite puede ser suministrada por una fuente de onda continua o una fuente pulsante. Para esta última, la potencia pico y promedio debe ser especificada; duración del pulso y ciclo de trabajo son también necesarios a fin de asegurar un adecuado margen de seguridad.

Potencia promedio. Para dispositivos de alta potencia, la potencia promedio está limitada por la disipación en el ferrite. Será necesaria una adecuada refrigeración para asegurar que el ferrite no alcance temperaturas excesivas.

Potencia pico. Para prevenir la ruptura y la formación de arcos, se diseñan materiales especiales de ferrite. La frecuencia de operación y la potencia pico determina cuando el circulador de guía de onda debe ser presurizado o despresurizado con aire seco o gas.

VSWR de carga. El rango de potencia de un dispositivo de ferrite depende de la desadaptación en el puerto de salida (VSWR de carga); para un aislador, si un VSWR de carga es de 2:1, más del 10% de la potencia de entrada es reflejada dentro del dispositivo de ferrite a la carga interna.

En caso de cortocircuito (VSWR de carga infinito), el dispositivo deberá manejar el equivalente a dos veces la potencia de onda continua, y el equivalente a una potencia pico igual a 4 veces la potencia de entrada.

Por ello, la duración de tiempo de cortocircuito o de VSWR de carga elevadas, son necesarias para determinar un adecuado margen de seguridad.



- Capacitores en RF

Efectos parásitos en capacitores.

A diferencia de un capacitor “ideal”, un capacitor “real” está caracterizado por componentes parásitos y un comportamiento no ideal, en la forma de elementos resistivos e inductivos, alinealidades y memoria dieléctrica.

Los parámetros mas importantes que describen el comportamiento no lineal de un capacitor son: *pérdidas* (resistencia paralela), *resistencia serie equivalente* (ESR), *inductancia serie equivalente* (ESL) y *absorción dieléctrica* (memoria).

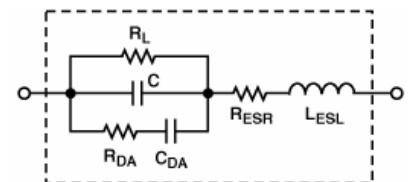


Figura 1. Modelo de un capacitor “real”

Pérdidas del capacitor, R_p : Las pérdidas son un parámetro de importancia en aplicaciones de acoplamiento de ca, en aplicaciones de almacenamiento como en el caso de integradores analógicos, circuitos de muestreo y rerención (Sample-Hold) y cuando los capacitores son utilizados en circuitos de alta impedancia.

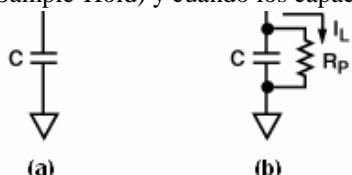


Figura 2. (a) Modelo Ideal, (b) Modelo de pérdidas

En un capacitor ideal, la carga Q varía solo en respuesta a la corriente que circula externamente. En un capacitor real, sin embargo, la resistencia de pérdida permite una fuga de carga a un ritmo determinado por la constante de tiempo R_pC .

Los capacitores del tipo electrolítico (tantalio y aluminio), caracterizados por su elevada capacidad, tienen una alta corriente de pérdidas (del orden de 2-50nA por μF) debido a la pobre resistencia de aislación. En las aplicaciones mencionadas, la mejor elección son los capacitores de teflón y los de tipo “poli” (polipropileno, poliestireno, etc.)

Resistencia serie equivalente (ESR), R_s : La resistencia serie de un capacitor (ESR, equivalent series resistance) es la resistencia de los terminales en serie con la resistencia equivalente de láminas del capacitor. La ESR causa que el capacitor disipe potencia (y por consiguiente pérdidas) cuando circulan elevadas corrientes de ca. Esto puede tener serias consecuencias en RF y en capacitores para desacoplamiento de fuentes con altas corrientes de ripple, pero es improbable que tengan mucho efecto en circuitos de precisión de alta impedancia y con señales de bajo nivel. Capacetores de reducida ESR incluyen a los de mica y los de tipo film.

Inductancia serie equivalente (ESL), L_s : La inductancia serie equivalente (ESL, equivalent series inductance) modela la inductancia de los terminales en serie con la inductancia equivalente de láminas del capacitor. Al igual que la ESR, la ESL puedes ser un problema serio en alta frecuencia (RF), aún cuando circuitos de precisión operen en dc o bajas frecuencias. La razón es que los transistores utilizados en circuitos analógicos de precisión pueden tener ganancias que se extienden hasta la frecuencia de transición (f_T) en cientos de MHz, o incluso varios GHz y pueden amplificar resonancias que involucran bajos valores de inductancia. Esto hace esencial que los terminales de fuentes de alimentación de tales circuitos sean desacoplados apropiadamente en alta frecuencia.

Capacitores electrolíticos, papel o film plástico son una pobre elección para desacoplamiento en altas frecuencias; ellos consisten básicamente de dos capas de láminas de aluminio separadas por capas de plástico o papel dieléctrico y en forma de rollo. Este tipo de estructura tiene una considerable auto-inductancia y actúa mas como un inductor que como un capacitor a frecuencias que exceden unos pocos MHz.

Una elección más apropiada para desacoplamiento de altas frecuencias con los capacitores monolíticos, de tipo cerámico, que tienen una muy baja ESL. Estos capacitores consisten básicamente de una estructura multicapa de films metálicos y dieléctricos cerámicos, y con dichos films unidos en paralelo a barras en lugar de estar enrollarlos en serie. Una desventaja menos de los capacitores monolíticos, es que pueden ser microfónicos (sensibles a vibraciones), y algunos tipos pueden ser incluso auto-resonantes, con comparativamente elevado Q , producto de la baja resistencia serie que acompaña su baja inductancia. Los capacitores de disco cerámico, por otro lado, son algunas veces bastante inductivos, aunque menos costosos.

Dado que las pérdidas, ESR y ESL son difícil de especificar por separado, muchos fabricantes agrupan estos factores en una única especificación conocido como **factor de disipación** (DF, dissipation factor), que básicamente describe la ineficiencia de un capacitor. El DF es definido como la relación de la energía disipada por ciclo a la energía almacenada por ciclo. En la práctica, esto es igual al factor de potencia para el dieléctrico, o el coseno del ángulo de fase. Si la disipación en alta frecuencia es modelada principalmente como una resistencia serie, a una frecuencia crítica de interés, la relación de la resistencia serie equivalente, ESR, a la reactancia capacitiva total es una buena estimación del factor de disipación.

$$\text{DF} \approx \omega R_s C$$

El factor de disipación también es equivalente a la recíproca del factor de mérito, Q , del capacitor, que algunas veces es incluido en las especificaciones del fabricante



Absorción dieléctrica, RDA, CDA: Los capacitores cerámicos monolíticos son excelentes para desacoplar altas frecuencias, pero poseen una considerable absorción dieléctrica, lo que los hace inadecuados para su uso como capacitores de retención en amplificadores de muestra-retención (SHA, sample-hold amplifier). La absorción dieléctrica es un efecto de histéresis en la distribución de cargas interna que produce, en un capacitor que es descargado rápidamente y luego puesto en circuito abierto, que aparezca como que ha recuperado parte de su carga. Como la cantidad de carga recuperada es función de la carga previa, esto es, en efecto, una memoria de carga y puede causar errores en cualquier SHA.

Los capacitores que se recomiendan para este tipo de aplicaciones son los tipo "poli" que se mencionaron antes, los que tienen una absorción dieléctrica muy baja (típicamente <0,01%).

Nota sobre desacoplamiento en alta frecuencia en general: La mejor forma de asegurar de que un circuito analógico es correctamente desacoplado en alta y baja frecuencia es usar un capacitor de tipo electrolítico, como por ejemplo uno de tantalio, en paralelo con uno cerámico monolítico. La combinación tendrá alta capacidad en baja frecuencia y permanecerá capacitivo a frecuencias bastante elevadas. En general, no es necesario un capacitor de tantalio en cada circuito integrado individual, excepto en casos críticos; si al menos 10cm de pista de circuito impreso razonablemente ancha entre cada integrado y el capacitor de tantalio, es posible compartir un capacitor entre varios circuitos integrados.

Otra cosa a tener en cuenta en desacoplamiento de alta frecuencia es la ubicación física actual del capacitor. Aún cortas distancias de cables tienen considerable inductancia, por lo que se debe montar el capacitor de desacoplamiento lo mas cerca posible del circuito integrado y asegurarse de que la conexión sea a través de pistas cortas y anchas.

Idealmente, los capacitores para desacoplamiento de altas frecuencias, deberían ser de montaje superficial para eliminar la inductancia de los terminales, o asegurarse de que los terminales no excedan los 1,5mm de largo.

Capacidad de perdida.

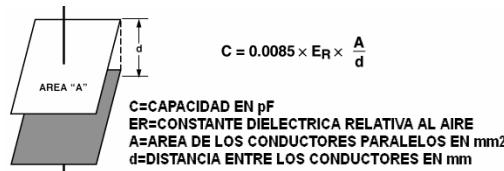


Figura 4. Modelo del capacitor

Al igual que el capacitor de placas paralelas, capacitores de perdida se forman cuando dos conductores se encuentran muy próximos uno al otro (especialmente si corren en paralelo), y si no están cortocircuitados o blindados mediante un conductor que haga las veces de escudo de Faraday.

Capacidades de pérdida o parásitas ocurren generalmente entre pistas paralelas en circuitos impresos o entre pistas y planos entre lados opuestos. La ocurrencia y efectos de las capacidades parásitas, especialmente a muy elevadas frecuencias, son desafortunadamente sobreestimadas durante el modelado del circuito y pueden llevar a serios problemas de funcionamiento cuando el circuito es construido y armado; ejemplos incluyen elevado ruido, respuesta en frecuencia reducida, incluso inestabilidad.

Por ejemplo, si la fórmula para la capacidad es aplicada al caso de pistas sobre lados opuestos de una placa, entonces, con materiales para circuito impreso de propósito general ($E_R=4,7$ – $d=1,5\text{mm}$), la capacidad entre conductores es de solo 3pF/cm^2 . A una frecuencia de 250MHz, 3pF corresponden a una reactancia de $212,2\Omega$.

Una forma de minimizar este efecto es la utilización de un escudo de Faraday, que consiste de un conductor conectado a masa y ubicado entre la fuente de acoplamiento y el circuito afectado.

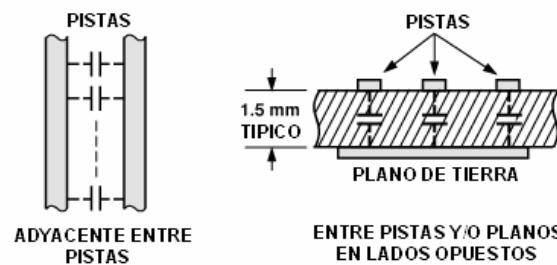


Figura 5. Vista Frontal y sección lateral de un circuito impreso

Cuadro comparativo de capacitores

Tipo	Absorción dieléctrica típica	Ventajas	Desventajas
NPO cerámico	<0.1%	Tamaño de encapsulado pequeño Bajo costo Buena estabilidad Amplio rango de valores Baja inductancia Bajo costo	DA generalmente baja, pero puede no estar especificada limitado valores bajos (10 nF)
Poliestireno	0.001%		Se dañan a temperaturas > +85°C



Grupo: Arossegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

39 / 85

	a 0.02%	Disponibles con baja AD Amplio rango de valores Buena estabilidad	Gran tamaño de encapsulado Alta inductancia
Polipropileno	0.001% a 0.02%	Bajo costo Disponibles con baja AD Amplio rango de valores Disponibles con baja AD Buena estabilidad Operacionales por encima de +125°C Amplio rango de valores	Se dañan a temperaturas > +105°C Gran tamaño de encapsulado Alta inductancia Relativamente costosos Gran tamaño Alta inductancia
Teflón	0.003% a 0.02%	Disponibles con baja AD Buena estabilidad Operacionales por encima de +125°C Amplio rango de valores	Disponibilidad limitada Disponibles solo en pequeños valores de capacidad
MOS	0.01%	Buena AD Pequeños Operacionales por encima de +125°C Baja inductancia	AD limita a aplicaciones de 8 bits
Policarbonato	0.1%	Buena estabilidad Bajo costo Amplio rango de valores	Alta inductancia
Poliester	0.3% a 0.5%	Estabilidad Moderada Bajo Costo Amplio rango de temperaturas	Gran tamaño AD limita a aplicaciones de 8 bits
Monolítico Cerámico (Alto K)	>0.2%	Baja inductancia (film apilado) Baja inductancia Amplio rango de valores	Alta inductancia
Mica	>0.003%	Bajas pérdidas en HF Baja inductancia Muy estables	Coeficiente de voltaje elevado Bastante grandes Bajos valores (<10 nF)
Electrolítico de aluminio	Alta	Disponibles en valores al 1% o mejores Valores grandes Altas corrientes Altos voltajes Pequeño tamaño	Costosos Pobre exactitud Inductivos
Electrolítico de tantalio	Alta	Pequeño tamaño Valores grandes Inductancia media	Altas pérdidas Usualmente polarizados Estabilidad pobre Pobre exactitud Pérdidas bastante altas Usualmente polarizados Costosos Estabilidad pobre Pobre exactitud

A continuación se exponen aplicaciones típicas de capacitores multicapas de RF:

- En operaciones de radio sobre el rango medio a niveles de potencia cercanos al KW y en la región de frecuencias entre 10 a 60 MHz.
- Radios de uso militar, tipo back-pack
- En medicina, para resonadores magnéticos
- RF de potencia, usados en la manufactura de semiconductores.



UNIVERSIDAD TECNOLOGICA NACIONAL, F.R.C.

Materia: Electrónica Aplicada III

Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

40 / 85



HPC0201A

Vishay

High Performance, High Precision Surface Mount 0201 Capacitor



PATENTED

FEATURES

- New technology surface mount capacitor based on a special semiconductor process
- Construction reduces the parasitic inductance and brings the SRF values to ultra-high frequencies
- Capacitance is extremely stable in a wide range of frequencies from 1MHz to several GHz.
- High Q and low ESR
- Tight tolerance to $\pm 1\%$ or 0.05 pF
- Ultra high SRF
- Low parasitic inductance ($\sim 0.035\text{ nH}$)
- Capacitance range: 0.4 pF to 39 pF (consult factory for 0.1pF - 0.3 pF)
- Lead (Pb)-free solder available

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Operating Temperature: - 55 °C to + 125 °C

Temperature Coefficient

of Capacitance (TCC): $0 \pm 30\text{ ppm}/^\circ\text{C}$ Insulation Resistance: $10^{11}\Omega\text{ min}$

Voltage: 2.5 x rated voltage for 5 seconds

Ageing: none

APPLICATIONS

- Wireless communications
- Mobile phones
- Cordless phones
- GPS
- VCO
- Filter Networks
- Matching Networks

ENVIRONMENTAL SPECIFICATIONS

Life Test: 1000 hours, + 125 °C at 2 x rated voltage

Thermal Shock: 100 Cycles, - 55 °C/+ 125 °C

Moisture Resistance: 240 hours, 85 % RH, + 85 °C

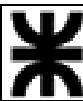
CAPACITANCE TOLERANCE CODE

FOR LESS THAN 10 pF			FOR 10 pF AND HIGHER		
A	B	C	F	G	J
$\pm 0.05\text{ pF}$	$\pm 0.10\text{ pF}$	$\pm 0.25\text{ pF}$	$\pm 1\%$	$\pm 2\%$	$\pm 5\%$

ORDERING INFORMATION

HPC	0201	A	100	G	X	X	I
MODEL	SIZE	TYPE	CAPACITANCE VALUE	CAPACITANCE TOLERANCE	TERMINATION	VOLTAGE	PACKAGING
			The first two digits are significant, the third is a multiplier. An "R" indicates a decimal point. Examples: 101 = 100 pF 4R7 = 4.7 pF	see chart above	X = Tin/Lead termination	1 = 6 V Z = 10 V Y = 16 V X = 25 V	T = 10000 pcs T5 = 5000 pcs T1 = 1000 pcs tape and reel

For Lead (Pb)-free solder please contact factory.



Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

41 / 85



HPC0201A

High Performance, High Precision
Surface Mount 0201 Capacitor

Vishay

ELECTRICAL SPECIFICATIONS*

CAPACITANCE (pF) AT 1 MHz	TOLERANCE CODE**	SRF (GHz) TYP.	Ceff	Q	Ceff	Q	Ceff	Q	Ceff	Q	Ceff	Q
			TYP.		TYP.		TYP.		TYP.		TYP.	
0.4	A,B	N/A										
0.5	A,B	N/A										
0.6	A,B	N/A										
0.7	A,B	N/A										
0.8	A,B	30.5	0.80	16297	0.80	5127	0.80	1890	0.80	618	0.81	421
0.9	A,B	28.8	0.90	14486	0.90	4557	0.90	1679	0.90	549	0.91	374
1	A,B,C	27.3	1.00	13037	1.00	4101	1.00	1511	1.01	494	1.01	336
1.1	A,B,C	26.0	1.10	11852	1.10	3728	1.10	1374	1.11	449	1.11	305
1.2	A,B,C	24.9	1.20	10864	1.20	3418	1.20	1259	1.21	411	1.21	279
1.3	A,B,C	23.9	1.30	10029	1.30	3155	1.30	1162	1.31	379	1.31	258
1.5	A,B,C	22.3	1.50	8691	1.50	2734	1.50	1007	1.51	328	1.52	223
1.6	A,B,C	21.6	1.60	8148	1.60	2563	1.60	944	1.61	308	1.62	209
1.8	A,B,C	20.3	1.80	7243	1.80	2278	1.80	839	1.82	273	1.83	185
2	A,B,C	19.3	2.00	6518	2.00	2050	2.01	755	2.02	245	2.03	167
2.2	A,B,C	18.4	2.20	5926	2.20	1863	2.21	686	2.23	223	2.24	151
2.4	A,B,C	17.6	2.40	5432	2.40	1708	2.41	629	2.43	204	2.45	138
2.7	A,B,C	16.6	2.70	4828	2.70	1518	2.71	558	2.74	181	2.76	123
3	A,B,C	15.8	3.00	4345	3.00	1366	3.01	502	3.05	163	3.08	110
3.3	A,B,C	15.0	3.30	3950	3.30	1242	3.31	457	3.36	148	3.39	100
3.6	A,B,C	14.4	3.60	3621	3.60	1138	3.62	418	3.67	135	3.71	91
3.9	A,B,C	13.8	3.90	3342	3.91	1051	3.92	386	3.98	125	4.03	84
4.3	A,B,C	13.2	4.30	3031	4.31	953	4.32	350	4.40	113	4.46	76
4.7	A,B,C	12.6	4.70	2773	4.71	872	4.73	320	4.82	103	4.89	69
5.1	A,B,C	12.1	5.10	2556	5.11	803	5.14	295	5.24	95	5.33	64
5.6	A,B,C	11.5	5.60	2328	5.61	731	5.64	268	5.77	86	5.88	58
6.2	B,C	11.0	6.20	2102	6.21	660	6.25	242	6.41	77	6.54	52
6.8	B,C	10.5	6.80	1917	6.82	602	6.86	221	7.06	70	7.21	47
7.5	B,C	10.0	7.50	1738	7.52	546	7.58	200	7.81	64	8.00	42
8.2	B,C	9.5	8.20	1589	8.22	499	8.29	183	8.58	58	8.81	38
9.1	B,C	9.0	9.10	1432	9.13	449	9.21	164	9.57	52	9.85	34
10	F,G,J	8.6	10.0	1303	10.0	409	10.1	149	10.6	47	10.9	31
11	F,G,J	8.2	11.0	1185	11.0	372	11.2	136	11.7	42	12.1	28
12	F,G,J	7.9	12.0	1086	12.0	341	12.2	124	12.8	39	13.3	25
13	F,G,J	7.6	13.0	1002	13.1	314	13.2	114	14.0	36	14.6	23
15	F,G,J	7.0	15.0	869	15.1	272	15.3	99	16.3	30	17.2	20
16	F,G,J	6.8	16.0	814	16.1	255	16.4	93	17.5	28	18.5	18
18	F,G,J	6.4	18.0	724	18.1	227	18.4	82	19.9	25	21.2	16
20	F,G,J	6.1	20.0	651	20.1	204	20.6	74	22.4	22	24.0	14
22	F,G,J	5.8	22.0	592	22.2	185	22.7	67	24.9	20	27.0	13
24	F,G,J	5.6	24.0	543	24.2	170	24.8	61	27.6	18	30.1	11
27	F,G,J	5.3	27.0	482	27.2	151	28.0	54	31.6	16	34.9	10
30	F,G,J	5.0	30.0	434	30.3	135	31.3	48	35.8	14	40.1	8
33	F,G,J	4.8	33.1	394	33.4	123	34.5	44	40.1	12	45.6	7
36	F,G,J	4.5	36.1	361	36.4	113	37.8	40	44.6	11	51.6	7
39	F,G,J	4.4	39.1	334	39.5	104	41.2	37	49.3	10	58.0	6

*Additional non-standard values available on request

**A = ± 0.05; B = ± 0.10; C = ± 0.25; F = ± 1 %; G = ± 2 %; J = ± 5 %



UNIVERSIDAD TECNOLOGICA NACIONAL, F.R.C.

Materia: Electrónica Aplicada III

Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

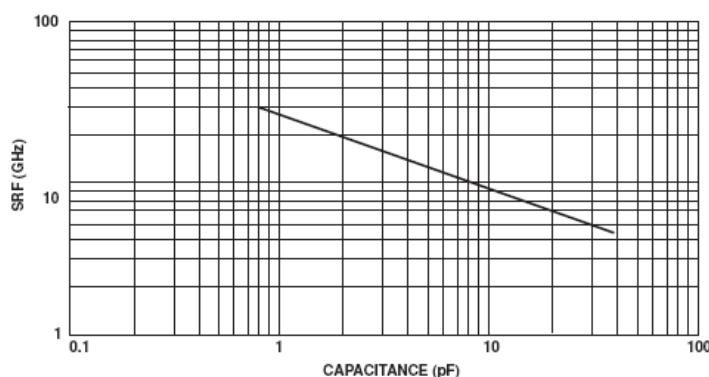
42 / 85

HPC0201A

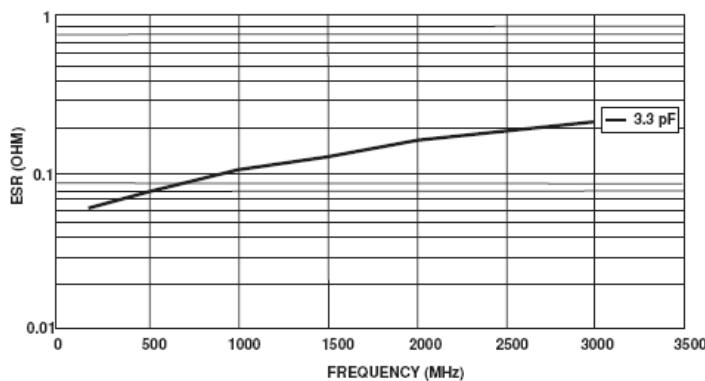
Vishay

High Performance, High Precision
Surface Mount 0201 Capacitor

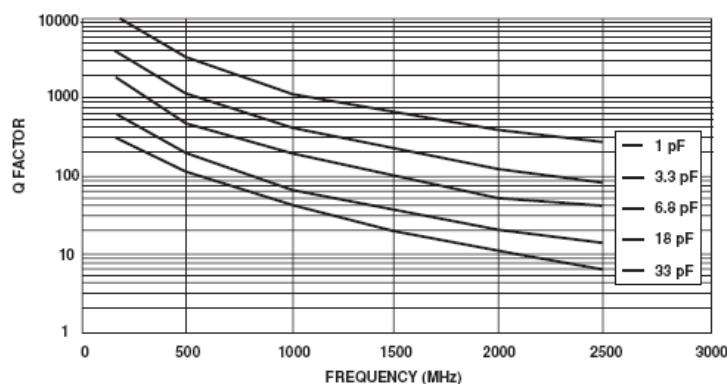
SRF VS. CAPACITANCE (TYPICAL)



ESR VS. FREQUENCY (TYPICAL)



Q VS. FREQUENCY (TYPICAL)





Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

43 / 85

- Cuarzo y materiales cerámicos

(filtros a 455KHz y de 10,7MHz; filtros SAW)

Resonadores dieléctricos en $\lambda/4$

A continuación se incluye las características y parámetros de un oscilador de cristal:

Quartz Crystal FEATURES

- Excellent resistance and environmental characteristics
- Tight tolerance
- Long term stability
- Cost effective
- 3 available packages
- See Oscilent 223 series for surface mount version
- RoHs / Lead Free compliant

**OPERATING CONDITIONS / ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

PARAMETERS		111 Series	112 Series	113 Series	UNITS
Size (Figure No.)	-	3x8 (Fig. 1)	2x6 (Fig. 2)	1.5x5 (Fig. 3)	-
Frequency Range	f_0		32.768		KHz
Frequency Tolerance	$\Delta f/f_0$		± 10 or ± 20		PPM
Load Capacitance (typ.)	C_L	12.5 (typ.) / 6.0 (optional)		8.0 (typ.)	pF
Drive Level (max.)	D_L		1.0 \pm 0.2		μ W
Resistance (at Series Resonance)	R_1	30 max.	40 max.		Kohm
Q-Factor	Q	80,000 (typ.), 50,000 min.	70,000 (typ.), 40,000 min.	80,000 (typ.)	-
Turnover Temperature	T_M		+25 \pm 5		°C
Parabolic Curvature Constant	-		-0.036 \pm 0.006		PPM/°C°
Shunt Capacitance	C_o	1.30 (typ.), 2.0 max.	1.10 (typ.), 1.8 max.	1.0 (typ.)	pF
Capacitance Ratio	-	530 (typ.), 650 max.	470 (typ.), 650 max.	400 (typ.)	-
Operating Temperature	T_{OPR}		-10~+60		°C
Storage Temperature	T_{STG}		-20~+70		°C
Shock Resistance	-	Drop test 3 times on hard wooden board fr. height 75cm/ \pm 3 PPM max.			PPM
Insulation Resistance	IR	500 Mohm min./DC100V			Mohm



PACKAGE DIMENSIONS (mm)

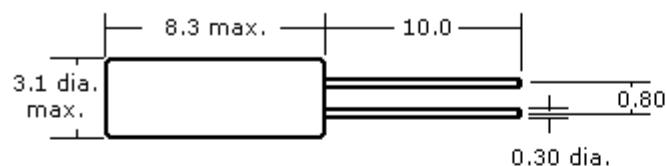


Figure 1) 3x8mm

PARABOLIC TEMPERATURE CURVE

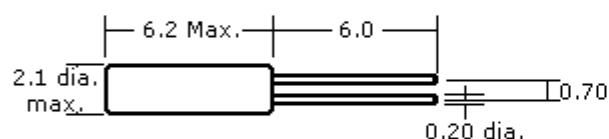
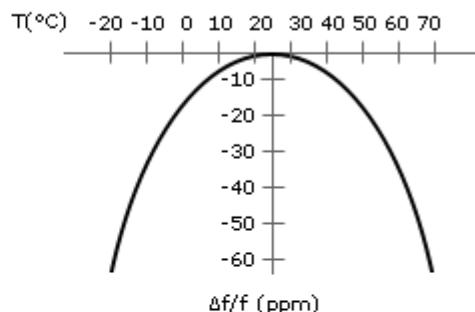


Figure 2) 2x6mm

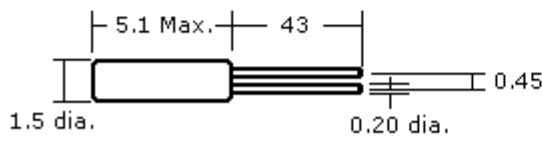
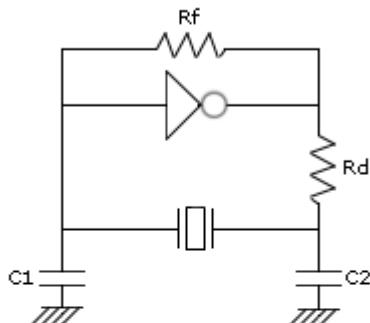


Figure 3) 1.5x5mm

To determine frequency stability, use parabolic curvature.
For example: What is the stability at 45°C?

- 1) Change in $T(^{\circ}\text{C}) = 45 - 25 = 20^{\circ}\text{C}$
- 2) Change in frequency = $-0.04\text{ppm} \times (\Delta T)^2$
 $= -0.04\text{ppm} \times (20)^2$
 $= -16.0\text{ppm}$

RECOMMENDED OSCILLATION CIRCUIT



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

IC: TC 4069P
Rf: 10 Megohms
Rd: 330 Kohms (As required)
C1 = 22pF, C2 = 22pF
Vdd = 3.0V

In this circuit, low drive level with a maximum of 1uW is recommended.
If excessive drive is applied, irregular oscillation or quartz element fractures may occur.



También incluimos hojas de datos de filtros SAW y resonadores cerámicos, uno de ellos con un circuito de aplicación:

110.592 MHz SAW Filter



- Ideal for Receiver in 110.592 MHz**
- Low-Loss, Coupled-Resonator Quartz Design**
- Simple External Impedance Matching**
- Rugged, Hermetic, Low Profile F-11 Package**

SF110N

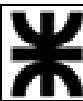
Absolute Maximum Rating (Ta=25°C)		
Parameter	Rating	Unit
CW RF Power Dissipation P	+0	dBm
DC Voltage V_{DC} Between Any Two Pins	± 10	V
Operating Temperature Range T_A	-20 ~ +55	°C
Storage Temperature Range T_{sig}	-40 ~ +85	°C

Electronic Characteristics					
Parameter	Sym	Minimum	Typical	Maximum	Unit
Nominal Frequency (at 25°C) (Center frequency between 3dB point)	f_c	NS	110.592	NS	MHz
Insertion Loss	IL	-	4.5	5.0	dB
User Signal Passband	BW	-	± 576	-	KHz
Stopband Attenuation					
$f_c - 5.0$ MHz		50	-	-	dB
$f_c - 3.5$ MHz		45	-	-	dB
$f_c \pm 2.0$ MHz	α_{rel}	30	-	-	dB
$f_c + 3.5$ MHz		40	-	-	dB
$f_c + 5.0$ MHz		40	-	-	dB
Group Delay Deviation	-	-	0.7	-	μSec
Frequency Aging	Absolute Value during the First Year	$ f_A $	-	10	ppm/yr
DC Insulation Resistance Between any Two Pins	-	1.0	-	-	MΩ
Input / Output Impedance (nominal)	-	-	300//1.2	-	Ω//μH

NS = Not Specified

Notes:

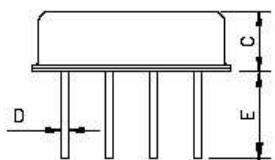
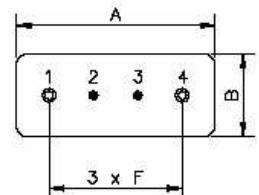
- The frequency f_c is defined as the midpoint between the 3dB frequencies.
- Unless noted otherwise, all measurements are made with the filter installed in the specified test fixture that is connected to a 50Ω test system with $VSWR \leq 1.2:1$. The test fixture L and C are adjusted for minimum insertion loss at the filter center frequency, f_c . Note that insertion loss, bandwidth, and passband shape are dependent on the impedance matching component values and quality.
- Unless noted otherwise, specifications apply over the entire specified operating temperature range.
- The specifications of this device are based on the test circuit shown above and subject to change or obsolescence without notice.
- All equipment designs utilizing this product must be approved by the appropriate government agency prior to manufacture or sale.
- Our liability is only assumed for the Surface Acoustic Wave (SAW) component(s) per se, not for applications, processes and circuits implemented within components or assemblies.
- For questions on technology, prices and delivery please contact our sales offices or email to sales@vanlong.com.



110.592 MHz SAW Filter



Package Dimensions (F-11)



Electrical Connections

Terminals	Connection
1	Input/Output
2	Case Ground
3	Case Ground
4	Output/Input

Package Dimensions

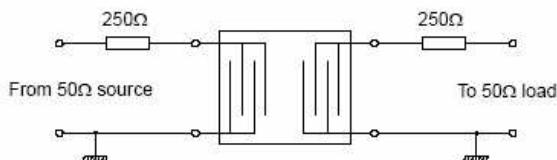
Dimensions	Nom. (mm)	Tol. (mm)
A	11.0	±0.3
B	4.5	±0.3
C	3.2	±0.3
D	0.45	±0.1
E	5.0	±0.5
F	2.54	±0.2

Marking

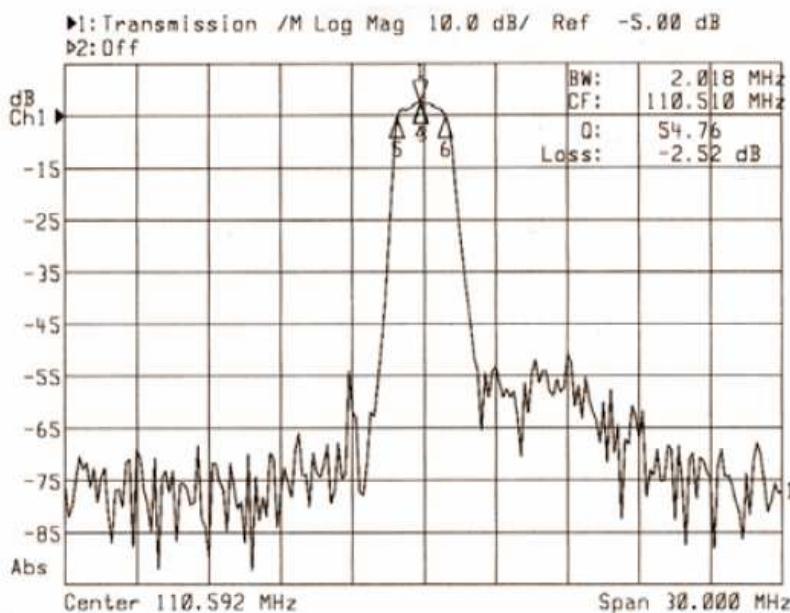
SF110N

Ink Marking
Color: Black or Blue

Test Circuit



Typical Frequency Response





UNIVERSIDAD TECNOLOGICA NACIONAL, F.R.C.

Materia: Electrónica Aplicada III

Grupo: Arossegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

47 / 85



Data Sheet

 telephone
949 252 0522

BACK

Product Category: Ceramic Resonator

Series Number
642Package
F-11 Narrow BandDescription
One-Port SAWLast Modified
Jan. 01 2002

FEATURES

- Quartz Stability
- Industry standard package



OPERATING CONDITIONS / ELECTRICAL CHARACTERISTICS

PARAMETERS	SYMBOL	CHARACTERISTICS	UNITS
Center Frequency	F _c	314.5 ~ 980.0 ±0.075	MHz
Insertion Loss	I _L	1.5	dB
Unloaded Q	-	12000	-
50 Ohms Loaded Q	-	2000	-
Turnover Temperature	T ₀	35	°C
Freq. Temp. Coefficient	F _{TC}	0.037	PPM/°C
Frequency Aging	I _{fAI}	10 max. typ.	PPM/Y
DC Insulation Resistance	Between any 2 pins	1 min.	Mohm
Turnover Frequency	F ₀	F _c ±1.3	KHz
Operating Temperature	T _{OPR}	-10 to +60	°C
Package	-	F-11	-

PACKAGE DIMENSIONS (mm)

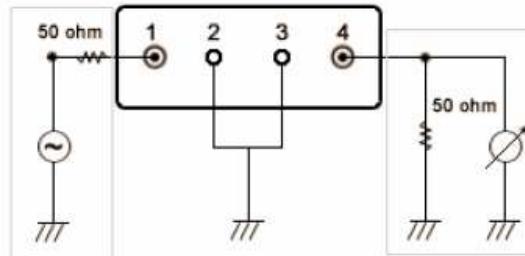
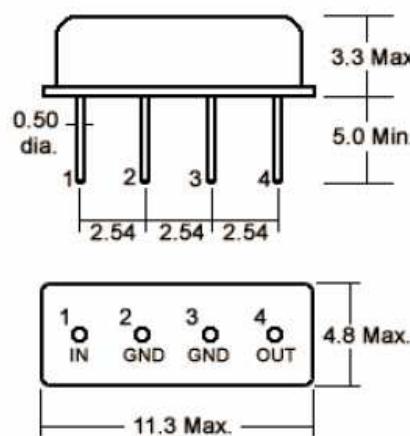


Figure 2) Test Circuit

Figure 1) Side, and Bottom Views



Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

48 / 85

PART NUMBER GUIDE

Part Number	Frequency	Part Number	Frequency
642-314.5M	314.5 MHz	642-433.42M	433.42 MHz
642-315.0M	315.0	642-433.92M	433.92
642-318.0M	318.0	642-479.5M	479.5
642-384.05M	384.05	642-886.0M	886.0
642-418.0M	418.0	642-912.0M	912.0
642-423.0M	423.0	642-916.5M	916.5
642-423.22M	423.22	642-980.0M	980.0

NOTE: Deviations on all parameters available. Please consult Oscilent for details.

DEFINITIONS: Click on the characteristic names above, for definitions of the particular characteristic.

Oscilent Corporation - CALL 949.252.052217962 Sky Park Circle, Building D, Irvine, CA 92614, USA
Fax: 949.252.0599, E-Mail: Sales@Oscilent.com**Series No.: 642**



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

Impedancia Característica.

La impedancia característica de un cable coaxial está determinada por la relación de diámetro entre el conductor exterior y el conductor interior, y la constante dieléctrica del material aislante entre estos conductores. Debido a que la energía de RF en el cable viaja sobre la superficie de los conductores, los diámetros de importancia son el diámetro exterior del conductor central y el diámetro interior del conductor exterior.

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} V_p \ln \left(\frac{D}{d \cdot k_s} \right) = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

siendo:

ϵ : constante dieléctrica

D: diámetro del dieléctrico

d: diámetro del conductor central

k_s : 1,0 para conductor central sólido

0,939 para conductor central de 7 hilos

0,97 para conductor central de 13 hilos

La impedancia es seleccionada para igualar los requerimientos del sistema, siendo las más comunes de 50Ω (microondas y comunicaciones "wireless"), 75Ω (televisión por cable y video) y 95Ω (transmisión de datos). Otras impedancias desde 35 a 185Ω son algunas veces usadas.

Reflexión de señal: Relación de onda estacionaria de tensión (VSWR), Pérdida de retorno, Factor de reflexión y uniformidad de impedancia.

Hay tres cosas que suceden cuando la energía de RF entra en un montaje de cable coaxial:

1. Es transmitida hacia el otro extremo del cable, como normalmente es deseado.
2. Es perdida a lo largo del cable ya sea por que es transformada en calor o por que se dispersa fuera del cable.
3. Es reflejada hacia el extremo de entrada del cable.

La reflexión hacia el extremo de entrada del cable es causada por variaciones de la impedancia a lo largo del cable. Esto incluye diferencias de impedancia entre el cable y los dispositivos a los que está unido. Normalmente los conectores y la interfase entre estos y el cable son los que contribuyen en mayor parte a la reflexión. Una fuente de reflexión en el cable son variaciones periódicas que resultan del proceso de fabricación y que se manifiestan a una frecuencia específica. Cuando es visto en un barrido sobre un rango de frecuencias se observa como un pico (figura 32).

La magnitud de la reflexión puede ser expresada de diferentes formas siendo la más usual la **Relación de onda estacionaria de tensión** (VSWR, Voltaje Standing Wave Ratio). Un valor de $1,0:1,0$ o simplemente 1,0 indica que no hay potencia reflejada, lo que sucede en un conductor perfecto. Alternativamente la reflexión puede ser expresada como **Pérdida de retorno** –relación entre la potencia reflejada y la potencia de entrada, usualmente expresada en dB.

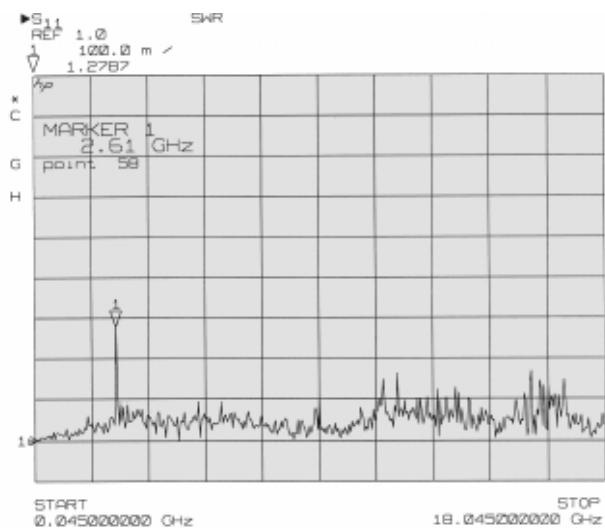


Figura 32. VSWR vs. Frecuencia

$$RL = -20 \log \Gamma = -20 \log \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} = 10 \log \frac{RFL}{FWD}$$

$$VSWR = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} = \frac{1 + 10^{RL/20}}{1 - 10^{RL/20}} = \frac{1 + \sqrt{RFL / FWD}}{1 - \sqrt{RFL / FWD}}$$

siendo:

RL: Perdida de retorno (Return loss)

VSWR: Relación de onda estacionaria de tensión (Voltage Standing Wave Ratio)

Γ : Coeficiente de reflexión

RFL: Potencia reflejada (Reflected Power)

FWD: Potencia enviada (Forward Power)



Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

50 / 85

La falta de potencia reflejada (o bajo VSWR) es a menudo utilizado como una figura de mérito para componentes coaxiales, incluyendo cables, conectores y ensambles de cables. Esto es un indicativo de cuan bien es mantenida la uniformidad del cable a lo largo de su longitud, si los conectores son correctamente diseñados y unidos y cuan bien las transiciones entre tamaños de línea son compensadas por los conectores. Esto es generalmente una función de la frecuencia, con reflexiones que se tornan mayores a medida que aumenta la frecuencia.

Es de notar que la impedancia de entrada actual a una frecuencia particular puede ser algo diferente de la impedancia característica debido a las reflexiones en la línea. La relación de onda estacionaria de tensión de una longitud particular de cable es un indicador de la diferencia entre la impedancia de entrada actual y su impedancia característica promedio.

La impedancia en largas longitudes de cable muestran muy pequeños cambios sobre su rango de temperaturas de operación – menor al 2%.

Atenuación.

Atenuación es la pérdida de señal a lo largo de la longitud del cable. A medida que la señal de RF pasa a través del cable, una porción de la señal es convertida en calor y una porción se filtra fuera del cable a través del conductor exterior. Esta pérdida de señal se expresa usualmente en dB por unidad de longitud a una frecuencia específica, dado que la atenuación aumenta con la frecuencia. Una perdida mínima corresponde a una atenuación de 0dB o a una relación de 1:1 entre la potencia de entrada y la de salida. Debido a que las pérdidas en el cable decrecen al aumentar su diámetro, para el mismo tipo de construcción, minimizar las pérdidas en el cable significa maximizar su tamaño.

La atenuación está determinada por las pérdidas conductivas y dieléctricas del cable. Cables grandes tienen bajas pérdidas por conducción, reduciendo la atenuación. Las pérdidas dieléctricas son independientes del tamaño. Las pérdidas dieléctricas aumentan linealmente con la frecuencia, mientras que las pérdidas por conducción en relación a la raíz cuadrada de la frecuencia. Por ello, las pérdidas dieléctricas se vuelven en la mayor proporción del total de las pérdidas a medida que la frecuencia aumenta.

Cables grandes tienen bajas pérdidas por conducción, reduciendo la atenuación. Las pérdidas dieléctricas son independientes del tamaño. Las pérdidas dieléctricas aumentan linealmente con la frecuencia, mientras que las pérdidas por conducción en relación a la raíz cuadrada de la frecuencia. Por ello, las pérdidas dieléctricas se vuelven en la mayor proporción del total de las pérdidas a medida que la frecuencia aumenta.

La atenuación debe ser modificada por un factor de corrección para la temperatura ambiente. Elevadas temperaturas aumentan la atenuación del cable mediante el incremento en la resistencia de los conductores y por el aumento en el factor de potencia del dieléctrico.

Al seleccionar un cable para una aplicación particular se debe determinar la atenuación deseada para la frecuencia de trabajo mayor. Determinar la atenuación corregida dividiendo la atenuación deseada por el factor de corrección de temperatura. Elegir el menor cable que concuerde con dicho valor de la atenuación corregida.

pronunciada a frecuencias por encima de 1GHz. Cables con cobre descubierto y trenza de cobre estañado exhiben una degradación de atenuación mayor que aquellos con trenza de plata enchapada.

Clasificación por potencia promedio.

Perdidas eléctricas en el cable coaxial resultan en la generación de calor en los conductores centrales y exteriores así como también el dieléctrico. La capacidad de manejo de potencia de un cable está relacionado a la habilidad del cable de disipar este calor. El factor de limitación en el manejo de potencia es la temperatura de operación máxima permitida de los materiales usados en el cable, especialmente el dieléctrico. Esto es debido a que la mayor parte del calor es generado en el conductor central. En general, la capacidad de manejo de potencia en un cable dado es inversamente proporcional a su atenuación y directamente relacionado a su tamaño. El otro factor son las propiedades de transferencia de calor del cable, especialmente del dieléctrico. La clasificación por potencia de los cables debe ser reducida por factores de corrección para la temperatura ambiente, altitud y VSWR dados para una aplicación particular. Elevadas temperaturas ambientales y altitudes impiden la transferencia de calor hacia el exterior del cable. El VSWR produce puntos calientes localizados dentro del cable.

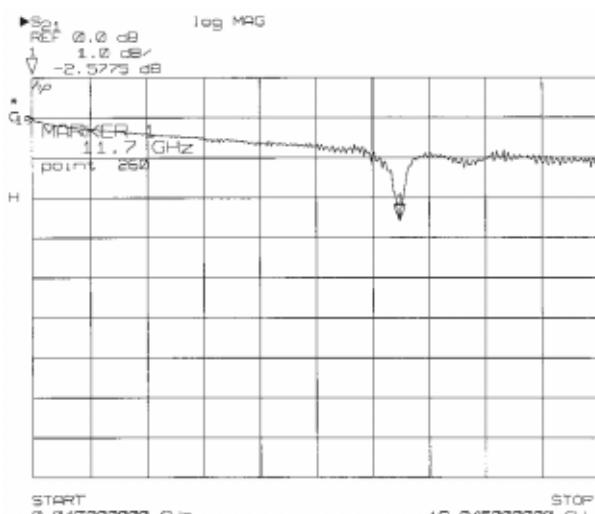


Figura 34. Atenuación vs. Frecuencia

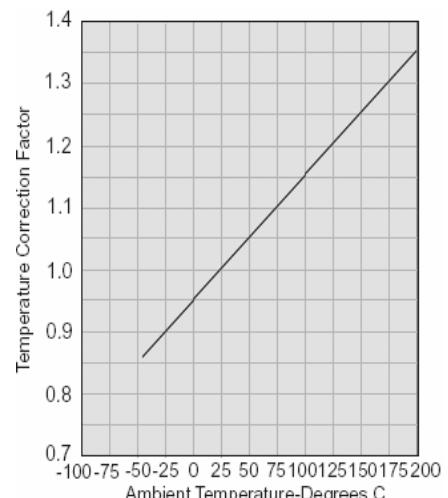


Figura 33. Factor de Corrección de la atenuación según la temperatura ambiente



Para seleccionar la construcción del cable según requerimientos particulares, determinar la potencia de entrada promedio para la mayor frecuencia de los requerimientos del sistema. Luego determinar la potencia promedio efectiva como sigue:

$$\text{Potencia Efectiva} = \text{Potencia promedio} \cdot (\text{Corrección de VSWR}) \cdot (\text{Corrección de Altitud}) \cdot (\text{Corrección de temperatura})$$

Los factores de corrección por temperatura y altitud se muestran en las figuras 35 y 36

$$\text{Factor de corrección VSWR} = 2 \left(\frac{1}{VSWR} \right) + 2 k \left(\frac{1}{VSWR} - \frac{1}{VSWR} \right)$$

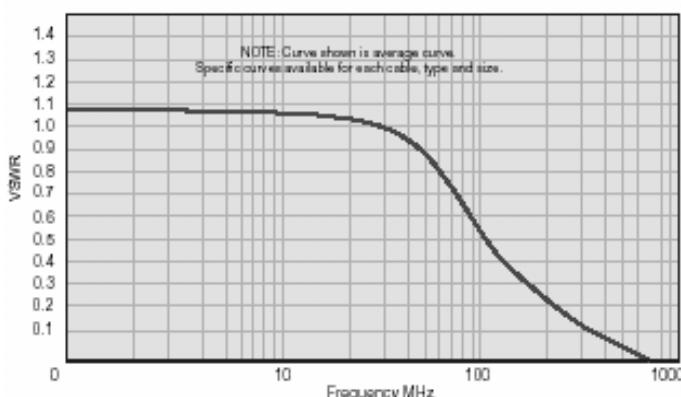


Figura 37. Factor de multiplicación k

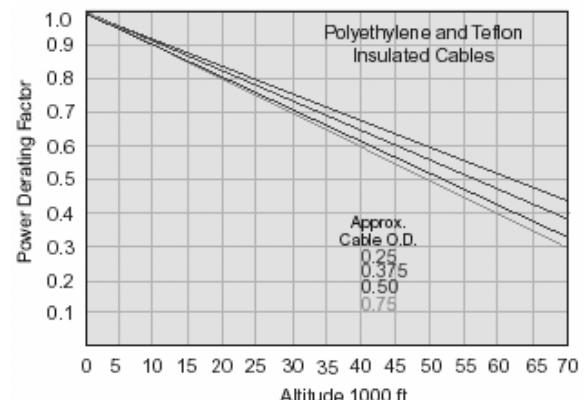


Figura 36. Factor de Corrección de la Potencia según altitud

Máximo voltaje de operación.

Existen dos clasificación de voltaje máximo para un cable: Voltaje de Corona y Voltaje que soporta el dieléctrico:

1. El voltaje de corona está relacionado a un fenómeno de ionización que causa generación de ruido, daño del dieléctrico a largo plazo y eventual falla del cable. Por ello, el máximo voltaje de operación debe ser menor que el nivel de extinción de corona (voltaje de extinción) del cable.
2. La tensión no disruptiva del dieléctrico (DWV, Dielectric Withstanding Voltage) o fuerza dieléctrica del cable es una medida del nivel de voltaje requerido para destruir en forma abrupta al dieléctrico empleado en el cable.

Los niveles máximos de operación en AC (RMS) o voltajes pico son dados para cada construcción por el fabricante. El nivel de voltaje DC máximo es en forma conservativa 3 veces el de AC máximo.

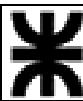
Para seleccionar un cable para una aplicación en particular, determinar el valor RMS actual de voltaje o el voltaje pico actual de los requerimientos del sistema. Luego determinar el voltaje de entrada efectivo, multiplicándolo por la raíz cuadrada del VSWR y seleccionar un cable con voltaje máximo mayor a dicho voltaje RMS efectivo.

A medida que la altitud en la que ha de ser empleado el cable aumenta, el máximo voltaje de operación del ensamblaje completo se reduce, debido a la reducción en la fuerza dieléctrica del aire de baja presión en las zonas de terminación.

Blindaje y Aislación (interferencia cruzada, ó Cross-Talk).

La eficiencia del blindaje de un cable coaxial depende de la construcción de su conductor exterior. Las construcciones más comunes son:

- a. Trenza simple (Single Braid): consiste de un trenzado de alambres de cobre (redondo) desnudo, estañado o enchapado en plata dando de un 70 a un 95% de cubrimiento.
- b. Trenza doble (Double Braid): consiste de dos trenzas simples sin aislamiento eléctrica entre ellas.
- c. Triaxial: consiste de dos trenzados simples pero aislados entre si.
- d. Lámina trenzada (Strip Braids): Consiste de cintas planas de cobre en lugar de alambres redondos (90% de cubrimiento)
- e. Conductores exteriores laminados (Strip Outer Conductors): dan un 100% de cubrimiento
- f. Vaina sólida (Solid Sheath): consiste de un entubado de cobre o aluminio (100% de cubrimiento)



La eficiencia relativa de blindaje de estas construcciones se ilustra en la figura 38 sobre un rango de frecuencias de 10MHz a 8GHz. Este gráfico muestra el nivel de señal que se filtra a través del blindaje exterior para una muestra de un pie (~305mm) de cada construcción.

Para estimar las pérdidas totales en el cable hasta longitudes de 1100ft (~3300m) agregar **20 log L** al valor leído en el gráfico, en donde L es la longitud del cables en pies.

La aislación (o Cross-Talk) entre dos cables coaxiales esta determinada por la suma de los factores de aislación de los dos cables y en el factor de acoplamiento entre las dos tiradas de cable. El factor de acoplamiento dependerá del espaciamiento relativo, la posición y el ambiente como así también del sistema de puesta a tierra empleado.

Mediciones muestran que la interferencia cruzada en señales de RF (1-30MHz) entre dos cables coaxiales de trenzado simple sobre una tirada de 20ft (~61m), con los cables puestos lado a lado, es de 80dB por debajo del nivel de la señal dentro de los mismos.

Capacitancia.

La capacitancia en un cable coaxial está relacionada al dieléctrico y a la impedancia característica. Cables con mayor impedancia característica muestran un menor valor de “capacidad por pie”, traduciéndose en cargas reducidas para aplicaciones de comunicaciones.

Velocidad de Propagación.

Está determinada principalmente por la constante dieléctrica del material aislante entre el conductor exterior y el interior. Esta propiedad es expresada generalmente como un porcentaje de la velocidad de la luz en el espacio libre. En algunos casos puede ser útil la construcción de líneas de retardo mediante coaxiales de baja velocidad de propagación, pero se debe tener en cuenta la diferencia en las pérdidas entre los cables de alta y baja velocidad.

Frecuencia de corte.

La frecuencia de corte de un cable coaxial es aquella a la que se pueden generar otros modos de transmisión diferentes del transversal electromagnético (TEM). Esto no significa que el modo TEM se vuelve altamente atenuado. Esta frecuencia es una función del diámetro medio del cable y de la velocidad de propagación del cable. Los modos superiores de transmisión son generados solo en discontinuidades de impedancia y en muchas situaciones el cable puede operar por debajo de la frecuencia de corte sin un incremento sustancial de la perdida de inserción o VSWR. Aún así es recomendable no hacer operar a los cables por encima de su frecuencia de corte.

Respuesta a un pulso en cables coaxiales. Las siguientes características deben ser consideradas cuando se analiza la respuesta en el dominio del tiempo a pulsos o función escalón:

a. Impedancia y Reflexión:

1. Seleccionar la impedancia que concuerde con los requerimientos del sistema.
2. La impedancia puede variar a través de la longitud del cable. Variaciones del $\pm 5\%$ son poco comunes. Se pueden producir cables con tolerancias de hasta el $\pm 2\%$.

b. Tiempo de crecimiento y amplitud:

El tiempo de subida de salida es una función del tiempo de subida de

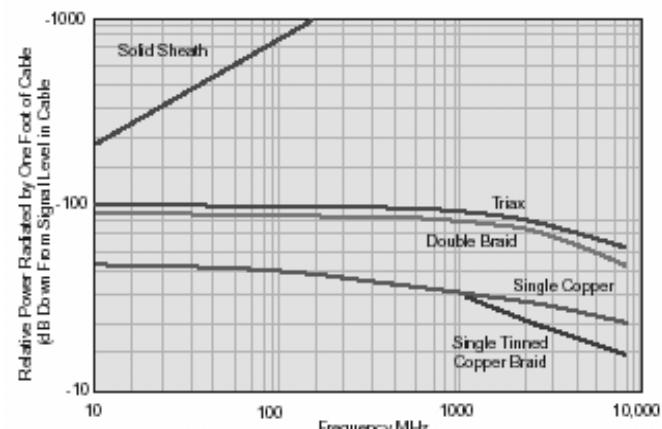


Figura 38. Efectividad de blindaje

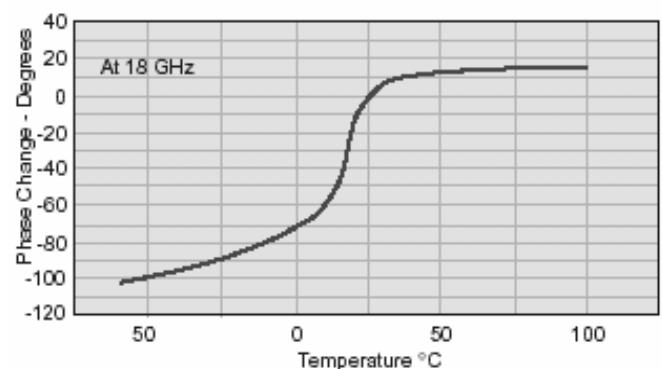


Figura 39. Estabilidad de Fase

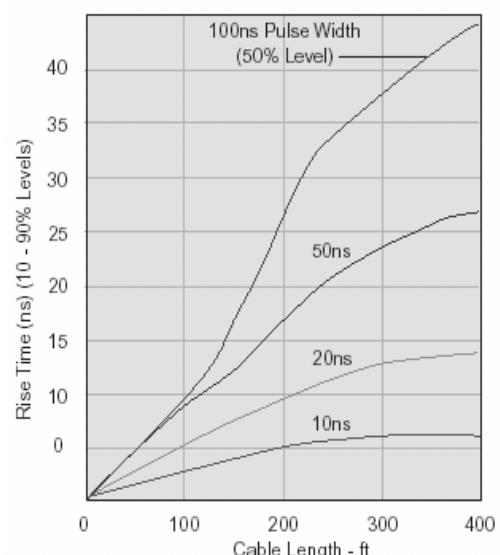


Figura 40. Distorsión de pulso



entrada, ancho del pulso y atenuación del cable. Una respuesta al pulso típica se muestra en las figuras 40 y 41, mientras que una respuesta típica a un escalón se muestra en la figura 42. Un incremento en la temperatura del cable produce un incremento en el tiempo de crecimiento y una reducción en la amplitud.

c. Sobrepasamiento (Overshoot) y Amortiguación (Preshoot).

1. La figura 42 muestra el sobrepasamiento que puede ser encontrado en cables al aplicar un pulso de entrada con un tiempo de crecimiento de 0,1ns debido a las reflexiones finitas. Tal sobrepasamiento no es común en cables con dieléctricos longitudinalmente comprimidos.
2. Una cierta amortiguación se puede encontrar en algunas líneas de retardo balanceadas y puede ser minimizado en la construcción del cable.

d. Ecos de pulso.

Cuando un pulso angosto es puesto sobre el cable, pueden ocurrir las distorsiones mencionadas anteriormente. En adición, un pequeño pulso de energía puede llegar después de que el pulso inicial lo hizo. Este eco es producido por las reflexiones periódicas (finitas) dentro del cable. Normalmente, el nivel del eco puede ser despreciado.

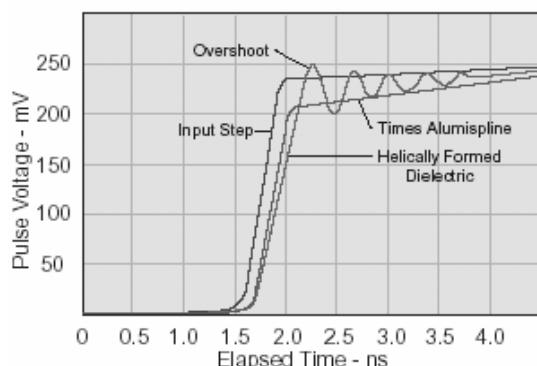


Figura 42. Respuesta a un escalón (amplitud de salida vs. Tiempo)

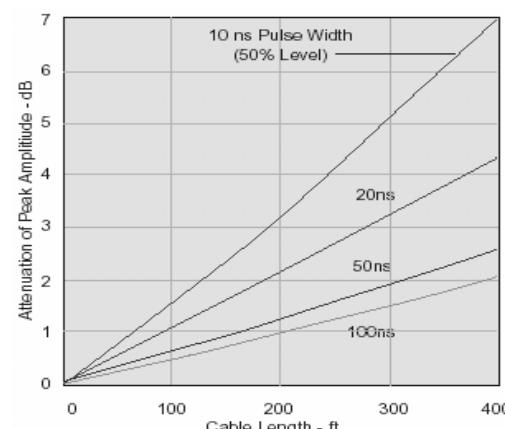


Figura 41. Amplitud del pulso vs. longitud

Ruido autogenerado. Un fenómeno notable en los cables es la generación de ruido acústico y eléctrico cuando son flexionados. El ruido acústico es una función del movimiento mecánico dentro del cable. Tal ruido (y las fuerzas mecánicas y de fricción asociadas) se minimizan por un diseño apropiado. El ruido eléctrico es generalmente asociado a un fenómeno electroestático, lo que en test da valores superiores a 50mV en cables del tipo RG. Este voltaje de ruido puede ser minimizado evitando el movimiento entre dieléctrico y conductor o disipando las cargas electroestáticas entre estos mediante el empleo de capas semiconductoras intermedias.

Rango de temperatura de operación. Los rango de temperatura de operación en cables coaxiales flexibles están determinados principalmente por los rangos de temperatura del dieléctrico y la cubierta empleada. Debe notarse de que solo los conductores de enchapado en plata son aptos para el uso a largo plazo a temperaturas mayores a los 80°C.

Flexibilidad. Cables coaxiales con conductor central trenzado deben ser utilizados en aquellas aplicaciones en donde se lo debe flexionar repetidamente durante el servicio. Estos cables pueden exhibir mayor atenuación que aquellos con centro sólido.

Cables con conductor exterior en malla pueden soportar por encima de 1000 flexiones sobre 180° si se lo dobla sobre un radio de 20 veces el diámetro del cable. Si un cable ha de ser instalado en forma permanente, el radio mínimo de curva recomendable es 5 veces el diámetro del cable.

Cables coaxiales con conductor exterior tubular de cobre o aluminio (cables semiflexibles o semirígidos) no pueden soportar mas de 10 dobleces a 180° sobre un radio de 20 veces su diámetro. Para estos cables, en el caso de una instalación fija, el radio mínimo de curvatura es de 10 veces el diámetro exterior del cable.

Resistencia ambiental. La vida de un cable coaxial depende de muchos factores. Los efectos de la exposición a luz ultravioleta, alta humedad, agua salada o materiales corrosivos sobre los materiales usados son la principal causa de falla. Debe considerarse también, la resistencia a la llama. Deben de aplicarse las siguientes líneas directivas:

1. Luz solar: Para cables de baja temperatura expuestos a luz solar (ultravioleta), el uso de polietileno de elevado peso molecular con un ennegrecido de carbón en partículas es recomendado para una larga expectativa de vida.
2. Humedad: El vapor de agua puede entrar a la cubierta a través de pequeños huecos, en los conectores o por transmisión de vapor. Aún los materiales termoplásticos menos porosos no exhiben grandes mejoras a este respecto.



Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis	AÑO	CURSO	HOJA
Trabajo Práctico Nº 3	2008	5R1	54 / 85

3. Inmersión en agua salada: las características eléctricas del cable pueden ser rápidamente afectadas si este es sumergido en agua salada.
4. Vapores corrosivos: El uso de cubiertas de estaño y plata puede brindar protección contra vapores corrosivos en la vida a corto plazo.
5. Resistencia a las llamas: los cables tienen diferentes resistencias al fuego dependiendo del material de cubierta y el dieléctrico. El empleo de cubiertas de PVC puede ofrecer una reducción en la propagación de las llamas.

Fuerza del cable. La fuerza de ruptura de un cable depende principalmente de la fuerza del conductor exterior. Normalmente pueden lograr un 70% de la fuerza del conductor exterior, siempre y cuando el conductor central soporte un 10% de elongación antes de la ruptura.

Las hojas de datos que se presentan a continuación son de la firma FLORIDA RF LABS. Este grupo de cables incluye a la familia RG que ha sido remplazada por la familia MIL-C-17 y la familia M17 (con una mejora alternativa en la performance eléctrica). Los cables son catalogados de acuerdo a su diámetro exterior. Un ejemplo del cambio de norma es el RG316 que ha sido reemplazado por el M17/113-RG316.



Introduction

Standard Flexible Family

Features

- Up to 18 GHz
- Recognized Industry Standards
- MIL-C-17 QPL
- Custom Alternatives
- Standard Connectors
- Polyolefin Jacket Available
- Phased Matched Sets Available
(Standard ± One Degree / GHz;
See Page 52)

Applications

- Jumpers
- Test Set Ups
- Prototypes
- Instrumentation



This group of cable includes familiar RG cable part numbers that have been superseded by MIL-C-17 numbers and alternative custom cable with improved electrical performance over standard M17 cables. The cables have been grouped by outside diameter. All standard cables supplied by Florida RF Labs® are purchased to the MIL-C-17 specification and no longer carry the RG designation. For example, RG316 has been replaced by M17/113-RG316.

Quick Chart

Cable	Diameter (Inches)	Maximum Frequency
RG178	0.072	3.0 GHz
RG316	0.098	3.0 GHz
RD316	0.114	5.0 GHz
316D	0.122	5.0 GHz
115 (SF-316)	0.115	18.0 GHz
RG223	0.212	12.4 GHz
RG400	0.195	12.4 GHz
RG142	0.195	12.4 GHz
142D	0.195	18.0 GHz
Lab-Flex® 195	0.195	18.0 GHz

Table of Contents

Specifications	30-32
Cables Under 0.150 inch diameter	33
Cables Over 0.150 inch diameter	34

**Standard Flexible Family***Specifications***Cables Under 0.150 Diameter**

	<i>RG178</i>	<i>RG316</i>	<i>RD316</i>	<i>316D</i>	<i>115</i>
	<i>M17/93-RG178</i>	<i>M17/113-RG316</i>	<i>M17/152-00001</i>	<i>Super Flex 316</i>	<i>SF-316</i>
Frequency Max (GHz)	3	3	5	5	18
Velocity of Propagation	69.5%	69.5%	69.5%	69.5%	69.5%
Shielding Effectiveness @ 1 GHz (dB/ft)	40	40	60	60	90
Capacitance (pF/ft)	29.4	29.4	29.4	29.4	29.4
Inner Conductor Inches (mm)	Stranded 0.012 (0.30)	Stranded 0.020 (0.51)	Stranded 0.020 (0.51)	Stranded 0.020 (0.51)	Stranded 0.020 (0.51)
Dielectric	PTFE 0.033	PTFE 0.060	PTFE 0.060	PTFE 0.060	PTFE 0.060
Inner Shield, Inches (mm)	NA	NA	NA	0.078 (1.98)	0.078 (1.98)
Outer Shield, Inches (mm)	0.051 (1.3)	0.078 (1.98)	0.078 (1.98)	0.096 (2.44)	0.078 (1.98)
Jacket	FEP	FEP	FEP	RAL9005	FEP
Inches (mm)	0.071 (1.8)	0.098 (2.5)	0.098 (2.5)	0.122 (3.1)	0.115 (2.9)
Temperature Range (°C)	-55 to 200				
Minimum Bend Radius	0.4 in. (10.16mm)	0.5 in. (12.7mm)	0.5 in. (12.7mm)	0.5 in. (12.7mm)	0.5 in. (12.7mm)

Cables Over 0.150 Diameter

	<i>RG223</i>	<i>RG400</i>	<i>RG142</i>	<i>142D</i>	<i>195</i>
	<i>M17/84-RG223</i>	<i>M17/128-RG400</i>	<i>M1760-RG142</i>	<i>Super Flex 142</i>	<i>Lab-Flex® 195</i>
Frequency Max (GHz)	12.4	12.4	12.4	18	18
Velocity of Propagation	66.0%	69.5%	69.5%	70.2%	70.0%
Shielding Effectiveness @ 1 GHz (dB/ft)	60	60	60	60	90
Capacitance (pF/ft)	30.8	29.4	29.4	29.0	29.4
Inner Conductor Inches (mm)	Solid 0.035 (0.89)	Stranded 0.038 (0.97)	Solid 0.037 (0.94)	Solid 0.037 (0.94)	Solid 0.037 (0.94)
Dielectric	PE	PTFE	PTFE	SPEX	PTFE
Inches (mm)	0.116 (2.95)	0.116 (2.95)	0.116 (2.95)	0.116 (2.95)	0.117 (2.97)
Inner Shield, Inches (mm)	0.139 (3.53)	0.139 (3.53)	0.139 (3.53)	0.139 (3.53)	2.000 (50.8)
Outer Shield, Inches (mm)	0.162 (4.11)	0.162 (4.11)	0.162 (4.11)	0.162 (4.11)	0.162 (4.11)
Jacket	PVC	FEP	FEP	RAL 9005	FEP
Inches (mm)	0.212 (5.38)	0.195 (4.95)	0.195 (4.95)	0.195 (4.95)	0.195 (4.95)
Temperature Range (°C)	-40 to 85	-55 to 200	-55 to 200	-20 to 60	-55 to 200
Minimum Bend Radius	1.0 in. (25.4mm)	1.0 in. (25.4mm)	1.0 in. (25.4mm)	1.0 in. (25.4mm)	1.0 in. (25.4mm)



Specifications

Standard Flexible Family

Maximum / Typical Insertion Loss Cables Under 0.150 Inches

Diameter	0.072 dia		0.098 dia		0.114 dia		0.122 dia	0.115 dia
Cable Code MIL Number	Standard M17-RG Cable 40 dB Shielding		Standard M17-RG Cable 40 dB Shielding		M17 Double Shield 60 dB Shielding		Super Flex 316 60 dB Shielding	SF-316 90 dB Shielding
Frequency GHz	RG178 M17/93-RG178 Typical	M17(max)	RG316 M17/113-RG316 Typical	M17(max)	RD316 M17/152-00001 Typical	M17(max)	316D NA	115 NA
	Loss dB/100ft	Loss dB/100ft	Loss dB/100ft	Loss dB/100ft	Loss dB/100ft	Loss dB/100ft	Loss dB/100ft	Loss dB/100ft
0.10	14.0	16.0	8.0	10.5	8.0	10.5	8.0	8.0
0.40	28.0	33.0	16.4	21.0	16.4	24.0	16.5	16.4
1.0	45.0	52.0	26.2	38.0	26.5	40.0	26.5	26.2
2.0	64.0	NA	39.0	NA	39.0	NA	42.0	38.0
3.0	79.0	94.0	48.0	58.0	47.5	75.0	49.0	47.0
5.0					62.5	110.0	72.0	62.2
8.0								80.7
10.0								91.5
12.0								101.5
14.0								111.0
16.0								120.0
18.0								128.5

Maximum / Typical Insertion Loss Cables Over 0.150 Inches

Diameter	0.212 dia		0.195 dia		0.195 dia		0.195 dia	0.195 dia
Cable Code MIL Number	Standard M17-RG Cable 60 dB Shielding		Standard M17-RG Cable 60 dB Shielding		Standard M17-RG Cable 60 dB Shielding		Super Flex 142 60 dB Shielding	Lab-Flex® 195 90 dB Shielding
Frequency GHz	RG223 M17/84-RG223 Typical	M17(max)	RG400 M17/128-RG400 Typical	M17(max)	RG142 M17/60-RG142 Typical	M17(max)	142D NA	195 NA
	Loss dB/100ft	Loss dB/100ft	Loss dB/100ft	Loss dB/100ft	Loss dB/100ft	Loss dB/100ft	Loss dB/100ft	Loss dB/100ft
0.10	4.0	6.5	4.4	4.5	3.8	5.5	5.2	3.7
0.40	8.2	12.0	9.0	10.5	7.8	11.7	11.0	7.5
1.0	13.4	21.0	14.7	17.0	12.8	19.0	16.0	12.4
2.0	19.7	NA	21.5	NA	18.9	NA	26.0	18.4
3.0	24.8	40.0	26.9	38.0	23.8	35.0	33.0	23.0
5.0	33.5	55.0	36.1	50.0	32.0	48.0	40.0	31.6
8.0	44.4	NA	47.7	NA	42.5	NA	62.0	42.0
10.0	51.0	NA	54.6	NA	48.8	NA	72.0	47.5
11.0	54.1	84.0	57.9	78.0	51.8	NA	76.0	51.5
12.0	57.2	NA	61.1	NA	54.7	NA	80.0	54.5
14.0							88.0	60.0
16.0							96.0	65.2
18.0							104.0	68.5

The above cables are some of the most common types used. Florida RF Labs offers a wide range of other 50 ohm MIL-C-17 cables. If you do not see cable you need please contact the factory.



Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

58 / 85

**Standard Flexible Family***Specifications***Maximum Power Cables Under 0.150 Inches**

Diameter	0.072 dia	0.098 dia	0.114 dia	0.122 dia	0.115 dia
	Standard M17-RG Cable 40 dB Shielding	Standard M17-RG Cable 40 dB Shielding	M17 Double Shield 60 dB Shielding	Super Flex 316 60 dB Shielding	SF-316 90 dB Shielding
Cable Code MIL Number	RG178 M17/93-RG178	RG316 M17/113-RG316	RD316 M17/152-00001	316D NA	115 NA
Frequency GHz	Power* (Watts)	Power* (Watts)	Power* (Watts)	Power* (Watts)	Power* (Watts)
0.10	240	580	580	190	599
0.40	120	282	282	150	291
1.0	75	173	173	88	178
2.0	55	123	123	65	120
3.0	40	93	93	52	96
5.0				41	70
8.0					50
10.0					46
12.0					41
14.0					40
16.0					34
18.0					30

* CW Power in watts at sea level and 23°C

Maximum Power Cables Over 0.150 Inches

Diameter	0.212 dia	0.195 dia	0.195 dia	0.195 dia	0.195 dia
	Standard M17-RG Cable 60 dB Shielding	Standard M17-RG Cable 60 dB Shielding	Standard M17-RG Cable 60 dB Shielding	Super Flex 142 60 dB Shielding	Lab-Flex® 195 90 dB Shielding
Cable Code MIL Number	RG223 M17/84-RG223	RG400 M17/128-RG400	RD142 M17/60-RG142	142D NA	195 NA
Frequency GHz	Power* (Watts)	Power* (Watts)	Power* (Watts)	Power* (Watts)	Power* (Watts)
0.10	320	1700	1726	640	1792
0.40	161	825	831	330	864
1.0	97	500	504	200	522
2.0	60	325	330	150	340
3.0	52	260	267	120	277
5.0	40	185	190	90	200
8.0	30	135	140	70	150
10.0	24	120	125	62	129
12.0	22	105	110	58	114
14.0				52	100
16.0				48	93
18.0				45	85

* CW Power in watts at sea level and 23°C



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

Rango de operación de conectores coaxiales según frecuencia

Frecuencia en GHz	Rango Operacional (Especificaciones MIL listadas solo para referencia)													
	V	U	1	2	3	4	8	12.4	15	18	26.5	30	40	50
	H	H	L	S	C	X		KU		K		KA		
Estilo de Conector														
UHF														
L														
SC								MIL-C-39012/35/43						
C								MIL-C-39012/6/15						
HN							MIL-C-3643							
N							MIL-C-39012/1/5							
N de precisión											MIL-C-39012/129/132			
BNC							MIL-C-39012/16/24							
TNC							MIL-C-39012/26/34							
TNC de precisión											MIL-C-39012/112/116			
MCX/MMCX														
SMB							MIL-C-39012/67/72							
SMC							MIL-C-39012/73/78							
SMA											MIL-C-39012/79/83			
SSMA														
3.5 mm														
7 mm											IEEE 287			
GMS														
GPO														
2,4mm														
Estilo K														

Conectores HN. Son unidades de tamaño medio resistentes a la intemperie en aplicaciones de alto voltaje. Las principales características incluyen el diseño de contactos de forma de prevenir su degradación bajo temperaturas extremas y estrés del material.



Eléctricas	
Impedancia	50Ω
Rango de frecuencias	0-4 GHz.
Voltaje máximo (Voltage rating)	1500 volts pico, std.
Tensión no disruptiva del dieléctrico (Dielectric Withstanding Voltage)	5000 volts RMS
Mecánicas	
Contactos	Acoplamiento roscado 3/4-20
Fijación de cable	Tuerca de hilo roscado y abrazadera de malla
Ambientales	
Rango de Temperatura	-65°C to +165°C Copolímero de estireno: -55°C to +85°C
Resistencia a la intemperie	Toda la serie HN es a prueba de intemperie
Sellos herméticos	Prueba paso de helio líquido de 2.10^{-8} cc/sec
Presurizado	Sello de compresión



Conecotores tipo N. Son los primeros conectores fabricados con rendimiento en microondas y fueron desarrollados bajo la necesidad de durabilidad, resistencia a la intemperie y un conector de RF de tamaño medio con rendimiento consistente hasta los 11GHz. Su principal aplicación es la terminación de cables coaxiales de tamaño medio y miniatura incluyendo RG-8, RG-58, RG-141, y RG-225.



Eléctricas	
Impedancia	50Ω
Rango defrecuencias	0 – 11 GHz
Voltaje máximo (Voltage rating)	1,500 volts pico
VSWR	MIL-C-39012 conectores rectos: 1.3 max 0-11 GHz MIL-C-39012 conectores en ángulo recto: 1.35 max 0-11 GHz
Tensión no disruptiva del dieléctrico (Dielectric Withstanding Voltage)	2,500 volts rms
Resistencia de aislación	5,000 MΩ mínimo
Resistencia del contacto central	1.0 mΩ
Resistencia del contacto exterior	0.2 mΩ
Fuga de RF (Leakage RF)	-90 dB mínimo a 3 GHz
Pérdida de inserción	.15 dB mínimo a 10 GHz
Mecánicas	
Contactos	Acoplamiento roscado 5/8-24
Fijación de cubierta o malla de cable	crimps: crimp hexagonal Abrazaderas: Tuerca de hilo roscado y abrazadera de malla
Fijación del conductor central	Crimp: crimp o soldado Todos los demás: soldados solamente
Retención del cable	Crimps: 60-120 lbs Abrazaderas: 30-70 lbs
Ambientales	
Rango de Temperatura	TFE: -65°C to +165°C
A prueba de intemperie	Toda la serie HN es a prueba de intemperie
Sellos herméticos	Prueba paso de helio líquido de 2.10^{-8} cc/sec
Vibración	MIL-STD-202, método 204, test condition B
Resistencia a la humedad	MIL-STD-202, método 106
Corrosión	MIL-STD-202, método 101, condición de prueba B
Altitud	MIL-STD-202, método 105, condición de prueba C

Conecotores SMA. SMA son las siglas de SubMiniatuura Versión A. Emplea una interfase roscada. Los SMA de 50Ω son unidades subminiatura de semi-presición, que proveen excelente rendimiento desde cc a los 18GHz. Estos conectores de alto rendimiento son compactos en tamaño y poseen una gran durabilidad.



Eléctricas	
Impedancia	50Ω
Rango de frecuencias	.141" & .085" cable semi rígido: 0-18 GHz Cables flexibles: 0-12.4 GHz
Voltaje máximo (Voltage rating)	RG-55, 58, 141, 142, 223, 303: 500 volts pico



Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

61 / 85

	RG-122, 174, 188, 316: 375 volts pico
Tensión no disruptiva del dieléctrico (Dielectric Withstanding Voltage)	.141" & RG-58 Cables: 1,000 VRMS .085" & RG-316 Cables: 750 VRMS
VSWR	Conector recto, .141": 1.05 + .005 f (GHz) Conector recto, .RG-55: 1.15 + .011 f (GHz) Conector recto, RG-122: 1.15 + .02 f (GHz) Conector recto, RG-178: 1.20 + .025 f (GHz) Conector ángulo recto, .141": 1.10 + .01 f (GHz) Conector ángulo recto, .RG-55: 1.15 + .02 f (GHz) Conector ángulo recto, RG-122: 1.15 + .03 f (GHz) Conector ángulo recto, RG-178: 1.20 + .03 f (GHz)
Resistencia de contacto	Contacto central: 2.0 mΩ Cuerpo: 2.0 mΩ Malla a cuerpo: 0.5 mΩ
Resistencia de aislación	5,000 MΩ mínimo
Pérdida de inserción	dB máximo = .03v[f(GHz)]
Fuga de RF	-60 dB mínimo

Mecánicas

Contactos	Acoplamiento roscado .250-36
Torque de contactos	Mínimo: 2 in-lb (22 N.cm) Recomendado: 7-10 in-lb (80-110 N.cm) Máximo: 15 in-lb (170 N.cm)
Retención de tornillo de acoplamiento	Fuerza axial: 100 in-lb-min. (300 N.cm) Torque: 15 in-lb-min. (76 N.cm)
Fijación del conector al cable	Crimp y soldado
Fijación del conector al contacto central	Soldado
Retención del cable (Crimp)	RG-58, 303 and .141": 60 lbs. Mínimo RG-55, 142, & 223: 80 lbs. Mínimo
Durabilidad del conector	500 ciclos de conexión-desconexión @ 12 ciclos por minuto

Ambientales

Rango de Temperatura	- 65°C to +165°C
Shock térmico	MIL-STD-202 método 107 (condición de prueba B) excepto altas temperaturas @ + 200°C
Vibración	MIL-STD-202 método 204 (condición de prueba D)
Shock	MIL-STD-202 método 213 (condición de prueba I).
Corrosión	MIL-STD-202 método 101 (condición de prueba B) 5% solución de sal.
Resistencia ala humedad	MIL-STD-202 método 106.
Altitud	MIL-STD-202 método 105 (condición de prueba C), sin corona a 70,000 pies. .141" & RG-55: 250 VRMS .085" & RG-122: 190 VRMS

**Conectores TNC.**

Fueron diseñados como una versión roscada del BNC. Son unidades miniatura a prueba de intemperie con una impedancia constante de 50Ω y operativos en el rango de 0-11GHz



Eléctricas	
Impedancia	50Ω
Rango de frecuencias	0 - 11 GHz
Voltaje máximo (Voltage rating)	500 volts pico
Tensión no disruptiva del dieléctrico (Dielectric Withstanding Voltage)	1,500 volts rms
VSWR	Conectores rectos: 1.3 max @ 0 - 11 GHz Conectores ángulo recto: 1.35 max @ 0 - 11 GHz
Resistencia de contacto	Contacto central: $1.5 \text{ m}\Omega$ Contacto Exterior: $0.2 \text{ m}\Omega$
Malla a cuerpo	$0.1 \text{ m}\Omega$
Fuga de RF	-60 dB min @ 3 GHz
Pérdida de inserción	0.18 dB @ 9 GHz
Resistencia de aislación	= 5,000 M Ω
Mecánicas	
Contactos	Acoplamiento roscado 7/16
Braid/Jacket Cable Affixment	Crimps: crimp hexagonal Abrazaderas: Tuerca roscada y abrazadera de malla
Fijación del cond. central del cable	Crimps: crimp o soldado
Retención del cable	Crimps: 20 - 100 lbs Abrazaderas: 20 - 50 lbs
Ambientales	
Rango de temperaturas	-65°C to +165°C
Sello hermético	Prueba paso de helio líquido de 2.10^{-8} cc/sec
Shock	MIL-STD-202, método 202
Vibración	MIL-STD-202, método 204, condición de prueba D
Resistencia a la humedad	MIL-STD-202, método 106
Corrosión	MIL-STD-202, método 101, condición de prueba B
Altitud	MIL-STD-202, método 105, condición de prueba C

**c) Dispositivos de RF**

Software Mwoffice

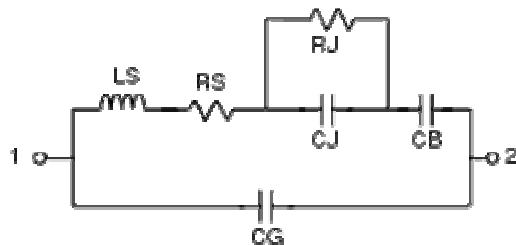
Utilice el HELP de los dispositivos para poner en el informe los MODELOS de simulación de diodos y transistores. Abra los ejemplos y córralos (algunos que les resulte de interés) para la familiarización del software.

- Diodos aplicados a RF; ejemplo: diodos PIN:**Pin Diode Chip Model (Closed Form) PIN**

Symbol:



Topology:



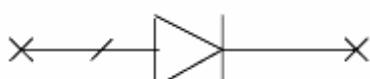
Parameters:

Table 67:

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
CB	By-pass capacitance	Capacitance	0 pF
CG	External capacitance	Capacitance	0 pF

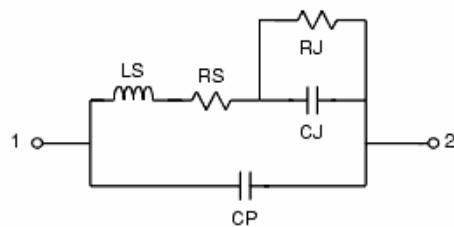
Pin Diode Packaged Model (Closed Form) PIN2

Symbol:





Topology:



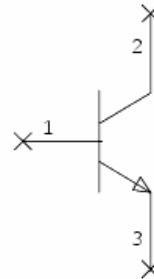
Parameters:

Table 68:

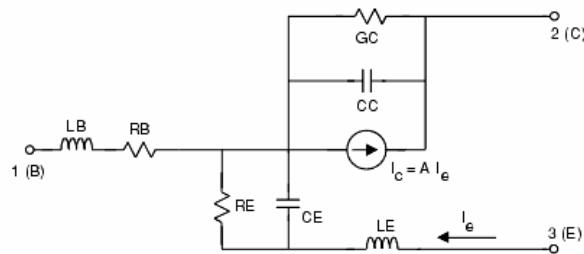
Name	Description	Unit Type	Default
ID	Element ID	Text	D1
CJ	Junction capacitance	Capacitance	0 pF
RJ	Junction resistance	Resistance	1000 Ohm
RS	Diode series resistance	Resistance	1 Ohm
LS	Bond wire inductance	Inductance	0 nH
CP	Package capacitance	Capacitance	0 pF

-Transistores de RF de pequeña señal y de potencia:**Transistor bipolar:**

Símbolo:



Topología:



Parámetros:

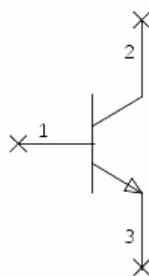
Name	Description	Unit Type	Default
ID	Element ID	Text	B1



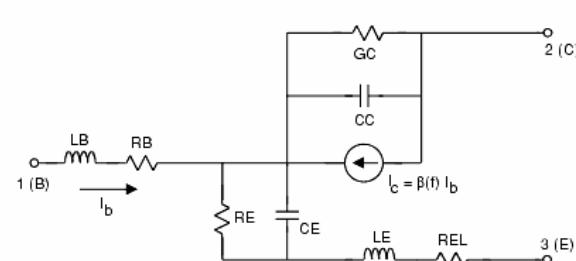
A	Magnitude of DC current gain (alpha)	None	0.8
T	Current gain time delay	Time	0 ns
F	-3dB frequency for current gain	Frequency	0 GHz
CC	Collector capacitance	Capacitance	0 pF
GC	Collector conductance	Conductance	0 S
RB	Base resistance	Resistance	1 Ohm
LB	Base inductance	Inductance	0 nH
CE	Emitter capacitance	Capacitance	0 pF
RE	Emitter resistance	Resistance	1 Ohm
LE	Emitter inductance	Inductance	0 nH

Transistor bipolar (beta controlado)

Símbolo:



Topología:



Parámetros:

Name	Description	Unit Type	Default
ID	Element ID	Text	B1
B	Magnitude of DC current gain (beta)	None	100
A	Current gain phase offset	Angle	0 Deg
T	Current gain time delay	Time	0 ns
CC	Collector capacitance	Capacitance	0 pF
GC	Collector conductance	Conductance	0 S
RB	Base resistance	Resistance	1 Ohm
LB	Base inductance	Inductance	0 nH
CE	Emitter capacitance	Capacitance	0 pF
RE	Emitter resistance	Resistance	1 Ohm
LE	Emitter inductance	Inductance	0 nH
REL	Emitter load resistance	Resistance	1 Ohm



- 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

Transistor bipolar

Características de disipación.

Límites de disipación. Adicionalmente a los valores máximos de tensión y corriente, existe un límite a los productos de tensión-corriente que pueden ser manejados en forma segura por el transistor. Como las capacidades de disipación del dispositivo son una función de la temperatura del ambiente externo, este límite es una función de dicha temperatura. Para el caso de cc, esta dependencia de la temperatura es usualmente la única significante en el límite mencionado. En el caso de ca, que es cuando las características de disipación varían considerablemente con el tiempo, la capacidad de disipación se transforma en una función compleja de la forma de la señal. En este último caso, en adición a un límite de potencia promedio (que coincide con el caso de cc), existe un límite en la disipación pico que es una función de la forma de onda (por ejemplo, del ancho y período del pulso en el caso de ondas rectangulares). Debido a la complejidad del caso general de ac, los transistores son generalmente caracterizados por los límites de disipación continua (esto es, potencia máxima en cc y potencia promedio máxima). Esta caracterización es especificada en función de la disipación continua máxima en o por debajo de alguna temperatura de referencia (normalmente 25°C) y un factor de reducción lineal que a ser aplicado a mayores temperaturas. Estas dos cantidades definen la curva máxima disipación continua, mostrada en la figura 47, o expresada analíticamente por:

$$P_{T(\max)}(T_X) = P_{T(\max)}(T_{X1}) ; T_X \leq T_{X1}$$

$$P_{T(\max)}(T_X) = P_{T(\max)}(T_{X1}) - K_{JX} \Delta T_X ; T_{X1} < T_X < T_{X(\max)}$$

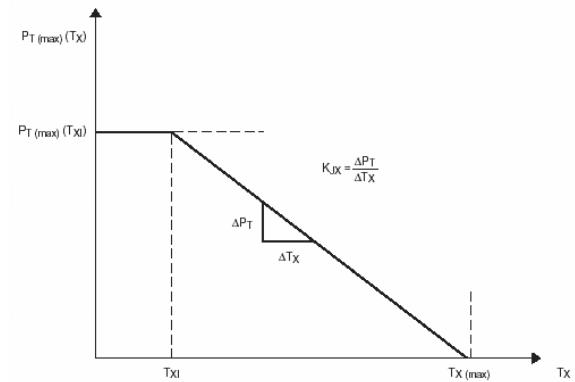


Figura 47. Curva característica de disipación continua
máxima en función de la temperatura de juntura.

donde:

T_X = temperatura del punto de referencia externo.

$P_{T(\max)}$ = Disipación total máxima; una función de T_X .

T_{X1} = Temperatura de referencia por debajo de la cual $P_{T(\max)}$ es constante.

K_{JX} = factor de reducción lineal.

$T_{X(\max)}$ = máxima temperatura de juntura.

$\Delta T_X = T_X - T_{X1}$



Dos puntos de referencia externos son comúnmente utilizados:

T_A : temperatura ambiente, sin la inclusión de un sistema de ventilación forzada

T_C : temperatura de carcasa al ambiente, en el punto de transferencia de calor más efectivo.

En resumen, la característica de disipación continua (usualmente basado en el producto $V \times I$), voltaje de colector y límites de corriente, definen el área de operación segura en cc, como se esquematiza en la figura 48.

Temperatura de juntura máxima. La máxima temperatura de referencia externa, $T_{X(\max)}$, se corresponde a la temperatura máxima de juntura, debido a que a $T_{X(\max)}$ la disipación de potencia debe ser reducida a cero.

Temperatura máxima d almacenamiento. Este límite define el rango de temperaturas en las que el transistor puede ser almacenado (en un estado de no operación) sin sufrir daños.

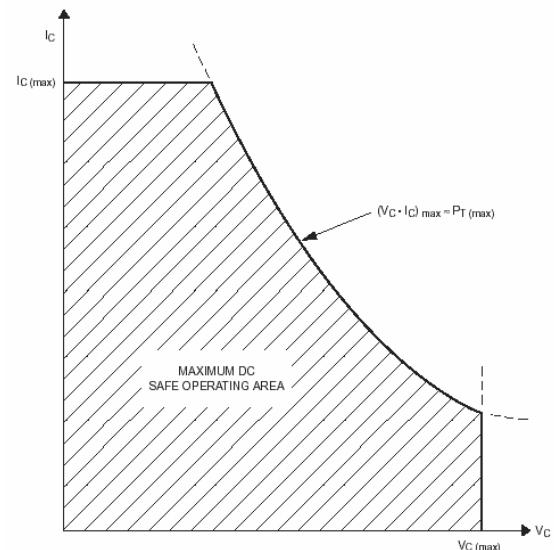


Figura 48. Área de operación segura en cc.

Características eléctricas y de rendimiento.

Las características eléctricas pueden ser definidas como aquellas que son inequívocamente definidas independientemente del circuito y/o aparato de medición (excepto en el caso de que son afectadas por terminaciones normalizadas y precisión). El rendimiento, o características operativas, son también propiedades eléctricas, pero no únicas debido a sus valores o del circuito de medida (en particular, las fuentes e impedancias de carga, que pueden ser arbitrarias).

Características de rendimiento (operativas). Las más importantes para el caso de alta frecuencia son:

1. Ganancia de potencia y figura de ruido, para aplicaciones de pequeña señal.
2. Ganancia de potencia, potencia de salida y eficiencia, para aplicaciones de gran señal.

Todas estas características son función de la frecuencia, temperatura, polarización, etc. y caracterizan completamente un transistor sobre su rango operativo. Como en el caso de valores máximos, algunas aplicaciones pueden requerir caracterizaciones adicionales.

Ganancia de potencia, G_{\max} . Para las varias definiciones de flujo de potencia en un dispositivo activo doble puerto, dos son suficientes para permitir una completa caracterización sin la necesidad de especificar el circuito de medición en detalle. Una de estas definiciones es la **Máxima ganancia Disponible**, G_{\max} , y es la ganancia obtenida cuando los puertos de entrada y salida son simultáneamente adaptados a impedancias de fuente y carga conjugadas, respectivamente. Implícita en la definición está la condición de que el dispositivo es incondicionalmente estable; esto es, que no existe una combinación posible de valores de entrada y salida que de como resultado un crecimiento de la ganancia hasta el punto de oscilación.

$|S_{21}|^2$. La otra ganancia única se produce cuando el transistor es inserto entre una carga y una fuente con valores idénticos de impedancia (en la práctica es usualmente $50+j0\Omega$). Esta ganancia particular coincide con la definición usual del parámetro de dispersión (scattering) de un dispositivo doble puerto, S_{21} . Mas precisamente, es igual a la magnitud al cuadrado de dicho parámetro.

Figura de Ruido. Una medida común del ruido generado por un dispositivo activo doble puerto, ruido que fija el límite inferior de sensibilidad de un amplificador, es el factor derruido, F , el que viene definido como:

$$F = SNR_{in}/SNR_{out}$$

donde SNR_{in} y SNR_{out} son las relaciones señal ruido de la entrada y salida respectivamente; o más comúnmente:

$$F = (\text{Potencia de ruido total de salida}) / (\text{Potencia derruido de salida debida a la resistencia de la fuente})$$

En altas frecuencias, el factor de ruido para un pequeño ancho de banda fraccional (digamos 1%) es utilizado, y usualmente indicado como la figura de ruido, en dB:

$$NF = 10 \log F$$

Como se dijo anteriormente, la figura de ruido es una función de la impedancia de la fuente, por lo que existe una infinidad de figuras derruido para un dispositivo dado, correspondientes a la infinidad de impedancias que pueden estar presentes a su entrada.



Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis	AÑO	CURSO	HOJA
Trabajo Práctico Nº 3	2008	5R1	68 / 85

La única definida inequívocamente, en el sentido de que no envuelve impedancias de fuente arbitrarias, es NF_{min} , la figura de ruido mínima obtenida (a una polarización y frecuencia dadas), cuando la entrada es ajustada para minimizar este parámetro.

En amplificadores prácticos, que incluyen más de una etapa, el factor de ruido neto, está dado por:

$$F_0 = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_{(n-1)}}$$

Donde:

n = número de etapas

G_n = ganancia de la n-ésima etapa

F_n = figura de ruido de la n-ésima etapa

Esta expresión enfatiza la importancia de para amplificadores de bajo ruido, la primera etapa debe ser diseñada para la menor figura de ruido y mayor ganancia posible.

Contornos de ruido. La figura de ruido puede ser representada gráficamente sobre una carta de Smith del plano de entrada; siendo posible la representación tanto en el plano de impedancia (Z), admitancia (Y) o coeficiente de reflexión (Γ), cada uno de los cuales pueden ser relacionados funcionalmente con los otros. En la figura 49 se ilustra un ejemplo en un transistore AT-41435 en el plano de impedancias, para una frecuencia de 4GHz.

Potencia de salida. Esta característica es importante tanto en transistores para amplificadores como para osciladores. En ambos casos, es extremadamente sensitivo al circuito. Para amplificadores, la máxima potencia útil de salida está también limitado a aquel nivel de potencia de salida al cual la ganancia se comprime en 1dB, un límite superior del rango de linealidad. Para osciladores, es mayormente una medida cuantitativa de la potencia de RF disponible para una determinada potencia de cc en la entrada.

Eficiencia. En el sentido mas general, esta característica expresa como un porcentaje, la potencia de RF de salida a la potencia de entrada total en el circuito, tanto cc como RF. Esta expresión es la eficiencia total, η_t , definida como:

$$\eta_t = \frac{P_O}{P_I + P_{DC}} \times 100$$

Donde:

P_O = Potencia de salida de RF

P_I = Potencia de entrada de RF

P_{DC} = Potencia total de entrada de cc

Los transistores de potencia son también caracterizados en términos de la eficiencia agregada de potencia, η_{add} , definida como:

$$\eta_{add} = \frac{P_O - P_I}{P_{DC}} \times 100$$

Como en transistores para osciladores no hay potencia de RF de entrada, y en transistores para amplificadores, la máxima potencia de entrada de RF es calculable de las especificaciones de ganancia de potencia y potencia de salida, la inclusión de P_I en la eficiencia es redundante. Aún más, como la mayor porción de la potencia de cc es disipada por el colector del transistor, es necesaria una definición mas restringida de eficiencia. Este parámetro, llamado eficiencia de colector, η_c , está dado por:

$$\eta_c = \frac{P_O}{P_{CC}} \times 100$$

Donde:

$P_{CC} = V_{CC} \times I_{CC}$

V_{CC} = Voltaje de alimentación del colector

I_{CC} = Corriente de alimentación del colector

Características eléctricas.

Pueden ser convenientemente clasificadas dentro de dos tipos principales: características de cc y características de ca.

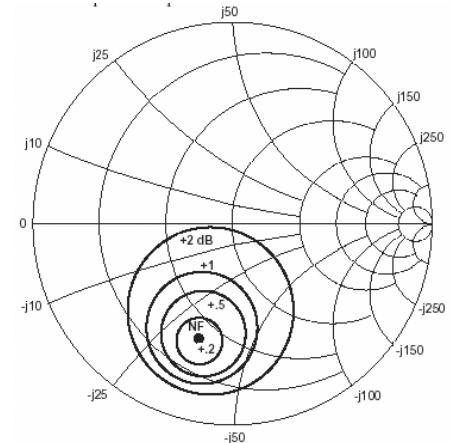


Figura 49. Contorno de ruido



Características de cc.

La importancia principal de las características de cc en transistores de RF son en cuanto a la polarización y realizabilidad. De todas maneras, ciertas características de cc están directamente relacionadas al rendimiento en alta frecuencia. Por ejemplo, la figura de ruido en alta frecuencia se ve afectada por la ganancia de corriente de cc.

V_{(BR)CBO}, I_{CBO}. Estos dos parámetros sirven para caracterizar la polarización inversa de la unión PN colector-base (figura 50). El voltaje de ruptura colector-base, V_{(BR)CBO}, al cual la corriente de colector tiende a incrementarse sin límites, usualmente debido al desarrollo de un elevado campo eléctrico en la juntura. Suele ser especificado a un valor de I_C=I_{C1}, que es la región de avalancha (elevada pendiente) en la característica inversa. Valores típicos de I_{C1} están entre 1-10µA para transistores de alta frecuencia.

Para una definición de la calidad de la característica V-I inversa, suele definirse la corriente de corte de colector (collector cutoff current), I_{CBO}, medida en algún valor de voltaje colector-base menor a V_{(BR)CBO}. Para una juntura de buena calidad, I_{CBO} está en el rango de los nA.

V_{(BR)EBO}, I_{EBO}. Estos parámetros caracterizan la polarización inversa de la juntura emisor-base en forma análoga a los parámetros de juntura colector-base, V_{(BR)CBO} e I_{CBO}, y son ilustrados en la figura 51.

V_{(BR)CEO}, I_{CEO}. El voltaje de ruptura colector-emisor y corrientes de corte son más complejos por su naturaleza que los parámetros colector-base o emisor-base. En los dos últimos estaba en juego solo una unión PN. En el caso colector-emisor, están incluidas dos. Aún más, cada una es influenciada por la otra por la acción del transistor, debido a que la corriente inversa del diodo colector-base fluye a través de la unión base-emisor como una corriente directa. Por ello, la corriente inversa colector-base es amplificada por la ganancia de cc del transistor, resultando en:

1.- I_{CEO} resulta mayor que I_{CBO}

2.- Se crea la típica región de resistencia negativa, como se ilustra en la figura 52.

Consecuentemente, V_{(BR)CEO} es usualmente especificada a corrientes de colector en uno a tres órdenes de magnitud mayores que en el caso de V_{(BR)CBO} y V_{(BR)EBO}, a fin de establecer el valor mínimo de esta característica.

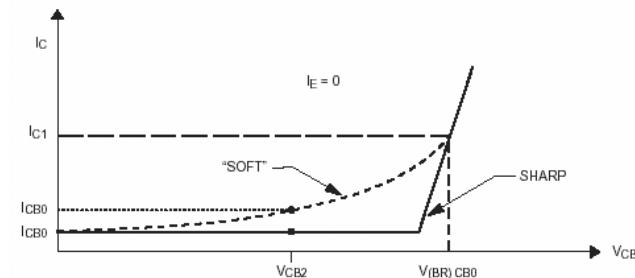


Figura 50. Colector-base

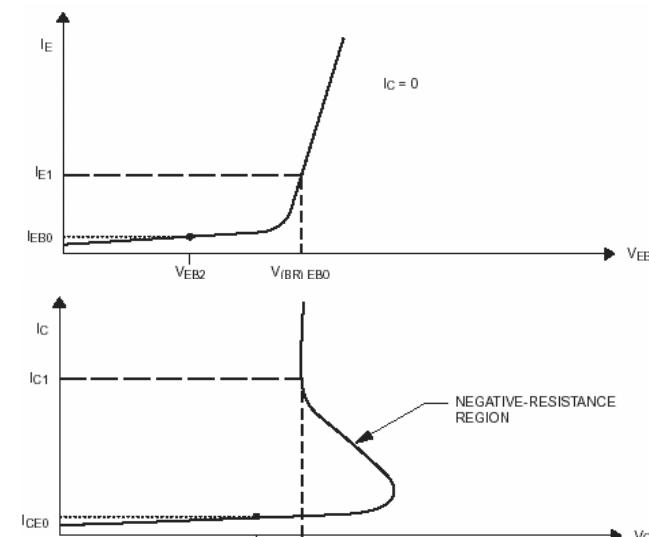


Figura 52. Colector-emisor.

Características de ca.

De las numerosas características de ca que son definidas para transistores, solo algunas son comúnmente utilizadas en la caracterización de transistores de alta frecuencia.

Parámetros S. Por lejos el más útil y comúnmente medido conjunto de parámetros doble puerto para la caracterización de transistores en alta frecuencia (100MHz y por encima) son los parámetros S o Scattering. Estos parámetros definen completamente la ganancia en pequeña señal y las relaciones entrada salida para un sistema lineal de "caja negra". De todas formas, estos parámetro no dicen nada, salvo indirectamente, sobre el comportamiento en pequeña señal, acerca del comportamiento en pequeña señal y frente al ruido.

Los parámetros S están definidos analíticamente por:

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

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

o, en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

donde, en referencia a la figura 53:

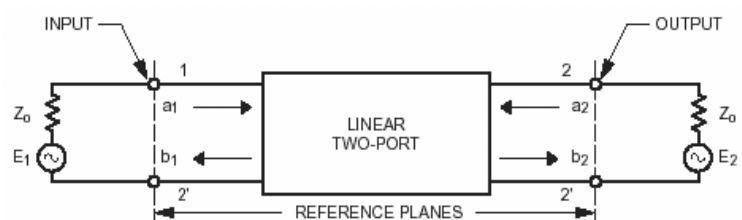


Figura 53. Esquema de definición en parámetros S

$$a_1 = (\text{potencia entrante al puerto 1})^{1/2}$$

$$b_1 = (\text{potencia saliente del puerto 1})^{1/2}$$

$$a_2 = (\text{potencia entrante del puerto 2})^{1/2}$$



Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis	AÑO	CURSO	HOJA
Trabajo Práctico Nº 3	2008	5R1	70 / 85

$$b_2 = (\text{potencia saliente al puerto 2})^{1/2}$$

E₁, E₂ = estímulo eléctrico en puerto 1, 2.

También, resolviendo para E₂=0:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \left(\frac{\text{potencia saliente del puerto 1}}{\text{potencia entrante al puerto 1}} \right)^{1/2} = \frac{\text{Voltaje reflejado}}{\text{Voltaje incidente}} = \text{Coeficiente de reflexión de entrada}$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \left(\frac{\text{potencia saliente del puerto 2}}{\text{potencia entrante al puerto 1}} \right)^{1/2} = \left(\frac{\text{Potencia de salida}}{\text{Potencia disponible a la entrada}} \right)^{1/2} = (\text{Ganancia directa de transducción})^{1/2}$$

$$\text{Ganancia de transducción directa} = G_{TF} = |S_{21}|^2, Z_i = Z_0$$

En forma similar, para el puerto 2:

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \text{Coeficiente de reflexión de salida}$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} = (\text{Ganancia inversa de transucción})^{1/2}$$

$$G_{TR} = |S_{12}|^2$$

Utilizando parámetros S es posible determinar los coeficientes de reflexión y ganancias de transducción para impedancias de fuente y carga arbitrarias, donde dichas impedancias están descriptas por sus coeficientes de reflexión, Γ_S y Γ_L respectivamente:

$$\begin{aligned} S'_{11} &= \frac{b_1}{a_1} = \frac{S_{11}(1-S_{22}\Gamma_L) + S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \\ &= S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S'_{22} &= \frac{b_2}{a_2} = \frac{S_{22}(1-S_{11}\Gamma_S) + S_{21}S_{12}\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S} \\ &= S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S} \end{aligned}$$

$$\text{Ganancia de transducción de potencia} = \frac{\text{Potencia entregada a la carga}}{\text{Potencia disponible desde la fuente}}$$

$$= \left| \frac{b_2}{b_S} \right|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)$$

$$= \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_S)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_L\Gamma_S|^2}$$

Con esta información, relaciones funcionales respecto a ganancia, estabilidad, impedancias de entrada y salida adaptadas, pueden ser derivadas de los parámetros S, como se lista a continuación:

Ganancia disponible de potencia (potencia disipada desde la red / Potencia disipada desde el generador.):

$$G_A = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}{(1 - |S_{22}|^2) + |\Gamma_S|^2 (|S_{11}|^2 - |D|^2) - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_S C_1)}$$

Estabilidad:



Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

71 / 85

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

Máxima ganancia estable:

$$G_{\text{msg}} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right|$$

Máxima ganancia disponible (para $K>1$):

$$G_{\text{max}} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} (K \pm \sqrt{K^2 - 1}) \right|$$

Máxima ganancia de potencia unilateral:

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

Adaptación de fuente y de carga para máxima ganancia disponible de potencia (usar signo menos cuando B_1 o B_2 sean positivos):

$$\Gamma_{\text{ms}} = C_1^* \left[\frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2|C_1|^2} \right]$$

$$\Gamma_{\text{mL}} = C_2^* \left[\frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|^2} \right]$$

donde:

$$\begin{aligned} B_1 &= 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |D|^2 \\ B_2 &= 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D|^2 \\ C_1 &= S_{11} - D(S_{22}^*) \\ C_2 &= S_{22} - D(S_{11}^*) \\ D &= \det[S] = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \end{aligned}$$

Contornos de ganancia. Círculos de ganancia de potencia constante pueden ser generados en el plano Γ_S , desde la expresión para la Ganancia Disponible de Potencia. Dicha expresión, puede ser expresada como:

$$G_A = |S_{21}|^2 G_1$$

donde:

$$G_1 = \frac{|1 - |\Gamma_S||^2}{(1 - |S_{22}|^2) + |\Gamma_S|^2(|S_{11}|^2 - |D|^2) - 2\text{Re}\Gamma_S C_1}$$

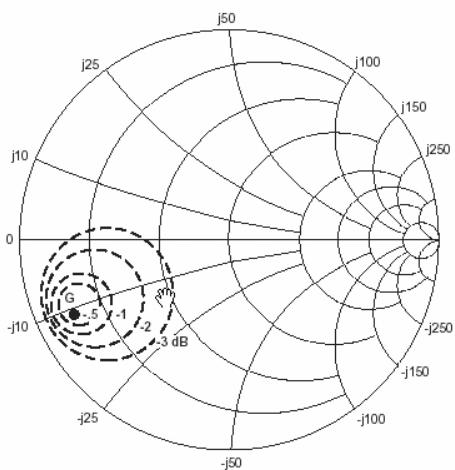


Figura 55. Ganancia constante vs impedancia de carga

la ubicación y radio del círculo de ganancia constante G_1 están dados por:

$$r_g = \frac{(1 - 2K|S_{12}S_{21}|G_1 + |S_{12}S_{21}|^2G_1^2)^{1/2}}{1 + M_1G_1}$$

$$R_g = \left(\frac{G_1}{1 + M_1G_1} \right) C_1^*$$

donde:

$$M_1 = |S_{11}|^2 - |D|^2$$

En la figura 55 se ilustra un ejemplo típico de contornos de ganancia sobre una carta de Smith. En este caso, los contornos son de un transistor AT-41435 medido a 2GHz; como $K>1$ y el transistor es incondicionalmente estable, la máxima ganancia disponible vienen determinada por un punto único.

A fin de realizar la ganancia especificada para un Γ_S arbitrario, la impedancia de adaptación a la salida, se obtiene mediante la forma conjugada:



$$\Gamma_L = \left[S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right]^*$$

Frecuencia de transición. Una de las mejor conocidas para transistores de alta frecuencia es la llamada frecuencia de transición, f_T . Por definición, f_T es la frecuencia característica descrita por la ecuación:

$$f_T = h_{fe} \times f_{meas}$$

donde:

h_{fe} = magnitud de la ganancia de corto circuito en emisor común

f_{meas} = frecuencia de medición, elegida de forma que:

$$2 \leq h_{fe} \leq \frac{h_{fe0}}{2}$$

donde h_{fe} es el valor en baja frecuencia de h_{fe} .

Para varios grados de aproximación, dependiendo del tipo de transistor, f_T es la frecuencia a la cual h_{fe} es aproximadamente la unidad. Para aclarar este punto, refiérase a la figura 56.

A bajas frecuencias, $f << f_B$, h_{fe} es constante e igual a h_{fe0}

En f_B , h_{fe0} a caído a 0,707 h_{fe0} ; esto es, f_B es la frecuencia de corte de 3dB para una ganancia de corriente de cortocircuito en emisor común, h_{fe} .

Para frecuencia tales que:

$$2f_B < f < f_T$$

h_{fe} varía en forma inversamente proporcional a la frecuencia, por lo que se mantiene la definición:

$$h_{fe} \times f_{meas} = \text{constante} = f_T$$

A frecuencias en la proximidad de f_T , especialmente parásitas del encapsulado, pueden provocar que $|h_{fe}|$ se aleje bastante de su variación 1/f. Por lo cual, la frecuencia, f_1 , a la que $|h_{fe}|$, iguala la unidad puede ser algo diferente de f_T .

Aplicando esta característica de ganancia-frecuencia a un amplificador emisor común de banda ancha y paso bajo, da paso a la definición de f_T como el de “**producto ganancia-ancho de banda**”. De todas formas, esta es una aproximación optimista, debido a que el producto de ganancia en baja frecuencia y la frecuencia de corte de 3dB es reducida de f_T en una cantidad dependiente de las impedancias del circuito.

El significado real de f_T recae en el echo de ser una medida de ciertos parámetros internos del transistor, que afectan el rendimiento en alta frecuencia. En particular, una buena prestación en lo que respecta al ruido, requiere que f_T sea alta. Por ello, f_T se incluyen en las hojas de especificaciones de los transistores como una figura de mérito, y no como un parámetro a ser usado directamente en el diseño.

Constante de tiempo Colector-Base, $r_b' C_C$. Este es un parámetro interno del dispositivo que se relaciona solo indirectamente con el rendimiento en alta frecuencia. Es principalmente una medida de la realimentación interna presente en el transistor. También se relaciona con la impedancia en alta frecuencia del transistor. No puede ser considerada como una simple constante de tiempo concentrada R-C, ya que deben tratarse como elementos distribuidos en aplicaciones de alta frecuencia. Como una figura de mérito, esta característica es incluida para indicar que tan bien han sido reducidas la resistencia y capacitancia de colector. También permite estimar ciertas propiedades de ganancia del transistor.

Capacitancia Colector-Base, C_{cb} . Es simplemente la capacidad de la juntura PN colector-base medida en baja frecuencia (típicamente 1MHz), donde puede ser considerada como un elemento concentrado. Para transistores de alta frecuencia, C_{cb} , debe ser pequeña por consideraciones de estabilidad y ancho de banda, así como también para solo consideraciones de ganancia.

Máxima frecuencia de oscilación, f_{max} . La importancia de este parámetro radica en las siguientes relaciones aproximadas:

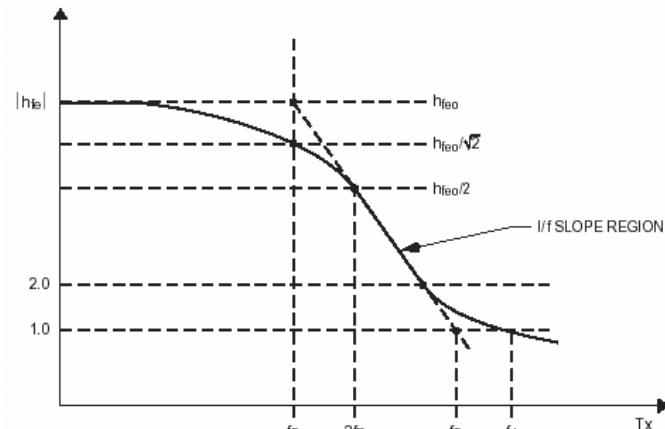


Figura 56. Características de frecuencia de $|h_{fe}|$



Grupo: Arossegui, Gaite, Longoni, Barberis	AÑO	CURSO	HOJA
Trabajo Práctico Nº 3	2008	5R1	73 / 85

$$f_{\max} \approx \left(\frac{f_T}{8\pi r_b C_c} \right)^{1/2}$$

$$G_{\max} \approx \left(\frac{f_{\max}}{f_{\text{oper}}} \right)^2$$

Estas expresiones ilustran, en una forma cuantitativa, la importancia e interrelación entre una f_T elevada y una $r_b C_c$ baja con respecto a la ganancia en alta frecuencia. Debido a que son expresiones aproximadas y bajo muchas restricciones, deben manejarse con cuidado. Por ejemplo, la expresión de G_{\max} obviamente no es aplicable en baja frecuencia. Como una regla práctica, la expresión de G_{\max} es una aproximación razonable para frecuencias tales que:

$$5 > \frac{f_{\max}}{f_{\text{oper}}} > 1$$

Para un análisis preciso de la ganancia y estabilidad del transistor, debe usarse el juego completo de parámetros S.

Transistores de efecto de campo

FETs de GaAs (arseniuro de galio). La ventaja del GaAs sobre el silicio es que los portadores (electrones, o electrones y huecos) pueden alcanzar alrededor de dos veces la velocidad límite con un tercio del voltaje de polarización aplicado. Por ello, para una geometría dada, se puede alcanzar la misma ganancia de corriente para una frecuencia dos veces mayor que para el caso del silicio.

Existe una ventaja teórica de una estructura FET como amplificador, no relacionada al material semiconductor: el potencial para baja distorsión. El FET es un dispositivo de ley cuadrada, cuya corriente de drenador viene dada por:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{OFF})}} \right)^2$$

donde, $V_{GS(\text{OFF})} = V_P$ = voltaje de estrangulación. Esto significa la generación de baja distorsión de orden impar, y una pequeña cantidad de distorsión de orden par que puede ser fácilmente eliminada por una etapa balanceada.

Características de rendimiento (operativas).

La características mas comúnmente especificadas son:

- Figura de ruido
- Ganancia a figura de ruido
- Ganancia máxima disponible
- Potencia lineal de salida
- Ganancia de potencia de pequeña señal asociada
- Eficiencia
- Ganancia directa de transducción

Todas estas características son función de la frecuencia, polarización, temperatura etc., por lo que la caracterización suele estar dada para un rango restringido de dichas variables.

Figura de Ruido, NF_0 . El factor de ruido es un valor numérico el cual es una medida común del ruido generado por una red doble puerto, ruido que fija el límite inferior de sensibilidad de un amplificador, es el factor derruido, F, el que viene definido como:

$$F = SNR_{in}/SNR_{out}$$

donde SNR_{in} y SNR_{out} son las relaciones señal ruido de la entrada y salida respectivamente; o mas comunmente:

$$F = (\text{Potencia de ruido total de salida}) / (\text{Potencia derruido de salida debida a la resistencia de la fuente})$$

En altas frecuencias, el factor de ruido para un pequeño ancho de banda fraccional (digamos 1%) es utilizado, y usualmente indicado como la figura de ruido, en dB:

$$NF = 10 \log F$$



Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis	AÑO	CURSO	HOJA
Trabajo Práctico Nº 3	2008	5R1	74 / 85

Como se dijo anteriormente, la figura de ruido es una función de la impedancia de la fuente, por lo que existe una infinidad de figuras derruido para un dispositivo dado, correspondientes a la infinidad de impedancias que pueden estar presentes a su entrada.

La única definida inequívocamente, en el sentido de que no envuelve impedancias de fuente arbitrarias, es NF_{min} , la figura de ruido mínima obtenida (a una polarización y frecuencia dadas), cuando la entrada es ajustada para minimizar este parámetro.

En amplificadores prácticos, que incluyen más de una etapa, el factor de ruido neto, está dado por:

$$F_0 = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_{(n-1)}}$$

Donde:

n = número de etapas

G_n = ganancia de la n-ésima etapa

F_n = figura de ruido de la n-ésima etapa

Esta expresión enfatiza la importancia de para amplificadores de bajo ruido, la primera etapa debe ser diseñada para la menor figura derruido y mayor ganancia posible.

Ganancia asociada a la figura de ruido, G_A . Esta es la ganancia de pequeña señal que resulta del ajuste del circuito en donde el transistor está inserto para una figura de ruido mínima. La mejor adaptación respecto del ruido para la entrada del transistor no coincide necesariamente con el parámetro S conjugado de adaptación (S_{11}^*), y por ello, la ganancia a la figura de ruido es usualmente menor que la máxima ganancia disponible.

Máxima Ganancia Disponible, MAG. Dos son las definiciones de flujo de potencia suficientes para permitir una completa caracterización sin la necesidad de especificar el circuito de medición en detalle. Una de estas definiciones es la Máxima ganancia Disponible, MAG (Maximum Available Gain), y es la ganancia obtenida cuando los puertos de entrada y salida son simultáneamente adaptados a impedancias de fuente y carga conjugadas, respectivamente. Implícita en la definición está la suposición de que el dispositivo es incondicionalmente estable.

La otra definición de flujo de potencia es la **máxima ganancia estable, MSG (Maximum Stable Gain)**. Esta definición es utilizada cuando la estabilidad es sol condicional y corresponde a la máxima ganancia posible en operación estable.

Potencia de salida. Esta característica es importante tanto en transistores para amplificadores como para osciladores. En ambos casos, es extremadamente sensitivo al circuito. Para amplificadores, la máxima potencia útil de salida esta también limitado a aquel nivel de potencia de salida ($P_{1 dB}$) al cual la ganancia se comprime en 1dB ($G_{1 dB}$), un límite superior del rango de linealidad, o puede ser especificada a una ganancia de compresión mayor tal como 2dB o 3dB (P_{sat}), cuando la potencia de salida es mas importante que la linealidad. Para osciladores, es mayormente una medida cuantitativa de la potencia de RF disponible para una determinada potencia de cc en la entrada.

Ganancia de potencia de pequeña señal asociada, G_P . Esta ganancia está determinada por el decrecimiento en la potencia de entrada hasta el punto en el que el dispositivo opera en la zona lineal. Este nivel de ganancia será menor que el MAG, principalmente debido a que la salida es adaptada en forma conjugada para condiciones de gran señal y alguna desadaptación ocurre al reducir el nivel de la señal.

Eficiencia agregada de potencia, η_{add} . La expresión de eficiencia de FETs de GaAs de potencia, es la eficiencia agregada de potencia, que está definida como:

$$\eta_{add} = \frac{P_O - P_I}{P_{DC}} \times 100$$

Donde:

P_O = Potencia de salida de RF

P_I = Potencia de entrada de RF

P_{DC} = Potencia total de entrada de cc

Ganancia de potencia directa de transducción, $|S_{21}|^2$. La otra ganancia única se produce cuando el transistor es inserto entre una carga y una fuente con valores idénticos de impedancia (en la práctica es usualmente $50+j0\Omega$). Esta ganancia particular coincide con la definición usual del parámetro de dispersión (scattering) de un dispositivo doble puerto, S_{21} . Mas precisamente, es igual a la magnitud al cuadrado de dicho parámetro y es, por lo tanto, a veces identificada con el símbolo $|S_{21}|^2$.

Características eléctricas.

Pueden ser convenientemente clasificadas en características de cc y características de ca.

Características de cc.

La importancia principal de las características de cc en transistores de RF son en cuanto a la polarización y realizabilidad. De todas maneras, ciertas características de cc están directamente relacionadas al rendimiento en alta frecuencia. Por ejemplo, la figura de ruido en alta frecuencia se ve afectada por la ganancia de corriente de cc.



Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

75 / 85

Transconductancia, g_m . Este parámetro corresponde a la transconductancia de fuente común en cc; esto es, el cambio incremental en la corriente de salida (drenador) correspondiente a un cambio dado en el voltaje de entrada (puerta). Es usualmente especificado a I_{DSS} (voltaje de puerta cero) o $\frac{1}{2} I_{DSS}$, aunque cualquier valor de corriente o porcentaje especificado de I_{DSS} puede ser utilizado como punto de medición.

$$g_m = \frac{\Delta I_{ds}}{\Delta V_{gs}}$$

Voltaje de estrangulamiento, V_p (Pinchoff Voltaje). Este es el voltaje de puerta en el cual la corriente de drenador a fuente se reduce a un valor dado (normalmente 1mA para FETs de pequeña señal y 5mA para FETs de potencia). Ver punto A en curvas de figura 57.

Corriente drenador a fuente de saturación, I_{DSS} . Esta corriente ocurre cuando el voltaje puerta-fuente es mantenido en cero, y el voltaje drenador-fuente es fijado en un valor específico (normalmente 3V). Ver punto B en figura 57.

Resistencia del canal de campo bajo, R_{d0} . Corresponde a la pendiente de la característica I-V de drenador y es un indicador de la resistencia activa del canal y la calidad de contacto de fuente y drenador. Ver región alrededor del punto C en las curvas de la figura 57.

Características de ruptura. Las características de ruptura del contacto de puerta pueden ser medidas en ambas direcciones (puerta a drenador y puerta a fuente). En general, como el dispositivo es físicamente simétrico, solo uno de los dos es necesario para especificar su calidad. Usualmente se utiliza la característica puertadrenador. Existen dos formas de caracterizar las características de ruptura: especificando la corriente puerta a drenador y midiendo el voltaje en ese punto (BV_{gd}), o especificando el voltaje y especificando la corriente inversa (I_{gd}).

Características de ca.

De las numerosas características de ca que son definidas para transistores, solo algunas son comúnmente utilizadas en la caracterización de transistores de alta frecuencia.

Parámetros S. Fueron estudiados en la descripción de transistores bipolares, por lo que no lo repetiremos aquí.

Máxima frecuencia de oscilación, f_{max} . Es la frecuencia a la cual la curva de ganancia de potencia unilateral (U) vs frecuencia intercepta el punto de 0dB. La ganancia, tanto en transistores bipolares como en FETs, decrece en 20dB/década aproximadamente en la región de microondas. Si la ganancia es medida a frecuencias convenientes entre 2 y 12GHz, los puntos corresponderán aproximadamente a una línea recta cuando la ganancia en dB es graficada en una escala vertical lineal contra frecuencia en escala horizontal logarítmica. La frecuencia a la cual la ganancia de potencia unilateral extraña 0dB, es f_{max} .

Capacitancia puerta-fuente, C_{gs} . Es medida usualmente a 1MHz, y varía con el nivel de voltaje de cc aplicado a puerta. Una medición a cero volt, es usualmente utilizada para dar una idea del área de metalización de puerta, o más precisamente, la longitud de puerta. Para un ancho de puerta en un dispositivo dado, la capacitancia es directamente proporcional a la longitud de puerta. Una puerta polarizada negativamente resultará en un bajo valor de capacitancia, debido a que los portadores son agotados bajo la región de puerta. Este valor es más útil en la estimación de la capacidad de puerta para rendimiento en RF o modelado del dispositivo.

Límites de disipación. Adicionalmente a los valores máximos de tensión y corriente, existe un límite a los productos de tensión-corriente que pueden ser manejados en forma segura por el FET. Como las capacidades de disipación del dispositivo son una función de la temperatura del ambiente externo, este límite es una función de dicha temperatura. Esta caracterización es especificada en función de la disipación continua máxima en o por debajo de alguna temperatura de referencia (normalmente 25°C) y un factor de reducción lineal que a ser aplicado a mayores temperaturas. Dos puntos de referencia externos son comúnmente utilizados:

T_A : temperatura ambiente, sin la inclusión de un sistema de ventilación forzada

T_C : temperatura de carcasa al ambiente, en el punto de transferencia de calor más efectivo.

Límite de temperatura del canal. La máxima temperatura de referencia interna, $T_{CH(max)}$, corresponde a la temperatura máxima del canal, debido a que a dicha temperatura la capacidad de disipación de potencia debe ser reducida a cero.

Un factor clave a tener en cuenta al especificar el nivel de polarización y al calcular la temperatura del canal, es que la resistencia térmica no es constante con la temperatura. Para el caso de GaAs, esta variación puede ser expresada como:

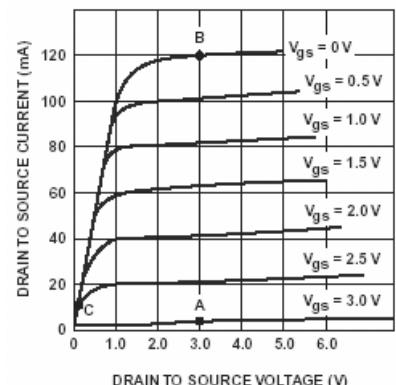


Figura 57. Característica típica de cc en FETs de GaAs.



$$\theta_{jc} = \theta_{jc}(60^\circ\text{C})$$

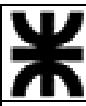
$$\left\{ 1 = 0.00355 (T_{CH} - 60^\circ\text{C}) \right\}$$

donde, T_{CH} , iguala la temperatura del canal y $\theta_{jc}(60^\circ\text{C})$ es la resistencia térmica del canal a la carcasa a una T_{CH} de 60°C .

MOSFET vs bipolar.

	BIPOLARES	TMOS FET
Z_{in} @ 30 MHz	0,65+j0,35 Ohms	2,20+j2,80 Ohms
Z_{in} @ 150 MHz	0,40+j1,50 Ohms	0,65+j0,35 Ohms
Z_{OL}	Casi igual en cada caso, dependiendo del nivel de potencia y de la tensión de alimentación	
Robustez (Ruggedeness)	Falla en condiciones de baja corriente. Puede haber deriva térmica y segunda ruptura (destrucción)	Fallas: Polarización directa de la compuerta, exceso de voltajes de ruptura, sobre disipación
Polarización	No requerida, a excepción de operación lineal, en cuyo caso es necesaria una fuente de tensión de gran capacidad de corriente	Necesita siempre algún tipo de polarización en la compuerta. Bajo nivel de corriente requerido, es suficiente un divisor resistivo
Linealidad	La distorsión de bajo orden depende del tamaño de la pastilla y de la geometría. La distorsión de alto orden de modulación cruzada (IMD) es función del tipo y valor de los resistores de balasto.	Peor distorsión de bajo orden que los bipolares, para igual tamaño y geometría. Mejor distorsión por intermodulación.
Ventajas	Pastillas más fáciles de procesar, bajo voltaje de saturación colector-emisor, que hacen que estos dispositivos sean mejores para aplicaciones de baja tensión.	Impedancia de entrada más constante bajo nivel de excitación variable. Baja IMD, mejor ancho de banda, pueden colocarse pastillas en paralelo, y dispositivos de alto voltaje pueden ser más fáciles de implementar.
Desventajas	Baja impedancia de entrada con altos componentes reactivos. Se requiere una adaptación interna para obtener un bajo Q. Los dispositivos no pueden colocarse en paralelo fácilmente.	Mayor tamaño de pastilla para igual requerimiento de potencia, ruptura de compuerta no recuperable, relativamente alta tensión de saturación drenador-surtidor, difícil construcción de dispositivos de alta potencia.

A. Transistores RF de pequeña señal.



UNIVERSIDAD TECNOLOGICA NACIONAL, F.R.C.

Materia: Electrónica Aplicada III

Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

77 / 85



MOTOROLA

Product Preview

The RF Building Block Series

NPN Silicon Low Noise Transistor

The MBC13900 is a high performance transistor fabricated using Motorola's 15 GHz f_T bipolar IC process. It is housed in the 4-lead SC-70 (SOT-343) surface mount plastic package resulting in a parasitic effect reduction and RF performance enhancements. The high performance at low power makes the MBC13900 suitable for front-end applications in portable wireless systems such as pagers, cellular and cordless phones.

- Low Noise Figure, $NF_{min} = 1.0 \text{ dB}$ (Typ) @ 1.0 GHz, 3.0 V and 3.0 mA
- Maximum Stable Gain, 22 dB @ 1.0 GHz, 3.0 V and 3.0 mA
- Output Third Order Intercept, $OIP_3 = 23 \text{ dBm}$ @ 1.0 GHz, 3.0 V and 22 mA
- Ultra small SOT-343 Surface Mount Package
- Available Only in Tape and Reel Packaging

MBC13900

RF NPN SILICON TRANSISTOR

 $f_T = 15 \text{ GHz}$ $NF_{min} = 1.2 \text{ dB}$ $I_{CMAX} = 20 \text{ mA}$ $V_{CEO} = 5.0 \text{ V}$

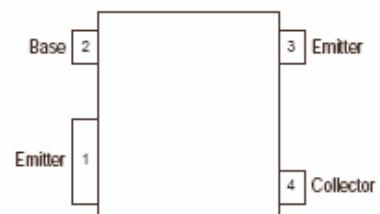
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



(Scale 4:1)

PLASTIC PACKAGE
CASE 318M
(SOT-343, Tape & Reel Only)

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Package
MBC13900	SOT-343



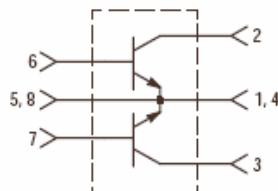
B. Transistores Bipolares de potencia de RF para clase C y para banda lateral

MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

The RF Line **NPN Silicon Push-Pull RF Power Transistor**

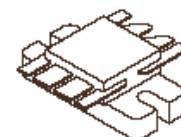
Designed primarily for wideband large-signal output and driver amplifier stages in the 30 to 500 MHz frequency range.

- Specified 28 Volt, 400 MHz Characteristics —
Output Power = 125 W
Typical Gain = 10 dB
Efficiency = 55% (Typ)
- Built-In Input Impedance Matching Networks for Broadband Operation
- Push-Pull Configuration Reduces Even Numbered Harmonics
- Gold Metallization System for High Reliability
- 100% Tested for Load Mismatch
- Circuit board photomaster available upon request by contacting RF Tactical Marketing in Phoenix, AZ.



MRF392

125 W, 30 to 500 MHz
CONTROLLED "Q"
BROADBAND PUSH-PULL
RF POWER TRANSISTOR
NPN SILICON



CASE 744A-01, STYLE 1

The MRF392 is two transistors in a single package with separate base and collector leads and emitters common. This arrangement provides the designer with a space saving device capable of operation in a push-pull configuration.

PUSH-PULL TRANSISTORS

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	30	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	60	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	4.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	16	Adc
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ (1) Derate above 25°C	P_D	270 1.54	Watts W/ $^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
Junction Temperature	T_J	200	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	0.65	$^\circ\text{C}/\text{W}$

NOTE:

1. This device is designed for RF operation. The total device dissipation rating applies only when the device is operated as an RF push-pull amplifier.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS (1)

Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 50 \text{ mA}_\text{dc}, I_B = 0$)	$V_{(\text{BR})\text{CEO}}$	30	—	—	Vdc
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 50 \text{ mA}_\text{dc}, V_{BE} = 0$)	$V_{(\text{BR})\text{CES}}$	60	—	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 5.0 \text{ mA}_\text{dc}, I_C = 0$)	$V_{(\text{BR})\text{EBO}}$	4.0	—	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 30 \text{ Vdc}, I_E = 0$)	I_{CBO}	—	—	5.0	mA_dc

ON CHARACTERISTICS (1)

DC Current Gain ($I_C = 1.0 \text{ Adc}, V_{CE} = 5.0 \text{ Vdc}$)	h_{FE}	40	60	100	—
---	----------	----	----	-----	---

DYNAMIC CHARACTERISTICS (1)

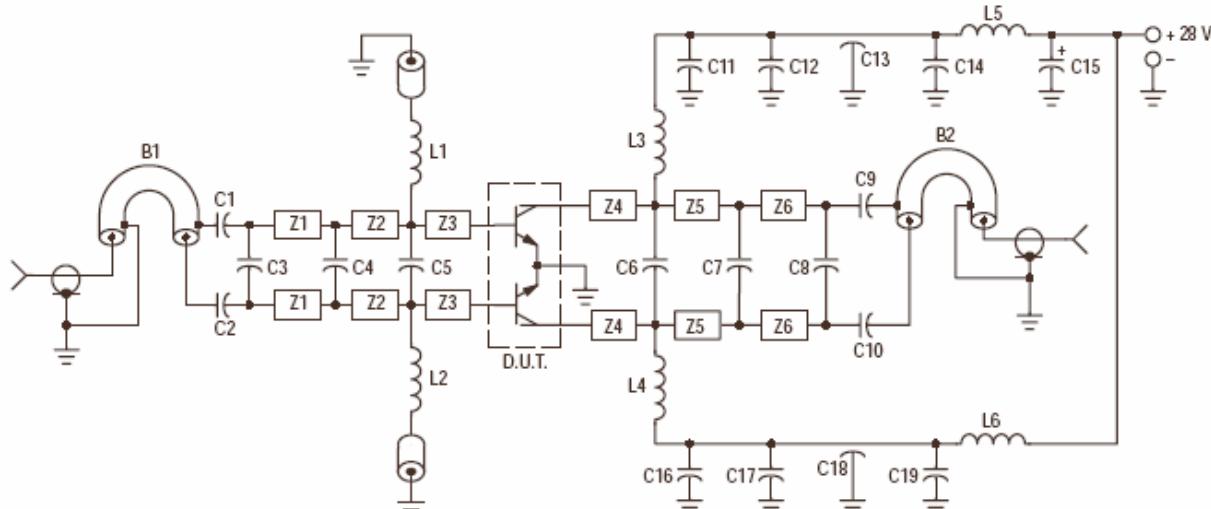
Output Capacitance ($V_{CB} = 28 \text{ Vdc}, I_E = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$)	C_{ob}	—	75	95	pF
--	----------	---	----	----	-------------

FUNCTIONAL TESTS (2) — See Figure 1

Common-Emitter Amplifier Power Gain ($V_{CC} = 28 \text{ Vdc}, P_{out} = 125 \text{ W}, f = 400 \text{ MHz}$)	G_{pe}	8.0	10	—	dB
Collector Efficiency ($V_{CC} = 28 \text{ Vdc}, P_{out} = 125 \text{ W}, f = 400 \text{ MHz}$)	η	50	55	—	%
Load Mismatch ($V_{CC} = 28 \text{ Vdc}, P_{out} = 125 \text{ W}, f = 400 \text{ MHz},$ VSWR = 30:1, all phase angles)	Ψ	No Degradation in Output Power			

NOTES:

1. Each transistor chip measured separately.
2. Both transistor chips operating in push-pull amplifier.



C1, C2 — 240 pF, 100 Mil Chip Cap (ATC) or Equivalent
C3 — 3.6 pF, 100 Mil Chip Cap (ATC) or Equivalent

C4, C8 — 8.2 pF, 100 Mil Chip Cap (ATC) or Equivalent
C5, C6 — 20 pF, 100 Mil Chip Cap (ATC) or Equivalent

C7 — 18 pF, Mini Unelco or Equivalent

C9, C10 — 270 pF, 100 Mil Chip Cap (ATC) or Equivalent

C11, C12, C16, C17 — 470 pF 100 Mil Chip Cap (ATC) or Equivalent

C13, C18 — 680 pF Feedthru

C14, C19 — 0.1 μF Erie Redcap or Equivalent

C15 — 20 μF , 50 V

L1, L2 — 0.15 μH Molded Choke With Ferrite Bead

L3, L4 — 2-1/2 Turns #20 AWG, 0.200 ID

L5, L6 — 3-1/2 Turns #18 AWG, 0.200 ID

B1 — Balun, 50 Ω Semi-Rigid Coaxial Cable 86 Mil OD, 2" L
B2 — Balun, 50 Ω Semi-Rigid Coaxial Cable 86 Mil OD, 2" L

Z1 — Microstrip Line 270 Mil L x 125 Mil W

Z2 — Microstrip Line 375 Mil L x 125 Mil W

Z3 — Microstrip Line 280 Mil L x 125 Mil W

Z4 — Microstrip Line 300 Mil L x 125 Mil W

Z5 — Microstrip Line 350 Mil L x 125 Mil W

Z6 — Microstrip Line 365 Mil L x 125 Mil W

Board Material — 0.0625" Teflon Fiberglass $\epsilon_r = 2.5 \pm 0.05$ 1 oz. Cu.
CLAD, Double Sided

Figure 1. 400 MHz Test Fixture

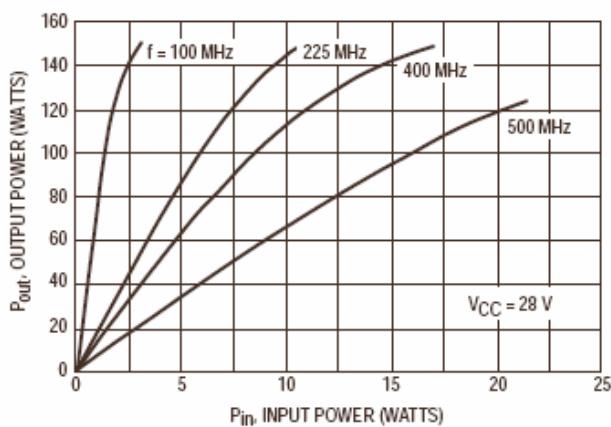


Figure 2. Output Power versus Input Power

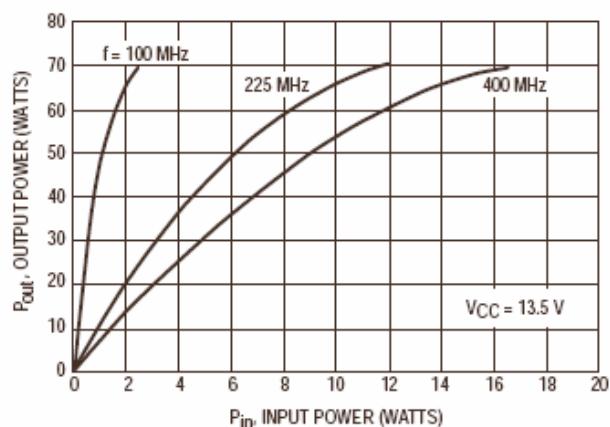


Figure 3. Output Power versus Input Power

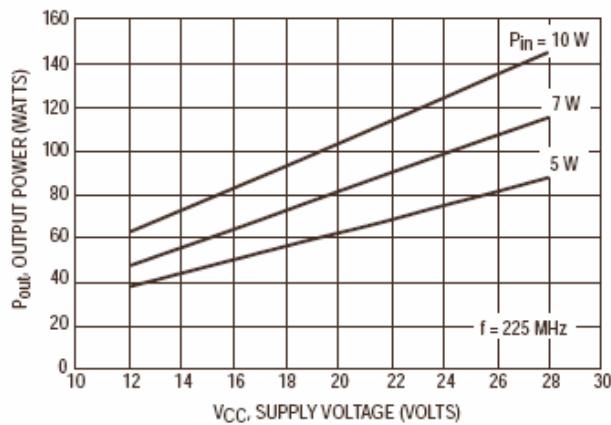


Figure 4. Output Power versus Supply Voltage

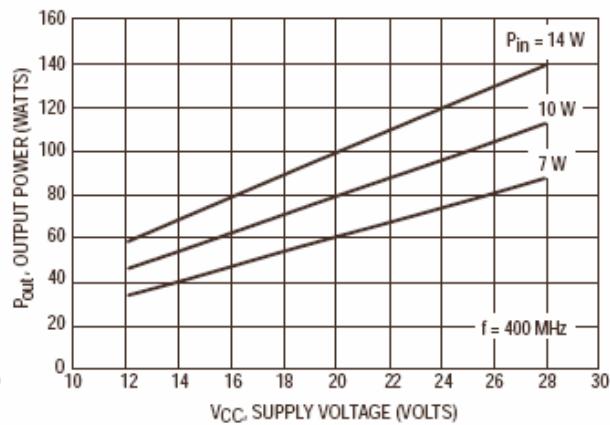


Figure 5. Output Power versus Supply Voltage

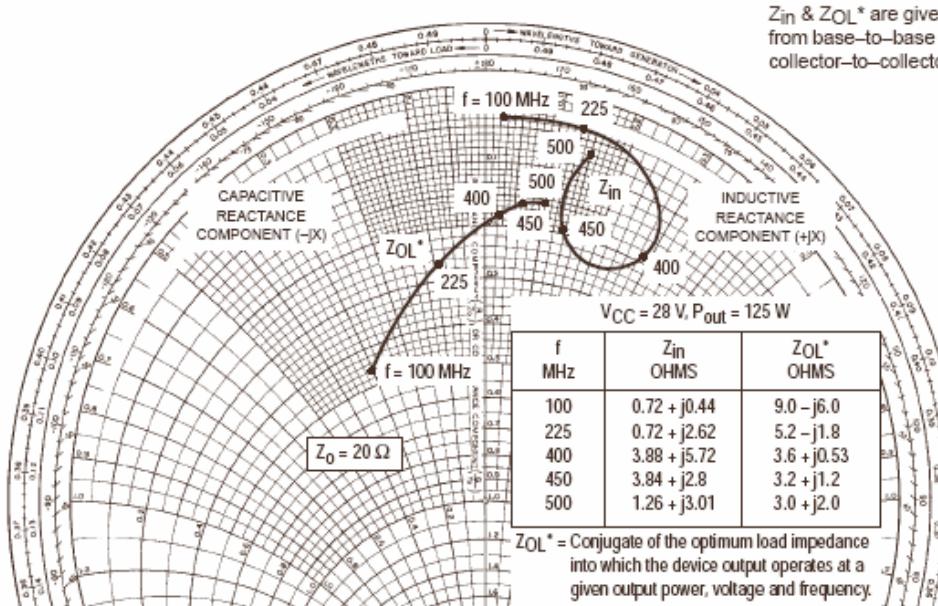


Figure 6. Series Equivalent Input/Output Impedance



C. Transistores MOS de potencia de RF

MOTOROLA

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

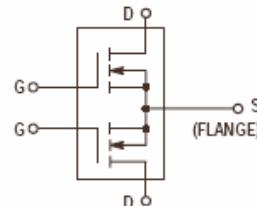
The RF MOSFET Line

RF Power Field-Effect Transistor

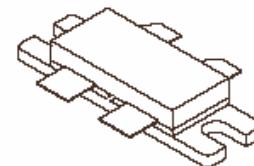
N-Channel Enhancement-Mode MOSFET

Designed for broadband commercial and military applications at frequencies to 175 MHz. The high power, high gain and broadband performance of this device makes possible solid state transmitters for FM broadcast or TV channel frequency bands.

- Guaranteed Performance at 175 MHz, 50 V:
Output Power — 300 W
Gain — 14 dB (16 dB Typ)
Efficiency — 50%
- Low Thermal Resistance — 0.35°C/W
- Ruggedness Tested at Rated Output Power
- Nitride Passivated Die for Enhanced Reliability
- S-Parameters Available for Download into Frequency Domain Simulators.
See <http://motorola.com/sps/rf/designtds/>

**MRF151G**

300 W, 50 V, 175 MHz
N-CHANNEL
BROADBAND
RF POWER MOSFET



CASE 375-04, STYLE 2

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	V _{DSS}	125	Vdc
Drain-Gate Voltage	V _{DGO}	125	Vdc
Gate-Source Voltage	V _{GGS}	±40	Vdc
Drain Current — Continuous	I _D	40	Adc
Total Device Dissipation @ T _C = 25°C Derate above 25°C	P _D	500 2.85	Watts W/ ^o C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C
Operating Junction Temperature	T _J	200	°C

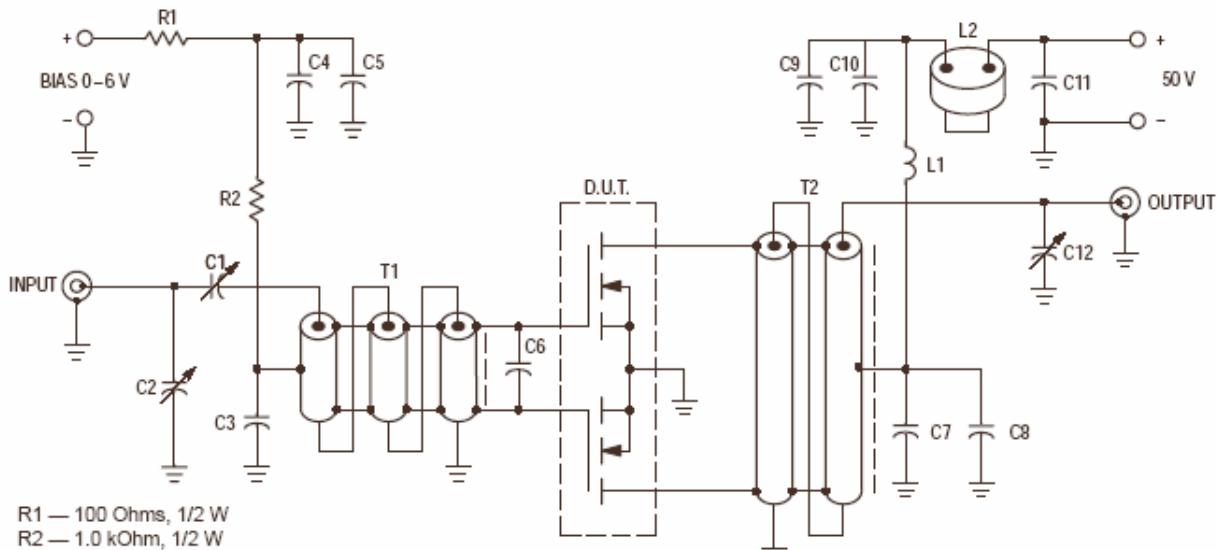
THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	R _{θJC}	0.35	°C/W

NOTE — **CAUTION** — MOS devices are susceptible to damage from electrostatic charge. Reasonable precautions in handling and packaging MOS devices should be observed.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS (Each Side)					
Drain-Source Breakdown Voltage ($V_{GS} = 0$, $I_D = 100 \text{ mA}$)	$V_{(BR)DSS}$	125	—	—	Vdc
Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{DS} = 50 \text{ V}$, $V_{GS} = 0$)	I_{DSS}	—	—	5.0	mAdc
Gate-Body Leakage Current ($V_{GS} = 20 \text{ V}$, $V_{DS} = 0$)	I_{GSS}	—	—	1.0	μAdc
ON CHARACTERISTICS (Each Side)					
Gate Threshold Voltage ($V_{DS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 100 \text{ mA}$)	$V_{GS(\text{th})}$	1.0	3.0	5.0	Vdc
Drain-Source On-Voltage ($V_{GS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ A}$)	$V_{DS(\text{on})}$	1.0	3.0	5.0	Vdc
Forward Transconductance ($V_{DS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 5.0 \text{ A}$)	g_{fs}	5.0	7.0	—	mhos
DYNAMIC CHARACTERISTICS (Each Side)					
Input Capacitance ($V_{DS} = 50 \text{ V}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)	C_{iss}	—	350	—	pF
Output Capacitance ($V_{DS} = 50 \text{ V}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)	C_{oss}	—	220	—	pF
Reverse Transfer Capacitance ($V_{DS} = 50 \text{ V}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)	C_{rss}	—	15	—	pF
FUNCTIONAL TESTS					
Common Source Amplifier Power Gain ($V_{DD} = 50 \text{ V}$, $P_{out} = 300 \text{ W}$, $I_{DQ} = 500 \text{ mA}$, $f = 175 \text{ MHz}$)	G_{ps}	14	16	—	dB
Drain Efficiency ($V_{DD} = 50 \text{ V}$, $P_{out} = 300 \text{ W}$, $f = 175 \text{ MHz}$, I_D (Max) = 11 A)	η	50	55	—	%
Load Mismatch ($V_{DD} = 50 \text{ V}$, $P_{out} = 300 \text{ W}$, $I_{DQ} = 500 \text{ mA}$, VSWR 5:1 at all Phase Angles)	Ψ	No Degradation in Output Power			



R1 — 100 Ohms, 1/2 W

R2 — 1.0 kOhm, 1/2 W

C1 — Arco 424

C2 — Arco 404

C3, C4, C7, C8, C9 — 1000 pF Chip

C5, C10 — 0.1 μF Chip

C6 — 330 pF Chip

C11 — 0.47 μF Ceramic Chip, Kemet 1215 or Equivalent (100 V)

C12 — Arco 422

L1 — 10 Turns AWG #18 Enameled Wire, Close Wound, 1/4" I.D.

L2 — Ferrite Beads of Suitable Material for 1.5–2.0 μH Total Inductance

Unless Otherwise Noted, All Chip Capacitors are ATC Type 100 or Equivalent.

T1 — 9:1 RF Transformer. Can be made of 15–18 Ohms Semirigid Co-Ax, 62–90 Mils O.D.

T2 — 1:4 RF Transformer. Can be made of 16–18 Ohms Semirigid Co-Ax, 70–90 Mils O.D.

Board Material — 0.062" Fiberglass (G10), 1 oz. Copper Clad, 2 Sides, $\epsilon_r = 5.0$

NOTE: For stability, the input transformer T1 must be loaded with ferrite toroids or beads to increase the common mode inductance. For operation below 100 MHz. The same is required for the output transformer.

See Figure 6 for construction details of T1 and T2.

Figure 1. 175 MHz Test Circuit



Grupo: Arossegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

83 / 85

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

Se propone un amplificador de dos etapas cuyo transistor de salida es el MRF237 de la firma motorota (cuya potencia máxima es de 4 W), y la etapa de entrada esta implementada por el transistor de baja potencia BFP182R de la firma infineon.



MRF237

The RF Line**NPN SILICON RF POWER TRANSISTOR**

... designed for 12.5 Volt large-signal power amplifier applications in communication equipment operating to 225 MHz.

- Specified 12.5 Volt, 175 MHz Characteristics –
Output Power = 4.0 Watts
Minimum Gain = 12 dB
Efficiency = 50%
- Characterized With Series Equivalent Large-Signal Impedance Parameters
- Grounded Emitter TO-39 Package for High Gain and Excellent Heat Dissipation
- Replaces Medium Power Stud Mount Devices

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	18	Vdc
Collector-Base Voltage	V _{CBO}	36	Vdc
Emitter-Base Voltage	V _{EBO}	4.0	Vdc
Collector Current – Continuous	I _C	640	mAdc
Total Power Dissipation @ T _C = 25°C Derate above 25°C	P _D	8.0 45.7	Watts mW/°C
Storage Temperature Range	T _{STG}	-65 to +200	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	R _{θJC}	20	°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 10 mAdc, I _E = 0)	BV _{CEO}	18	–	–	Vdc
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 5.0 mAdc, V _{BE} = 0)	BV _{CES}	36	–	–	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 1.0 mAdc, I _C = 0)	BV _{EBO}	4.0	–	–	Vdc
Collector Cutoff Current (V _{CB} = 15 Vdc, I _E = 0)	I _{CBO}	–	–	0.25	mAdc

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain (I _C = 250 mAdc, V _{CE} = 5.0 Vdc)	h _{FE}	5.0	–	–	–
---	-----------------	-----	---	---	---

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Output Capacitance (V _{CB} = 15 Vdc, I _E = 0, f = 0.1 MHz)	C _{ob}	–	15	20	pF
---	-----------------	---	----	----	----

FUNCTIONAL TESTS

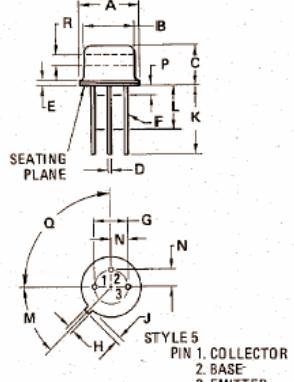
Common-Emitter Amplifier Power Gain (P _{out} = 4.0 W, V _{CC} = 12.5 Vdc, I _C (max) = 640 mAdc, f = 175 MHz)	G _{PE}	12	14	–	dB
Collector Efficiency (P _{out} = 4.0 W, V _{CC} = 12.5 Vdc, I _C (max) = 640 mAdc, f = 175 MHz)	η	50	62	–	%

4 W – 175 MHz

RF POWER

TRANSISTOR

NPN SILICON



MILLIMETERS		INCHES		
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.89	9.40	0.350	0.370
B	8.00	8.51	0.315	0.335
C	6.10	6.60	0.240	0.260
D	0.406	0.533	0.016	0.021
E	0.229	0.318	0.009	0.125
F	0.406	0.483	0.016	0.019
G	4.83	5.33	0.190	0.210
H	0.711	0.884	0.028	0.034
J	0.737	1.02	0.029	0.040
K	12.70	—	0.500	—
L	6.35	—	0.250	—
M	45° NOM	45° NOM	—	—
P	—	1.27	—	0.050
Q	90° NOM	90° NOM	—	—
R	2.54	—	0.100	—

NOTE: The pin configuration on this version of the TO-39 package differs from the common isolated emitter type.

All JEDEC dimensions and notes apply.

CASE 79-02
TO-39



UNIVERSIDAD TECNOLOGICA NACIONAL, F.R.C.

Materia: Electrónica Aplicada III

Grupo: Arossegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

84 / 85

MRF237

FIGURE 1 – 175 MHz TEST CIRCUIT SCHEMATIC

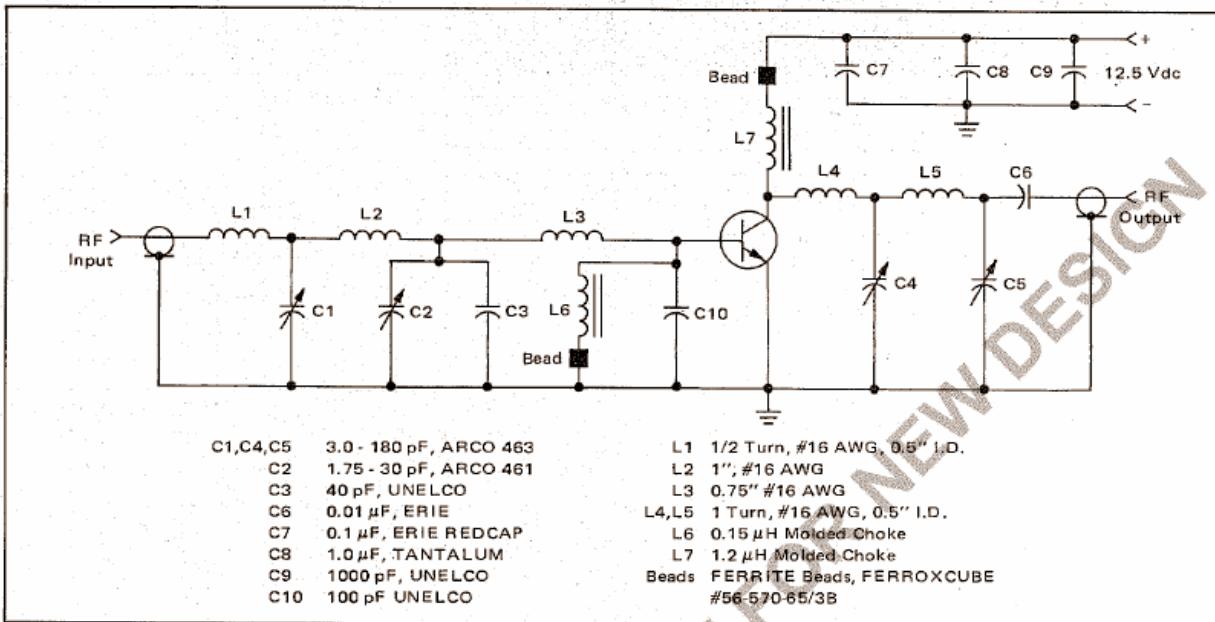


FIGURE 2 – OUTPUT POWER versus INPUT POWER

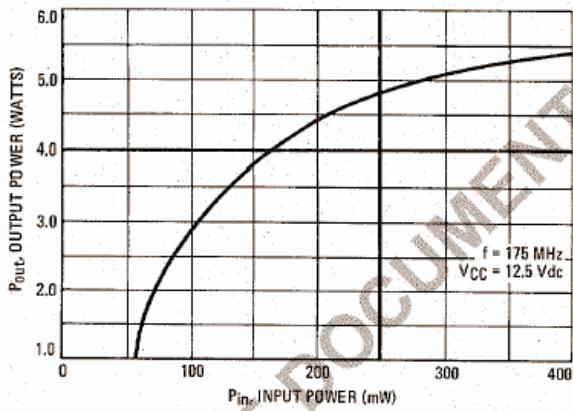


FIGURE 3 – OUTPUT POWER versus FREQUENCY

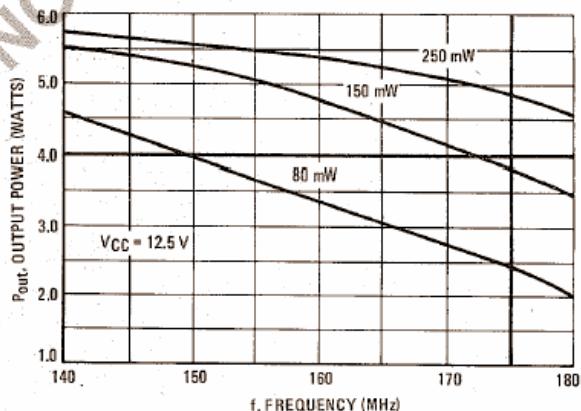


FIGURE 4 – OUTPUT POWER versus SUPPLY VOLTAGE

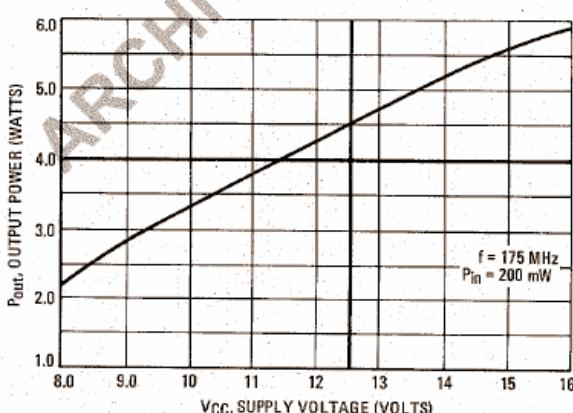
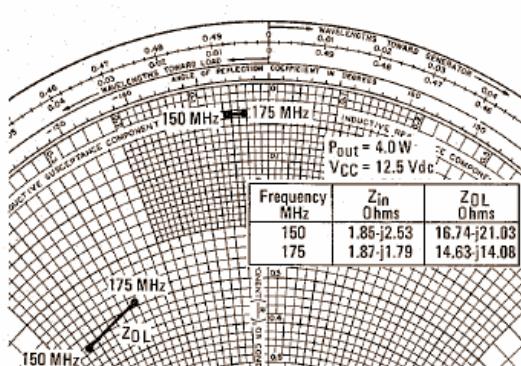


FIGURE 5 – SERIES EQUIVALENT IMPEDANCE



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

BOX 20912 • PHOENIX, ARIZONA 85036 • A SUBSIDIARY OF MOTOROLA INC.



UNIVERSIDAD TECNOLOGICA NACIONAL, F.R.C.

Materia: Electrónica Aplicada III

Grupo: Arosgegui, Gaite, Longoni, Barberis

AÑO

CURSO

HOJA

Trabajo Práctico Nº 3

2008

5R1

85 / 85