



Técnicas de Diseño de Amplificadores en Microondas

J. A. Bava
A. J. Sanz

TÉCNICAS DE DISEÑO DE AMPLIFICADORES EN MICROONDAS

José Alberto Bava y Aurelio Juan Sanz

Técnicas de Diseño de Amplificadores de Microondas

I.S.B.N 950-43-8755-1

Edición de 168 hojas

Todos los derechos reservados. Prohibida la reproducción total o parcial de este libro, su almacenamiento en sistemas recuperables, o su transmisión por cualquier medio electrónico, mecánico, fotocopiado, grabado u otros, sin el permiso escrito del editor.

Ninguna responsabilidad de patente se asume respecto a la información aquí contenida.

Aunque se han tomado todas las precauciones en la preparación del libro, los autores no asumen responsabilidad por errores u omisiones. No se asume obligaciones por daños resultantes del uso de la información aquí contenida.

Se terminó de imprimir en el mes de diciembre de 1999, en los talleres gráficos del C.E.I.L.P
Calle 47 N° 279 La plata Buenos Aires

Impreso en Argentina

Dibujo de tapa: Salvador Sanz

Prólogo

La idea de este libro nació al querer recopilar y ordenar el material para ser utilizado en un curso de posgrado sobre parámetros S y amplificadores de microondas en la Universidad Nacional de La Plata. La finalidad es que los conceptos vertidos en este texto sean utilizados como guía por todas aquellas personas que realicen diseños con parámetros de reflexión.

La primera parte, necesariamente, pretende dar los fundamentos de líneas de transmisión, conceptos que serán utilizados en todo el texto.

Hemos tratado en los capítulos siguientes de dar técnicas para diseño de amplificadores de microondas, usando líneas de microtira en redes de adaptación. Los amplificadores dados como ejemplo en el texto y el criterio de diseño de los mismos, fueron implementados por los autores, con buenos resultados, en equipamientos como: receptores radioastronómicos, amplificadores para enlaces de microondas, etc.

También creemos que es de importancia en el diseño de amplificadores, la sección de componentes que completan la implementación de los mismos. Es por eso que se tratan temas como líneas de microtira y componentes discretos en versión chip.

Quienes nos dedicamos a técnicas de RF hemos visto siempre a la carta de Smith como una herramienta indispensable para el diseño y la visualización rápida del comportamiento de los circuitos. Tanto los instrumentos de última generación de RF, como los programas cómputo de simulación, incluyen como método de visualización a la carta de Smith, es por eso que no puede faltar en este texto el tratado y su uso en los diseños. Podemos decir que la carta de Smith es el último de los ábacos que subsisten ante el avance de los nuevos métodos de cálculo.

Actualmente los software de simulación permiten comprobar los diseños teóricos en forma rápida y eficaz, realizando una comprobación del comportamiento de un transistor implementado como amplificador. En este texto los cálculos de diseño son comprobados mostrando los resultados obtenidos con simulaciones.

Nuestro agradecimiento al Instituto Argentino de Radioastronomía, perteneciente al CONICET, que nos permitió capacitarnos en estos temas y a su personal por la colaboración para que podamos concretar nuestros proyectos.

A nuestras esposas e hijos

Contenidos

Capítulo 1

LÍNEA DE TRANSMISIÓN

1-1*	Líneas de transmisión	1
1-2*	Ecuación de la línea	1
1-3*	Constante de propagación e impedancia característica	4
1-4*	Análisis de la ecuación de la línea e impedancia de entrada	5
1-5*	Adaptación con líneas en corto circuito y circuito abierto	8
1-6*	Adaptación con líneas $\lambda/4$	11
1-7*	Adaptación con líneas $3/8 \lambda$	12
1-8*	Relación de onda estacionaria y coeficiente de reflexión	14

Capítulo 2

REDES ADAPTADORAS Y DIAGRAMAS DE FLUJO

2-1*	Carta de Smith	19
2-2*	Representación de la carta de Smith	19
2-3*	Impedancias y admitancias	24
2-4*	Adaptación con elementos concentrados	26
2-5*	Adaptación con un taco	30
2-6*	Diagramas de flujo	35
2-7*	Reglas generales de los diagramas de flujo	35

Capítulo 3

LÍNEAS DE MICROTIRAS

3-1*	Historia de la microtira	43
3-2*	Características de las microtiras	43
3-3*	Influencia del espesor de la microtira	47
3-4*	Velocidad de propagación de la microtira	48
3-5*	Pérdidas	50
3-6*	Pérdidas en el conductor	50
3-7*	Pérdidas en el dieléctrico	52
3-8*	Pérdidas por radiación	53
3-9*	Dispersión	54
3-10*	Substratos y tecnologías	55
3-11*	Substratos para la técnica de impresión	56
3-12*	Substratos para la tecnología de películas	57
3-13*	Selección de substratos	57
3-14*	Efectos del blindaje	58

Capítulo 4

COMPONENTES EN MICROONDAS

4-1*	Componentes de microondas	61
4-2*	Capacitores	61
4-3*	Propiedades eléctricas	63
4-4*	Resonancia serie	69
4-5*	Pérdidas de inserción	71
4-6*	Criterio de selección y montaje	75
4-7*	Resistores chip	78
4-8*	Algunas características eléctricas	79
4-9*	Inductores chip	80

Capítulo 5

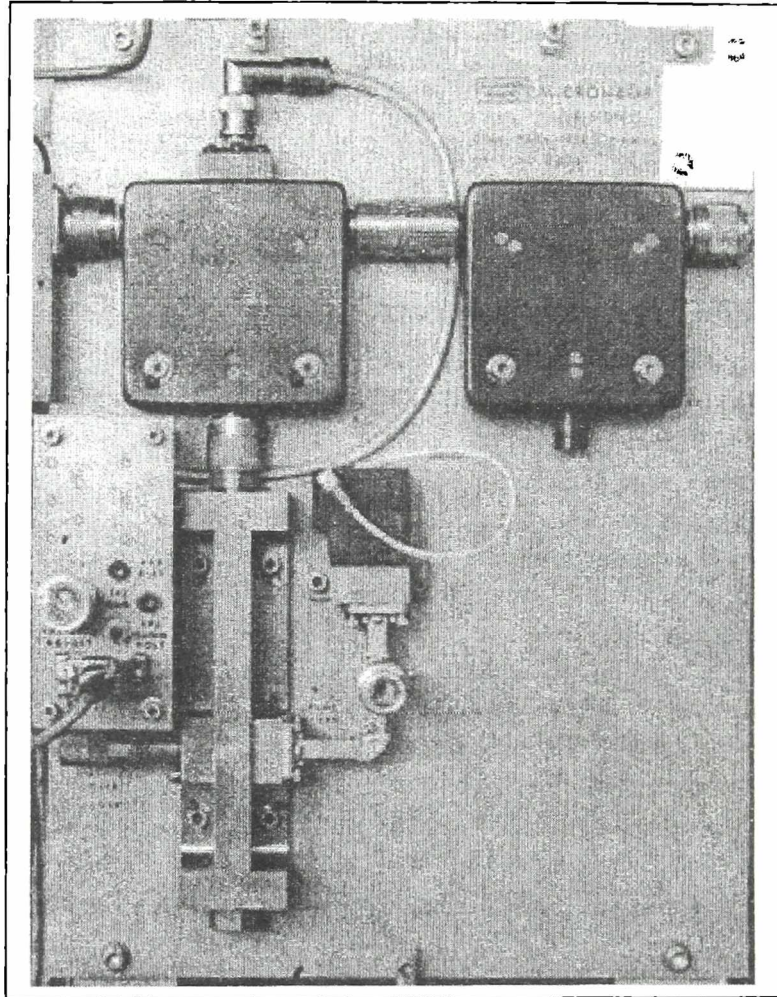
DISEÑO DE AMPLIFICADORES

5-1*	Parámetros de dispersión	81
5-2*	Coefficientes de reflexión de un cuadripolo	85
5-3*	Estabilidad	90
5-4*	Círculos de estabilidad	91
5-5*	Ganancia de potencia	98
5-6*	Círculos de ganancia constante	107
5-7*	Ruido	111
5-8*	Cifra del ruido	111
5-9*	Temperatura efectiva del ruido	112
5-10*	Temperatura de ruido en cuadripolos.....	113
5-11*	Círculos de cifra de ruido constantes	115
5-12*	Diseño de amplificadores en alta señal	119
5-13*	Rango dinámico	124

Capítulo 6

EJEMPLOS

6-1*	Línea de transmisión excitada por un pulso.....	129
6-2*	Línea de transmisión cargada con un corto circuito	130
6-3*	Adaptación con líneas de transmisión	132
6-4*	Adaptación con elementos discretos	136
6-5*	Adaptación con taco y línea de microtira	138
6-6*	Amplificador unilateral con adaptado con línea de $\lambda/4$	140
6-7*	Amplificador unilateral adaptado con líneas de $3/8 \lambda$ y $1/4 \lambda$	145
6-8*	Amplificados no unilateral con adaptación simultánea	151
6-9*	Amplificador de bajo ruido	157
6-10*	Amplificador de potencia	163



Amplificador paramétrico utilizado en la década del 70 .

LINEA DE TRANSMISION

1

1-1 * Líneas de transmisión

Las líneas de transmisión son un medio confinado que permite transportar una onda electromagnética hasta un punto determinado.

Estos medios no solo permiten conducir la señal, sino también son muy útiles ya que variando su longitud en forma adecuada podemos utilizarlas como adaptadores o cargas. Es por eso que comenzaremos analizando las ecuaciones de la línea de transmisión que permitirán deducir expresiones y términos que serán utilizados en el caso de que la línea se implemente como adaptador, o asimismo para caracterizar los parámetros usuales en medidas de microondas.

1-2* Ecuación de la línea

Comencemos el análisis tomando un diferencial de línea. Lo representamos con sus parámetros, y se tendrá:

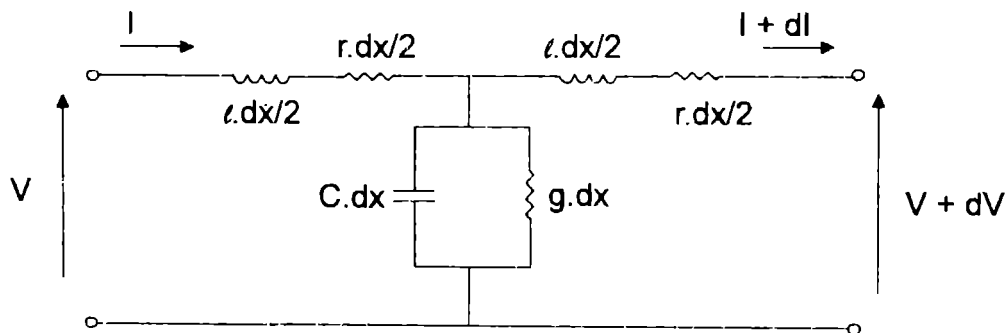


Figura 1-1 * Diferencial de línea representada con sus parámetros concentrados.

Siendo:

r = resistencia por unidad de longitud (ohm/m)

l = inductancia por unidad de longitud (Hy/m)

C = capacidad por unidad de longitud (F/m)

g = conductancia por unidad de longitud (mho/m)

Analizando la figura 1-1 se pueden deducir las siguientes expresiones:

$$V - (V + dV) = (r + j \omega \cdot l) \cdot \frac{dx}{2} I + (r + j \omega \cdot l) \cdot \frac{dx}{2} \cdot (I + dI) \quad 1-1$$

$$I - (I + dI) = (V + \frac{dV}{2}) \cdot (g + j \omega \cdot c) \cdot dx \quad 1-2$$

Estas expresiones se pueden agrupar de la siguiente manera

$$-dV = (r + j \omega \cdot l) \cdot dx I + (r + j \omega \cdot l) \cdot dI \cdot \frac{dx}{2} \quad 1-3$$

$$-dI = (g + j \omega \cdot c) \cdot V \cdot dx + (g + j \omega \cdot c) \cdot dV \cdot \frac{dx}{2} \quad 1-4$$

Despreciando los segundos términos, tenemos

$$-dV = (r + j \omega \cdot l) \cdot dx I \quad 1-5$$

$$-dI = (g + j \omega \cdot c) \cdot V \cdot dx \quad 1-6$$

luego

$$\frac{dV}{dx} = - (r + j \omega \cdot l) \cdot I \quad 1-7$$

$$\frac{dI}{dx} = -(g + j \omega \cdot c) \cdot V \quad 1-8$$

Diferenciando con respecto a x , queda

$$\frac{d^2V}{dx^2} = -(r + j \omega \cdot l) \cdot \frac{dI}{dx} \quad 1-9$$

$$\frac{d^2I}{dx^2} = -(g + j \omega \cdot c) \cdot \frac{dV}{dx} \quad 1-10$$

Reemplazando la ecuación 1-7 y 1-8 en la ecuación 1-9 y 1-10, nos queda:

$$\frac{d^2V}{dx^2} = (r + j \omega \cdot l) \cdot (g + j \omega \cdot c) \cdot V \quad 1-11$$

$$\frac{d^2I}{dx^2} = (r + j \omega \cdot l) \cdot (g + j \omega \cdot c) \cdot I \quad 1-12$$

Definida la impedancia serie $z = (r + j \omega l)$ 1-13
 y la admitancia paralela $y = (g + j \omega c)$ 1-14
 luego tenemos:

$$\frac{d^2V}{dx^2} = z \cdot y \cdot V \quad 1-15$$

$$\frac{d^2 I}{dx^2} = z \cdot y \cdot I \quad 1-16$$

Si se plantea un régimen forzado senoidal puro y no transitorio, las soluciones de las ecuaciones diferenciales 1-15 y 1-16 son las siguientes:

$$V = A \cdot e^{-\sqrt{z \cdot y} \cdot x} + B \cdot e^{\sqrt{z \cdot y} \cdot x} \quad 1-17$$

$$I = \frac{A}{\sqrt{z / y}} \cdot e^{-\sqrt{z \cdot y} \cdot x} - \frac{B}{\sqrt{z / y}} \cdot e^{\sqrt{z \cdot y} \cdot x} \quad 1-18$$

Estamos expresando de esta forma las **Ecuaciones de la Línea**, donde las constantes **A** y **B** son dependientes de los parámetros, como veremos más adelante.

1-3* Constante de propagación e impedancia característica

La constante de propagación y la impedancia característica son dos de los parámetros que permiten individualizar una línea de transmisión. La constante de propagación, que será dependiente de las características de la línea, se define como :

$$\gamma = \sqrt{z \cdot y} = \alpha + j \beta \quad 1-19$$

siendo:

α = constante de atenuación

β = constante de fase

Mientras que la impedancia característica está definida por :

$$Z_0 = \sqrt{z / y} \quad 1-20$$

Reemplazando los valores de **z** e **y**, tenemos

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(r + j \omega l)}{(g + j \omega c)}} \quad 1-21$$

Si $\omega c \gg g$ y $\omega l \gg r$ entonces la ecuación 1-21 se reduce a:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{l}{c}} \quad 1-22$$

Esto hace que Z_0 sea netamente real o resistivo. Algunos autores en este caso denominan a la impedancia como resistencia característica.

En base a las expresiones 1-19 y 1-22, las **Ecuaciones de Línea** pueden expresarse como:

$$V = A e^{-\gamma \cdot x} + B e^{\gamma \cdot x} \quad 1-23$$

$$I = \frac{A}{Z_0} e^{-\gamma \cdot x} - \frac{B}{Z_0} e^{\gamma \cdot x} \quad 1-24$$

1-4* Análisis de la ecuación de la línea e impedancia de entrada

Consideramos un circuito como se ve en la figura 1-2.

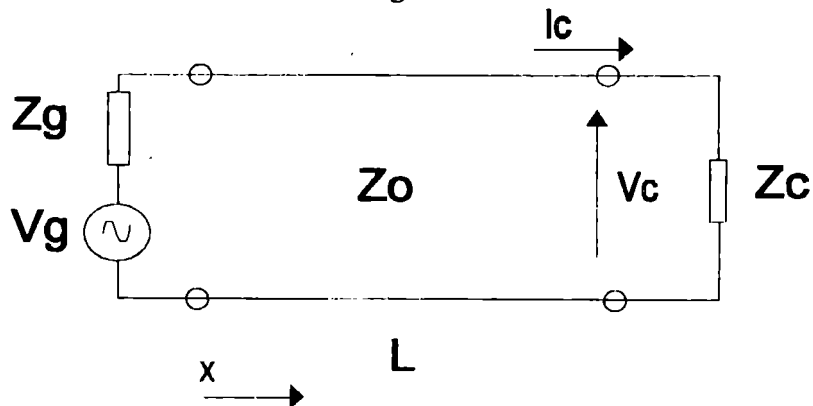


Figura 1-2 * Circuito de generador, línea de transmisión y carga.

Aplicaremos a todo el largo L las ecuaciones de línea, luego podemos expresar:

$$V_c = A e^{-\gamma \cdot L} + B e^{\gamma \cdot L} \quad 1-25$$

$$I_c = \frac{A}{Z_0} e^{-\gamma \cdot L} - \frac{B}{Z_0} e^{\gamma \cdot L} \quad 1-26$$

si sumamos y restamos la 1-25 y 1-26, tenemos

$$V_c + I_c Z_0 = 2 A e^{-\gamma \cdot L} \quad 1-27$$

$$V_c - I_c Z_0 = 2 B e^{\gamma \cdot L} \quad 1-28$$

Por lo tanto se pueden despejar las constantes A y B

$$A = \frac{V_c + I_c Z_0}{2} e^{\gamma \cdot L} \quad 1-29$$

$$B = \frac{V_c - I_c Z_0}{2} e^{-\gamma \cdot L} \quad 1-30$$

Reemplazando 1-29 y 1-30 en 1-25 y 1-26 nos queda:

$$V = \frac{V_c + I_c Z_0}{2} e^{\gamma \cdot L} e^{-\gamma \cdot x} + \frac{V_c - I_c Z_0}{2} e^{-\gamma \cdot L} e^{\gamma \cdot x} \quad 1-31$$

$$I = \frac{V_c + I_c Z_0}{2 Z_0} e^{\gamma \cdot L} e^{-\gamma \cdot x} - \frac{V_c - I_c Z_0}{2 Z_0} e^{-\gamma \cdot L} e^{\gamma \cdot x} \quad 1-32$$

Si agrupamos $e^{\gamma \cdot L} e^{-\gamma \cdot x}$ como $e^{\gamma \cdot (L-x)}$, y desarrollando las ecuaciones 1-31 y 1-32, convenientemente, tenemos

$$V = \frac{V_c + I_c Z_0}{2} e^{\gamma \cdot (L-x)} + \frac{V_c - I_c Z_0}{2} e^{-\gamma \cdot (L-x)} \quad 1-33$$

$$I = \frac{V_c + I_c Z_0}{2 Z_0} e^{\gamma \cdot (L-x)} - \frac{V_c - I_c Z_0}{2 Z_0} e^{-\gamma \cdot (L-x)} \quad 1-34$$

$$V = V_c \frac{e^{\gamma \cdot (L-x)} + e^{-\gamma \cdot (L-x)}}{2} + I_c Z_0 \frac{e^{\gamma \cdot (L-x)} - e^{-\gamma \cdot (L-x)}}{2} \quad 1-35$$

$$I = V_c \frac{e^{\gamma \cdot (L-x)} - e^{-\gamma \cdot (L-x)}}{2 Z_0} + I_c \frac{e^{\gamma \cdot (L-x)} + e^{-\gamma \cdot (L-x)}}{2} \quad 1-36$$

por lo tanto

$$V = V_c \cosh [\gamma (L-x)] + I_c Z_0 \sinh [\gamma (L-x)] \quad 1-37$$

$$I = \frac{V_c}{Z_0} \sinh [\gamma (L-x)] + I_c \cosh [\gamma (L-x)] \quad 1-38$$

Esta es otra forma de expresar las ecuaciones de la línea de transmisión, en este caso particular de un largo L , como se vio en la figura.

Luego, la impedancia de entrada de la línea se calculará haciendo $x = 0$ y el cociente entre 1-37 y 1-38.

$$Z_{ent} = V_{x=0} / I_{x=0} = \frac{V_c \cosh \gamma L + I_c Z_0 \sinh \gamma L}{(V_c/Z_0) \sinh \gamma L + I_c \cosh \gamma L} \quad 1-39$$

Siendo $Z_c = V_c/I_c$ y ubicando la expresión 1-39 convenientemente, nos queda:

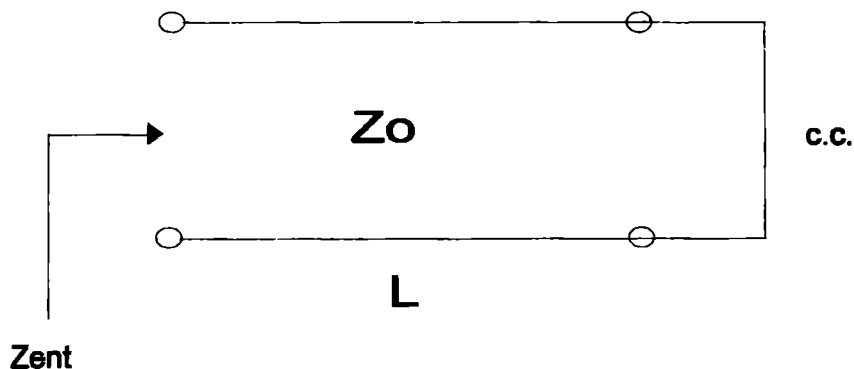
$$Z_{ent} = Z_0 \cdot \frac{Z_0 \operatorname{tgh} \gamma L + Z_c}{Z_c \operatorname{tgh} \gamma L + Z_0} \quad 1-40$$

Un caso particular será cuando $Z_c = Z_0$, que es la condición de máxima transferencia de potencia o también condición de adaptación, donde se puede observar que $Z_{ent} = Z_0$.

1-5* Adaptación con líneas en cortocircuito y en circuito abierto

Analizaremos los casos de circuito abierto y cortocircuito, ya que son ejemplos muy útiles en microondas, utilizados como adaptadores de impedancia y en variados propósitos.

En el siguiente caso tenemos:



*Figura 1-3 * Línea de transmisión cargada con un cortocircuito.*

Vemos que la impedancia de carga es un cortocircuito, por lo tanto $Z_c=0$. Luego la ecuación 1-40 nos queda en este caso particular como:

$$Z_{ent_{cc}} = Z_o (\sinh \gamma L / \cosh \gamma L) \quad 1-41$$

Si suponemos un cable sin pérdidas, $\alpha = 0$ implica que $\gamma = j\beta$, luego

$$Z_{ent_{cc}} = Z_o \operatorname{tgh} jL\beta = j Z_o \operatorname{tg} L\beta \quad 1-42$$

La constante de fase puede expresarse como:

$$\beta = \omega / v_p \quad 1-43$$

donde v_p es la velocidad de propagación

$$v_p = \lambda / T = \lambda F \quad 1-44$$

siendo λ la longitud de onda, T el período de la señal y F la frecuencia.
 La ecuación 1-41 puede expresarse como:

$$Z_{ent_{cc}} = j Z_0 \operatorname{tg} (2 \pi / \lambda) L \quad 1-45$$

Esta $Z_{ent_{cc}}$ puede graficarse en función de la longitud de onda, donde se podrá observar que un cortocircuito puede generar distintas impedancias dependiendo de su largo respecto a la longitud de onda.

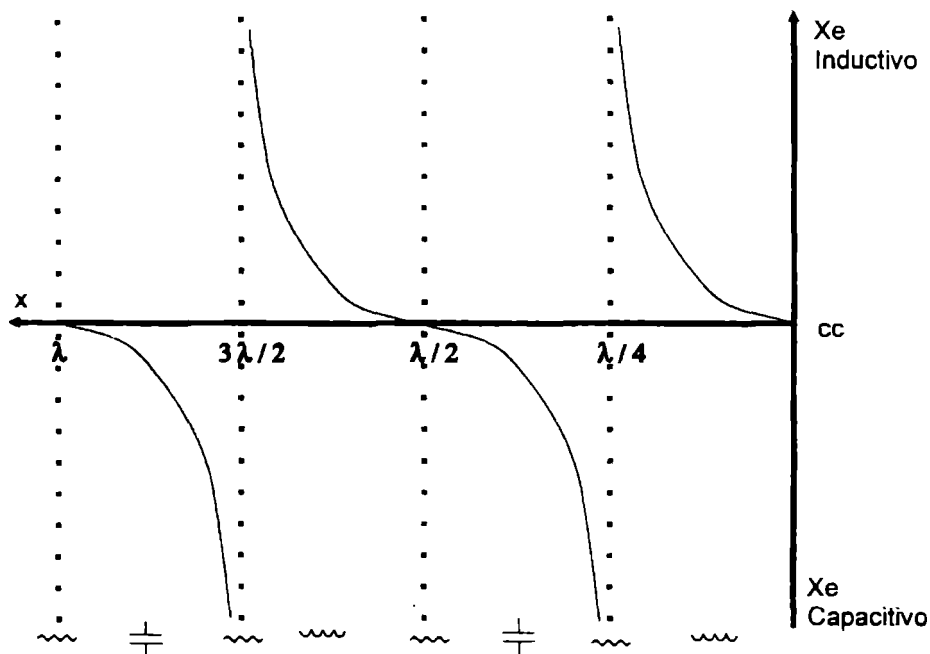


Figura 1-4 * Representación gráfica de una línea de transmisión cargada con un cortocircuito en función del largo en longitudes de onda.

Vemos en la gráfica qué líneas en cortocircuito pueden ser utilizadas como elementos adaptadores (**L** o **C**), según se requiera. Cabe señalar que se han considerado líneas sin pérdidas o despreciables ($\alpha = 0$), situación que no siempre debe ser considerada; es por eso que las últimas gráficas son aproximaciones.

Consideramos ahora el caso de las líneas de circuito abierto $Z_c = \infty$.

Por lo tanto, reemplazando en la expresión 1-40 se tiene que la impedancia en circuito abierto será:

$$Z_{ent_{ca}} = Z_0 (\cosh \gamma L / \sinh \gamma L) \quad 1-46$$

Haciendo las mismas consideraciones para líneas de cortocircuito, la impedancia de entrada para una línea en circuito abierto, nos queda:

$$Z_{ent_{ca}} = Z_0 / j \operatorname{tg} \gamma L \quad 1-47$$

Graficando:

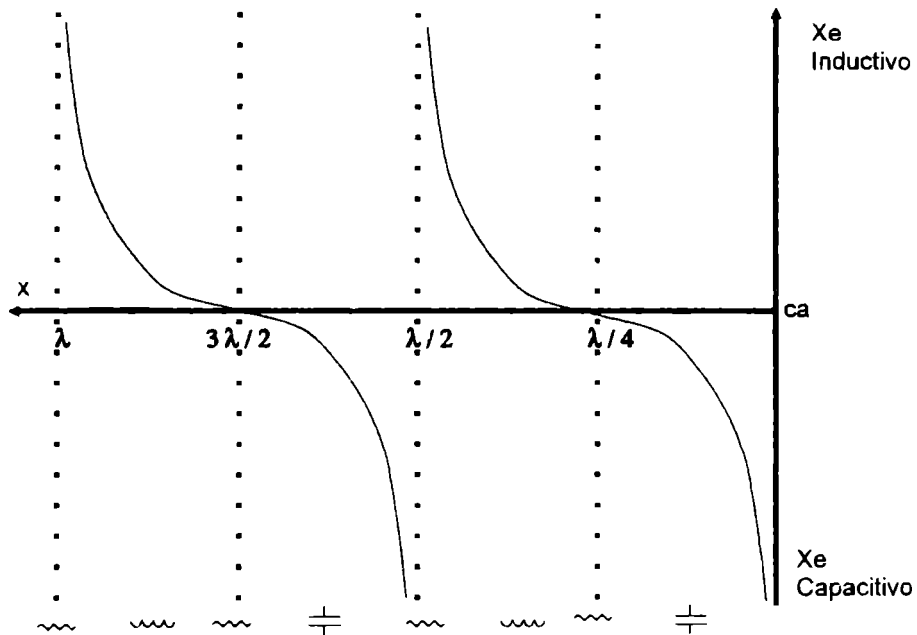


Figura 1-5 * Representación gráfica de una línea de transmisión cargada con un circuito abierto en función del largo en longitudes de onda.

De la misma forma que en el caso de la línea terminada en corto, aquí también se puede lograr el tipo de impedancia que se necesite con sólo variar el largo de la línea.

1-6* Adaptación con líneas de $\lambda/4$

Otra aplicación de líneas de transmisión en adaptación es la línea de $\lambda/4$. Su efecto se puede deducir de la ecuación de la impedancia de entrada dada por la ecuación 1-39, donde:

$$Z_{ent} = V_{x=0} / I_{x=0} = \frac{V_c \cosh \gamma L + I_c Z_0 \sinh \gamma L}{(V_c/Z_0) \sinh \gamma L + I_c \cosh \gamma L} \quad 1-48$$

Si dividimos por I_c nos queda que

$$Z_{ent} = Z_0 \cdot \frac{Z_c \cosh \gamma L + Z_0 \sinh \gamma L}{Z_0 \cosh \gamma L + Z_c \sinh \gamma L} \quad 1-49$$

Suponemos un cable sin pérdidas, $\alpha = 0$ implica que $\gamma = j\beta$, luego

$$Z_{ent} = Z_0 \cdot \frac{Z_c \cosh j\beta L + Z_0 \sinh j\beta L}{Z_0 \cosh j\beta L + Z_c \sinh j\beta L} \quad 1-50$$

$$Z_{ent} = Z_0 \cdot \frac{j Z_c \cos \beta L + j Z_0 \sin \beta L}{j Z_0 \cos \beta L + j Z_c \sin \beta L} \quad 1-51$$

$$Z_{ent} = Z_0 \cdot \frac{Z_c \cos \beta L + Z_0 \sin \beta L}{Z_0 \cos \beta L + Z_c \sin \beta L} \quad 1-52$$

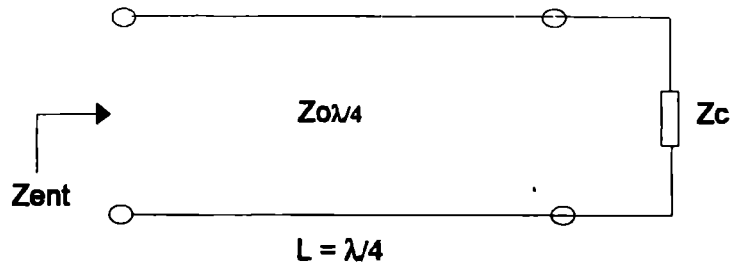
Como estamos en el caso de una línea de largo $\lambda/4$, luego

$$L = \lambda / 4 \quad \text{y} \quad \beta = 2 \pi / \lambda \quad 1-53$$

Implica que $\beta L = \pi / 2$. Luego, como $\cos \pi / 2 = 0$ y $\sin \pi / 2 = 1$ la ecuación 1-52 nos queda:

$$Z_{ent} = Z_0^2 / Z_c \quad 1-54$$

En donde vemos que la Z_{ent} y Z_c serían las impedancias que deseamos adaptar y Z_0 sería la impedancia de la línea de $\lambda/4$, la cual deseamos determinar.



*Figura 1-6 * Adaptador de $\lambda/4$.*

Luego tendremos que

$$Z_{o\lambda/4} = \sqrt{Z_c \cdot Z_{ent}} \quad 1-55$$

Vemos que este tipo de adaptador va a adaptar la componente resistiva de la impedancia, por lo tanto se debe compensar en las cargas a adaptar la parte reactiva, pudiendo hacerse con líneas en cortocircuito y circuito abierto, como vimos anteriormente, o con **líneas de $3/8\lambda$** , como se verá a continuación.

1-7* Adaptación con líneas de $3/8\lambda$

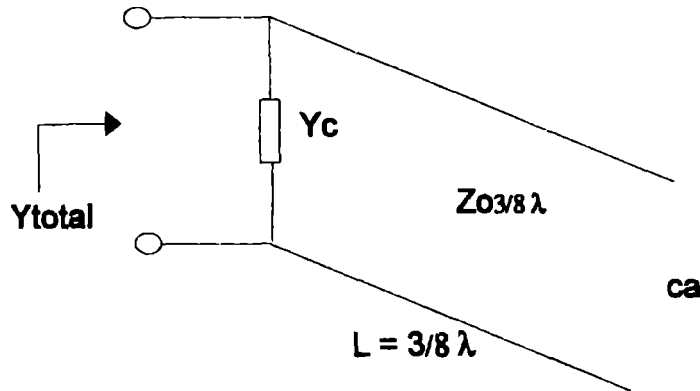
Veamos qué sucede cuando instalo una línea de $3/8\lambda$ en circuito abierto sobre una impedancia Z . Según la ecuación 1-47 tenemos:

$$Z_{ent_{ca}} = Z_o / j \operatorname{tg} \gamma L \quad 1-56$$

siendo la admitancia

$$Y_{ent_{ca}} = j \operatorname{tg} \gamma L / Z_o \quad 1-57$$

donde el Z_o es la impedancia característica de la línea $3/8\lambda$ ($Z_{o_{3/8\lambda}}$), como vemos en la figura 1-7.



*Figura 1-7 * Taco adaptador de $3\lambda/8$.*

Tenemos por otro lado que la impedancia que queremos adaptar será del tipo:

$$Z_c = R_c + j X_c \quad 1-58$$

siendo la admitancia

$$Y_c = G_c + j B_c \quad 1-59$$

donde G_c y B_c son las conductancias y susceptancias correspondientes
Por otro lado, la admitancia total del circuito será dada por:

$$Y_{total} = Y_c + Y_{enta_{ca}} \quad 1-60$$

Reemplazando la 1-57 nos queda

$$Y_{total} = G_c + j B_c + j \operatorname{tg} \gamma L / Z_{0 \cdot 3/8 \lambda} \quad 1-61$$

Esto hace que para que $Y_{total} = G_c$ tendremos que:

$$-j B_c = j \operatorname{tg} \gamma L / Z_{0 \cdot 3/8 \lambda} \quad 1-62$$

Si suponemos un cable sin pérdidas, $\alpha = 0$ implica que $\gamma = j\beta$, luego

$$-B_c = \operatorname{tg} \beta L / Z_{0 \cdot 3/8 \lambda} \quad 1-63$$

Como $L = 3/8\lambda$ y $\beta = 2\pi/\lambda$

implica que $\beta L = 3\pi/4$ por lo tanto $\operatorname{tg} \beta L = -1$. Luego

$$B_c = 1 / Z_{0_{3/8\lambda}} \quad \text{o} \quad Z_{0_{3/8\lambda}} = 1 / B_c \quad 1-64$$

Vemos por lo tanto que si se coloca una línea -en circuito abierto si la reactancia es capacitiva, y en cortocircuito si la reactancia es inductiva-, de longitud $3/8\lambda$ con una impedancia característica igual a la inversa de la susceptancia de la carga que se desea adaptar, de este modo se compensará la parte reactiva de la impedancia.

1-8* Relación de onda estacionaria y coeficiente de reflexión

Una línea de transmisión que se encuentra cargada con una impedancia $Z_c \neq Z_0$ genera sobre ella ondas incidentes y reflejadas, las que están expresadas en la ecuación de la línea, ecuación 1-23 y 1-24.

$$V = E^+ + E^- \quad 1-65$$

$$I = \frac{E^+}{Z_0} - \frac{E^-}{Z_0} \quad 1-66$$

donde

$$E^+ = \text{onda incidente} = A e^{-\gamma \cdot x} \quad 1-67$$

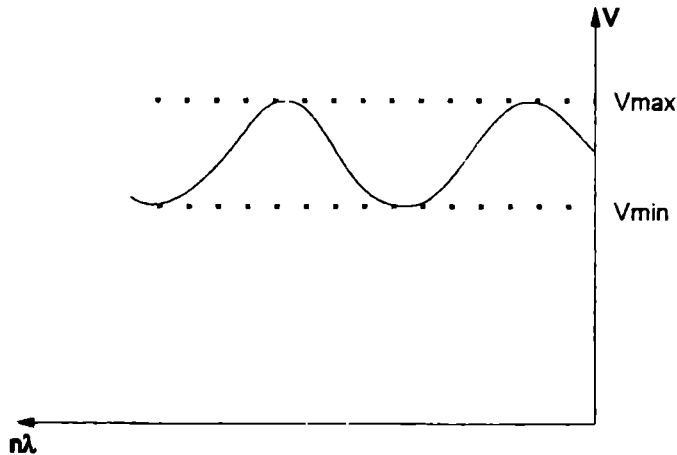
$$E^- = \text{onda reflejada} = B e^{\gamma \cdot x} \quad 1-68$$

Reemplazando los valores de A y B nos queda

$$E^+ = \frac{V_c + I_c Z_0}{2} e^{\gamma \cdot (L - x)} \quad 1-69$$

$$E^- = \frac{V_c - I_c Z_0}{2} e^{-\gamma \cdot (L - x)} \quad 1-70$$

Si se realiza un análisis vectorial o suma vectorial entre la onda incidente y la reflejada a lo largo de la línea de transmisión, se observará el caso de desadaptación, la que expresa la figura 1-8.



*Figura 1-8 * Onda estacionaria generada en una línea desadaptada.*

Este gráfico se denomina perfil de onda estacionaria, con el cual se define la llamada relación de onda estacionaria (ROE):

$$\rho = \text{R.O.E.} = V_{\text{max}}/V_{\text{min}} \quad 1-71$$

Como las tensiones son originadas por:

$$V_{\text{max}} = |E^+| + |E^-| \quad 1-72$$

$$V_{\text{min}} = |E^+| - |E^-| \quad 1-73$$

luego

$$\rho = \frac{|E^+| + |E^-|}{|E^+| - |E^-|} \quad 1-74$$

Los valores que toma son entre uno e infinito, siendo uno cuando $Z_c = Z_o$.
También se puede definir el coeficiente de reflexión como:

$$\Gamma = E^- / E^+ \quad 1-75$$

Reemplazando la 1-69 y 1-70 en la 1-75 tenemos

$$\Gamma = \frac{V_c - I_c Z_o}{V_c + I_c Z_o} e^{-2\gamma(L-x)} \quad 1-76$$

Y si dividimos y multiplicamos por I_c nos queda que

$$\Gamma = \frac{Z_c - Z_o}{Z_c + Z_o} e^{-2\gamma(L-x)} \quad 1-77$$

donde

$$|\Gamma| = \frac{Z_c - Z_o}{Z_c + Z_o} \quad 1-78$$

y donde $|\Gamma|$ es la magnitud absoluta del coeficiente de reflexión. En caso de adaptación, $Z_c = Z_o$ implica $|\Gamma| = 0$ y $\Gamma = 0$.

De las expresiones anteriores se puede deducir la vinculación del coeficiente de reflexión con la relación de onda estacionaria:

$$|\Gamma| = \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \quad 1-79$$

o

$$\rho = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad 1-80$$

De la ecuación 1-76 surge que el coeficiente de reflexión tiene módulo y fase, a diferencia de la relación de onda estacionaria, que solamente tiene módulo.

Tanto Γ como ρ miden el grado de desadaptación de la línea con respecto a la carga. Esta desadaptación provoca una atenuación que puede determinarse como:

$$At_{\text{desad}} = 10 \cdot \log \frac{1}{1 - |\Gamma|^2} \quad 1-81$$

Esta atenuación generalmente se expresa como pérdida de retorno (**PR**) con la siguiente expresión:

$$PR(\text{dB}) = -20 \log |\Gamma| \quad 1-82$$

Ejemplos de R.O.E., coeficiente de reflexión y pérdida de retorno

R.O.E.	Γ	Pérdida de retorno (dB)
1	0,00	∞
1,05	0,024	32,25
1,10	0,047	26,44
1,15	0,069	23,12
1,20	0,091	20,82
1,25	0,111	19,08
1,30	0,130	17,69
1,40	0,166	15,56
1,50	0,200	13,98
1,75	0,275	11,20
1,92	0,315	10,03
3,00	0,500	6,02
5,00	0,666	3,52
10,00	0,818	1,74
∞	1	0,00

2-1* Carta de Smith

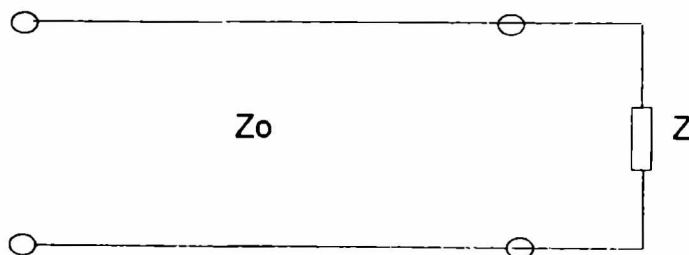
Si definimos la carta de Smith, tendríamos que decir que es la representación visual de cálculos de RF, ya que la simplicidad de la misma para presentar los datos ha hecho que perdure como elemento visual frente al avance de otras técnicas más evolucionadas, como la programación. Cualquier persona que diseñe en RF ve con simplicidad los cálculos presentados sobre la carta de Smith. Diríamos que es uno de los últimos ábacos que no ha podido ser eliminado por métodos computacionales.

2-2* Representación de la carta de Smith

La función de la carta de Smith es representar el plano complejo del coeficiente de reflexión, o sea, es el plano de Γ cuando tenemos una línea y una carga dada por :

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}$$

2-1



*Figura 2-1 * Línea de transmisión cargada con una impedancia Z.*

Si normalizamos la ecuación 2-1 nos queda:

$$\Gamma = \frac{z-1}{z+1} \quad \text{o} \quad z = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \quad 2-2$$

donde $z = Z / Z_0$ es la impedancia normalizada. Por otro lado, el coeficiente de reflexión complejo se puede expresar como

$$\Gamma = \Gamma_r + j \Gamma_i \quad \text{y} \quad Z = R + j X \quad \text{implica} \quad z = r + j x \quad 2-3$$

Reemplazamos y nos queda

$$z = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} = \frac{1+(\Gamma_r + j \Gamma_i)}{1-(\Gamma_r + j \Gamma_i)} \quad 2-4$$

luego

$$z = \frac{(1+\Gamma_r) + j \Gamma_i}{(1-\Gamma_r) - j \Gamma_i} \cdot \frac{(1-\Gamma_r) + j \Gamma_i}{(1-\Gamma_r) + j \Gamma_i} \quad 2-5$$

Desarrollamos y separamos la parte real de la imaginaria

$$z = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} + j \frac{2 \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad 2-6$$

vemos que tenemos

$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad 2-7$$

$$x = \frac{2 \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad 2-8$$

Operando sobre la 2-7 y 2-8 y reordenando

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{1+r}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{1+r}\right)^2 \quad 2-9$$

y

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \quad 2-10$$

Estas ecuaciones representan unas familias de círculos desplazados del centro del tipo:

$$(x - a)^2 + (y - b)^2 = (R)^2 \quad 2-11$$

La primera es una familia de círculos de r constantes en donde el radio de cada uno está dado por $1/(1+r)$ y el centro desplazado en $r/(1+r)$, variando r desde 0 a ∞ .

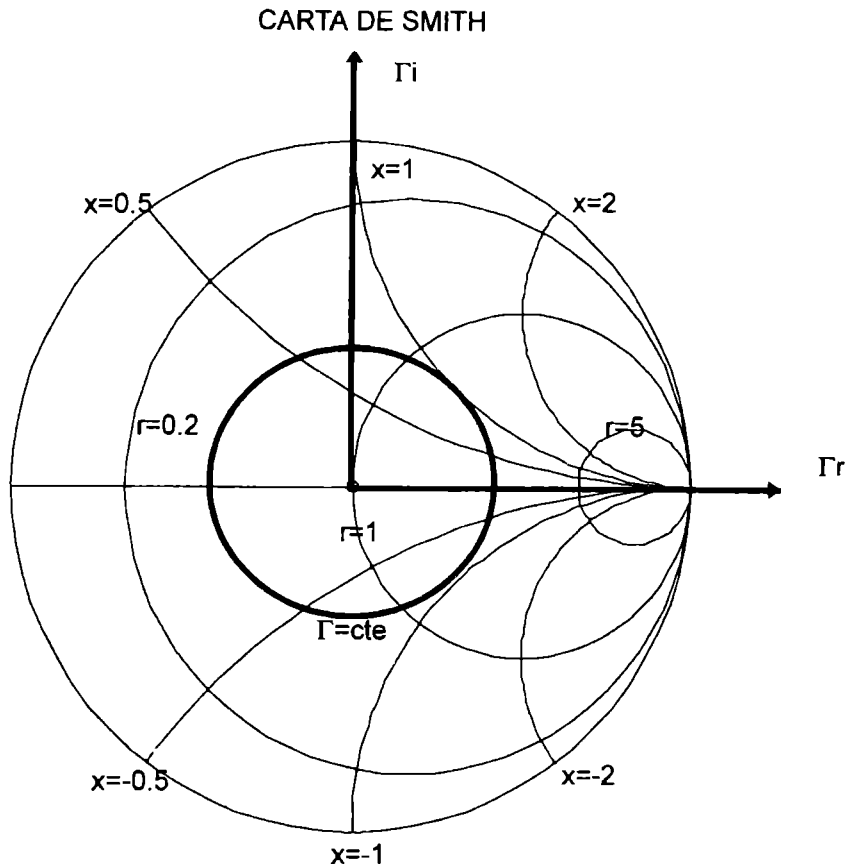
En la ecuación 2-10 podemos describir círculos de x constante, de radio $1/x$, y el centro es $(1, 1/x)$, donde x va de $-\infty$ a ∞ .

Los ejes cartesianos de ambas familias de curvas son los coeficientes de reflexión reales e imaginarios (Γ_r , Γ_i), por lo tanto los círculos concéntricos representan los coeficientes de reflexión constante, como:

$$\Gamma = \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \quad 2-12$$

Esto hace que se puedan trazar una serie de círculos de $ROE = \text{cte.}$ concéntricos que nos dan en forma rápida el grado de desadaptación en el que se encuentra un punto determinado sobre la carta de Smith, que está especificada por su $z = r + jx$. La adaptación se logra cuando coincidimos con el centro, donde $r = 1$ y $x = 0$; luego el $ROE = 1$. Es por eso que en forma concéntrica a la carta de Smith puede venir una regla que tienen calibradas características que dependan del coeficiente de reflexión (ROE , Atenuación, Pérdida de retorno, etc.), que permite calcular rápidamente el valor deseado.

Lo expresado lo podemos ver en la figura 2-2.



*Figura 2-2 * Representación de la carta de Smith.*

La carta de Smith en este caso está representando los valores de impedancias, pero ésta puede ser usada como carta de admitancia, utilizando la siguiente relación :

$$\Gamma = \frac{y - 1}{y + 1}$$

2-13

Donde y es la admitancia normalizada $y = Y/Y_0$, y está expresada como $y = g + j b$. Luego los círculos de resistencia r constante de la carta de impedancia se transforman en círculos de conductancia g constante, y los círculos de reactancia x en círculos de susceptancia b . En ambos casos vemos que la reactancia y la susceptancia son positivas en el semicírculo superior y negativas en el inferior.

Como dijimos anteriormente, la carta de Smith representa una línea de transmisión y su carga. La distancia alrededor de la carta de Smith es de media longitud de onda ($\lambda/2$) de la frecuencia en juego, y está representada por la calibración del círculo externo, pudiendo uno moverse hacia la carga o hacia el generador. La distancia alrededor de la carta está calibrada en longitudes de onda y en grados eléctricos.

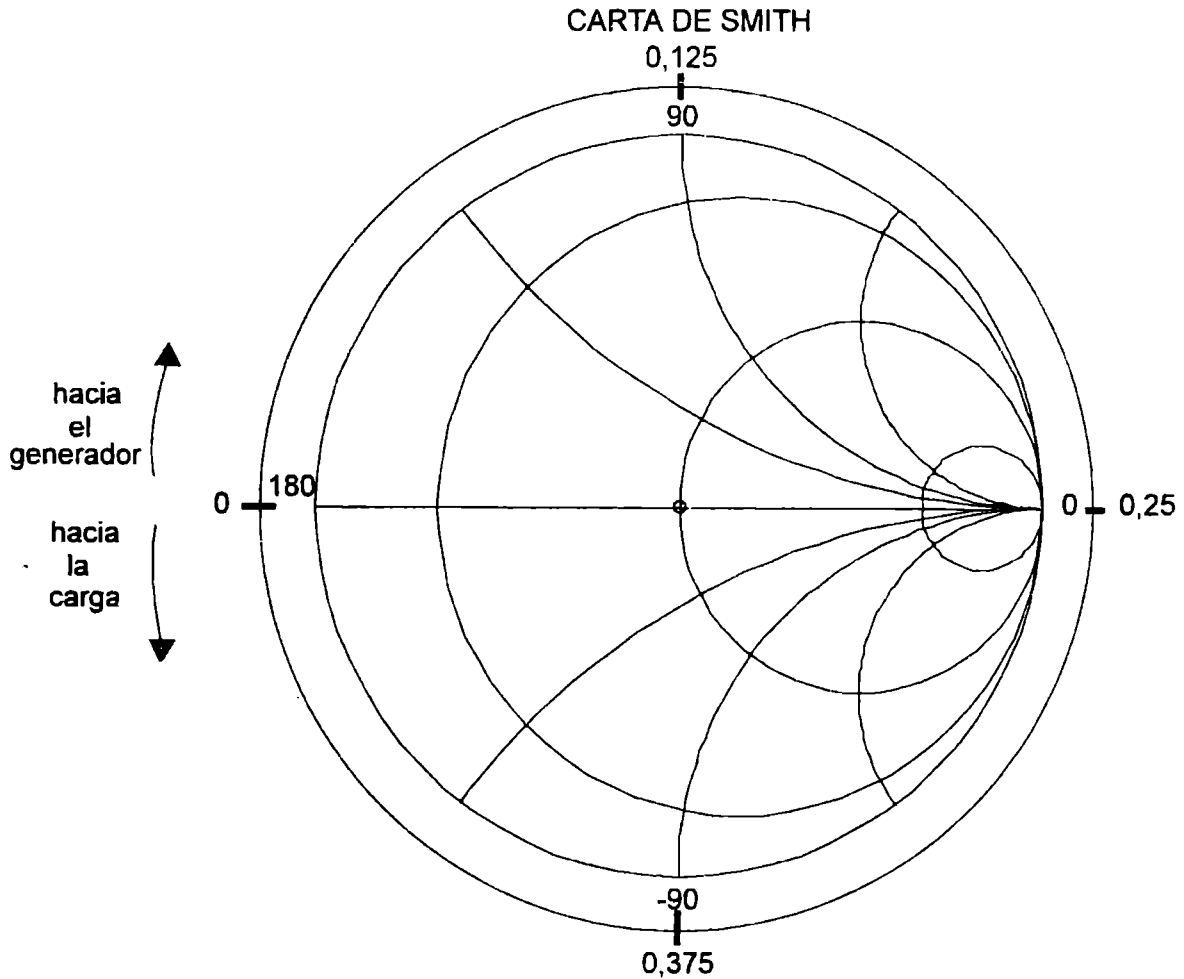


Figura 2-3 * Representación en grados y longitudes de onda del círculo externo de la carta de Smith.

2-3* Impedancias y admitancias

Una de las utilizaciones rápidas e importantes de la carta de Smith es la transformación de impedancia en admitancia, y para eso recordemos que una de las ecuaciones que representaban la impedancia de entrada de una línea de transmisión cargada con una impedancia Z_c era:

$$Z_{ent} = Z_o \cdot \frac{Z_o \operatorname{sen} \beta L + Z_c \operatorname{cosh} \beta L}{Z_c \operatorname{senh} \beta L + Z_o \operatorname{cosh} \beta L} \quad 2-14$$

Sabíamos que esto sucedía para una línea sin pérdidas, que es válida si el tramo de línea es corto. Luego, si la longitud de la línea es de $\lambda/4$, implica que $\beta L = \pi/2$, quedando:

$$Z_{ent} = Z_o^2 / Z_c \quad 2-15$$

pudiendo expresarse como

$$\frac{Z_{ent}}{Z_o} = \frac{1}{\frac{Z_c}{Z_o}} \quad 2-16$$

luego

$$z_{ent} = 1 / z_c = y_c \quad 2-17$$

siendo las z las impedancias normalizadas y las y las admitancias normalizadas. Esta última relación indica que si nos desplazamos 180° en la carta de Smith, lo que sería $\lambda/4$, estamos transformando la impedancia en una admitancia.

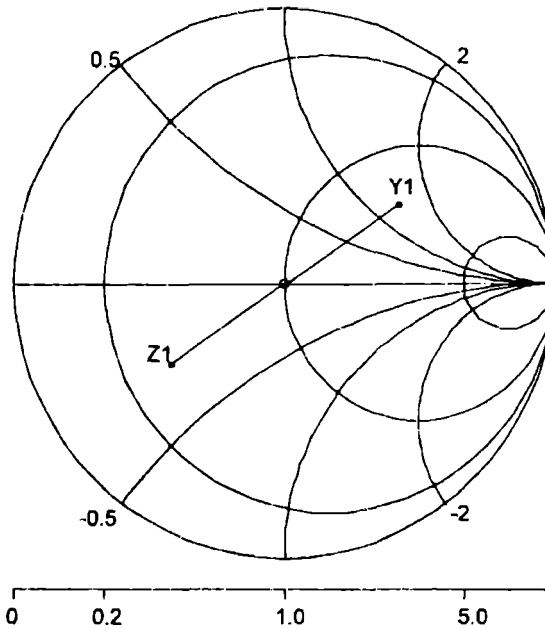


Figura 2-4 * Transformación de impedancia en admitancia.

Podemos transformar la carta de Smith de impedancia en carta de Smith de admitancia rotándola 180° .

CARTA DE SMITH DE ADMITANCIA

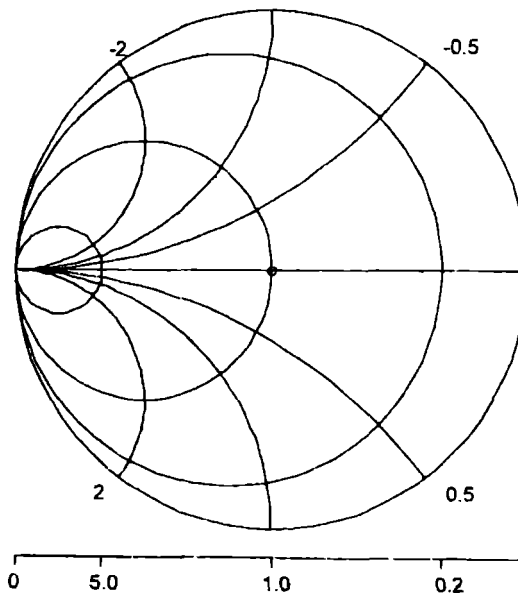


Figura 2-5 * Carta de Smith para trabajos con admitancia.

Luego, en este caso, los círculos son de conductancia normalizada constante y de susceptancia normalizada constante.

2-4* Adaptación con elementos concentrados

Es necesario adaptar impedancias para lograr máxima transferencia de potencia en un amplificador o para lograr ciertos coeficientes de reflexión que tienen que ver con la estabilidad o el ruido.

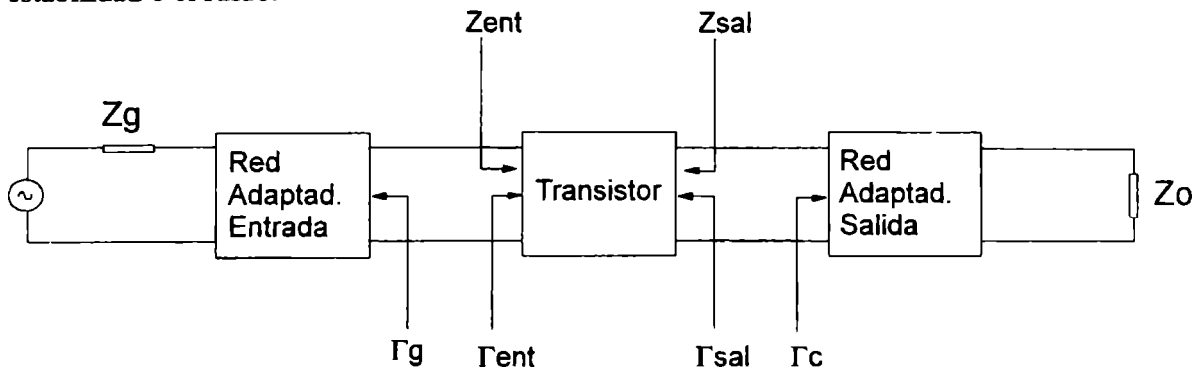


Figura 2-6 * Transistor con redes adaptadoras.

Las redes adaptadoras que vemos en la figura 2-6 se pueden lograr con elementos discretos, siendo la disposición de las mismas las mostradas en la figura 2-7.

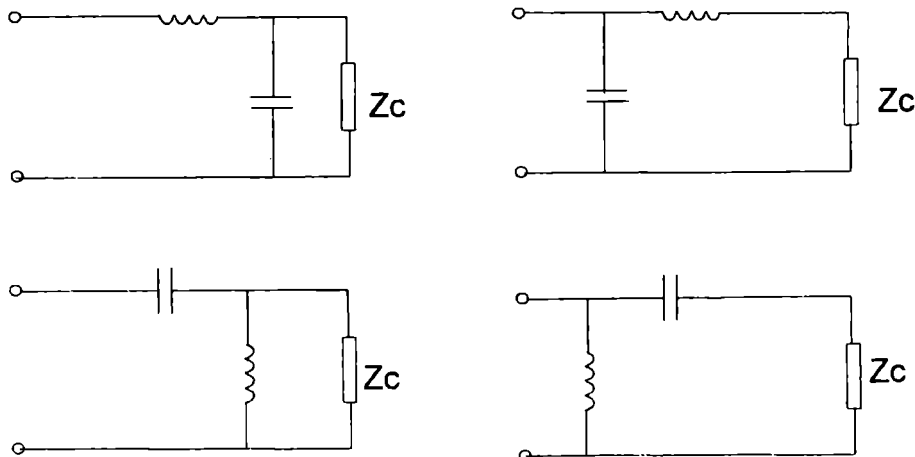


Figura 2-7 * Redes adaptadoras con elementos discretos.

Lógicamente, hay combinaciones de lo más variadas con elementos discretos que pueden cumplir la función de las redes adaptadoras, ya sea en la carga como en el generador, pero veamos cómo operamos con la carta de Smith cuando agregamos algún componente discreto. En la figura 2-8 vemos cuál es el efecto sobre la carta de Smith cuando se colocan elementos discretos en serie con una impedancia.

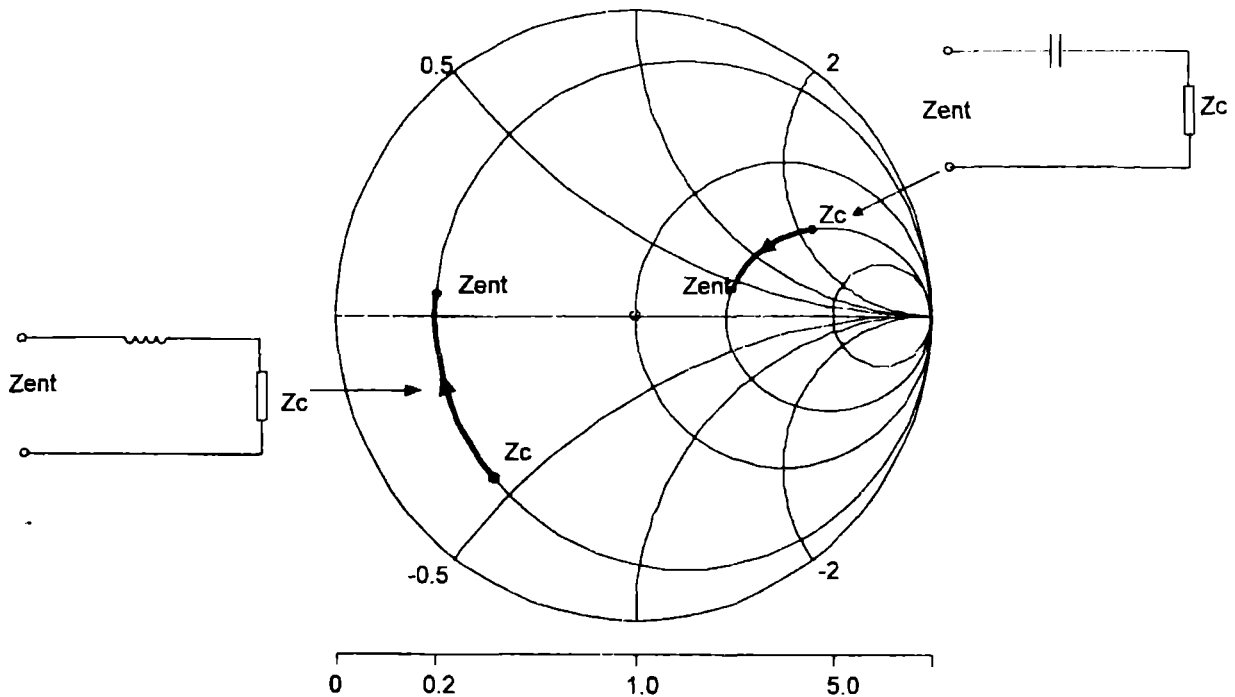


Figura 2-8 * Efecto de sumar un elemento discreto serie a una impedancia.

Lógicamente vemos que nos tenemos que mover sobre círculos de resistencia constantes, ya que estamos modificando la parte reactiva. Los movimientos deben ser en la dirección que corresponda al elemento discreto que estamos agregando, capacitor o inductancia, lograndose así la conformación de la impedancia de carga Z_c más la reactancia que agreguemos.

Si colocamos algún elemento discreto en paralelo, debemos usar la carta de admitancia, como vemos en la figura 2-9.

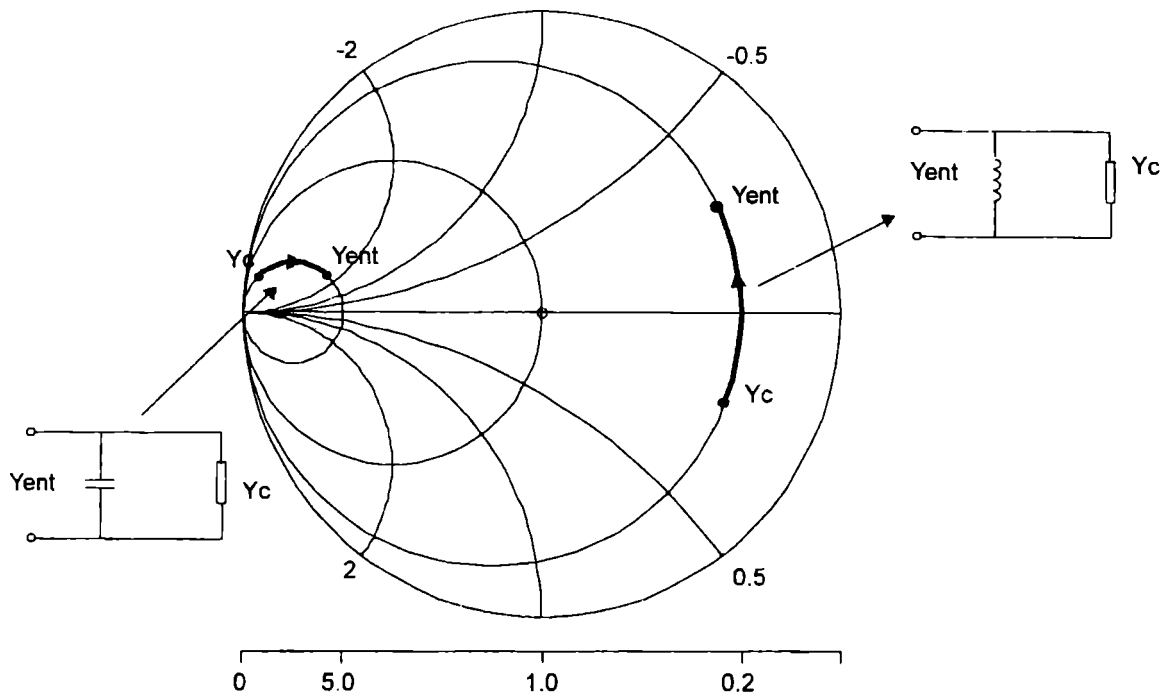


Figura 2-9 * Efecto de sumar un elemento discreto paralelo a una admitancia.

Vemos que en este caso nos movemos con conductancia constante hasta cortar el círculo de la susceptancia que corresponde a la suma de las dos admitancias.

Como conclusión, vemos que la adición de una capacidad sería equivalente a moverse en un círculo de resistencia constante en sentido antihorario una distancia igual al valor de la reactancia capacitiva. De la misma forma, si se adiciona una inductancia serie, significa moverse en sentido horario sobre círculos de resistencia constante. En el caso de que las componentes estén conectadas en paralelo el movimiento es inverso y sobre conductancia constante.

¿Qué sucede cuando debemos agregar dos elementos discretos, uno en serie y otro en paralelo? Para eso utilizamos las dos cartas de Smith superpuestas, dando como resultado la figura 2-10.

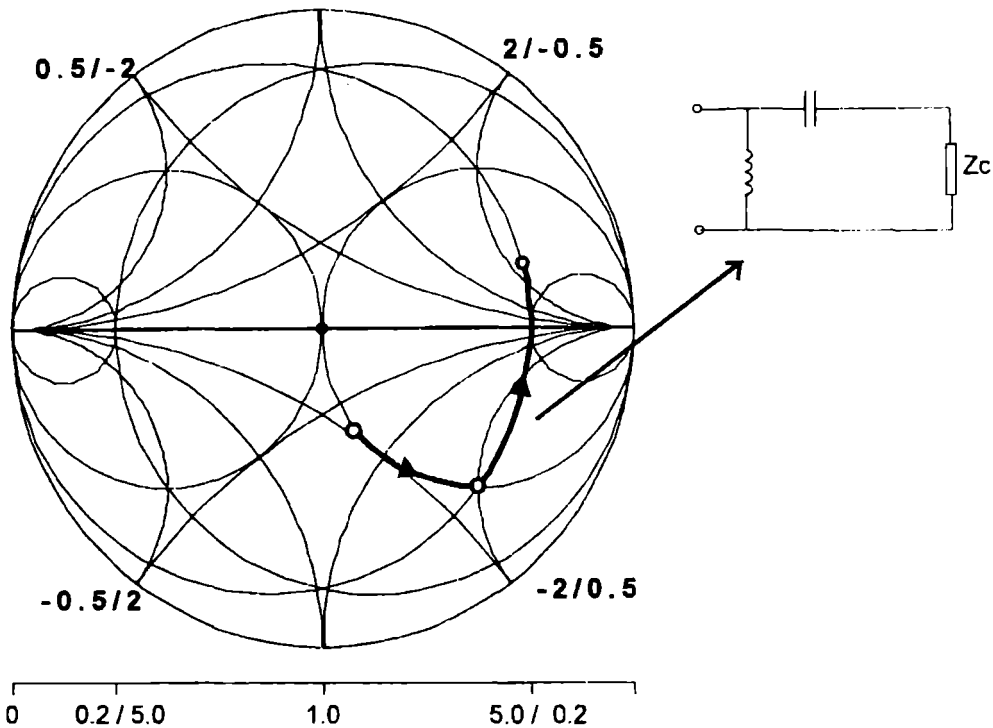
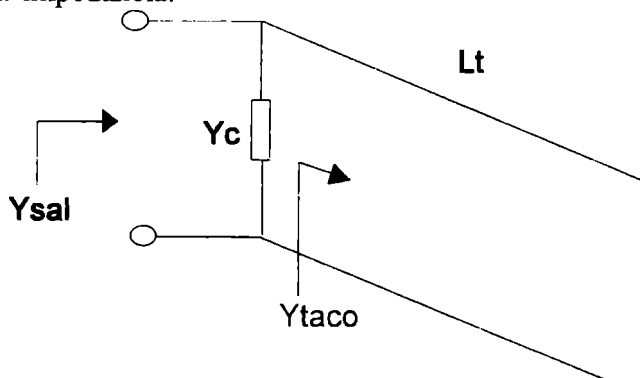


Figura 2-10 * Adaptación utilizando la carta de Smith de impedancia y admitancia.

En este caso vemos que debemos movernos en círculos de impedancia constantes cuando agregamos un elemento en serie trabajando con la carta de Smith de impedancia. Y en el caso de agregar un elemento en paralelo se debe usar la carta de admitancia, moviéndose en círculos de conductancia constante. En ambos casos uno se mueve hasta que se corta al valor de reactancia o de susceptancia, según sea el caso que corresponda, del valor que resulte en el punto calculado.

2-5* Adaptación con un taco

Hemos visto anteriormente que una línea cargada con un circuito abierto o un cortocircuito (taco) presenta una reactancia capacitiva o inductiva, de acuerdo al largo, de tal forma que es utilizada para adaptar impedancia.



*Figura 2-11 * Adaptación con taco.*

Vemos que según la figura 2-11 la admittance resultante será:

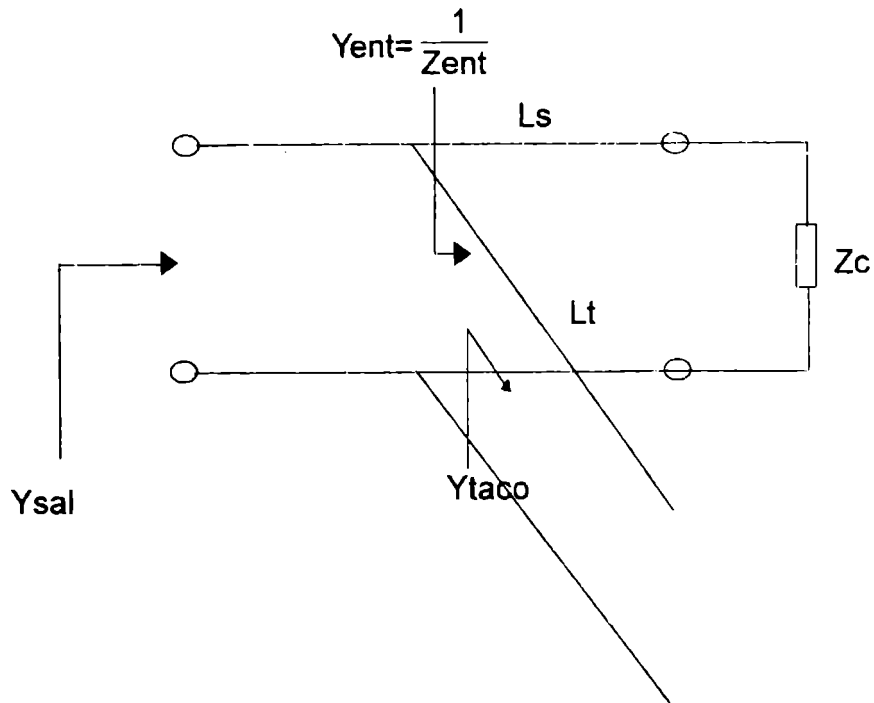
$$Y_{sal} = Y_c + Y_{taco} \quad 2-18$$

Si la susceptancia de la Y_{taco} se calcula de tal forma que cancele la susceptancia de la carga, entonces nos quedará una admittance conductiva pura como resultante.

Generalmente no se desea adaptar sólo la susceptancia o reactancia si no también la conductancia o resistencia; en este caso es necesario movernos a través de una línea de transmisión y adaptar en primera instancia la parte resistiva, recordando que una carga con una línea de transmisión cumplía que:

$$Z_{ent} = Z_0 \cdot \frac{Z_0 \operatorname{tgh} \gamma L + Z_c}{Z_c \operatorname{tgh} \gamma L + Z_0} \quad 2-19$$

Eligiendo convenientemente la longitud de la línea logramos que la Z_{ent} tenga un valor resistivo adecuado. Luego aplicamos la adaptación con tacos como vimos anteriormente y la línea estará adaptada.



*Figura 2-12 * Adaptación con taco.*

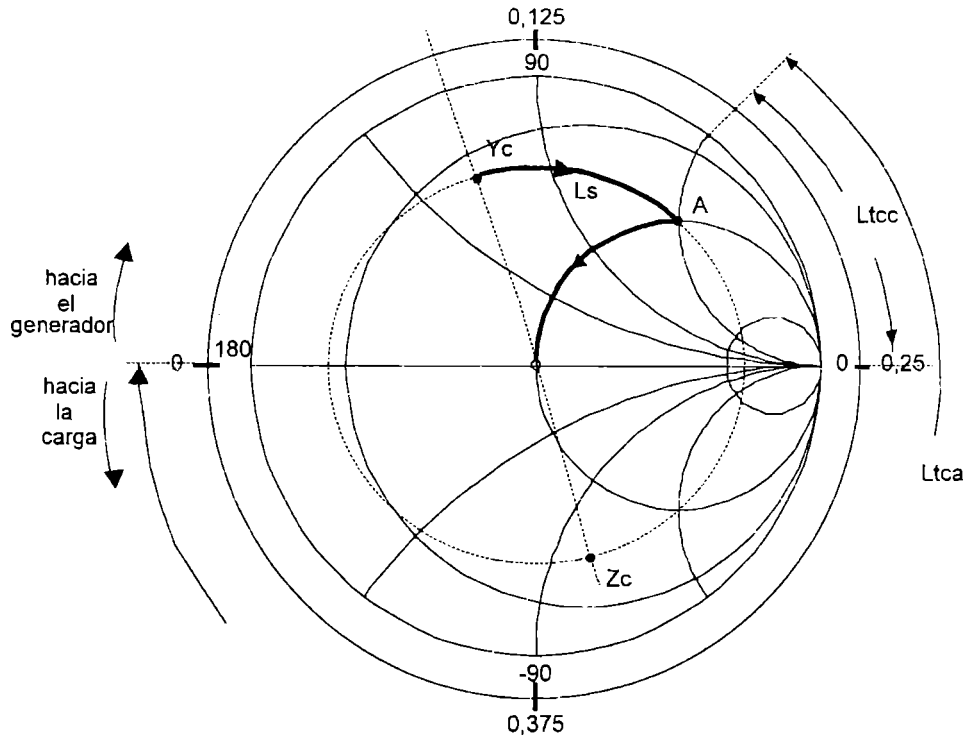
Luego

$$Y_{sal} = Y_{ent} + Y_{taco}$$

2-20

Esta técnica se puede fácilmente lograr con carta de Smith: supongamos que queremos adaptar a Z_0 , o sea a la impedancia normalizada, una carga Z_1 ; ubicamos su valor en la carta y la transformamos a admitancia Y_1 desplazándonos 180° .

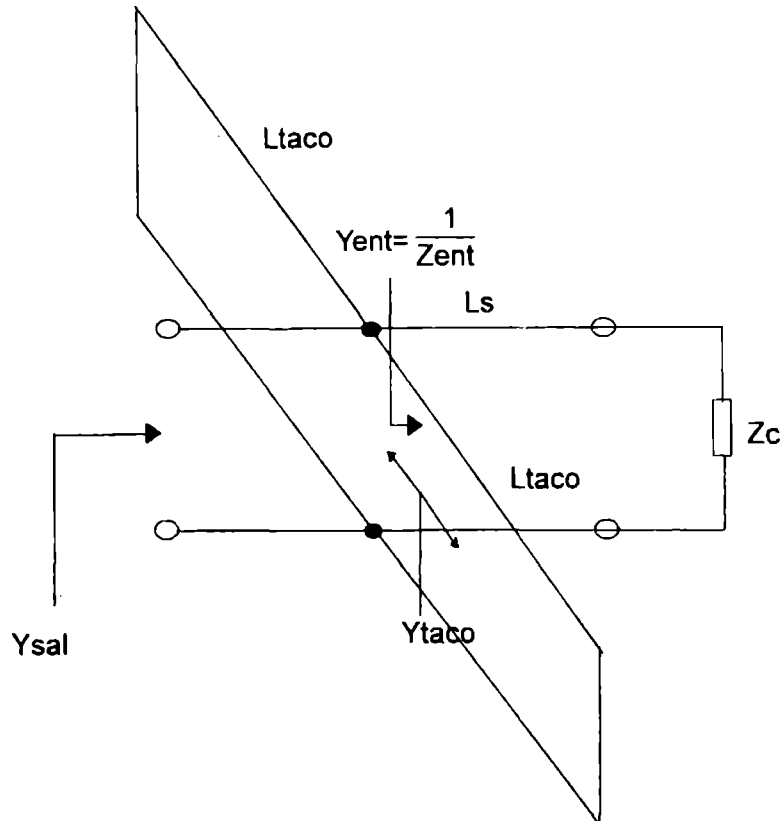
Luego nos desplazamos ROE constante L_s hacia el generador hasta cortar al círculo de $g = 1$ (punto A) que es el valor de conductancia o resistencia que queremos lograr. En este punto tenemos una susceptancia B_a que tenemos que compensar, y lo logramos colocando un taco. El largo del taco se resuelve midiendo desde el punto en que la susceptancia corta al círculo exterior hasta el valor de admitancia infinita L_{tcc} , que sería un taco cargado con cortocircuito. De igual forma nos podemos mover hasta donde la admitancia es igual a cero, que sería igual que agregar un taco cargado con un circuito abierto L_{tca} . Lo expresado se ve en la figura 2-13.



*Figura 2-13 * Adaptación con un taco utilizando carta de Smith.*

Sumando los largos de L_{tcc} o L_{tca} , según sea el caso, nos estamos moviendo con conductancia constante hacia el centro de la carta de Smith, donde logramos la adaptación deseada. Los largos de la línea se dan en función de las longitudes de onda. Debemos remarcar que este cálculo se ha hecho sobre la base de que todo está normalizado a una impedancia de Z_0 y que las líneas tienen como impedancia característica Z_0 ; este valor de impedancias de líneas puede ser cualquiera y se puede elegir de tal forma de permitir mejor su construcción o bien para acortar las líneas que realizan la adaptación.

Se podrían acortar las longitudes de los tacos, utilizando dos tacos; esto hace que constructivamente el circuito esté mejor dispuesto y que además en algunos casos los largos se acorten.



*Figura 2-14 * Adaptación con taco partido.*

Al colocar dos tacos debemos mantener la susceptancia que se desea, por lo tanto el valor de la nueva susceptancia será:

$$B_r = B_a / 2$$

2-21

En la figura 2-15 podemos apreciar que al partir el taco en dos la susceptancia resultante de cada nuevo taco es más corta que si colocáramos uno solo; desde el punto de vista constructivo y de balance para la línea de transmisión este método es mejor visto, y por lo tanto muy utilizado.

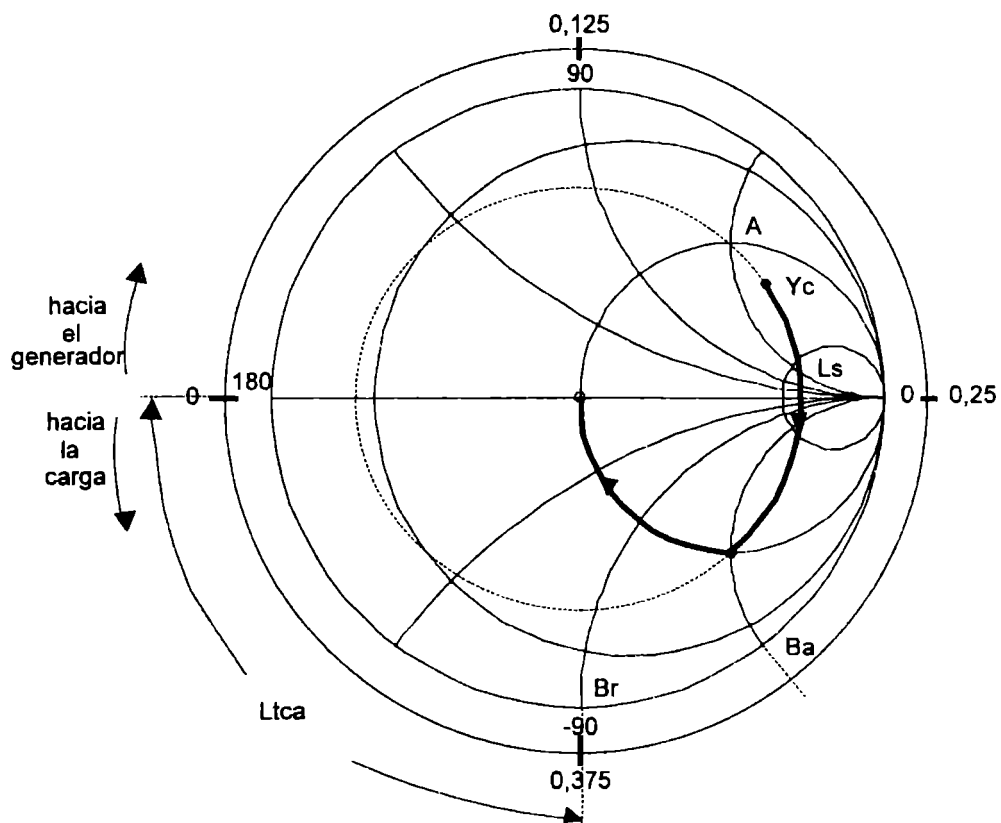


Figura 2-15 * Adaptación con taco partido representada en carta de Smith.

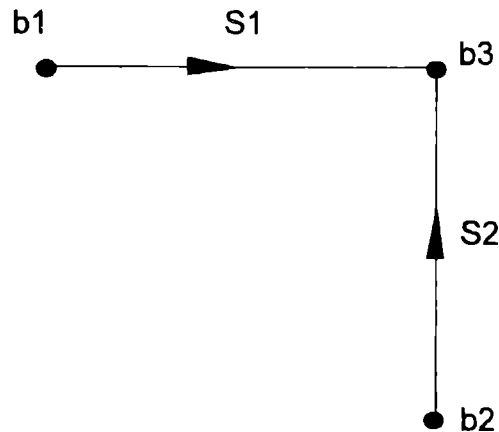
2-6* Diagramas de flujo

Los diagramas de flujo son una técnica conveniente para representar y analizar las ondas incidentes y reflejadas en amplificadores de microondas. Una vez que el diagrama de flujo es desarrollado, las relaciones entre las variables pueden ser obtenidas utilizando reglas (reglas de Mason). Las técnicas de diagrama de flujo permiten deducir en forma rápida expresiones tales como ganancia de potencia, coeficientes de reflexión, impedancias de entrada y salida y otros parámetros de amplificadores de microondas.

2-7* Reglas generales de los diagramas de flujo

Las reglas generales para la construcción de los diagramas de flujo y el desarrollo de los mismos son las que comenzaremos a enumerar :

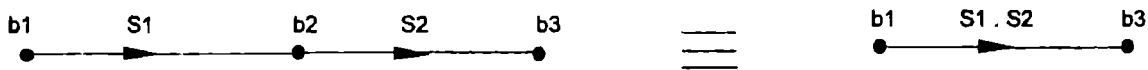
- El diagrama estará compuesto por nodos y ramas: cada nodo representa una variable y estos estarán unidos por una rama que poseerá un coeficiente que representará la función de transferencia que los vincula.



*Figura 2-16 * Diagrama de flujo de variables y transferencias.*

$$b3 = S1 \cdot b1 + S2 \cdot b2$$

- Las ramas en serie pueden combinarse en forma de una simple rama, donde el coeficiente sea el producto de las ramas originales.



*Figura 2-17 * Combinación entre ramas.*

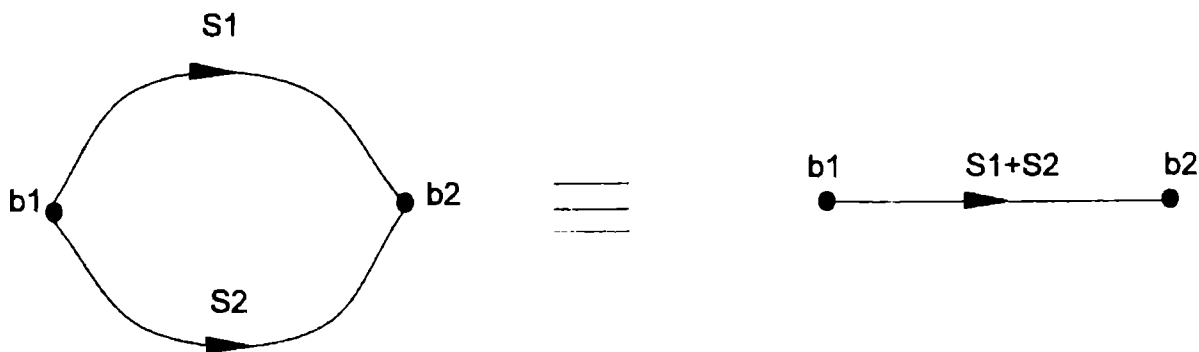
$$b2 = S1 \cdot b1 \quad 2-23$$

$$b3 = S2 \cdot b2 \quad 2-24$$

reemplazando nos queda

$$b3 = S1 \cdot S2 \cdot b1 \quad 2-25$$

- Las ramas en paralelo pueden ser combinadas en una simple rama cuyo coeficiente sea la suma de los coeficientes de las ramas originales.



*Figura 2-18 * Combinación entre ramas.*

La ecuación de las ramas de la figura 2-18 será:

$$b2 = S1 \cdot b1 + S2 \cdot b1 \quad 2-26$$

sacando factor común queda

$$b_2 = b_1 (S_1 + S_2)$$

2-27

- Cuando uno de los nodos posee un lazo de una rama sobre sí mismo, el lazo puede ser eliminado y el coeficiente del mismo pasa a la rama anterior restado a 1 y dividiendo.

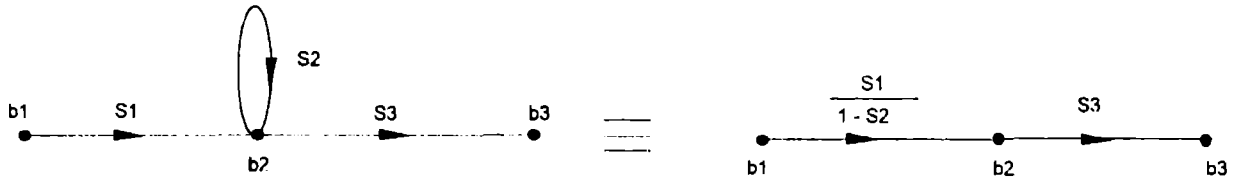


Figura 2-19 * Resolución de lazo.

Vemos que las ramas de la figura 2-19 se pueden expresar como:

$$b_2 = S_1 \cdot b_1 + S_2 \cdot b_2$$

2-28

despejamos b_2 y nos queda

$$b_2 - S_2 \cdot b_2 = S_1 \cdot b_1$$

2-29

$$b_2 = \frac{S_1}{1 - S_2} \cdot b_1$$

2-30

- Los nodos pueden desdoblarse, o sea duplicarse en dos y ser tratados como dos nodos separados, siendo por supuesto los resultados obtenidos de las dos formas iguales.

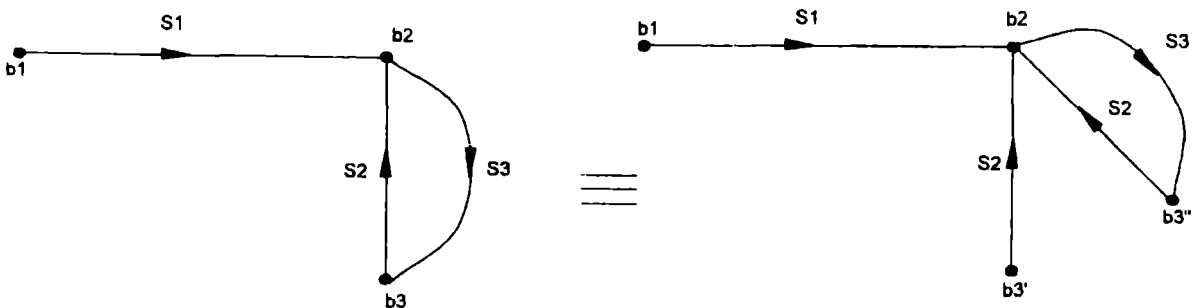
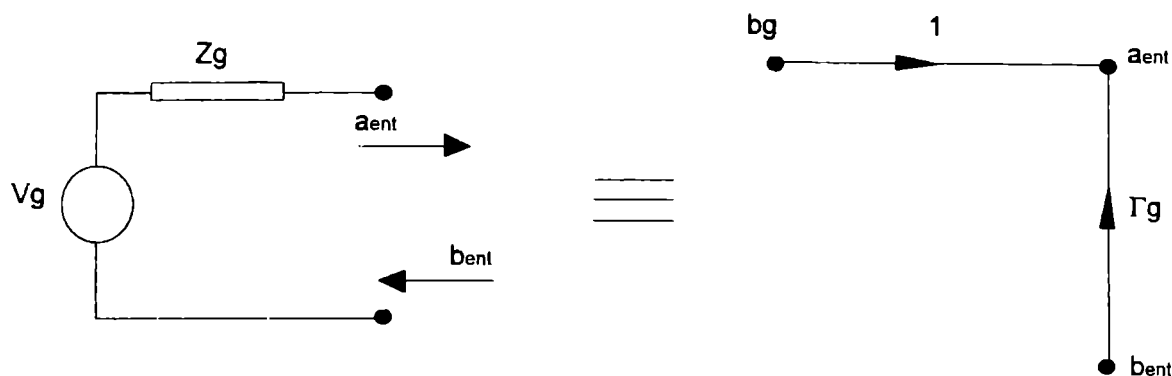


Figura 2-20 * Nodos desdoblados.

- El equivalente de un generador está dado por :



*Figura 2-21 * Representación de un generador.*

Vemos que:

$$V_{ent} = V_g - I_{ent} \cdot Z_g \quad 2-31$$

Según la figura 2-21 V_g es la tensión del generador, V_{ent} es la tensión en bornes de salida y Z_g es la impedancia del generador.

De la ecuación de la línea de transmisión, vista en el capítulo 1, se puede deducir que:

$$V(x) = V^+(x) + V^-(x) \quad 2-32$$

$$I(x) = I^+(x) + I^-(x) = V^+(x)/Z_0 - V^-(x)/Z_0 \quad 2-33$$

reemplazando en 2-31 tenemos

$$V_{ent}^+ + V_{ent}^- = V_g - \left(\frac{V_{ent}^+}{Z_0} - \frac{V_{ent}^-}{Z_0} \right) \cdot Z_g \quad 2-34$$

operamos con la ecuación 2-34 y despejamos V_{ent}^+

$$V_{ent}^+ = V_g - \left(\frac{V_{ent}^+}{Z_0} - \frac{V_{ent}^-}{Z_0} \right) \cdot Z_g - V_{ent}^- \quad 2-35$$

$$V_{ent}^+ = V_g - \left(\frac{V_{ent}^+}{Z_o} \right) \cdot Z_g - V_{ent}^- + \frac{V_{ent}^-}{Z_o} Z_g \quad 2-36$$

$$V_{ent}^+ = V_g - V_{ent}^- \left(\frac{Z_g}{Z_o} - 1 \right) - \frac{V_{ent}^+}{Z_o} Z_g \quad 2-37$$

$$V_{ent}^+ + \frac{V_{ent}^+}{Z_o} Z_g = V_{ent}^+ \left(1 + \frac{Z_g}{Z_o} \right) = V_g + V_{ent}^- \left(\frac{Z_g}{Z_o} - 1 \right) \quad 2-38$$

$$V_{ent}^+ \left(\frac{Z_g + Z_o}{Z_o} \right) = V_g + V_{ent}^- \left(\frac{Z_g - Z_o}{Z_o} \right) \quad 2-39$$

$$V_{ent}^+ = V_g \left(\frac{Z_o}{Z_g + Z_o} \right) + V_{ent}^- \left(\frac{Z_g - Z_o}{Z_g + Z_o} \right) = V_g \left(\frac{Z_o}{Z_g + Z_o} \right) + V_{ent}^- \cdot \Gamma_g \quad 2-40$$

Si definimos

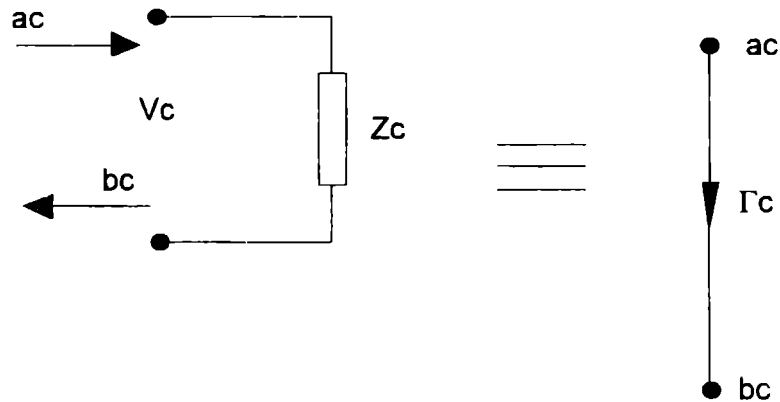
$$b_{ent} = \frac{V_{ent}^-}{\sqrt{Z_o}} \quad a_{ent} = \frac{V_{ent}^+}{\sqrt{Z_o}} \quad b_g = \frac{V_g}{Z_g + Z_o} \sqrt{Z_o} \quad 2-41$$

luego reemplazamos en 2-40 y nos queda

$$a_{ent} = b_g + b_{ent} \cdot \Gamma_g \quad 2-42$$

Ecuación que cumple el equivalente de la figura 2-21.

- El equivalente de una carga estará dado por :



*Figura 2-22 * Representación de una carga.*

De la figura 2-22 se deduce:

$$V_c = I_c \cdot Z_c \quad 2-43$$

Utilizando las ecuaciones 2-32 y 2-33, reemplazamos en la ecuación 2-43 y nos queda:

$$V_c^+ + V_c^- = \left(\frac{V_c^+}{Z_0} - \frac{V_c^-}{Z_0} \right) \cdot Z_c \quad 2-44$$

operamos con la ecuación 2-44, despejando V_c^-

$$V_c^- = \left(\frac{V_c^+}{Z_0} - \frac{V_c^-}{Z_0} \right) \cdot Z_c - V_c^+ = \frac{V_c^+}{Z_0} \cdot Z_c - \frac{V_c^-}{Z_0} \cdot Z_c - V_c^+ \quad 2-45$$

$$V_c^- + \frac{V_c^-}{Z_0} \cdot Z_c = \frac{V_c^+}{Z_0} \cdot Z_c - V_c^+ \quad 2-46$$

$$V_c^- \cdot \left(1 + \frac{Z_c}{Z_0} \right) = V_c^+ \cdot \left(\frac{Z_c}{Z_0} - 1 \right) \quad 2-47$$

$$V_c^- \cdot \left(\frac{Z_c + Z_0}{Z_0} \right) = V_c^+ \cdot \left(\frac{Z_c - Z_0}{Z_0} \right) \quad 2-48$$

$$V_c^- = V_c^+ \cdot \left(\frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} \right) = V_c^+ \cdot \Gamma_c \quad 2-49$$

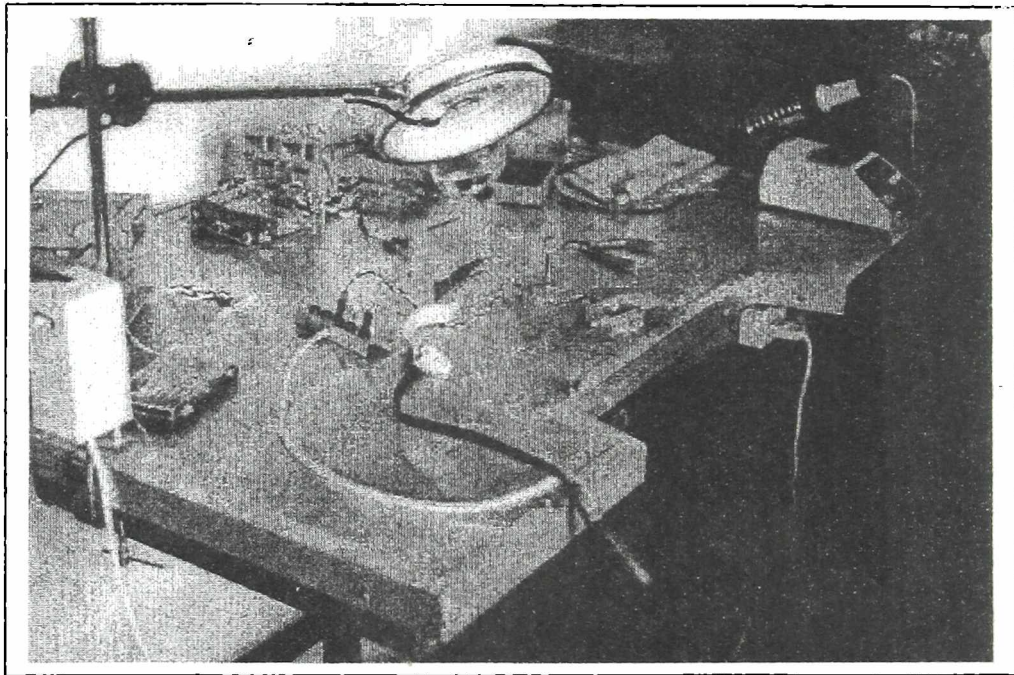
Si definimos

$$bc = \frac{V_c^-}{\sqrt{Z_0}} \quad ac = \frac{V_c^+}{\sqrt{Z_0}} \quad 2-50$$

entonces, reemplazamos en la ecuación 2-49

$$bc = ac \cdot \Gamma_c \quad 2-51$$

quedando expresada la figura 2-22.



Mesa de soldado antiestática para el armado artesanal de amplificadores de microondas .

3-1* Historia de la microtira

En 1949 Robert Barret (de Air Force Cambridge Research Center) propuso usar técnicas de circuitos impresos en aplicaciones de UHF y microondas, porque hasta ese momento sólo se usaban en la construcción de divisores de potencia.

A partir de 1950 varios laboratorios hicieron realidad las sugerencias de Barret: Airborne Instrument Laboratories (AIL) desarrolló un sistema llamado “stripline”, ITT una línea de transmisión denominada “microstrip” y Sanders Associates investigó el “Tri plate”. Estas tres formas de línea de transmisión soportan el modo de transmisión llamado TEM.

Desde 1955 se construyeron acopladores direccionales y filtros. Evidenciando una constante evolución en el tema se fueron introduciendo diferentes tipos de dieléctricos como la fibra de vidrio, epoxy, Teflon, y más tarde cuarzo, alúmina, zafiro y titanato de magnesio.

3-2* Características de las microtiras

Una línea de transmisión de microtira consiste en una fina tira conductora, colocada en un lado de un sustrato dieléctrico, que tiene un plano de tierra sólido en el otro lado, como muestra la figura 3-1.

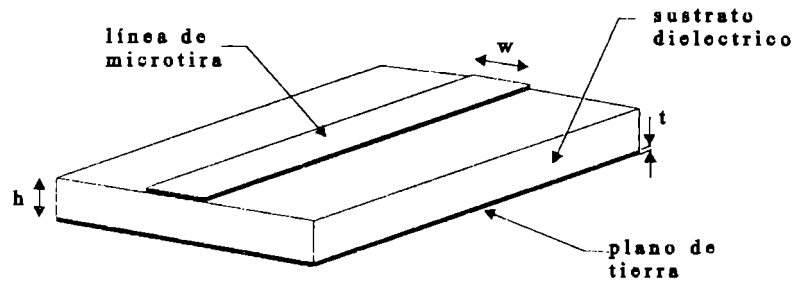


Figura 3-1 * Línea de microtira.

El sustrato es usualmente un dieléctrico de bajas pérdidas. Las características de una línea de transmisión con microtira son muy similares a una línea de transmisión coaxil. La configuración de los campos eléctricos y magnéticos que se muestran en la figura 3-2 es la etapa final de una modificación progresiva de una línea coaxil convencional. Las líneas sólidas indican los campos eléctricos, las rayas los magnéticos. Ambos están en el plano transversal, en ángulo recto uno con respecto al otro y a 90 grados de la dirección de propagación, este modo recibe el nombre de electromagnético transversal o TEM.

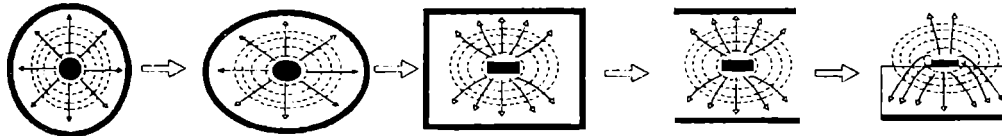


Figura 3-2 * Transformación de coaxil a microtira.

Las dos propiedades de las microtiras de mayor importancia para los diseñadores de circuitos de RF son la velocidad de propagación y la impedancia característica. La propagación de la energía en la línea de microtira no es contenida enteramente en el sustrato. Por esta razón, el modo de propagación en microtira es llamado casi TEM. Asumiendo este modo la velocidad de propagación en la línea de microtira está dada por :

$$v_p = c / \sqrt{E_{ef}} \quad 3-1$$

donde v_p es la velocidad de propagación, c es la velocidad de la luz y E_{ef} es la constante dieléctrica efectiva del sustrato. La constante dieléctrica efectiva es siempre menor que la constante dieléctrica relativa ϵ_r , porque algunas de las líneas de campo se extienden fuera del sustrato. Podemos decir entonces que la v_p disminuye y es menor que c .

La impedancia característica de la línea de microtira, Z_0 , está dada por la conocida ecuación de la línea de transmisión:

$$Z_0 = 1 / v_p c = v_p l \quad 3-2$$

donde v_p es la velocidad de propagación, c es la capacidad por unidad de longitud y l es la inductancia por unidad de longitud. Desafortunadamente el cálculo no es simple porque c y v_p son funciones de la geometría de la microtira y de la constante dieléctrica efectiva. Estos problemas fueron analizados por muchos investigadores y tecnólogos.

En 1964 Harold Wheeler publicó las ecuaciones de análisis y de síntesis. Las ecuaciones de análisis dan Z_0 en términos de w/h ; las de síntesis dan w/h en función de Z_0 . Una de las desventajas es que se requieren dos tipos de ecuaciones, una para valores de w/h mayores que 1, microtiras anchas, y otra para w/h menores que 2, microtiras finas.

Otros autores como Scheneiden y Sobol trabajaron para mejorar estas ecuaciones, pero fue E. O. Hammerstad quien reportó en la Conferencia Europea de Microondas de 1975 que había desarrollado las ecuaciones de análisis y de síntesis que daban una exactitud del orden del 1%, considerado un resultado excelente.

Las ecuaciones que mostramos a continuación son las consideradas mejores en la actualidad. Las de análisis dan Z_0 conociendo w/h y ϵ_r :

Para $w/h < 1$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{E_{ef}}} \ln (8 h / w + w / 4h) \quad 3-3$$

donde
$$E_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w}} \right) + 0,04 (1 - w/h)^2 \quad 3-4$$

Para $w/h > 1$

donde
$$Z_0 = (120 \pi / \sqrt{E_{ef}}) / (w/h + 1,393 + 2/3 \ln (w/h + 1,444)) \quad 3-5$$

$$E_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w}} \right) \quad 3-6$$

Las ecuaciones de síntesis de Hammerstad para w/h en términos de Z_0 y ϵ_r son:

Para $w/h < 2$

$$w/h = 8 e^A / e^{2A} - 2 \quad 3-7$$

Para $w/h > 2$

$$w/h = 2/\pi (B - 1 - \ln(2B - 1)) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} (\ln(B - 1) + 0,39 - 0,61/\epsilon_r) \quad 3-8$$

donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} (0,23 + 0,11/\epsilon_r) \quad 3-9$$

$$B = 377 \pi / 2 Z_0 \sqrt{\epsilon_r} \quad 3-10$$

Hammerstad dice que para $\epsilon_r < 16$, el error relativo máximo es menor que 0,5% para $w/h > 0,5$; para $w/h < 20$ el error es menor que 0,8%. En la figura 3-4 mostramos cómo la relación w/h afecta a Z_0 para diferentes dieléctricos, como epoxi fibra de vidrio con $\epsilon_r = 4,8$ y Teflon fibra de vidrio con $\epsilon_r = 2,55$. Mostramos estos materiales porque son comunes en la construcción de circuitos con microtiras.

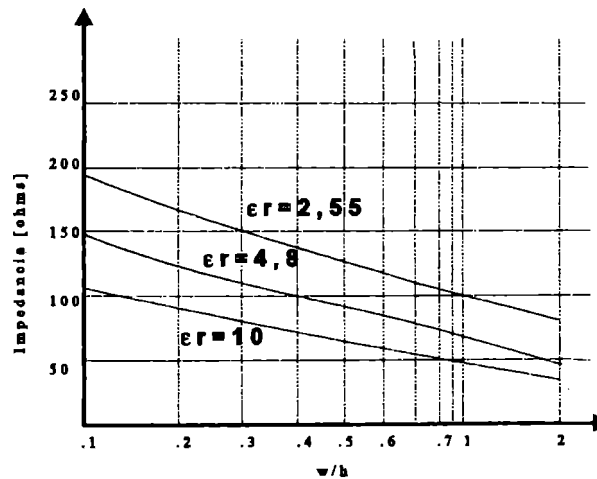


Figura 3-4 * Impedancia vs w/h para distintas constantes dieléctricas.

3-3* Influencia del espesor de la microtira

Las ecuaciones de impedancia consideran espesor cero ($t = 0$). Para espesores finos ($t/h < 0,005$) los resultados teóricos y experimentales coinciden. Para otros valores, el efecto

del espesor puede ser compensado por una ligera reducción del ancho de la tira por sugerencia de Wheeler. En otras palabras, el ancho efectivo de la tira (**w_{eff}**) es algo mayor que el ancho físico de la tira. Quiere decir que al reemplazar en las fórmulas de Wheeler con **w_{eff} / h**, el verdadero **w / h** será menor. Las fórmulas deben ser modificadas para tener en cuenta el espesor, de la siguiente manera:

Para $w/h > 1/2 \pi = 0,16$ $w_{eff}/h = w/h + t/\pi h (1 + \ln 2h/t)$ 3-11

Para $w/h < 1/2 \pi = 0,16$ $w_{eff}/h = w/h + t/\pi h (1 + \ln 4\pi w/t)$ 3-12

Para microtira con **w/h > 0,16** en circuitos de 1,6 mm de espesor con **t = 35 micrones** (1 ounce cooper), el factor de corrección **Δw = 0,041**, entonces **w_{eff} = w + 0,041**; para espesores de 0,8 mm da **Δw = 0,074**.

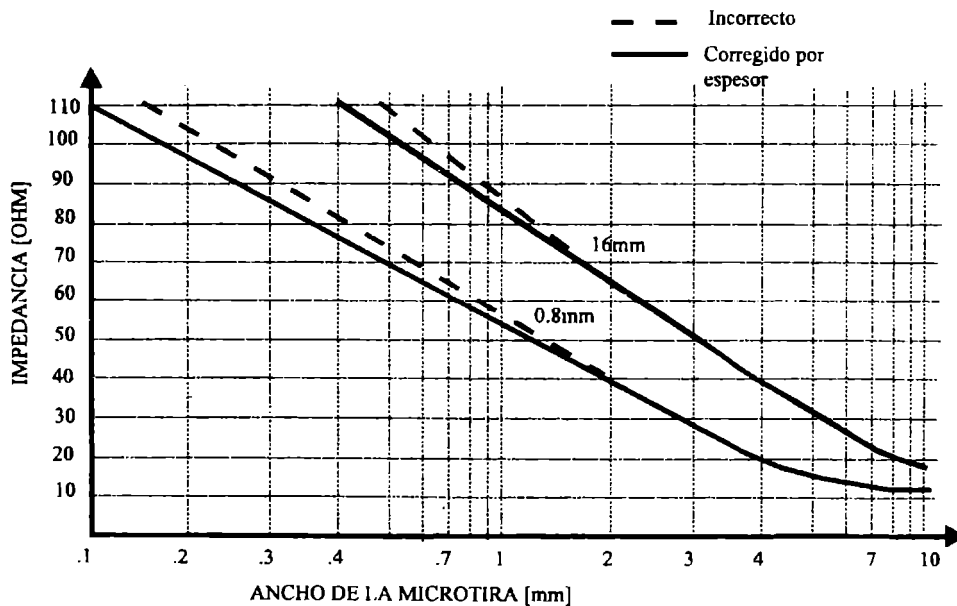


Figura 3-5 * Impedancia vs ancho para distintos espesores de dieléctrico.

En la figura 3-5 mostramos el efecto de **Z₀** en función de **w** para dos dieléctricos .

3-4* Velocidad de propagación en la microtira

Además de la **Z₀** de la microtira, la velocidad de propagación es una propiedad muy importante para el diseño de circuitos de VHF y UHF donde es necesario conocer la longitud eléctrica exacta para la correcta adaptación de los circuitos.

Como mostrábamos, la velocidad de propagación **v_p** está dada por:

$$v_p = c / \sqrt{E_{ef}} \quad 3-13$$

donde c es la velocidad de la luz y E_{ef} es la constante dieléctrica efectiva de la microtira. Para demostrar esta relación, debemos recordar las ecuaciones de las líneas de transmisión, donde :

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(g + j\omega l)(r + j\omega c)} \quad 3-14$$

Si $r = 0$ y $g = 0$ entonces $\gamma = j\omega\sqrt{lc}$

luego $\beta = \omega\sqrt{lc}$ (radianes / metro)

La longitud de una línea de transmisión es interpretada como un ángulo equivalente βx , donde β es la constante de fase. La distancia correspondiente a 2π es llamada una longitud de onda.

$$\lambda_g = 2\pi / \beta \quad 3-15$$

La velocidad de propagación se define como

$$v_p = \lambda_g f = \omega / \beta \quad 3-16$$

Esta es la velocidad de la onda viajando por la línea.

Relacionando con lo anterior tengo :

$$v_p = 1 / \sqrt{lc} \quad 3-17$$

La velocidad de propagación está dada también en términos de la permeabilidad absoluta μ y de la permitividad ϵ , constantes del medio donde viaja la onda :

$$v_p = 1 / \sqrt{\mu\epsilon} = c / \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \quad 3-18$$

donde $c = 2,99793 \cdot 10^8$ m / s es la velocidad de la luz en el espacio libre y aproximadamente se toma como $3 \cdot 10^8$ m / s.

En la mayoría de las líneas de transmisión $\mu_r = 1$, pues no usan materiales magnéticos, entonces tenemos:

$$v_p = c / \sqrt{\epsilon_r} \quad 3-19$$

donde la velocidad de propagación disminuye con la raíz cuadrada de la permitividad relativa.

Si recordamos que :

$$c = \lambda f \quad \text{y} \quad v_p = \lambda_g f \quad 3-20$$

tenemos

$$\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad 3-21$$

Entonces la longitud de onda se reduce con la raíz cuadrada de la permitividad relativa del material donde la línea está inmersa.

Esto puede ser reescrito para obtener la longitud de la onda en la microtira en función de la longitud de onda en el espacio libre, cambiando solamente la nomenclatura de ϵ_r por el valor verdadero que tendrá en este tipo de línea de transmisión, E_{ef} :

$$\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{E_{ef}} \quad 3-22$$

donde la longitud de onda en el espacio libre λ_0 es:

$$\lambda_0 = 29980 / f(\text{MHz}) \quad (\text{cm}) \quad 3-23$$

La importancia de esta reducción la mostramos con el siguiente ejemplo: supongamos un sustrato de alúmina con $\epsilon_r = 9$ y $f = 10$ GHz. La longitud en el espacio libre es de 3 cm., mientras que en la microtira es menor que 1 cm. Por lo tanto se disminuye el tamaño de los circuitos, ventaja muy importante en todas las frecuencias.

Llegado a este punto ya estoy en condiciones de calcular una línea, es decir, encontrar su ancho y su longitud. Previamente debo seleccionar un material para la construcción de la línea, siguiendo las recomendaciones que veremos más adelante. Con él tendremos conocidas las siguientes dimensiones físicas: el espesor del dieléctrico h , el espesor del conductor t y la constante dieléctrica relativa ϵ_r . Por otro lado hemos calculado cuál Z_0 precisamos y qué longitud eléctrica necesitamos. Usando las ecuaciones de Hammerstad con todos estos datos encontraremos el ancho de la microtira y su longitud física, concluyendo así el diseño.

3-5* Pérdidas

Cuatro mecanismos diferentes producen pérdidas de potencia en líneas de microtira:

- a) Pérdidas en el conductor.
- b) Disipación en el dieléctrico del substrato.
- c) Pérdidas por radiación.
- d) Propagación de ondas de superficie. Dispersión.

3-6* Pérdidas en el conductor

Debido a la conductividad finita de la microtira y del plano de tierra, se producen pérdidas, y éstas pueden ser calculadas si la distribución de corriente es conocida. La distribución que se asume, para facilitar el uso de fórmulas generales, se supone uniforme, tanto en la tira como en el plano de tierra. Entonces podemos decir que el factor de atenuación del conductor es :

$$\alpha_c = R_s / w Z \quad 3-24$$

donde R_s es la resistencia del conductor, dada por:

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2 \sigma}} \quad 3-25$$

donde ω es la frecuencia angular y σ es la conductividad del conductor igual a $5,8 \cdot 10^7$ S/m para el cobre y $4,2 \cdot 10^7$ S/m para el oro.

Entonces, resumiendo para conductores de cobre :

$$\alpha_c = 0,072 \sqrt{f \text{ GHz}} / w Z \quad (\text{ dB / unidad de longitud }) \quad 3-26$$

donde w es el ancho de la tira en mm.

Esta fórmula sobrestima las pérdidas teóricas en un 100%; sin embargo, si tenemos en cuenta las pérdidas debido a la rugosidad de la superficie, en frecuencias cercanas a 1 GHz y para

substratos de plástico da resultados razonables. También da buenos resultados para substratos de alúmina con conductores de oro, pero usando las fórmulas para el cobre. El factor de calidad del conductor de la microtira, Q_c , responde a la siguiente relación:

$$Q_c = \pi f / v_p \alpha_c \cong 1,26 w (\text{mm}) Z \sqrt{E_{\text{ef}}} f (\text{GHz}) \quad 3-27$$

El factor de calidad es la relación entre la energía almacenada y la potencia disipada cuando la línea es usada como un resonador, es una referencia muy usada para determinar las pérdidas en circuitos que usan estructuras resonantes como filtros. En la fórmula mencionada pareciera que Q_c se incrementa con el aumento de la constante dieléctrica. Sin embargo, para impedancia constante, el ancho de la microtira w decrece más rápidamente que la raíz cuadrada de la constante dieléctrica efectiva, y el valor de Q_c crece cuando disminuye esta última.

Las fórmulas anteriores se usan para tiras anchas, donde son válidas, pero para relaciones prácticas de w/h usaremos las ecuaciones de Pucel que consideran una distribución de corriente no uniforme, alcanzando por esa razón una exactitud mayor, y son las siguientes :

Para $w/h \leq 1/2 \pi$

$$\alpha_c = \frac{8,68R_s}{2\pi Z_0 h} P \left(1 + \frac{h}{w \epsilon_{\text{ef}}} + \frac{h}{w \epsilon_{\text{ef}}} \left(\ln \frac{4w\pi}{t} + \frac{t}{w} \right) \right) \quad 3-28$$

Para $1/2 \pi < w/h \leq 2$

$$\alpha_c = \frac{8,68R_s}{2\pi Z_0 h} P Q \quad 3-29$$

Para $w/h \geq 2$

$$\alpha_c = \frac{8,68R_s}{Z_0 h} Q \left(\frac{w \epsilon_{\text{ef}}}{h} + 2/\pi \ln \left(2 \pi e \left(\frac{w \epsilon_{\text{ef}}}{2h} + 0,94 \right) \right) \left(\frac{w \epsilon_{\text{ef}}}{h} + \frac{w \epsilon_{\text{ef}} / h \pi}{w \epsilon_{\text{ef}} / 2h + 0,94} \right) \right) \quad 3-30$$

donde :

$$P = 1 - \left(\frac{w \epsilon_{\text{ef}}}{4h} \right) \quad 3-31$$

$$Q = 1 + \frac{h}{w_{ef}} + \frac{h}{\pi w_{ef}} \left(\ln \frac{2h}{t} - \frac{h}{t} \right) \quad 3-32$$

Para una dada Z_0 las pérdidas en el conductor decrecen inversamente con el espesor del substrato y aumentan con la raíz cuadrada de la frecuencia.

También habíamos mencionado que la rugosidad de la superficie incrementa las pérdidas del conductor. Morgan las calcula con la siguiente relación:

$$\alpha_c = \alpha_{c0} (1 + 2/\pi \operatorname{arctg} 1,4 (\Delta / \delta)^2) \quad 3-33$$

donde α_{c0} es el factor de atenuación del conductor para frecuencia cero o corriente continua.

δ es el factor de penetración y Δ la rugosidad de la superficie en valores r.m.s. Substratos típicos de alúmina tienen valores del orden de 0,1 a 0,2 micrones, mientras que un substrato de plástico tiene del orden de 0,25 mil pico a pico o 1,6 micrones r.m.s. Esto nos dice que estas pérdidas son importantes para substratos de plástico.

3-7* Pérdidas del dieléctrico

Expresa las pérdidas que se producen en el dieléctrico cuando una energía lo atraviesa. Para expresarlas se usa la $\operatorname{tg} \delta$, término que se emplea en capacitores, donde el ángulo δ , llamado ángulo de pérdidas, cuantifica el apartamiento de los 90 grados entre la corriente y la tensión que atraviesan un capacitor.

Las pérdidas en el dieléctrico son usualmente menores que las del conductor, excepto por la pobre calidad de los substratos o plásticos muy finos. El factor de atenuación está dado por :

$$\alpha_d = 27,3 \frac{E_{ef} - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{\epsilon_r}{E_{ef}} \frac{\operatorname{tg} \delta}{\lambda} \quad (\text{dB / unidad de longitud}) \quad 3-34$$

donde λ es la longitud de onda de la microtira y $\operatorname{tg} \delta$ es la tangente del ángulo de pérdidas del dieléctrico del substrato. El factor de calidad Q_d es :

$$Q_d = \frac{\epsilon_r - 1}{E_{ef} - 1} \frac{E_{ef}}{\epsilon_r} \frac{1}{\text{tg } \delta} \quad 3-35$$

3-8* Pérdidas por radiación

Una microtira tiene una estructura abierta y puede perder potencia por radiación en cualquier discontinuidad que tenga. Como muestran Lewin y Sobol, la discontinuidad que causa mayor radiación es un circuito abierto, donde la relación de potencia radiada a incidente es:

$$P_r / P_i = \left[\frac{32 \pi n_0}{3 E_{ef} Z} + \frac{E_{ef} \sqrt{E_{ef} Z}}{45} \left(\frac{w}{h} \right)^2 \right] \left(\frac{h}{\lambda_0} \right)^2 \quad 3-36$$

donde n_0 es la impedancia de la onda en el espacio libre (376,73 ohm).

El primer término domina para altos valores de impedancia (100 ohm) y bajos valores de ϵ_r , mientras que el segundo término lo hace para valores pequeños de impedancia (20 ohm) y valores altos de ϵ_r . Para el rango medio de impedancias los dos términos tienen el mismo orden de magnitud y pueden sobrevalorar este tipo de pérdidas.

Generalmente los circuitos con microtiras son blindados para evitar la radiación. La estructura del blindaje debe ser tratada como una guía de onda y las dimensiones de la guía deben ser lo suficientemente pequeñas para que la operación esté debajo del corte. Como una primera aproximación, esto es equivalente a requerir que las dimensiones transversales de la estructura rectangular sean menores que $\frac{1}{2} \lambda$ en el espacio libre. Judguig publicó cálculos de los diagramas de dispersión que resultan muy buenos para $\epsilon_r = 9$. Para propósitos de diseño las dimensiones transversales de la estructura de blindaje deben ser aproximadamente del orden de 5 veces la altura del sustrato y tres veces el ancho de la tira. Para constantes dieléctricas entre 2 y 10; esto implica que la frecuencia superior límite sea de $h < \lambda/10$.

Para asegurar bajas pérdidas la siguiente relación es muy usada

$$h / \lambda_0 \leq \epsilon_r^{0,25} / 65 \quad 3-37$$

Esto no invalida el uso de frecuencias superiores, pero depende del circuito.

Conviene aclarar que en una guía de onda como indica la figura la longitud a no puede ser menor que media longitud de onda . Cualquier otra frecuencia menor que haga disminuir a

por debajo de media longitud de onda no se podrá propagar por la guía. La frecuencia en que a es media longitud de onda es llamada frecuencia de corte y corresponde a la longitud de onda de corte λ_c , donde $\lambda_c = 2a$.

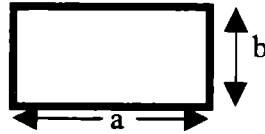


Figura 3-6 * Dimensiones en una guía de onda.

3-9* Dispersión

La propagación en la microtira se produce con el modo TEM puro, pero una pequeña parte de la energía puede ser propagada en otros modos, TE y TM. A medida que la frecuencia de operación se incrementa una energía cada vez mayor se propaga en estos otros modos. Esto se denomina primero dispersión y luego resonancia, cuando toda la energía se propaga en uno o más modos.

El orden menor del modo TM no tiene frecuencia de corte y su velocidad de fase decrece con el incremento del espesor del dieléctrico y con la constante dieléctrica. Fuerte acoplamiento de este modo puede ocurrir cuando su velocidad de fase está cercana a la del modo TEM de la microtira. Esto ocurre para líneas angostas cuyas constantes dieléctricas efectivas son pequeñas y por lo tanto tienen mayor velocidad de fase que las líneas anchas. La frecuencia menor donde ocurre el acoplamiento del modo TM es :

$$f \text{ (GHz)} = 100 / \sqrt{\epsilon_r} h \text{ (mm)} \quad 3-38$$

Esto da una frecuencia mucho mayor que la que se recomienda usar debido a las pérdidas por radiación.

El orden menor del modo TE tiene como frecuencia de corte:

$$f_c \text{ (GHz)} = 75 / \sqrt{\epsilon_r - 1} h \text{ (mm)} \quad 3-39$$

Entonces remarcamos que los modos que no son TEM pueden causar dispersión para frecuencias prácticas de trabajo. Cuando la energía es transformada en ondas de superficie se incrementa la constante dieléctrica efectiva con el resultado de que disminuye la velocidad de fase.

Getsinger da las siguientes relaciones para la variación de E_{ef} :

$$E_{ef}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - E_{ef0}}{1 + G(f / f_p)^2} \quad 3-40$$

donde E_{ef0} es la constante dieléctrica efectiva a frecuencia cero, G es una constante, f la frecuencia y f_p :

$$f_p = Z / 2 \mu_0 h = 0,40 Z / h \text{ (mm)} \quad (\text{GHz}) \quad 3-41$$

Para G se da :

$$G = 0,6 + 0,009 Z \quad 3-42$$

La dispersión puede ser despreciada para sustratos de plásticos de bajo ϵ_r . Pero debe ser tenida en cuenta para sustratos de alúmina en frecuencias alrededor de 5 GHz.

3-10* Substratos y tecnologías

Los circuitos de microtira pueden ser hechos con diferentes tecnologías, película delgada o gruesa, o imprimiendo el circuito sobre el material. Los sustratos deben tener propiedades acordes con la tecnología usada; usualmente materiales cerámicos son usados con tecnología de película y los plásticos con impresión. A continuación listamos una cantidad de materiales usados con sus características principales.

Substratos usados para microtira.

TIPOS	ϵ_r	$\text{tang } \delta$	Conductividad térmica W/m/K	Adherencia lb/ in	Resistencia superficie $M\Omega$
Epoxi fibra					
de vidrio	4 - 5,4	0,018		10	10.000
Teflon	2,20	0,0009	0,26	12	3.108
Cerámica	9,5	0,0004	26		
Zafiro	11	0,0001			
Cuarzo	3,5	0,0015			

3-11* Substratos para la técnica de impresión

La constante dieléctrica relativa de los substratos de plástico está en la región entre 2,2 - 2,6. Hay muchos tipos diferentes, en cuanto a sus características eléctricas y mecánicas y de diferente costo. Para propósitos de ingeniería, hay que tratar de lograr un equilibrio entre estas propiedades. La importancia relativa de éstas puede variar con la frecuencia. El factor de calidad del dieléctrico de un substrato (**Qd**) es independiente de la frecuencia, asumiendo que la $\tan \delta$ es independiente de la frecuencia. El factor de calidad del conductor (**Qc**), es proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia; sin embargo, como el espesor del substrato tiene que ser reducido proporcionalmente con la frecuencia debido a la radiación (**Qc**) puede disminuir con la raíz cuadrada de la frecuencia.

El costo es proporcional al espesor del substrato y a sus dimensiones físicas. En bajas frecuencias, el costo y las pérdidas en el dieléctrico son menos importantes que las características mecánicas, porque se usan substratos gruesos y líneas anchas., en cambio se invierte esa relación para alta frecuencia, con substratos finos y líneas estrechas. Para bajas frecuencias se usa una fibra de vidrio con poliestireno de $\epsilon_r = 2,62$ de la marca Rexolite 2200; es muy barato y su $\tan \delta$ es 0,001 para 1 GHz., suficientemente pequeño y tiene buenas propiedades mecánicas para 1/16 pulgadas de espesor. Una desventaja es su baja adhesión de la capa conductora al substrato de 1 KN/ m. Esto puede traer problemas al soldar.

Para frecuencias de 4 a 5 GHz, fibra de vidrio con teflon es usada debido a sus excelentes características mecánicas, con adhesión de 3 KN/m; su precio es caro pero sus cualidades mecánicas lo recomiendan.

La variación de la temperatura de los circuitos impresos con substratos basados en teflon puede ser errática. Tienen un cambio de volumen a temperatura entre 10 y 20 grados centígrados. Medidas hechas en un resonador dan cambios en la frecuencia de resonancia de 1 % para el rango de temperatura entre - 20 y + 80 grados. Medidas en otros materiales con aporte de fibra de vidrio con poliestireno dan variaciones de 0,25 %.

La tecnología de circuitos impresos para manufacturar las microtiras es estándar.

*Espesores usados en la placa conductora de cobre
(tolerancias clase I, según IEC 249-4 A)*

Gramos por metro cuadrado	152,5	305	610	915
Onzas por pie cuadrado	1/2	1	2	3
Micrones	17,5	35	70	105
Tolerancia (+/-)	5	5	8	10
Mils	0,7	1,4	2,8	4,2
Tolerancia (+/-)	0,2	0,2	0,3	0,4

3-12* Substratos para la tecnología de película

Las exigencias para estos substratos son mecánicas, excepto la de tener bajas pérdidas en el dieléctrico. Esta tecnología requiere buena terminación mecánica en el substrato. Strength mecánico, conductividad térmica y uniformidad son muy importantes.

Alúmina de alta pureza (99,5 % Al_2O_3) es comúnmente usada. Su $\epsilon_r = 9,7$ y su tangente igual a 0,0004 , junto con una rugosidad de 0,1 μm son sus características.

Zafiro (Cristal simple de Al_2O_3) es usado por su buena terminación superficial.

Para altas potencias se considera al berilio, con $\epsilon_r = 6,6$, porque tiene una conductividad térmica 8 veces mayor que la alúmina.

Para frecuencias superiores a los 10 GHz se usa el cuarzo con $\epsilon_r = 3,82$.

3-13* Selección del substrato

Muchas características, mecánicas, térmicas, eléctricas y económicas, influyen sobre la decisión de una correcta elección de un substrato particular para una determinada aplicación.

Una serie de preguntas sería conveniente hacerse, entre las que incluimos:

- a) ¿ El costo puede ser justificado para determinada aplicación?
- b) ¿ Qué tecnología conviene usar para la construcción de la microtira?
- c) ¿ Qué rango de frecuencias tiene su aplicación?
- d) ¿Qué terminación de superficie necesita por las pérdidas en el conductor, y como consecuencia si la adherencia es la correcta ?
- e) ¿ Qué resistencia mecánica y conducción térmica necesito ?

3-14* Efectos del blindaje

Los circuitos con microtiras son ubicados normalmente en cajas metálicas para protección eléctrica y mecánica. Las características de los circuitos pueden cambiar, dependiendo de las dimensiones de las cajas, pues resonancias eléctricas pueden afectar seriamente su comportamiento. Si las cajas son suficientemente grandes, sus influencias son despreciables. Para substratos de alta ϵ_r , una relación de cinco veces entre el espesor del substrato y la altura de la caja es suficiente. Para valores bajos de ϵ_r , se hicieron pruebas con cajas de

20mm. de altura para substratos de 3mm. con variaciones muy pequeñas, consideradas tolerables para una producción de impresos.

Si las cajas metálicas son grandes, modos de cavidad pueden ser excitados. Se observa experimentalmente que los modos de cavidad son fácilmente excitables en cajas cerradas con circuitos que tengan discontinuidades, como juntas **T** o circuitos abiertos. Hay tres formas diferentes para suprimir los modos de cavidad. La más simple es dividir el circuito en varios substratos y ubicarlos en compartimentos separados. Su desventaja es el costo y su realización, sin embargo es muy usada.

Otra forma es simular espacio libre colocando un absorbedor o material de altas pérdidas en la tapa.

La tercera forma es cortocircuitar el plano de tierra con la tapa mediante pines metálicos. No hay regla para la cantidad de pines.

T.C.Edwards sugiere calcular la influencia que tiene un blindaje sobre las líneas de microtira estudiando el efecto sobre **Zo** y **Ecf**. Considera las siguientes relaciones :

Para $w/h \leq 1,3$

$$Z_o (\text{blindada}) = Z_o (\text{sin blindar}) - \Delta Z_o 1 \quad 3-43$$

para $w/h \geq 1,3$

$$Z_o (\text{blindada}) = Z_o (\text{sin blindar}) - \Delta Z_o 2 \quad 3-44$$

donde

$$\Delta Z_o 1 = 270 \left\{ 1 - \tanh \left(0,28 + 1,2 \sqrt{\frac{h'}{h}} \right) \right\} \quad 3-45$$

y

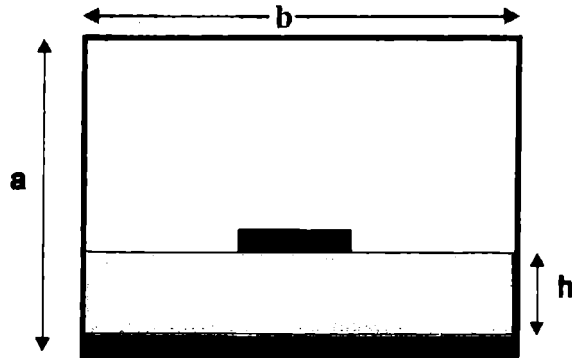
$$\Delta Z_o 2 = \Delta Z_o 1 \left(1 - \tanh \left[1 + 0,48 \left\{ (wef/h) - 1 \right\}^{1/2} / \left\{ 1 + (h'/h)^2 \right\} \right] \right) \quad 3-46$$

La permitividad efectiva de una línea de microtira blindada, teniendo en cuenta sólo la tapa, es :

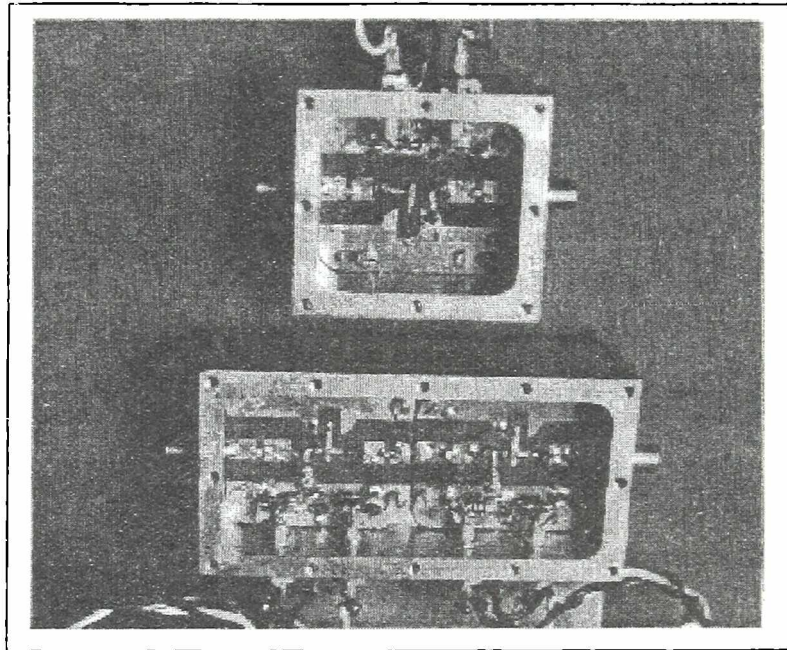
$$E_{cf} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} R \right) \tanh \left[0,18 + 0,237 \left(h'/h \right) - \left\{ 0,415 / \left(h'/h \right)^2 \right\} \right] \quad 3-47$$

$$R = \begin{cases} \left\{ 1 + 12(h/w) \right\}^{-1/2} + 0,04 \left\{ 1 - (w/h) \right\}^2 & \text{para } w/h \leq 1 \\ \left\{ 1 + 12(h/w) \right\}^{-1/2} & \text{para } w/h \geq 1 \end{cases} \quad \begin{matrix} 3-48 \\ 3-49 \end{matrix}$$

Los valores de w_{ef} y Z_0 se calculan con las ecuaciones de Hammerstad y $h' = a - h$ de acuerdo a la figura 3-7.



*Figura 3-7 * Blindaje.*



Amplificadores de microondas con FET de As Ga en banda L.

COMPONENTES EN MICROONDAS

4

4-1* Componentes en microondas

La miniaturización es una prioridad fundamental en la industria de los componentes utilizados en microondas, pues las ventajas que ofrecen los circuitos integrados de muy pequeño tamaño no se pueden materializar a menos que el tamaño de los componentes se reduzca también de forma análoga; además, el comportamiento en frecuencias de microondas mejora muchísimo al usar estos componentes. La realización de esta premisa es la aparición de los componentes cerámicos CHIP, multicapas o monolíticos. Trataremos de exponer a través de sus características y parámetros, un conocimiento que nos permita el correcto uso de estos elementos, imprescindibles en circuitos de alta frecuencia.

4-2* Capacitores

Los capacitores, elementos capaces de almacenar energía eléctrica, son usados en la industria electrónica en variadas aplicaciones: elementos de circuitos resonantes, en acoples, desacoples, bloqueo de corriente continua, filtros, líneas de retardo y supresión de transitorios.

La energía almacenada es proporcional a la tensión aplicada.

$$Q = C V$$

4-1

La capacidad C en un elemento, expresada en Faradios, depende de las propiedades del material usado como dieléctrico y de su geometría, es decir, el área de los electrodos y su separación.

Podemos expresarla:

$$C = Q / V = K A / e$$

4-2

donde:

K = cte dieléctrica relativa del material colocado entre los electrodos.

A = área que cubren los electrodos.

e = espesor del dieléctrico.

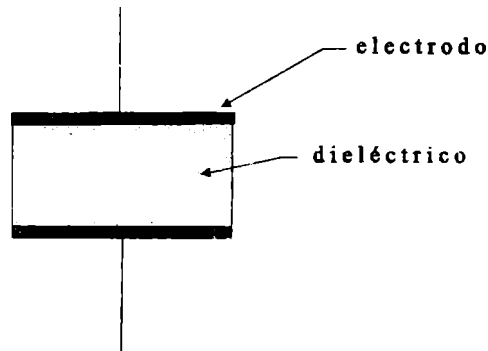
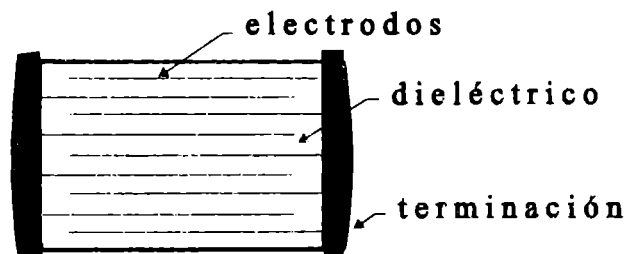


Figura 4-1 Representación de corte de un capacitor.*

La eficiencia volumétrica del capacitor, Faradio/cm³, puede ser maximizada:

- 1-Incrementando K.
- 2-Incrementando A.
- 3-Reduciendo e.

La construcción de multicapas en forma monolítica maximiza el factor geométrico porque aumenta el área de los electrodos manteniendo un pequeño volumen, como se observa en la figura 4-2.



*Figura 4- 2 * Representación de corte de un capacitor chip.*

Esta construcción, usada con cerámicos de alta constante dieléctrica y gran rigidez dieléctrica, permite tener una multitud de capas muy finas, logrando sobrepasar la eficiencia volumétrica de otros tipos de capacitores.

Los capacitores conformados de esta manera reciben el nombre de capacitores tipo CHIP (CHIP capacitors).

La capacidad se puede expresar como:

$$C = K A N / e \quad 4-3$$

donde N es el número de capas dieléctricas.

Si deseamos calcular la capacidad podemos usar la siguiente expresión, que permite determinar dicho valor en Faraday.

$$C = K A N / (11,3 \cdot 10^6) e \quad [\mu F] \quad 4-4$$

donde A está dado en cm^2 , e en cm, y $11,3 \cdot 10^6$ es un factor de conversión de unidades.

4-3* Propiedades eléctricas

Para entender los materiales dieléctricos cerámicos, veremos algunas propiedades eléctricas de los dieléctricos en general.

- **Constante dieléctrica**

La constante dieléctrica en cualquier material aislador, ocurre debido a la interacción entre un campo eléctrico aplicado y las cargas localizadas en el dieléctrico. Las cargas no son transferidas pero sí desplazadas por el campo, las cargas positivas hacia el electrodo negativo y las negativas hacia el positivo. En los dieléctricos cerámicos con gran constante dieléctrica, las cargas fácilmente polarizadas se corren creando un efecto de polarización con oposición al campo eléctrico aplicado, produciendo mayores cargas en los electrodos.

Este crecimiento del efecto de polarización se debe a cuatro mecanismos:

- 1.- Desplazamiento electrónico.
- 2.- Desplazamiento iónico.
- 3.- Orientación de dipolos permanentes.
- 4.- Polarización de carga espacial.

Todos estos mecanismos que contribuyen a formar la constante dieléctrica son dependientes de la temperatura, la tensión continua aplicada, frecuencia y tensión alterna.

- **Factor de disipación y factor de potencia.**

Cuando una tensión es aplicada a un capacitor, una corriente de cargas fluye a través de él, y esta corriente está retardada con respecto a la tensión de un capacitor **sin pérdidas**, en 90° .

En un dieléctrico real ese ángulo de fase ideal es imposible por dos razones:

a) Ningún dieléctrico es un perfecto aislador, entonces ocurre una pequeña corriente de pérdidas.

b) Los mecanismos de polarización de una cerámica no son eficientes al 100%, es decir, el capacitor no descarga el total de la energía absorbida en el ciclo de carga.

Estas pérdidas denominadas de relajación se manifiestan en calor y en una desviación de los 90° de fase entre la corriente y la tensión (figura 4-3).

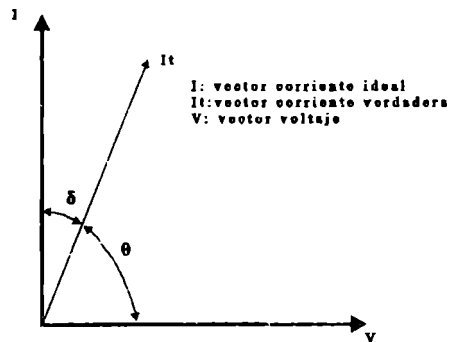


Figura 4-3 * Representación tensión-corrientes en un capacitor.

Si consideramos el diagrama vectorial tensión-corriente para un capacitor real, donde R_p es la resistencia de las pérdidas y X es la reactancia total del capacitor, tendremos:

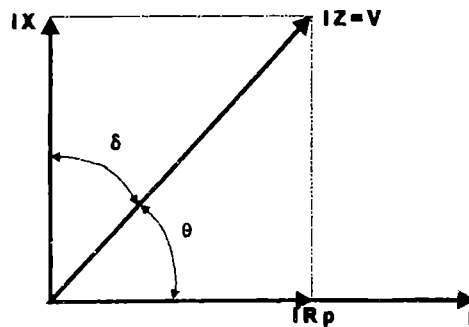


Figura 4-4 * Diagrama vectorial tensión - corriente para un capacitor real.

Se denomina Factor de Potencia a la relación de la potencia real con la aparente de un sistema, y se representa por el coseno del ángulo de fase que forman los vectores de tensión y corriente.

$$\cos \theta = \frac{\text{Preal}}{V.I} = \frac{I^2 \cdot R}{I^2 \cdot Z} = R/Z \quad 4-5$$

El ángulo de pérdidas δ , que es el complemento del ángulo θ , está determinado por los vectores de tensión sobre la resistencia de pérdidas y de tensión sobre la componente reactiva. Este ángulo sirve para expresar el apartamiento entre las corrientes ideal y verdadera, o, puesto de otra forma, las pérdidas del capacitor con respecto a su reactancia, que podemos expresar como:

$$\text{tg } \delta = I \cdot R_p / I \cdot X = R_p / X \quad 4-6$$

Expresión que recibe la denominación de tangente del ángulo de pérdidas o Factor de Disipación. Cuanto menor es la $\text{tg } \delta$ más se aproxima al ideal.

- **Factor de mérito Q**

Es la recíproca del factor de disipación:

$$Q = 1 / \text{tg } \delta \quad 4-7$$

También podemos usar la expresión clásica del Q que relacione la potencia reactiva con la potencia activa.

$$Q = 1 / 2 \pi f C R_s \quad 4-8$$

donde R_s es la resistencia serie equivalente de pérdidas, y por lo tanto podemos decir que Q depende de la frecuencia. Por ser dificultosa su medida en altas frecuencias debido a sus bajos valores, es un parámetro no usado en ese rango de frecuencia.

- **Coefficiente de temperatura (CT).**

El coeficiente de temperatura de un dieléctrico cerámico define la desviación en la capacidad en un rango de temperatura determinado. Los dieléctricos cerámicos, especialmente los de BaTiO_3 , sufren variaciones en la corriente dieléctrica debido a efectos de energía térmica producidos por la movilidad en los átomos de Ti.

El CT se expresa en porcentos del cambio de temperatura, o en parte por millón por cada grado centígrado, desde 25° C tomado como referencia.

- **Coefficiente de tensiones continuas (CV).**

Muestra el efecto de la disminución de la constante dieléctrica con el aumento de la tensión continua, debido a que son afectados los mecanismos de polarización. Es expresado en porcentaje de variación de capacidad en función de la tensión de corriente continua (Vcc).

- **Coefficiente de temperatura-tensión.**

Como los capacitores deben operar con diferentes valores de tensión sobre ciertos rangos de temperaturas, es necesario combinar el efecto de la temperatura y la tensión. Es expresado en porcentaje de capacidad en función de Vcc y CT.

- **Resistencia de aislación.**

La resistencia de aislación es una medida de la habilidad del capacitor cargado para resistir una corriente continua de pérdidas. Las variaciones en la resistencia de aislación se deben a:

a) Cambios en la resistividad superficial.

b) Cambio en la resistividad de masa del dieléctrico, debido a causas internas o externas.

La aislación en capacitores de alto valor es expresada como el producto R por C , en ohm-faradios o megaohm-microfaradios. Las normas RETMA especifican 1000 para $C > 0,01$ microfaradios, y para $C < 0,01$ se expresa directamente en ohms y son del orden de 110.

- **Tensión de ruptura.**

La tensión de ruptura es definida como el gradiente de tensión que produce la ruptura eléctrica del capacitor. Se expresa en Volt/cm de dieléctrico.

- **Tiempo de vida.**

La variación de la constante dieléctrica exhibe una dependencia con el tiempo conocida como AGEING que depende de la composición y del proceso. Esta variación, que generalmente decae logarítmicamente con el tiempo, es expresada como porcentaje de variación de C , en términos de décadas de horas, como por ejemplo: $\Delta C = 2\%$ décadas de horas, entre 0,1 y 1 hora después de enfriar al Punto de Curie, que es donde el material usado como dieléctrico cambia su estructura cristalina.

- **Impedancia de un capacitor.**

Para comprender el valor de la impedancia de un capacitor es conveniente tener bien en claro sus características reales.

Un circuito equivalente para explicar la variación de la impedancia en función de la frecuencia es el mostrado en la figura 4-5.

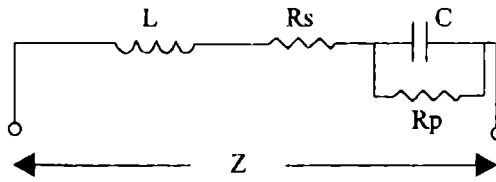


Figura 4-5 * Circuito equivalente de un capacitor.

Donde:

Rs: Resistencia serie equivalente (RSE) consiste en la resistencia ohmica de los electrodos y los terminales.

L: Inductancia serie equivalente (LSE) o inductancia intrínseca del capacitor, que depende exclusivamente de su tamaño.

C: Capacidad.

Rp: Resistencia de aislación (RA).

La impedancia del circuito de la figura será:

$$Z = R_s + j \omega L + \frac{1}{\frac{1}{R_p} + j \omega C} \quad 4-9$$

Luego:

$$Z = R_s + j \omega L + \frac{\frac{1}{R_p} + j \omega C}{\left(\frac{1}{R_p}\right)^2 + (j \omega C)^2} \quad 4-10$$

Simplificando ya que $1/R_p \ll \omega^2 C^2$, entonces:

$$Z = R_s + \frac{1}{\omega^2 C^2} - j \left[\frac{1}{\omega C} - \omega L \right] \quad 4-11$$

Si $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, entonces cuando $\omega \ll \omega_0$

$$Z = R_s + \frac{\frac{1}{R_p}}{\omega^2 C^2} - j \left[\frac{1}{\omega C} \right] \quad 4-12$$

y como $R_s + \frac{\frac{1}{R_p}}{\omega^2 C^2} \ll \frac{1}{\omega C}$

$$Z = 1 / \omega C \quad 4-13$$

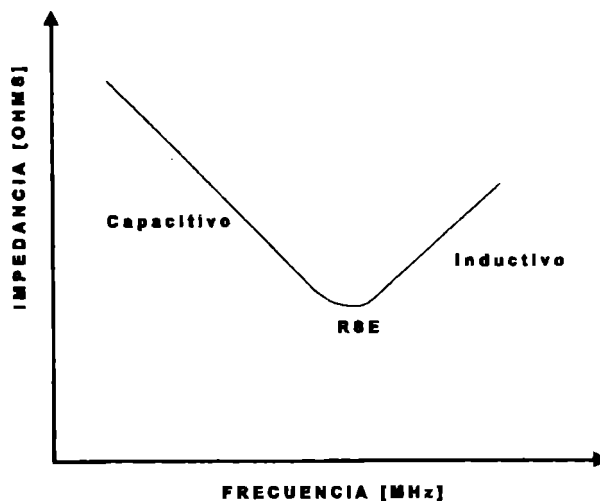
si $\omega = \omega_0$ y como $\frac{\frac{1}{R_p}}{\omega^2 C^2} \ll R_s$ entonces :

$$Z = R_s \quad 4-14$$

Si $\omega \gg \omega_0$ y como $R_s \ll \omega L$, luego

$$Z = \omega L \quad 4-15$$

Por lo tanto, si representamos $Z=f(f)$ tendremos:



*Figura 4-6 * Impedancia de un capacitor vs frecuencia.*

Si trabajamos en baja frecuencia, por lo general el diseñador no tiene en cuenta o no conoce cuál es la frecuencia de resonancia serie cuando elige un capacitor para acople o desacople. Sólo le interesa que tenga un alto Q o bajas pérdidas.

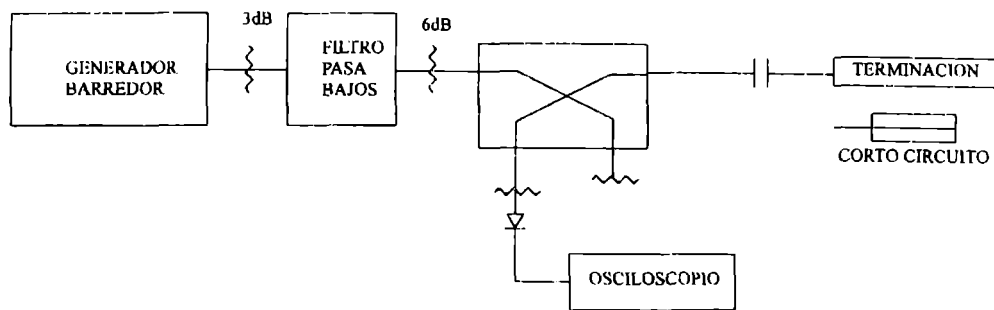
En alta frecuencia la selección es más compleja y conviene remarcar el problema de la resonancia serie.

4-4* Resonancia serie

A la frecuencia en que se produce la resonancia serie, las resonancias capacitiva e inductiva se cancelan y el capacitor presenta su menor impedancia, en un estado que algunos denominan como **Transparente** a la energía.

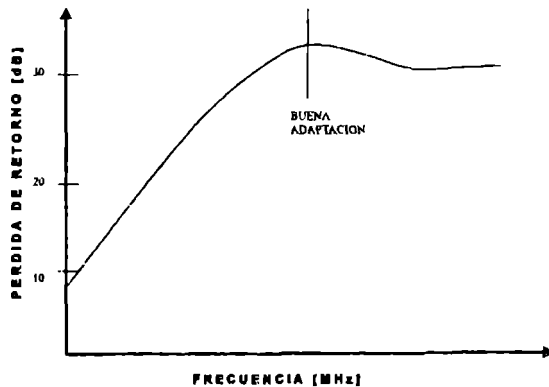
Para conocer la frecuencia de resonancia serie de un capacitor CHIP se observan las pérdidas de retorno del capacitor montado en un probador sobre un rango amplio de frecuencias. A medida que la frecuencia aumenta, las pérdidas de retorno disminuyen hasta alcanzar un punto mínimo y volver a incrementarse. En ese mínimo leemos la frecuencia de resonancia serie. Recordamos que las pérdidas de retorno se aplican como la relación logarítmica entre la onda reflejada e incidente expresadas en dB: $20 \log E^- / E^+$.

El método para medir pérdidas de retorno incluye un acoplador direccional de alta directividad en un circuito como muestra la figura 4-7.



*Figura 4-7 * Circuito de medida de pérdida de retorno.*

Para un capacitor típico mostramos las pérdidas de retorno en función de la frecuencia en la figura 4-8.



*Figura 4-8 * Pérdida de retorno vs frecuencia.*

En bajas frecuencias la reflexión es grande, causada por la excesiva reactancia en serie con la línea.

Los fabricantes de capacitores presentan un gráfico un poco diferente, ya que muestran el valor de capacidad en función de la frecuencia de resonancia serie, como vemos en la figura 4-9.

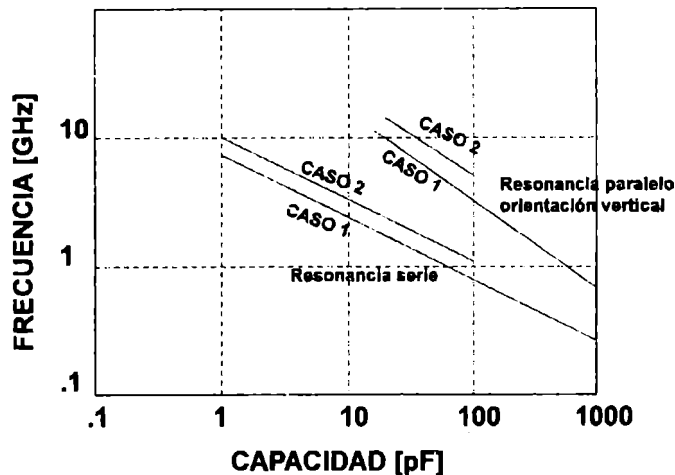


Figura 4-9 * Gráfico para diferentes tamaños de capacitores.

Mostramos dos curvas para diferentes tamaños de capacitores: el tamaño 2 es de menores dimensiones que el 1, por lo tanto tiene menos inductancia (ya que dijimos que depende exclusivamente del tamaño); luego, para igual capacidad, el tamaño 2 tiene mayor f de resonancia serie.

4-5* Pérdidas de inserción.

Un parámetro muy importante para un diseñador en microondas es conocer las pérdidas de un capacitor CHIP. Ya que el valor de Q o el factor de disipación (FD) son extremadamente dificultosos de medir en altas frecuencias, lo que se hace es medir las pérdidas del capacitor una vez que se instala en un circuito operativo. Este generalmente se construye con una línea de microtira de 50 ohms de impedancia característica. Entonces se pueden medir las pérdidas, que fundamentalmente se deben a tres factores:

1.- Pérdidas por reflexión : Generalmente, cuando un capacitor CHIP es insertado en una microtira crea alguna desadaptación. Es casi imposible construir un capacitor con la impedancia característica de la microtira; pequeñas reflexiones siempre son generadas.

Algunos fabricantes suministran esta información con los parámetros "S" del capacitor. Con S_{11} se pueden calcular las pérdidas por reflexión.

$$P R = 10 \log (1 - S_{11}^2)$$

4-16

También podríamos calcular el R.O.E. (Relación de Onda Estacionaria) mediante:

$$R.O.E. = \frac{(1 + S_{11})}{(1 - S_{11})}$$

4-17

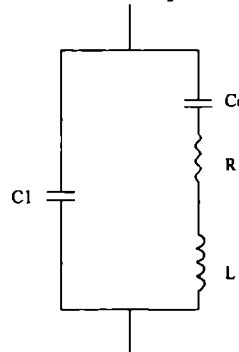
Aclaremos que el dato de los parámetros "S" se da en módulo y fase.

2.- Pérdidas por inserción : Estas pérdidas se pueden calcular con el coeficiente de transmisión S_{21} .

$$P.I. = 10 \log (1 / S_{21}^2)$$

4-18

3.- Pérdidas por resonancia en paralelo: Esto se produce al resonar reactancias en paralelo produciendo absorción de energía. Desde ya que el modelo circuital de un capacitor que vimos al comienzo no nos sirve para explicar este fenómeno, por eso debemos recurrir a otro esquema. Algunos autores proponen este circuito para la explicación.



*Figura 4-10 * Circuito equivalente de un capacitor.*

Resonancia serie: $\omega = \frac{1}{\sqrt{L C_0}}$ 4-19

Resonancia paralelo: $\omega = \frac{1}{\sqrt{\frac{L C_0 C_1}{C_0 + C_1}}}$ 4-20

Esto explicará la resonancia paralelo, pero veamos qué sucede cuando procedemos a medir las pérdidas de inserción. El método propuesto no discrimina entre las diferentes causas que producen las pérdidas, pues mide el total de las pérdidas. Un esquema de medida es el siguiente.

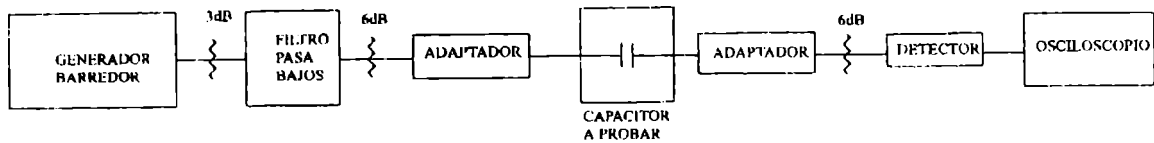


Figura 4-11 * Método de medida de pérdidas de un capacitor.

Con este sistema de medidas obtenemos gráficos como los siguientes.

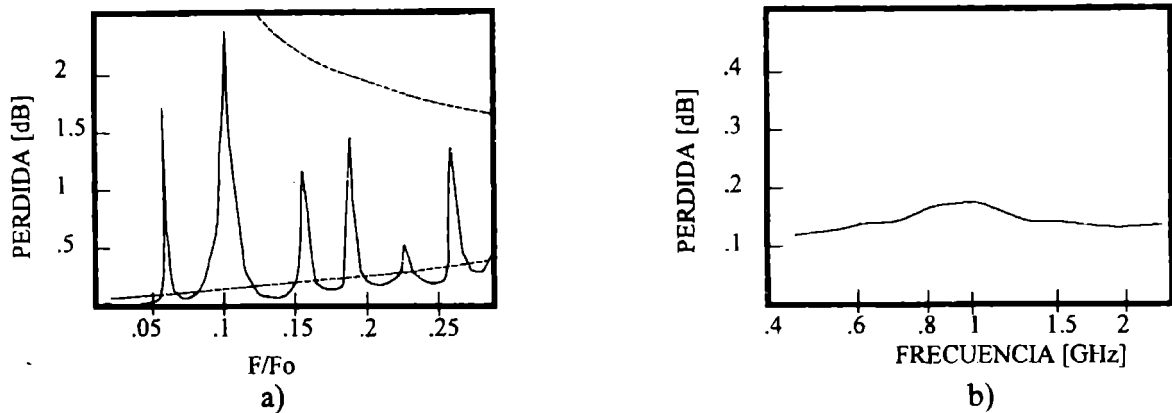


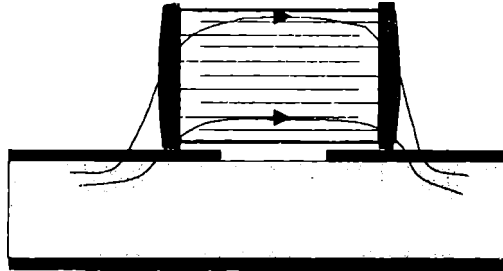
Figura 4-12 * Gráficas de pérdidas de capacitor vs frecuencia.

En la figura 4-12a se aprecia para un tipo de capacitor que en determinadas frecuencias aumentan bruscamente las pérdidas de inserción; eso se produce por resonancia paralelo, cuya explicación, que no daremos aquí, se puede encontrar en la referencia bibliográfica.

En la figura 4-12b mostramos en detalle los valores de las pérdidas hasta la frecuencia de resonancia serie, menor que 2 GHz para este capacitor, y que corresponde al tamaño inicial de la curva de la figura 4-12a.

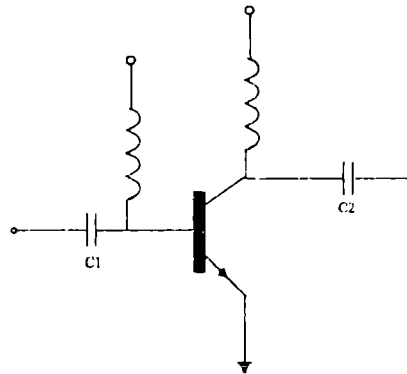
Para realizar esta medición se colocó el capacitor con los electrodos paralelos a la línea de microtira; si los colocamos en forma perpendicular a la microtira, veríamos que las frecuencias de resonancia serie y paralelo se corren, tomando la frecuencia serie el valor de la paralelo y ésta un valor mayor, y así se corren todos los picos de resonancia. Tendremos de esa forma una mayor respuesta de frecuencia.

El fenómeno que se produce al colocar los electrodos paralelos a la tierra de referencia, se visualiza en la figura 4-13.



*Figura 4-13 * Diferencia de recorrido en un capacitor con electrodos paralelos.*

Se produce una diferencia de fase debido a los caminos diferentes que toma la corriente, y esto en algunas frecuencias puede producir picos de pérdidas de inserción. Por esta razón se prefiere la posición del capacitor con los electrodos perpendiculares a la referencia.



*Figura 4-14 * Capacitores de paso en un circuito típico.*

4-6* Criterios de selección y montaje.

Capacitores monolíticos son comúnmente usados para bloquear la corriente continua en una conexión serie, como capacitor de paso en RF en conexión paralelo y como un elemento de un filtro. Para las dos primeras aplicaciones, la impedancia medida es normalmente 50 ohm y los sistemas de transmisión son microtira o stripline.

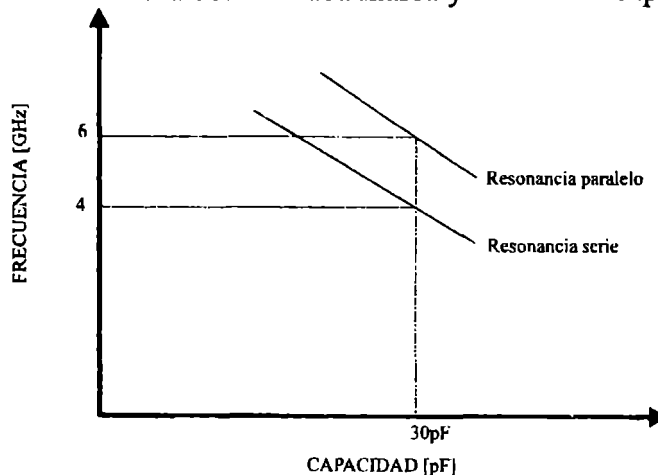
Las aplicaciones en un filtro son más diversas para poder generalizar. En conexión serie o paralelo, la frecuencia de resonancia paralelo es un inconveniente, pues causa grandes pérdidas de inserción u oscilaciones parásitos en amplificadores.

Por el contrario, la frecuencia de resonancia serie produce las menores pérdidas de inserción, y a veces resultan tan bajas que están por debajo de los límites de la capacidad de medida.

El diseñador del circuito puede elegir el centro de banda en la frecuencia de resonancia serie aprovechando las bajas pérdidas y tomando la precaución de que el extremo superior de la banda esté alejado de la frecuencia de resonancia paralelo.

Por ejemplo, si tuviéramos la siguiente situación:

En el circuito de la figura 4-14, C1 y C2 son los capacitores de bloqueo en corriente continua. Si la f de trabajo es de 4 GHz con un ancho de banda de 500 MHz y dispongo de la siguiente curva de f vs C de una determinada marca y tamaño de capacitor:



*Figura 4-15 *Gráfica capacidad vs frecuencia.*

Por lo tanto, el valor 30 pF será el correcto para usar en C1 y C2. El montaje del capacitor, recordemos que tiene que ver con los electrodos perpendiculares a la referencia; por lo general la curva viene para este tipo de montaje y en los capacitores normalmente es su dimensión menor la que debe ir sobre la microtira.

El cambio de fase cerca de la frecuencia de resonancia serie puede ser importante para un capacitor que forma parte de un filtro. También hay que pensar que el montaje del capacitor

sobre la microtira puede afectar la frecuencia de resonancia. Es común por otra parte dejar algún elemento de ajuste o tomar en este caso una posición más conservadora y elegir el capacitor por debajo de la frecuencia de resonancia serie.

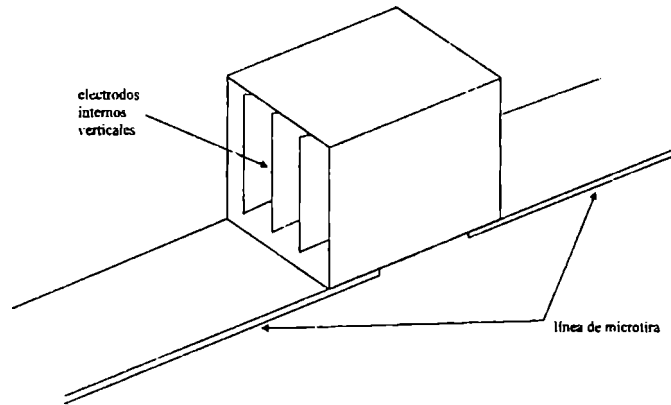


Figura 4-16 * Capacitor con electrodos verticales.

Otra recomendación para que los capacitores tengan los valores que los fabricantes ofrecen en sus grupos es referente al montaje sobre el impreso: debe ir centrado con respecto a la separación sobre la línea de microtira donde va montado.

Las superficies a unir, tanto del capacitor como del impreso, deben estar muy limpias. Los solventes que se pueden usar son acetona y alcohol. Por lo general se descarta cualquier tipo de pulido.

Para unir el capacitor con el circuito se usan diversas técnicas: ultrasonido, termo compresión, resinas epoxy conductoras y pasta de soldar calentada con soldador manual.

En este último caso se recomienda calentar indirectamente al capacitor para evitar el shock térmico que se produce en los materiales cerámicos.

Las pastas usadas normalmente son:

Estaño 60	Plomo 40		362-375° F
Estaño 62	Plomo 36	Plata 2	350-372° F
Estaño 60	Plomo 36	Indio 4	340-345° F

Las configuraciones que presentan los capacitores CHIP más comunes son las mostradas en la figura 4-17.

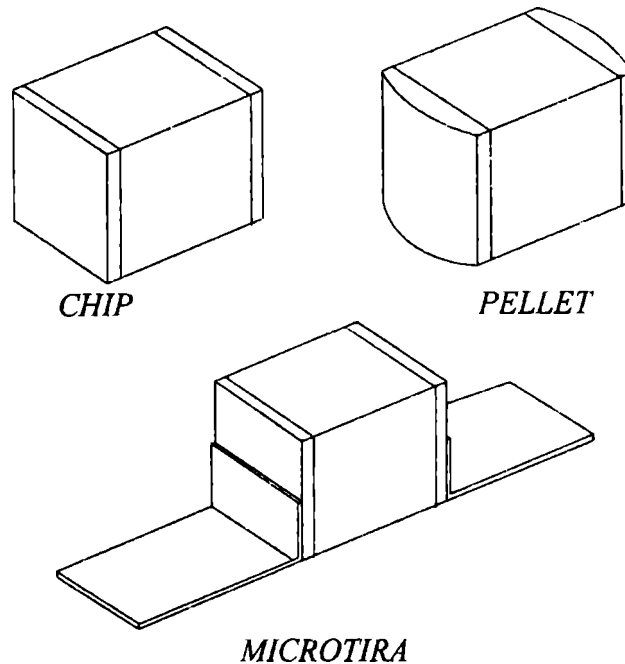


Figura 4-17 * Formas constructivas de capacitores.

Damos a continuación una serie de consideraciones para la elección de los capacitores CHIP que necesariamente deben cumplimentarse:

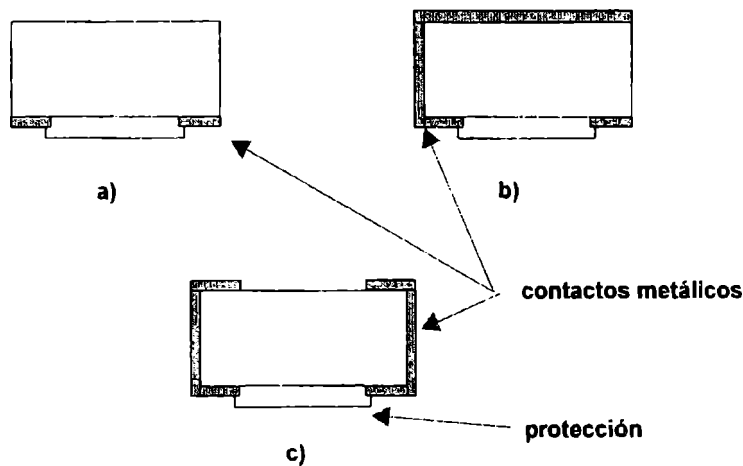
- a) Estabilidad en temperatura: Estabilidad necesaria sobre el rango de temperatura de trabajo.
- b) Coeficiente de tensión-temperatura: Estabilidad de temperatura para la tensión de trabajo.
- c) Capacidad-tamaño-frecuencia resonancia serie- frecuencia paralelo.
- d) Tolerancia de capacidad.
- e) Terminación.
- f) Tensión de trabajo.
- g) Tipo de capacitor. Configuración.

4-7* Resistores chip

La resistencia tipo chip es un componente de microondas que encuentra muchas aplicaciones, como resistencia o como atenuador.

Una razón muy importante de su uso es su tamaño, que va desde 0,76 mm por 0,51 mm con espesor de 0,38 mm para potencias de 35 mW, para bajas potencias, hasta los tamaños mayores de 25,4 mm por 25,4 mm para potencias de decenas de Watt. Entonces el tamaño a elegir está relacionado directamente con la potencia en juego.

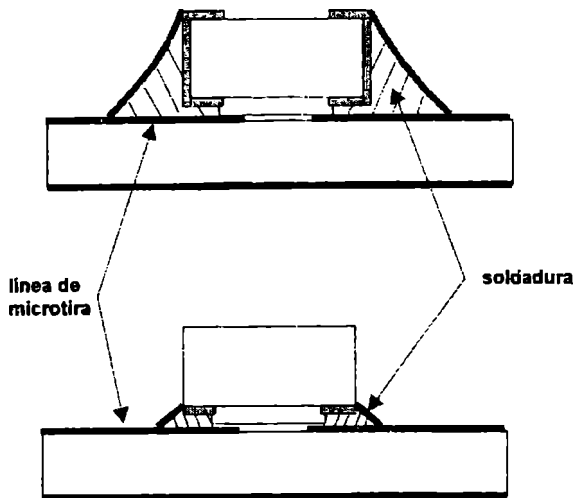
Distintas configuraciones de resistencias chip mostramos en la figura siguiente.



*Figura 4-18 * Configuraciones de resistencias chip.*

Las figuras 4-18 muestran los contactos metálicos en sombreado. La configuración a) tiene menor fijación que el c), que se recomienda por su mayor superficie de contacto.

El tipo b) es recomendable para una conexión a tierra, como una terminación de 50 Ohm.



*Figura 4-19 * Soldadura de resistores chip.*

Los valores de resistencia se obtienen con películas de Nichrome o con técnicas de deposición de película delgada. Mediante estos procesos una capa resistiva con una determinada resistencia por unidad de superficie es depositada en una base cerámica, con terminaciones metálicas y cubierta con una protección para conservar sus propiedades eléctricas aislándolas del medio. Normalmente, como base cerámica se usa alúmina. Como contactos metálicos plata, níquel u oro con platino.

Para unir los chip con un circuito se usan dos métodos, con epoxi o soldando. En el primero, epoxi conductor, es una pasta que se aplica sobre el área a unir a 149°C de temperatura. Para el método de soldar, recomendamos primero estañar los terminales del chip por inmersión, durante 2 a 5 segundos con 220°C de temperatura, o con soldador de 35 Watt durante 3 a 8 segundos. Para soldar conviene aplicar un soldador de 35 Watt durante menos de 15 segundos.

4-8* Algunas características eléctricas

Los rangos de resistencia son de 1 Ohm a 10 Mohm con tolerancias de $\pm 20\%$, 10% , 5% , 2% y 1% .

Los coeficientes de temperatura son de 50, 100, 200 y 300 ppm/ C.

La temperatura máxima a plena potencia es 70°C .

La temperatura máxima para cero potencia es 125°C .

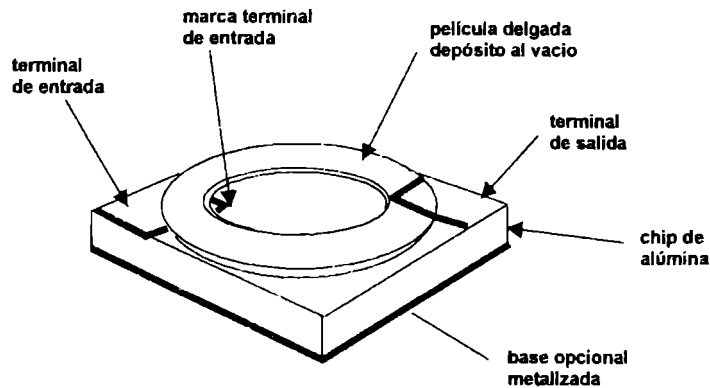
El rango de temperatura es de -55°C a $+125^{\circ}\text{C}$.

El coeficiente de variación de la resistencia por tensión es 0,01% por Volt.

4-9* Inductores chip

Los inductores chip son componentes relativamente nuevos. Para realizar una inductancia, imprimimos una línea de microtira de alta impedancia en un sustrato, con un largo determinado para ajustar su valor. Los inductores chip se consiguen con valores entre 1,6 nHy a 550 nHy en tamaños desde 30 mm² hasta 75 mm² con un espesor máximo de 0,63 mm.

Una forma básica mostramos en la figura 4-20.



*Figura 4-20 * Inductor chip.*

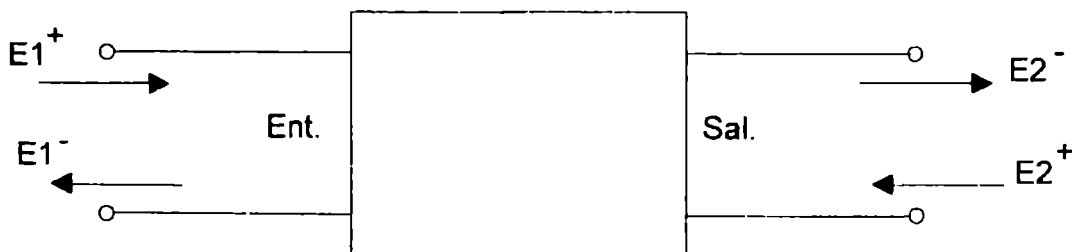
Los inductores chip son construidos sobre un sustrato de alúmina, depositando el elemento conductor con técnicas de película delgada. El procedimiento consiste en depositar media vuelta de película conductora, luego cubrirla parcialmente con material cerámico, después agregarle otra media vuelta, aislarla y así hasta completar el número de vueltas necesarias, siendo terminada con una capa de material aislante para sellado hermético. Este proceso permite construir simultáneamente 100 inductores idénticos sobre un sustrato de alúmina de 50,8 mm por 50,8 mm.

La fijación se puede hacer por soldadura, con mezcla de indio, o por pegado con epoxi conductor, de la misma forma que comentamos para los resistores.

5-1* Parámetros de dispersión

En sistemas de RF la forma de evaluar la salida y entrada de un cuadripolo es mediante los términos que relacionan las ondas incidentes y reflejadas (coeficiente de reflexión, ROE, etc.). Esto sucede, ya que en la práctica es la forma que uno tiene para medir el sistema. Es por eso que surgieron los parámetros de dispersión para poder vincular estas características. A continuación nos dedicaremos a deducir dichos parámetros.

Consideremos un cuadripolo con entradas y salidas desadaptadas. Según lo visto en la teoría de línea de transmisión se producirá una onda incidente y una onda reflejada tanto en la entrada como en la salida.



*Figura 5-1 * Ondas incidentes y reflejadas en un cuadripolo.*

Donde:

$E1^+$ = amplitud de la onda incidente en la entrada

$E1^-$ = amplitud de la onda reflejada en la entrada

$E2^+$ = amplitud de la onda incidente en la salida

$E2^-$ = amplitud de la onda reflejada en la salida

De la ecuación de la línea, concepto deducido anteriormente, podemos expresar :

$$V = E^+ + E^- \quad 5-1$$

$$I = \frac{E^+}{Z_0} - \frac{E^-}{Z_0} \quad 5-2$$

donde

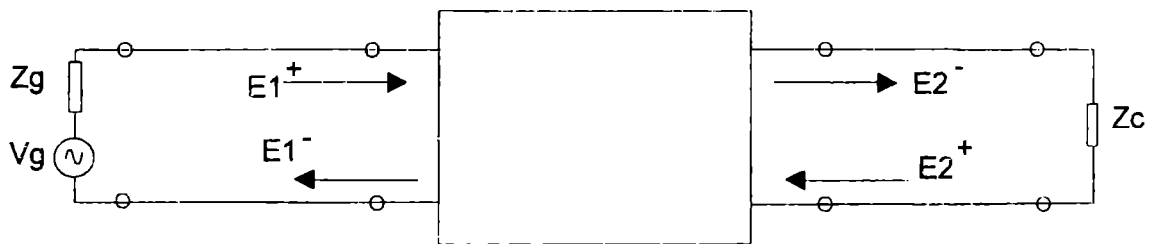
$$E^+ = A \cdot e^{-\gamma x} \quad 5-3$$

$$E^- = B \cdot e^{\gamma x} \quad 5-4$$

además el coeficiente de reflexión está definido por

$$\Gamma = \frac{E^-}{E^+} \quad 5-5$$

En un cuadripolo alimentado por un generador y con una carga, tendremos lo que se ve en la figura 5-2.



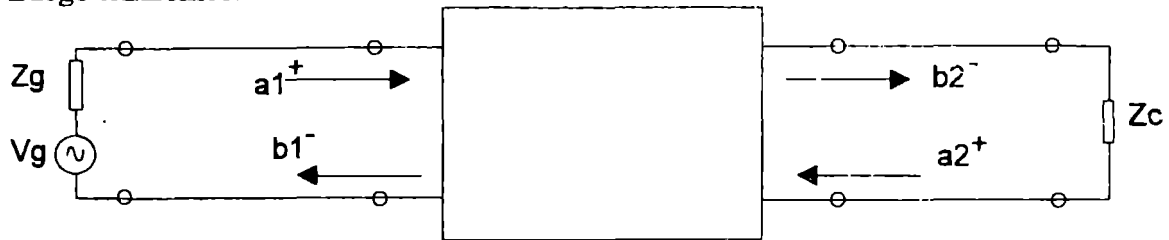
*Figura 5-2 * Cuadripolo con generador y carga.*

Introducimos una notación normalizada.

$$a = \frac{E^-}{\sqrt{Z_0}} \quad 5-6$$

$$b = \frac{E^+}{\sqrt{Z_0}} \quad 5-7$$

Luego tendremos:



*Figura 5-3 * Cuadripolo con notación normalizada.*

De la ecuación 5-5 podemos sacar:

$$b = \Gamma \cdot a \quad 5-8$$

generalizando la ecuación 5-8 y aplicándola al cuadripolo podemos expresar

$$b1 = S11 a1 + S12 a2 \quad 5-9$$

$$b2 = S21 a1 + S22 a2 \quad 5-10$$

Donde estamos expresando la relación entre ondas reflejadas e incidentes en cada puerta por medio de los parámetros S.

La matriz de los parámetros S está representada por:

$$[S] = \begin{bmatrix} S11 & S12 \\ S21 & S22 \end{bmatrix} \quad 5-11$$

De la 5-9 y 5-10 podemos deducir la forma de medir los parámetros de dispersión de un cuadripolo, obteniendo:

$$S11 = \left. \frac{b1}{a1} \right|_{a2=0} = \text{coeficiente de reflexión a la entrada con la salida adaptada} \quad 5-12$$

$$S22 = \left. \frac{b2}{a2} \right|_{a1=0} = \text{coeficiente de reflexión a la salida con la entrada adaptada} \quad 5-13$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \text{coeficiente de transmisión directo con la salida adaptada} \quad 5-14$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \text{coeficiente de transmisión inverso con la entrada adaptada} \quad 5-15$$

Por ejemplo, los parámetros S para un atenuador de 3 dB serán:

$$|S_{21}| = |S_{12}| = 0,707 \quad |S_{11}| = |S_{22}| = 0 \quad 5-16$$

Para un transistor típico los valores son:

$$\begin{aligned} S_{11} &= 0,635 \angle -98^\circ & S_{12} &= 0,037 \angle 33^\circ \\ S_{21} &= 5,037 \angle 113^\circ & S_{22} &= 0,787 \angle -30^\circ \end{aligned}$$

Las ventajas de usar estos parámetros es su definición, ya que para realizar la medida de los mismos usamos adaptaciones.

Los parámetros de dispersión se pueden representar con los diagramas de flujo vistos en el capítulo 2.

El diagrama de flujo de los parámetros S de un cuadripolo de dos puertas está representado en la figura 5-4.

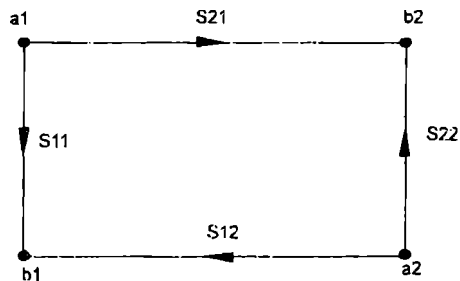


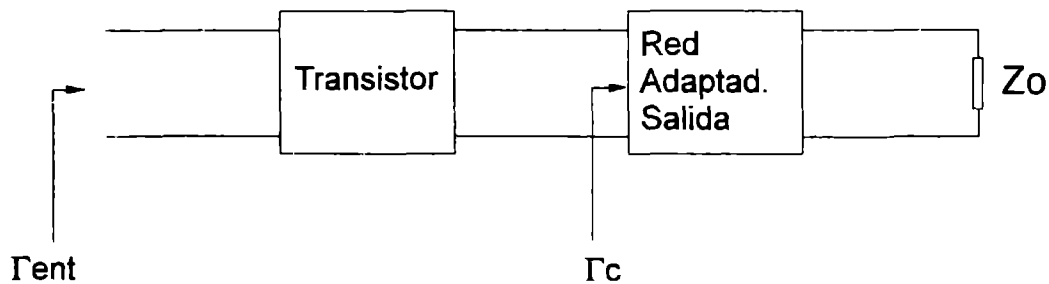
Figura 5-4 * Representación de parámetros S de un cuadripolo con diagrama de flujo

Vemos que el diagrama muestra las relaciones entre las ondas incidentes y reflejadas, dadas por las expresiones 5-9 y 5-10.

5-2* Coeficiente de reflexión de un cuadripolo

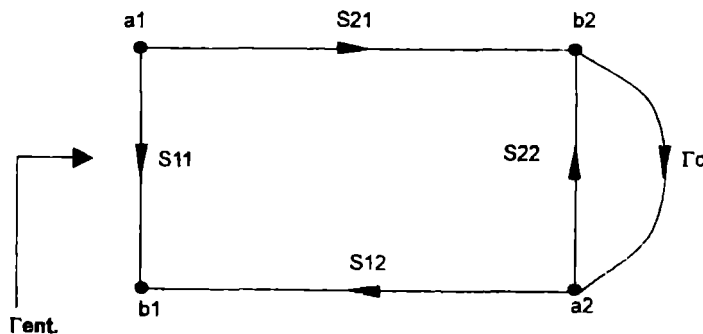
Llegamos al punto en donde debemos dimensionar las redes de adaptación de entrada y salida de un transistor que está caracterizado por sus parámetros S.

Supongamos en un primer paso que tenemos el transistor cargado a la salida y deseamos saber para esa situación de carga qué adaptador debemos colocar a la entrada, situación que ejemplificamos en la figura 5-5.



*Figura 5-5 * Coeficiente de reflexión de entrada.*

Analicemos cuál será el coeficiente de reflexión de la entrada, basándonos en los diagramas de flujo vistos en el capítulo 2, cuando la salida se encuentra conectada a una carga que genera un coeficiente de reflexión Γ_c .



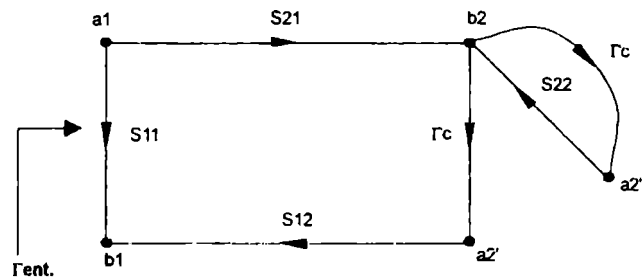
*Figura 5-6 * Diagrama de flujo de coeficiente de reflexión de entrada.*

Vemos que el coeficiente de reflexión de la entrada está dado por:

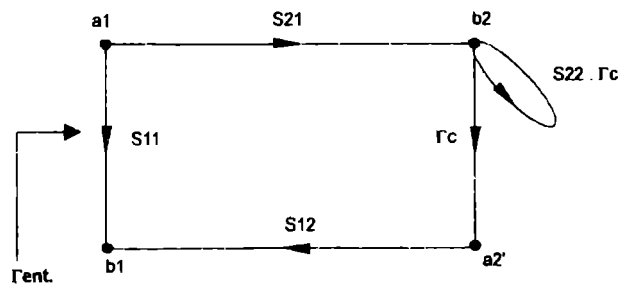
$$\Gamma_{ent} = \frac{b_1}{a_1}$$

5-17

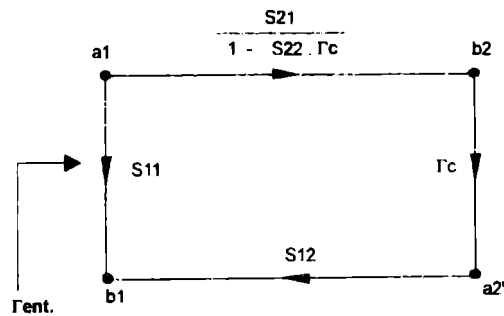
Operemos sobre el diagrama de flujo, desdoblado el nodo de salida



luego



simplificamos el diagrama y nos queda



*Figura 5-7 * Simplificación del diagrama de flujo de coeficiente de reflexión de entrada.*

Entonces, resulta:

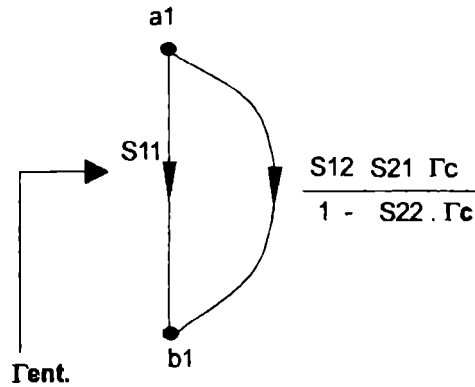


Figura 5-8 * Diagrama de flujo resultante.

Luego, del diagrama de flujo podemos deducir que:

$$\Gamma_{ent} = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_c}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_c} \quad 5-18$$

Similarmente podemos calcular el coeficiente de reflexión en la carga cuando el generador está cargado.

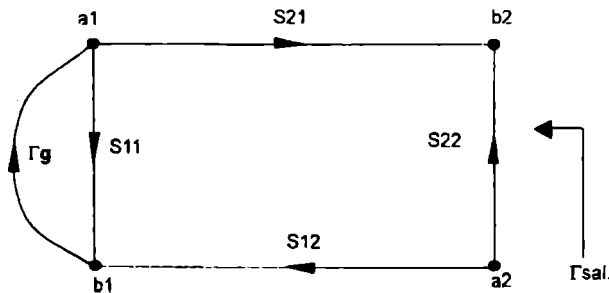


Figura 5-9 * Diagrama de flujo de coeficiente de reflexión de salida.

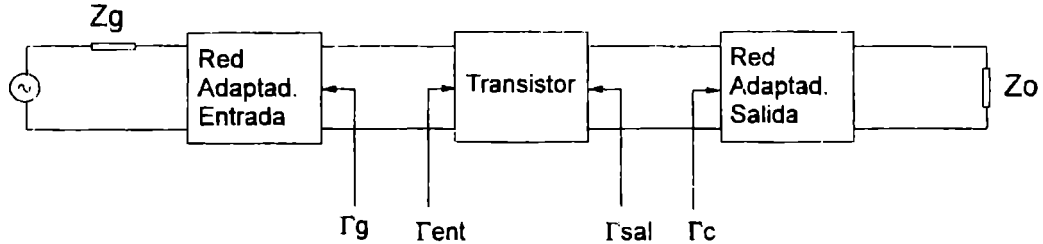
donde el coeficiente de salida será

$$\Gamma_{sal} = \frac{b_2}{a_2} \quad 5-19$$

Luego, realizando el mismo análisis analítico podemos deducir que

$$\Gamma_{sal} = S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_g}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_g} \quad 5-20$$

Si Γ_g y Γ_c son los coeficientes de reflexión vistos hacia las redes adaptadoras tendremos:

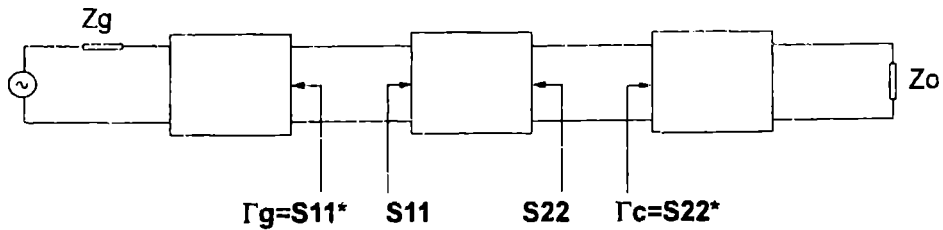


*Figura 5-10 * Adaptación simultánea de entrada y salida.*

En el caso de que el elemento sea unilateral, o sea $S_{12} = 0$, 5-18 y 5-20 nos quedan

$$\Gamma_{ent} = \Gamma_g^* = S_{11} \quad 5-21$$

$$\Gamma_{sal} = \Gamma_c^* = S_{22} \quad 5-22$$



*Figura 5-11 * Adaptación en el caso unilateral.*

En el caso de no unilateralidad o sea S_{12} distinto de cero, podremos lograr una adaptación simultánea de entrada y salida, donde

$$\Gamma_{ent} = \Gamma_g^* \quad 5-23$$

y

$$\Gamma_{sal} = \Gamma_c^* \quad 5-24$$

Luego, en este caso tendremos las condiciones simultáneas de carga que cumplan las siguientes ecuaciones

$$\Gamma_g^* = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_c}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_c} \quad 5-25$$

$$\Gamma_c^* = S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_g}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_g} \quad 5-26$$

Resolviendo la 5-25 y 5-26 para que se cumplan simultáneamente tendremos

$$\Gamma_{sg} = \frac{B1 \pm \sqrt{B1^2 - 4|C1|^2}}{2C1} \quad 5-27$$

$$\Gamma_{sc} = \frac{B2 \pm \sqrt{B2^2 - 4|C2|^2}}{2C2} \quad 5-28$$

donde

$$B1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad 5-29$$

$$B2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad 5-30$$

$$C1 = S_{11} - \Delta \cdot S_{22}^* \quad 5-31$$

$$C2 = S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^* \quad 5-32$$

$$\Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21} \quad 5-33$$

Esto se cumple en la condición de estabilidad incondicional del elemento activo.

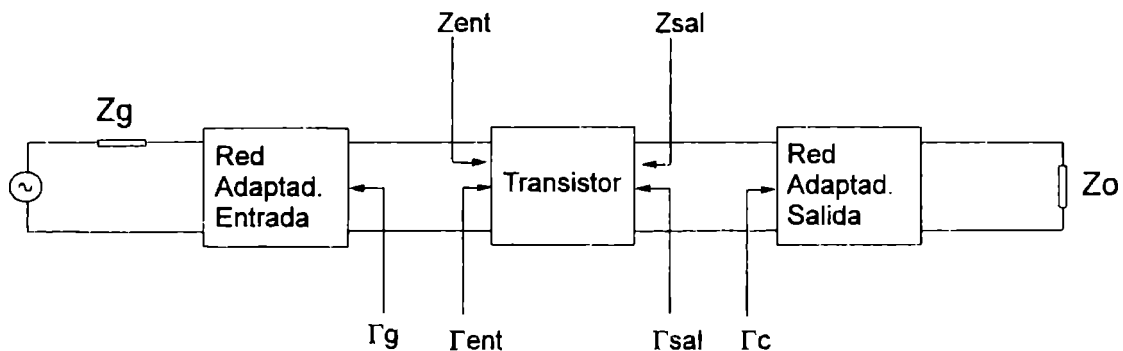
5-3* Estabilidad

La estabilidad de un amplificador es la resistencia del mismo a la oscilación. En un cuadripolo las oscilaciones son posibles cuando las puertas de entrada y salida presentan una resistencia negativa. Esto ocurre cuando :

$$|\Gamma_{ent}| > 1 \quad \text{o} \quad |\Gamma_{sal}| > 1 \quad 5-34$$

Vemos que el módulo del coeficiente de reflexión asociado a una resistencia negativa es mayor que la unidad. Esto significa que la potencia reflejada por la carga es mayor que la incidente, o sea que esta entrega potencia al circuito.

Debido a la reglamentación interna del transistor, su impedancia de entrada depende de la carga de salida, y puede ocurrir que cierta carga refleje una resistencia negativa a la entrada, dando lugar a la oscilación. La impedancia del generador puede influir en forma similar en la salida.



*Figura 5-12 * Cuadripolo adaptado en cierta condición de carga.*

Luego, en un cuadripolo, como muestra la figura 5-12, pueden suceder dos casos de estabilidad :

- **Condicionalmente estable o potencialmente estable** : es el caso en donde la parte real de su impedancia de entrada o salida es positiva para algunas resistencias de carga o generador positiva a una frecuencia determinada.

- **Incondicionalmente estable** : en este caso la parte real de la impedancia de entrada o salida es positiva para cualquier condición de carga de entrada o salida positiva.

Para el análisis de la estabilidad, Rollett encontró un factor **K**, que caracteriza el grado de estabilidad condicional o incondicional de un amplificador. En términos de parámetros S el criterio de estabilidad para la operación de un amplificador está dado por:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}|} > 1 \quad 5-35$$

$$\Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21} < 1 \quad 5-36$$

Luego, la evaluación de la estabilidad en amplificadores se hará conociendo los parámetros S del elemento activo y aplicando las ecuaciones 5-35 y 5-36. Esto permite evaluar si el elemento es incondicional o condicionalmente estable.

En el caso de condicionalmente estable, este cálculo no permite determinar las condiciones en las cuales el elemento puede trabajar; para eso se deben realizar los círculos de estabilidad que detallaremos a continuación.

5-4* Círculos de estabilidad

Para deducir los círculos de estabilidad debemos partir de las ecuaciones 5-35 y 5-36. Estas expresiones, que nos cuantifican la condición de estabilidad condicional, están usando la condición de que los coeficientes de entrada y salida deben tener la magnitud menor que la unidad. O sea, nos dice que en un cuadripolo la condición de estabilidad incondicional para todas las impedancias de fuente y carga

$$|\Gamma_g| < 1 \quad \text{y} \quad |\Gamma_c| < 1 \quad 5-37$$

está dada por

$$|\Gamma_{ent}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_c}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_c} \right| < 1 \quad 5-38$$

$$|\Gamma_{sal}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_g}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_g} \right| < 1 \quad 5-39$$

Analizamos la condición de la ecuación 5-38, en donde $|\Gamma_{ent}| = 1$, y despejaremos el conjunto de valores de Γ_c que la verifica; luego

$$|\Gamma_{ent}|^2 = 1 \quad 5-40$$

$$|S_{11} - \Delta \cdot \Gamma_c|^2 = |1 - S_{22} \cdot \Gamma_c|^2 \quad 5-41$$

La resta entre dos complejos puede deducirse como

$$|Z_1 - Z_2|^2 = |Z_1|^2 + |Z_2|^2 - 2 \cdot \text{Re}(Z_1 \cdot Z_2^*) \quad 5-42$$

Aplicamos esta relación en la ecuación 5-41 y nos queda

$$1 - |S_{11}|^2 + \left(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right) \cdot |\Gamma_c|^2 + 2 \cdot \text{Re}[(\Delta \cdot S_{11}^* - S_{22}) \cdot \Gamma_c] = 0 \quad 5-43$$

Esta es la ecuación de una circunferencia en el plano complejo Z de la forma

$$a \cdot |Z|^2 + \text{Re}(b \cdot Z) + c = 0 \quad 5-44$$

siendo

$$Z = \Gamma_c \quad a = |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$b = 2 \cdot (\Delta \cdot S_{11}^* - S_{22}) \quad c = 1 - |S_{11}|^2 \quad 5-45$$

El conjunto de valores que verifica la ecuación 5-41, es una circunferencia en el plano complejo Γ_c , cuyo centro y radio están dados por

$$r_c = -\frac{b^*}{2 \cdot a} \quad R_c = \frac{1}{2 \cdot a} \sqrt{|b|^2 - 4 \cdot a \cdot c} \quad 5-46$$

Luego, en función de los parámetros expresados en 5-45 tenemos

$$r_c = \frac{(S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad 5-47$$

$$R_c = \left| \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad 5-48$$

En donde r_c es la distancia al centro y R_c es el radio de la circunferencia del lugar geométrico de los puntos del plano de Γ_c que dan $|\Gamma_{ent}| = 1$. Es una frontera que separa una zona donde el Γ_c da $|\Gamma_{ent}| < 1$ (funcionamiento estable) de la otra zona donde Γ_c da un $|\Gamma_{ent}| > 1$ (funcionamiento inestable).

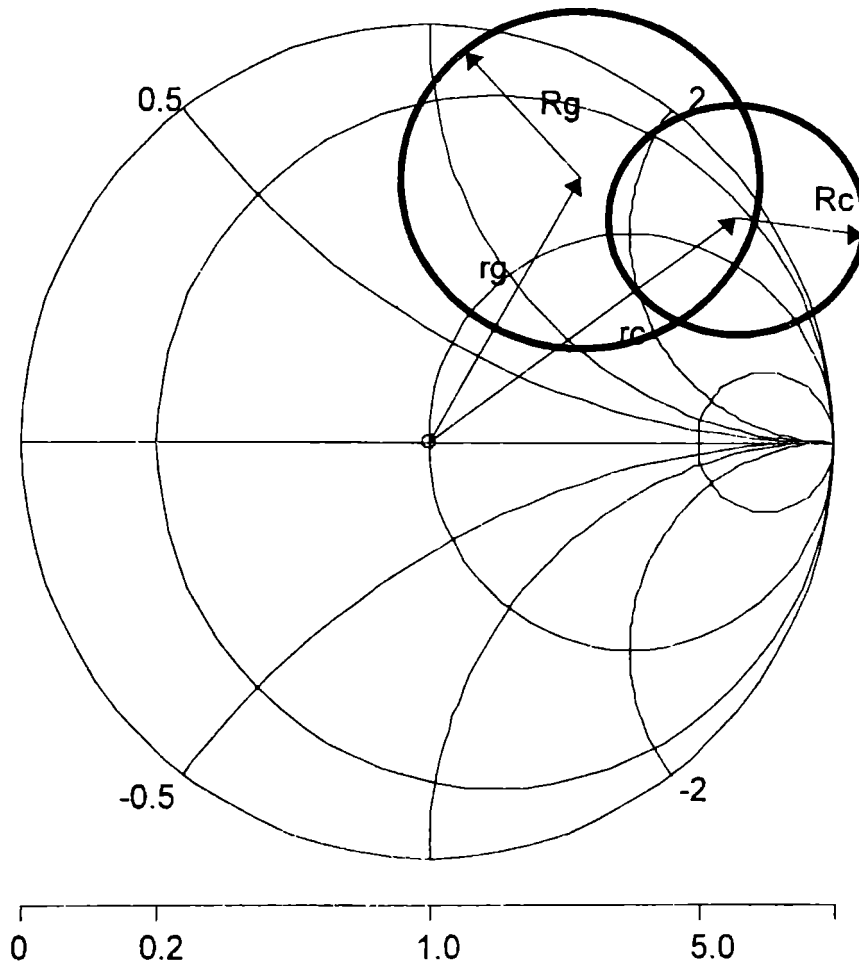
De la misma forma podemos realizar el mismo análisis analítico con la salida (ecuación 5-39) considerando $|\Gamma_{sal}| = 1$; luego tendremos

$$r_g = \frac{(S_{11} - \Delta \cdot S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad 5-49$$

$$R_g = \frac{|S_{12} \cdot S_{21}|}{| |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 |}$$

5-50

CIRCULOS DE ESTABILIDAD DE ENTRADA Y SALIDA



*Figura 5-13 * Circulos de estabilidad.*

Estas circunferencias generan los círculos de estabilidad del generador y de la carga que deben ser analizados con anterioridad a realizar el diseño, juntamente con la condición de estabilidad dada por las expresiones 5-35 y 5-36.

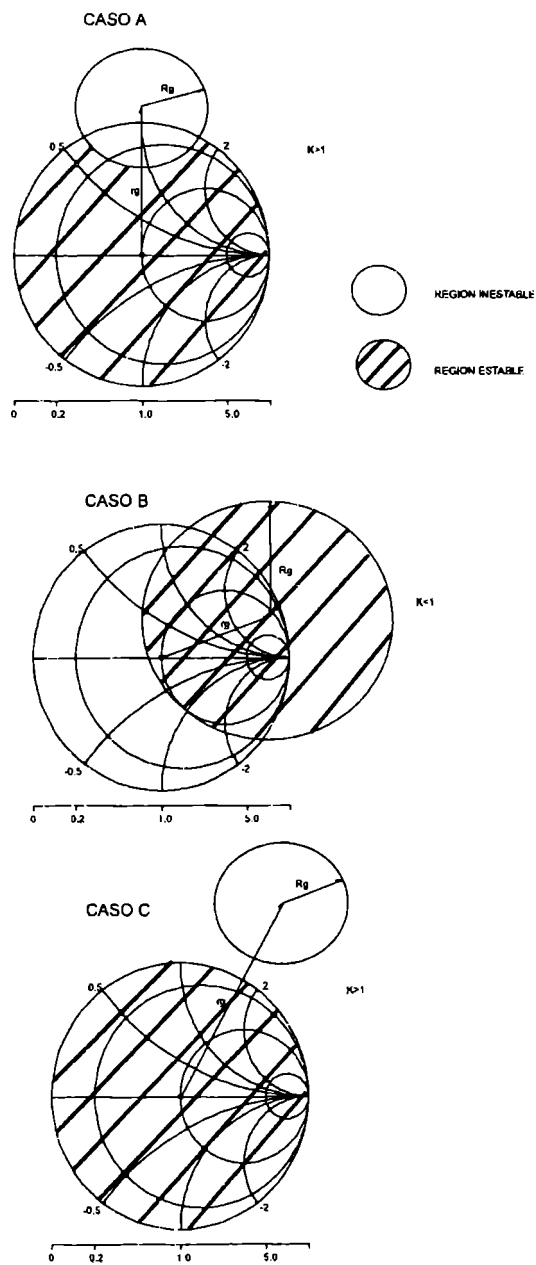
Luego, antes de comenzar el diseño de un amplificador uno debe ubicarse en qué condición de estabilidad de carga y generador se encuentra en función de los parámetros S del elemento activo elegido.

Para eso se trazan sobre la carta de Smith los círculos de estabilidad de carga y generador como se ven en el siguiente ejemplo, en donde se ha trazado el círculo de estabilidad de generador con rg y Rg y el de carga con rc y Rc , para una frecuencia determinada.

Luego, en función a estos círculos uno puede seleccionar los coeficientes de reflexión de generador y de carga para ubicarnos en la zona de estabilidad del transistor en una determinada frecuencia. Pero podemos ver que muchos casos pueden suceder; por lo tanto, para cada uno de ellos debemos tener en claro cuál es la zona de estabilidad. Lógicamente ambos, coeficientes de generador y de carga, deben caer en una zona que no produzca inestabilidades en el transistor.

Los casos que pueden suceder se ven en las figuras 5-14 y 5-15, en donde se marca con rayado la zona donde se pueden ubicar los coeficientes de generador o carga según corresponda el círculo.

Los casos **C** y **F** muestran la situación de estabilidad incondicional, mientras los casos **A**, **B**, **D** y **E** son de estabilidad condicional.



*Figura 5-14 * Ejemplos de casos de estabilidad.*

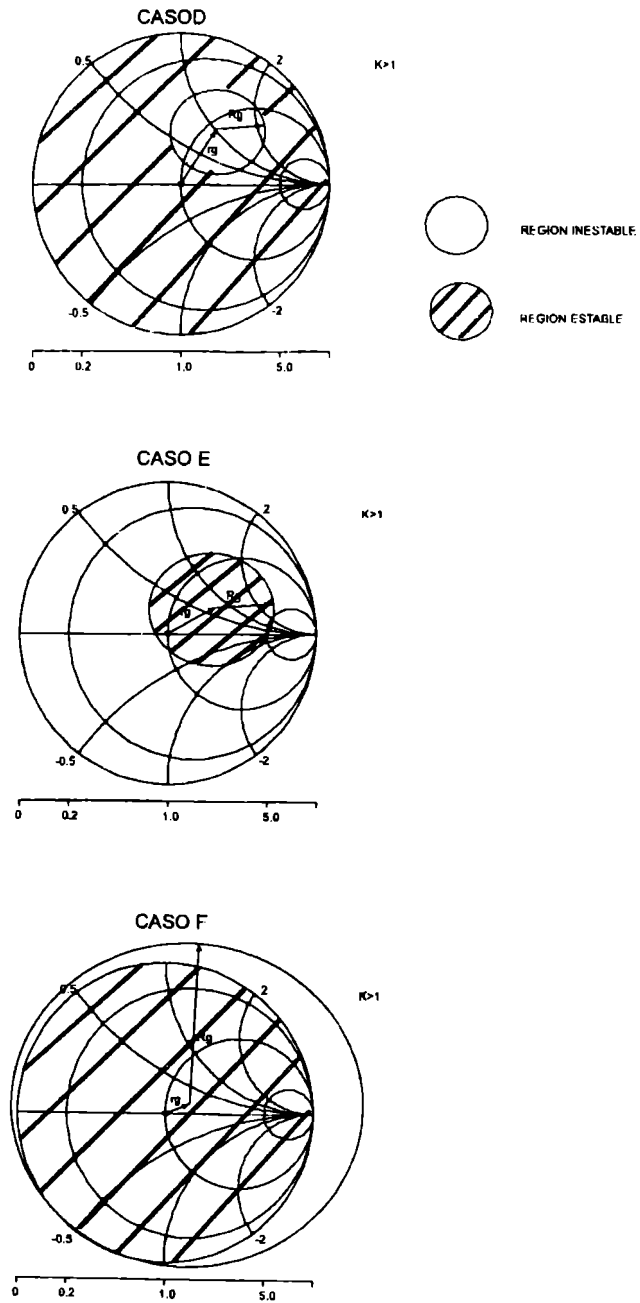


Figura 5-15 * Ejemplos de casos de estabilidad.

5-5* GANANCIA DE POTENCIA

Uno de los parámetros de importancia en el diseño de amplificadores, es la ganancia. Varias definiciones de ganancia aparecen en la literatura y son usadas en el diseño de amplificadores en microondas. Nuestro análisis lo haremos en función de la ganancia de potencia que detallaremos a continuación.

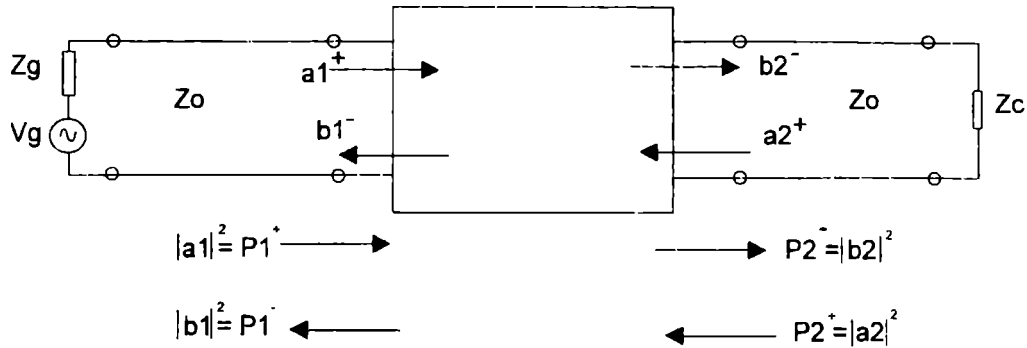


Figura 5-16 * Cuadripolo con sus ondas reflejadas e incidentes.

Las magnitudes al cuadrado de las ondas incidentes y reflejadas representan las potencias

$$\begin{aligned} a1^2 &= P_{1+} & a2^2 &= P_{2+} \\ b1^2 &= P_{1-} & b2^2 &= P_{2-} \end{aligned} \quad 5-51$$

La ganancia de potencia está dada por:

$$G = \frac{\text{Potencia a la salida}}{\text{Potencia disponible del generador}} = \frac{P_c}{P_g} \quad 5-52$$

donde

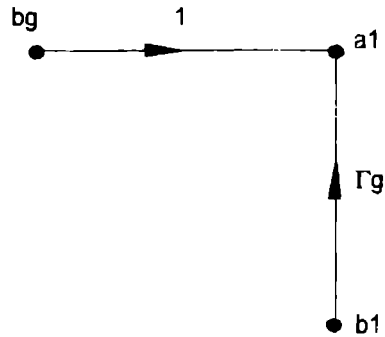
$$P_c = b2^2 - a2^2 \quad \text{Potencia a la salida} \quad 5-53$$

$$P_g = a1^2 - b1^2 \quad \text{Potencia disponible del generador} \quad 5-54$$

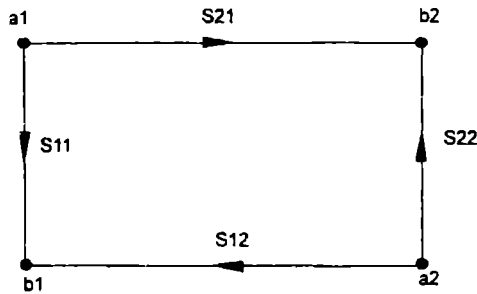
Habíamos visto en el capítulo 2 que la representación de los diagramas de flujo de una carga, un generador y del cuadripolo son las vistas en la figura 5-17, 5-18 y 5-19.



*Figura 5-17 * Diagrama de flujo de la carga.*

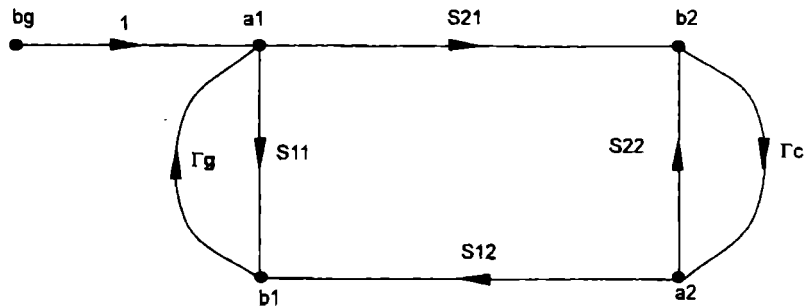


*Figura 5-18 * Diagrama de flujo del generador.*



*Figura 5-19 * Diagrama de flujo del elemento activo.*

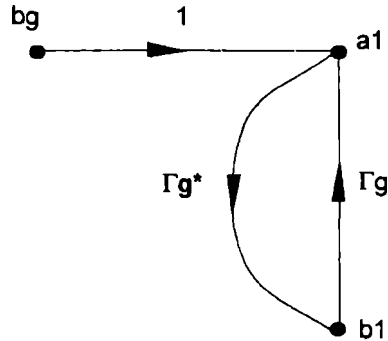
Luego acoplamos los tres diagramas y tenemos lo expresado en la figura 5-20



*Figura 5-20 * Diagrama de flujo del amplificador completo.*

La potencia disponible de una fuente está definida como la potencia entregada por la fuente a una carga perfectamente adaptada, o sea, cargada con el conjugado.

Luego, el diagrama de flujo de un generador en condiciones de máxima transferencia de potencia es el mostrado en la figura 5-21.



*Figura 5-21 * Generador en máxima transferencia de potencia.*

La potencia disponible del generador era

$$P_g = a_1^2 - b_1^2 = a_1^2 \left[1 - \frac{b_1^2}{a_1^2} \right] = a_1^2 [1 - |\Gamma_g|^2] \quad 5-55$$

Observamos del diagrama de flujo que

$$a_1 = b_g + b_1 \Gamma_g \quad 5-56$$

Como

$$b_1 = a_1 \Gamma_g^* \quad 5-57$$

nos queda

$$a_1 = \frac{b_g}{1 - |\Gamma_g|^2} \quad 5-58$$

Reemplazamos 5-58 en 5-55.

$$P_g = \frac{|b_g|^2}{1 - |\Gamma_g|^2} \quad 5-59$$

Por otro lado, la potencia a la salida podemos expresarla:

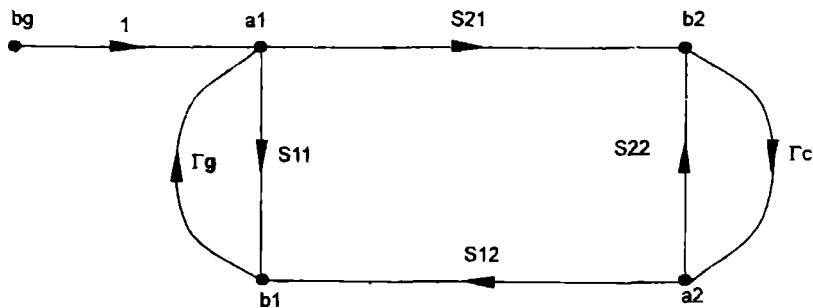
$$P_c = |b_2|^2 \cdot \left(1 - \frac{|a_2|^2}{|b_2|^2} \right) = |b_2|^2 \cdot (1 - |\Gamma_c|^2) \quad 5-60$$

Reemplazamos 5-8 y 5-9 en la ecuación de la ganancia 5-1 y nos queda

$$G = \frac{P_c}{P_g} = \frac{|b_2|^2}{|b_g|^2} \cdot (1 - |\Gamma_c|^2) \cdot (1 - |\Gamma_g|^2) \quad 5-61$$

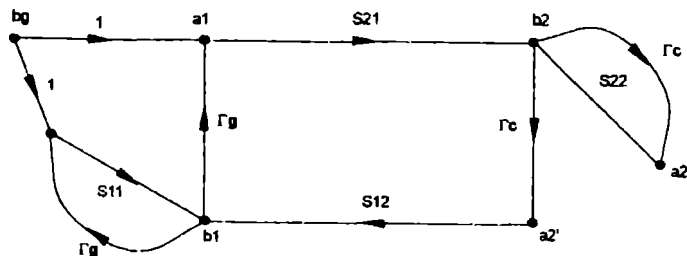
Veamos cómo podemos sintetizar el término b_2^2 / b_g^2 usando los diagramas de Mason's y las reglas de Kuhn.

Si el diagrama total es el dado por la figura 5-22



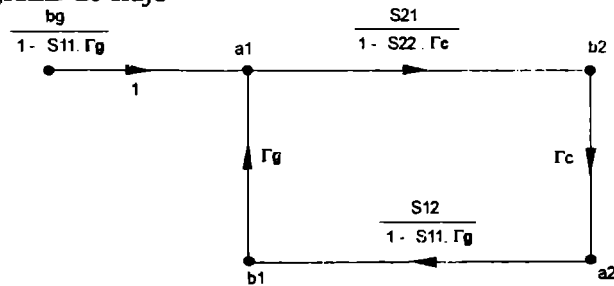
*Figura 5-22 * Diagrama de flujo del amplificador completo.*

operando sobre los nodos tenemos





Simplificando el diagrama de flujo



Desdoblamos el nodo b2

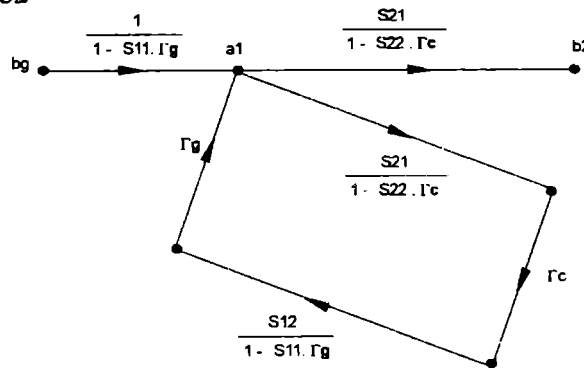


Figura 5-23 * Simplificación del diagrama de flujo del amplificador completo.

Simplificando tenemos

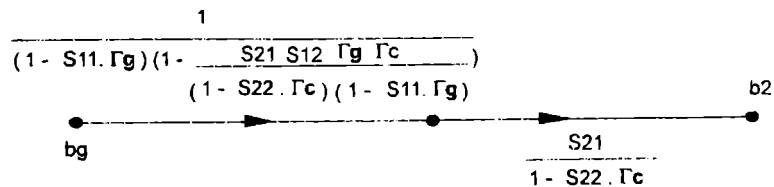


Figura 5-24 * Resultante de la simplificación.

luego

$$\frac{b_2}{b_g} = \frac{S_{21}}{(1 - \Gamma_c \cdot S_{22}) \cdot (1 - \Gamma_g \cdot S_{11}) \cdot \frac{((1 - \Gamma_c \cdot S_{22}) \cdot (1 - \Gamma_g \cdot S_{11}) - S_{21} \cdot S_{12} \cdot \Gamma_g \cdot \Gamma_c)}{(1 - \Gamma_c \cdot S_{22}) \cdot (1 - \Gamma_g \cdot S_{11})}}$$

5-62

$$\frac{b_2}{b_g} = \frac{S_{21}}{(1 - \Gamma_c \cdot S_{22}) \cdot (1 - \Gamma_g \cdot S_{11}) - S_{21} \cdot S_{12} \cdot \Gamma_g \cdot \Gamma_c}$$

5-63

Reemplazamos en 5-61 y la potencia efectiva nos queda

$$G = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_g|^2) \cdot (1 - |\Gamma_c|^2)}{|(1 - \Gamma_c \cdot S_{22}) \cdot (1 - \Gamma_g \cdot S_{11}) - S_{21} \cdot S_{12} \cdot \Gamma_g \cdot \Gamma_c|^2}$$

5-64

Operando sobre el denominador de esta ecuación podemos expresarla como

$$G = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_g|^2) \cdot (1 - |\Gamma_c|^2)}{|1 - S_{11} \cdot \Gamma_g|^2 \cdot |1 - S_{22} \cdot \Gamma_c|^2}$$

5-65

Hay varias expresiones de ganancias de potencia que expresan distintas literaturas para el diseño de amplificadores de microondas; éstas son dependientes de cómo se defina la potencia de entrada y salida, y entre ellas tenemos :

Ganancia de potencia efectiva del traductor

$$G_t = \frac{\text{Potencia entregada a la salida}}{\text{Potencia disponible del generador}}$$

5-66

Ganancia de potencia operativa

$$G_{op} = \frac{\text{Potencia disponible en la carga}}{\text{Potencia de entrada a la red}} \quad 5-67$$

Ganancia de potencia disponible

$$G_{disp} = \frac{\text{Potencia disponible desde la red}}{\text{Potencia disponible en la entrada}} \quad 5-68$$

Luego, la ganancia efectiva del traductor está expresada por la 5-65; entonces

$$G_t = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_g|^2) \cdot (1 - |\Gamma_c|^2)}{|1 - S_{11} \cdot \Gamma_g|^2 \cdot |1 - S_{22} \cdot \Gamma_c|^2} \quad 5-69$$

También podemos escribirla como

$$G_{tu} = G_g \cdot G_o \cdot G_c \quad 5-70$$

donde

$$G_g = \frac{(1 - |\Gamma_g|^2)}{|1 - S_{11} \cdot \Gamma_g|^2} \quad \text{Ganancia o pérdida producida por la red de entrada} \quad 5-71$$

$$G_o = |S_{21}|^2 \quad \text{Ganancia del elemento activo} \quad 5-72$$

$$G_c = \frac{(1 - |\Gamma_c|^2)}{|1 - S_{22} \cdot \Gamma_c|^2} \quad \text{Ganancia o pérdida} \quad 5-73$$

Analicemos la ganancia efectiva del traductor, y para eso recurrimos a las condiciones de adaptación simultánea de carga y generador. Teníamos que:

$$\Gamma_g^* = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_c}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_c} \quad 5-74$$

$$\Gamma_c^* = S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_g}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_g} \quad 5-75$$

Si suponemos la red unilateral tendremos que $S_{12} = 0$, por lo tanto de 5-74 y 5-75 deducimos que optimizando la adaptación tenemos que $\Gamma_g^* = S_{11}^*$ y que $\Gamma_c^* = S_{22}^*$, por lo tanto la ganancia de potencia unilateral máxima del traductor la podemos escribir :

$$G_{tmax.} = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_g|^2) \cdot (1 - |\Gamma_c|^2)}{\left| 1 - S_{11}^* \cdot S_{11} \right|^2 \cdot \left| 1 - S_{22}^* \cdot S_{22} \right|^2} \quad 5-76$$

La máxima ganancia unilateral ocurrirá cuando $\Gamma_g = S_{11}^*$ y $\Gamma_c = S_{22}^*$, entonces 5-76 nos queda

$$G_{tmax} = \frac{|S_{21}|^2}{\left(1 - |S_{11}|^2 \right) \cdot \left(1 - |S_{22}|^2 \right)} \quad 5-77$$

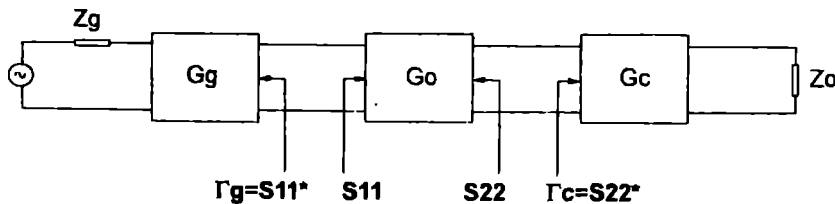


Figura 5-25 * Adaptación unilateral.

En el caso de no unilateralidad, o sea S_{12} distinto de cero, y condición de adaptación simultánea donde

$$\Gamma_g = \Gamma_{sg}^* \text{ y } \Gamma_c = \Gamma_{sc}^* \quad 5-78$$

siendo

$$\Gamma_{sg} = \frac{B1 \pm \sqrt{B1^2 - 4|C1|^2}}{2C1} \quad 5-79$$

$$\Gamma_{sc} = \frac{B2 \pm \sqrt{B2^2 - 4|C2|^2}}{2C2} \quad 5-80$$

Reemplazando en la 5-64 estaremos expresando la máxima ganancia del traductor dada por

$$G_{tmax} = \frac{|S21|^2 \cdot (1 - |\Gamma_{sg}|^2) \cdot (1 - |\Gamma_{sc}|^2)}{\left| (1 - \Gamma_{sc} \cdot S22) \cdot (1 - \Gamma_{sg} \cdot S11) - S21 \cdot S12 \cdot \Gamma_{sg} \cdot \Gamma_{sc} \right|^2} \quad 5-81$$

Sustituyendo la 5-79 y 5-80 en la 5-81 y considerando la ecuación del factor de estabilidad **K** tendremos

$$G_{tmax} = \frac{|S21|}{|S12|} \cdot \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad 5-82$$

La máxima ganancia estable está definida cuando **K=1**, dada por

$$G_{MSG} = \frac{|S21|}{|S12|} \quad 5-83$$

5-6* Círculos de ganancia constante

Consideremos la ganancia G en función de Γ_c , siendo S_{22} constante, y expresamos que

$$G_c = \frac{1 - |\Gamma_c|^2}{|1 - S_{11} \cdot \Gamma_c|^2} \quad 5-84$$

Expresado de otra forma tenemos

$$G_c \cdot |1 - S_{11} \cdot \Gamma_c|^2 = 1 - |\Gamma_c|^2 \quad 5-85$$

El miembro de la izquierda puede expresarse como

$$|Z_1 - Z_2|^2 = |Z_1|^2 + |Z_2|^2 - 2 \operatorname{Re}(Z_1 \cdot Z_2^*) \quad 5-86$$

Luego tenemos

$$G_c \cdot [(1 + |S_{22} \cdot \Gamma_c|^2 - 2 \operatorname{Re}(S_{22} \cdot \Gamma_c))] = 1 - |\Gamma_c|^2 \quad 5-87$$

Reordenando nos queda

$$(1 + G_c \cdot |S_{22}|^2) \cdot |\Gamma_c|^2 - 2 \operatorname{Re}(S_{22} \cdot \Gamma_c) + G_c - 1 = 0 \quad 5-88$$

Esta ecuación es de la forma

$$a \cdot |Z|^2 + \operatorname{Re}(b Z) + c = 0 \quad 5-89$$

Siendo ésta la ecuación de una circunferencia en el plano complejo Z , cuyo centro y radio están dados por

$$\text{Centro} = -\frac{b^*}{2.a} \qquad \text{Radio} = \frac{1}{2.a} \cdot \sqrt{|b|^2 - 4.a.c} \qquad 5-90$$

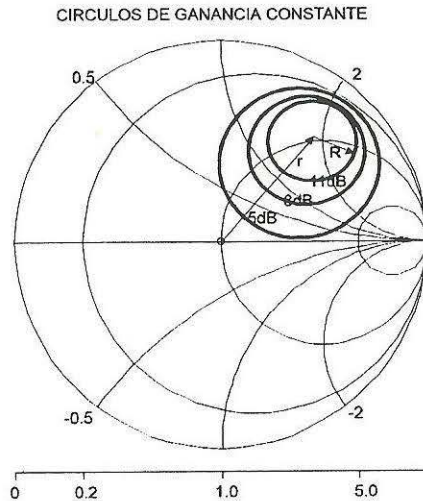
Luego, el equivalente en la ecuación 5-88 será :

$$Z = \Gamma c \quad a = 1 + G_c \cdot |S_{22}|^2 \quad b = -2 \cdot G_c \cdot S_{22} \quad c = G_c - 1 \qquad 5-91$$

Fijado el valor de G_c , se puede obtener el conjunto de valores de Γc que verifican la ecuación 5-88. Si los representamos en el plano complejo, llevando en abscisa la parte real de Γc y en ordenadas la parte imaginaria, el lugar geométrico de las raíces de esta ecuación es una circunferencia con centro y radio, utilizando las ecuaciones 5-90 dadas por

$$r = \frac{G_c \cdot S_{22}^*}{1 + G_c \cdot |S_{22}|^2} \qquad R = \frac{1 - (1 - |S_{22}|^2) \cdot G_c}{1 + G_c \cdot |S_{22}|^2} \qquad 5-92$$

Un ejemplo de estos círculos se muestra en la figura 5-27.



*Figura 5-27 * Representación de círculos de ganancia constante*

Veamos qué condiciones de interés se pueden sacar de las ecuaciones 5-92 :

- Círculo de ganancia nula ($G_c = 0$) : en este caso vemos que al reemplazar $G_c = 0$ en 5-92 tendremos que el centro $r = 0$ y el radio $R = 1$; si examinamos la ecuación 5-85 nos queda que si $G_c = 0$

$$G_c \cdot |1 - S_{22} \cdot \Gamma_c|^2 = 1 - |\Gamma_c|^2 = 0 \quad 5-93$$

luego

$$|\Gamma_c|^2 = 1 \quad 5-94$$

Debemos recordar que el coeficiente de reflexión unitario no absorbe energía, ya que la onda reflejada pasa a ser igual que la onda incidente.

- Círculo de ganancia máxima : vemos que a medida que crece la ganancia los círculos se van haciendo más pequeños, hasta que se converge en un punto para máxima ganancia, que podemos considerar como de radio nulo ($R=0$), por lo tanto la ecuación 5-92 queda :

$$R = \frac{1 - (1 - |S_{22}|^2) \cdot G_c}{1 + G_c \cdot |S_{22}|^2} = 0 \quad 5-95$$

por lo tanto

$$1 - (1 - |S_{22}|^2) \cdot G_c = 0 \quad 5-96$$

$$G_c = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad 5-97$$

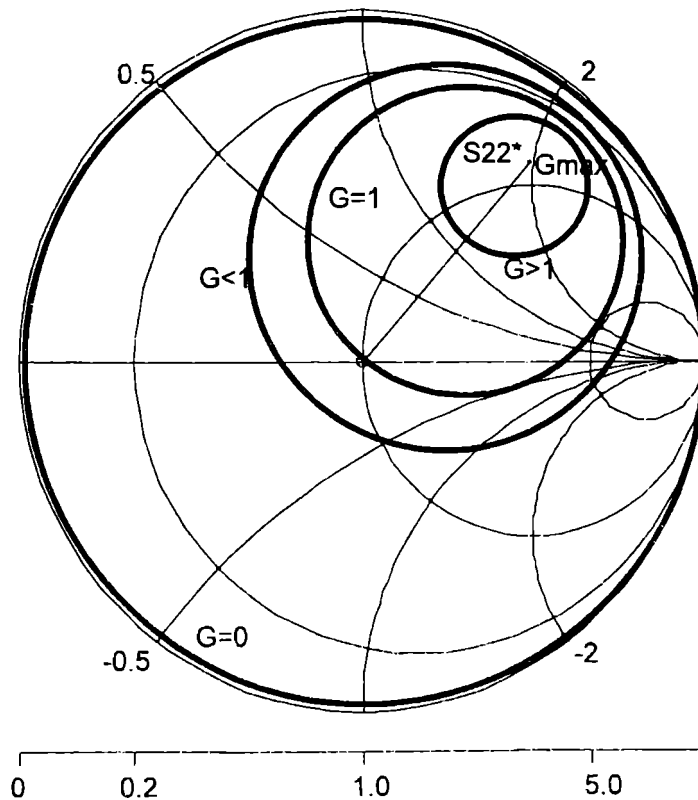
Reemplazamos en el centro dado por la ecuación 5-92 y nos queda

$$r = \Gamma_{c \text{ opt.}} = \frac{G_c \cdot S_{22}^*}{1 + G_c \cdot |S_{22}|^2} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \cdot \frac{S_{22}^*}{1 + \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \cdot |S_{22}|^2} = S_{22}^* \quad 5-98$$

Esto nos dice que la ganancia es máxima cuando el coeficiente de reflexión de salida refleja el valor del S_{22} conjugado.

- Círculo de ganancia unitario : éste pasa por el centro de la carta de Smith.
En la siguiente figura 5-28 ilustramos lo expresado anteriormente:

CIRCULOS DE GANANCIA CONSTANTE



*Figura 5-28 * Representación de círculos de ganancia constante.*

5-7* Ruido

Generalmente, en cualquier sistema la sensibilidad de una detección está vinculada con el ruido propio que genera dicho sistema. Es por eso que es de importancia realizar el análisis del ruido en amplificadores y poder de alguna forma cuantificarlo.

Hay varias fuentes de ruido que se generan en un amplificador, pero las principales son el ruido térmico y el ruido shot.

El ruido térmico llamado también ruido Johnson, es un fenómeno asociado al movimiento de los electrones en un conductor, y el ruido shot, llamado Schottky, es el producido por las fluctuaciones del flujo de electrones fortuitas.

En los amplificadores no es compatible el diseño de máxima ganancia, con el de mínima cifra de ruido, por lo tanto este análisis merece un tratamiento especial, que intentaremos abordar a continuación.

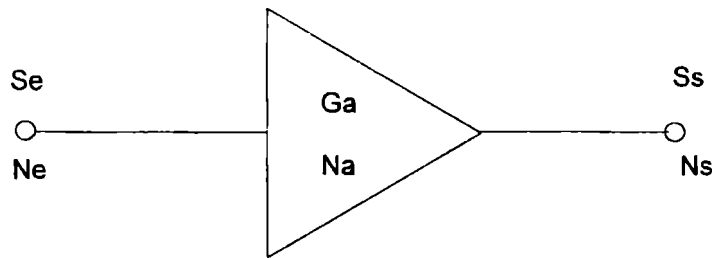
5-8* Cifra de ruido

H. Friis definió la cifra de ruido F de un circuito como la relación entre la relación señal a ruido a la entrada y la relación señal a ruido a la salida. Entonces la F de un circuito es la degradación en la relación señal a ruido cuando una señal pasa por un circuito. Un amplificador perfecto amplifica tanto la señal como el ruido de entrada, pero un amplificador real agrega ruido y degrada la relación señal ruido.

Entonces:

$$F = \frac{\left(\frac{Se}{Ne}\right)}{\left(\frac{Ss}{Ns}\right)} = \frac{\left(\frac{Se}{Ne}\right)}{\frac{Ga \cdot Se}{(Na + Ga \cdot Ne)}} = \frac{Na + Ga \cdot Ne}{Ga \cdot Ne} \quad 5-99$$

donde Se y Ne representan los niveles de la señal y ruido a la entrada del circuito, Ss y Ns los correspondientes pero a la salida, Na es el ruido agregado por el circuito y Ga es su ganancia (figura 5-26).



*Figura 5-26 * Representación de amplificador.*

El nivel de ruido de entrada es usualmente ruido térmico y lo podemos escribir como kTB , donde k es la constante de Boltzman, T es la temperatura absoluta y B es el ancho de banda. La unidad de kTB es el watt.

Friis sugirió como referencia una temperatura $T_0=290^\circ\text{K}$, que es equivalente a $16,8^\circ\text{C}$ y es una temperatura muy cercana a la que ve una antena receptora direccionada, a través de la atmósfera, hacia una antena transmisora. El IRE, luego IEEE, adoptó 290°K como la temperatura para determinar la F .

Entonces la 5-99 queda:

$$F = \frac{N_a + K \cdot T_0 \cdot B \cdot G_a}{K \cdot T_0 \cdot B \cdot G_a} \quad 5-100$$

que es la definición adoptada por el IRE y que expresa que F es la relación entre la potencia total de ruido de salida con respecto a la porción de potencia de ruido de salida debida al ruido de entrada cuando la temperatura de la fuente de entrada es 290°K .

Conviene aclarar que la relación numérica que da F se llama factor de ruido y que cuando la expresamos en dB la llamamos cifra de ruido. Pero a menudo se usa cifra de ruido para ambas expresiones.

5-9* Temperatura efectiva de ruido

Debido al desarrollo tecnológico se obtienen en la actualidad valores de N_a que son menores del 25% de kT_0G_aB , correspondiendo una F menor que 1 dB. Entonces para algunas aplicaciones se usa otra figura de mérito, T_e , la temperatura efectiva de ruido de entrada.

Consideramos que el circuito en cuestión está completamente libre de ruido, entonces decimos que T_e es la temperatura de la fuente cuya potencia multiplicada por el producto ganancia-ancho de banda, es igual al ruido agregado N_a .

Es decir que:

$$T_e = \frac{N_a}{K \cdot G_a \cdot B} \quad 5-100$$

y la relación entre F y T_e es:

$$N_a = K \cdot T_e \cdot G_a \quad 5-101$$

Si
$$F = \frac{N_a + K \cdot T_o \cdot G_a \cdot B}{K \cdot T_o \cdot G_a \cdot B} \quad 5-102$$

luego:

$$F = \frac{K \cdot T_e \cdot G_a \cdot B + K \cdot T_o \cdot G_a \cdot B}{K \cdot T_o \cdot G_a \cdot B} \quad 5-103$$

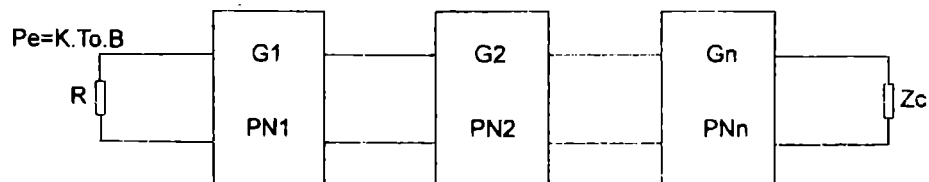
$$F = \frac{T_e + T_o}{T_o} \quad 5-104$$

$$T_e = T_o (F - 1) \quad 5-105$$

Esta expresión nos permite vincular la cifra de ruido con la temperatura de ruido.

5-10* Temperatura del ruido en cuadripolos

Un modelo para calcular la temperatura de ruido de varias etapas de cascada, es el siguiente:



*Figura 5-27 * Amplificadores en cascada.*

Luego la potencia de ruido total P_{Ntotal} a la salida será:

$$PN_{total} = PNe.G1.G2...Gn + PN1.G1.G2...Gn + PN2.G2...Gn + \dots + PNn.Gn \quad 5-106$$

La potencia de ruido a la salida será

$$PN_{total} = K.T_{total}.B.G_{total} \quad 5-107$$

Siendo $G_t = G1.G2.....Gn$ y $T_{total} = T_o + T_r$ y T_o la temperatura de la resistencia y T_r la temperatura de ruido equivalente generada por las etapas en cascada. Además el ruido en cada etapa puede expresarse como:

$$PN_n = K.B.Teq_n \quad 5-108$$

Siendo Teq_n la temperatura de ruido equivalente de la etapa n. Luego, reemplazándola en la ecuación 5-106 nos queda:

$$K.(T_a + T_r).B.G_{total} = K.T_o.B.G_{total} + K.B.Teq_1.B.G_{total} + K.B.Teq_2.G2...Gn + \dots + K.B.Teq_n.Gn \quad 5-109$$

Simplificando queda

$$G_{total}.T_r = Teq_1.G_{total} + K.Teq_2.G2...Gn + \dots + K.Teq_n.Gn \quad 5-110$$

Si dividimos ambos miembros por G_{total} referimos la temperatura a la entrada, quedando

$$T_r = Teq_1 + \frac{Teq_2}{G1} + \frac{Teq_3}{G1.G2} + \dots + \frac{Teq_n}{G1.G2....Gn-1} \quad 5-111$$

Esta es la ecuación general de la temperatura de ruido total de n etapas en cascada. Luego reemplazamos $Teq = (F - 1).T_o$ en esta ecuación y nos queda

$$(F_r - 1).T_o = (F1 - 1).T_o + \frac{(F2 - 1).T_o}{G1} + \frac{(F3 - 1).T_o}{G1.G2} + \dots + \frac{(F_n - 1).T_o}{G1.G2....Gn-1} \quad 5-112$$

Despejamos F_r y tendremos

$$F_r = F1 + \frac{(F2 - 1)}{G1} + \frac{(F3 - 1)}{G1.G2} + \dots + \frac{(F_n - 1)}{G1.G2....Gn-1} \quad 5-113$$

Las dos ecuaciones generales de temperatura de ruido y de cifra de ruido nos dicen que si los primeros amplificadores poseen baja temperatura y alta ganancia, la temperatura o cifra de ruido total depende solamente de las primeras etapas.

5-11* Círculos de cifra de ruido constante

Podemos decir que la cifra de ruido F de un cuadripolo depende de la estructura interna y de la impedancia del generador, y puede expresarse como

$$F = F_m + \frac{R_n}{G_g} \left[(G_g - G_m)^2 + (B_g - B_m)^2 \right] \quad 5-114$$

Donde $Y_g = G_g + j B_g$ es la admitancia del generador, F_m es la óptima cifra de ruido y $Y_m = G_m + j B_m$ es la óptima admitancia de entrada para la cual el cuadripolo presentará la mínima cifra de ruido.

También podemos expresar la temperatura de ruido como:

$$T = T_m + \frac{T_o \cdot g_n}{R} \left[(R_g - R_m)^2 + (X_g - X_m)^2 \right] \quad 5-115$$

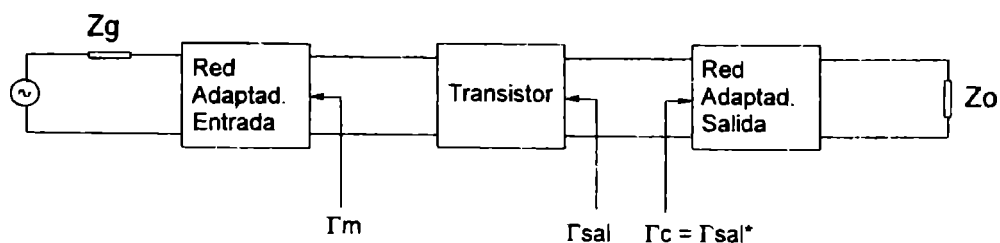
Siendo $R_m + j X_m$ la resistencia óptima de ruido, g_n la conductancia de ruido y T_m es la temperatura mínima de ruido.

Utilizando las relaciones entre coeficiente de reflexión y admitancia tenemos:

$$\Gamma_g = \frac{Y_o - Y_g}{Y_o + Y_g} \quad 5-116$$

$$\Gamma_m = \frac{Y_o - Y_m}{Y_o + Y_m} \quad 5-117$$

Vemos en el siguiente circuito un transistor adaptado a la mínima cifra de ruido



*Figura 5-28 * Amplificador para mínima cifra de ruido.*

Luego la ecuación general queda

$$F = F_m + 4 \frac{R_n}{Z_o} \frac{|\Gamma_g - \Gamma_m|^2}{|1 + \Gamma_m|^2 \cdot (1 - |\Gamma_g|^2)} \quad 5-118$$

$$F = F_m + 4 \cdot r_n \cdot \frac{|\Gamma_g - \Gamma_m|^2}{|1 + \Gamma_m|^2 \cdot (1 - |\Gamma_g|^2)} \quad 5-119$$

En esta ecuación se muestra F_m , r_n y Γ_m conocidos como los parámetros de ruido de un determinado transistor; éstos generalmente son dados por el fabricante y son determinados experimentalmente. El F_m se puede medir cuando $\Gamma_m = \Gamma_g$ y se conoce como la cifra de ruido mínima, y r_n es la resistencia de ruido y se mide cuando $\Gamma_g = 0$, entonces

$$r_n = (F_{\Gamma_g=0} - F_m) + \frac{|1 + \Gamma_m|^2}{4 \cdot |\Gamma_m|^2} \quad 5-120$$

F_m depende de la operación de corriente, de la frecuencia y es un valor asociado a Γ_m .

Luego, operando con la ecuación general podemos, para una dada cifra de ruido F_i , definir el parámetro de cifra de ruido N_i como:

$$N_i = \frac{|\Gamma_g - \Gamma_m|^2}{(1 - |\Gamma_g|^2)} = \frac{(F_i - F_m)}{4 \cdot r_n} \cdot |1 + \Gamma_m|^2 \quad 5-121$$

Luego podemos deducir que

$$|\Gamma_g - \Gamma_m|^2 = (\Gamma_g - \Gamma_m) \cdot (\Gamma_g^* - \Gamma_m^*) = N_i - N_i \cdot |\Gamma_g|^2 \quad 5-122$$

Operando

$$|\Gamma_g|^2 + |\Gamma_m|^2 - 2.\text{Re}(\Gamma_g.\Gamma_m^*) = N_i - N_i.|\Gamma_g|^2 \quad 5-123$$

$$|\Gamma_g|^2 (1 + N_i) + |\Gamma_m|^2 - 2.\text{Re}(\Gamma_g.\Gamma_m^*) = N_i \quad 5-124$$

Multiplicamos ambos miembros por $1+N_i$ y nos queda

$$|\Gamma_g|^2 (1 + N_i)^2 + |\Gamma_m|^2 - 2.(1 + N_i).\text{Re}(\Gamma_g.\Gamma_m^*) = N_i^2 + N_i.(1 - |\Gamma_m|^2) \quad 5-125$$

luego

$$|\Gamma_g.(1 + N_i) - \Gamma_m|^2 = N_i^2 + N_i.(1 - |\Gamma_m|^2) \quad 5-126$$

o el equivalente

$$\left| \Gamma_g - \frac{\Gamma_m}{(1 + N_i)} \right|^2 = \frac{N_i^2 + N_i.(1 - |\Gamma_m|^2)}{(1 + N_i)^2} \quad 5-127$$

Luego, esta ecuación define un círculo con centro y radio dado por:

$$r = \frac{\Gamma_m}{(1 + N_i)} \quad 5-128$$

$$R = \frac{1}{(1 + N_i)^2} \sqrt{N_i^2 + N_i.(1 - |\Gamma_m|^2)} \quad 5-129$$

Notamos que cuando $N_i=0$ entonces tenemos que $F_i=F_m$, el cual da que $r = \Gamma_m$ y $R=0$; luego, para una cifra de ruido F_i determinada con la ecuación 5-121 sacamos el valor de N_i

$$N_i = \frac{(F_i - F_m)}{4.r_n} . |1 + \Gamma_m|^2 \quad 5-130$$

Con la 5-128 y 5-129 sacamos los valores de centro r y radio R para determinar el círculo que corresponde a esa cifra de ruido F_i . A continuación vemos un ejemplo de círculos de cifra de ruido constante.

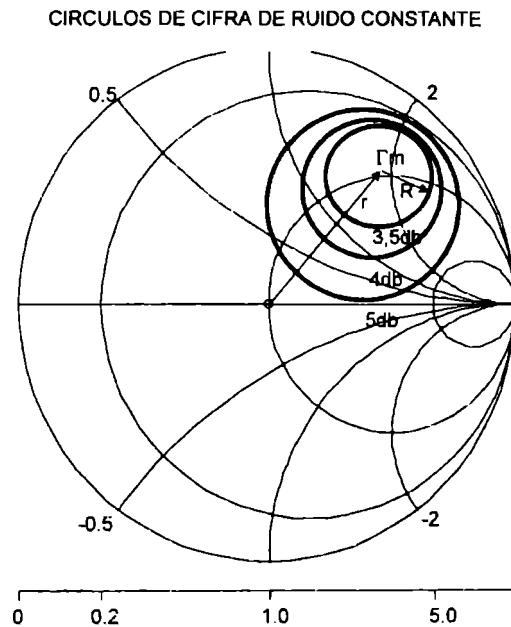
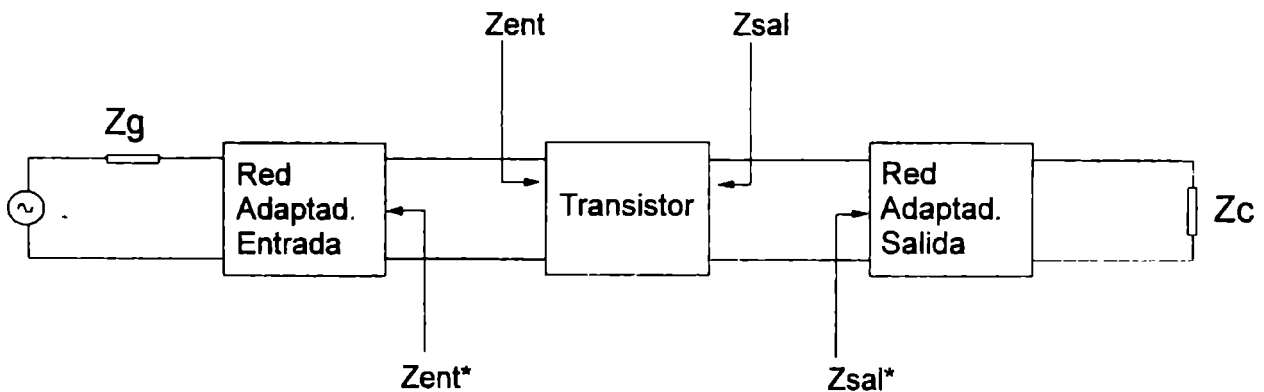


Figura 5-29 * Representación de círculos de cifra de ruido constante.

5-12* Diseño de amplificadores en alta señal

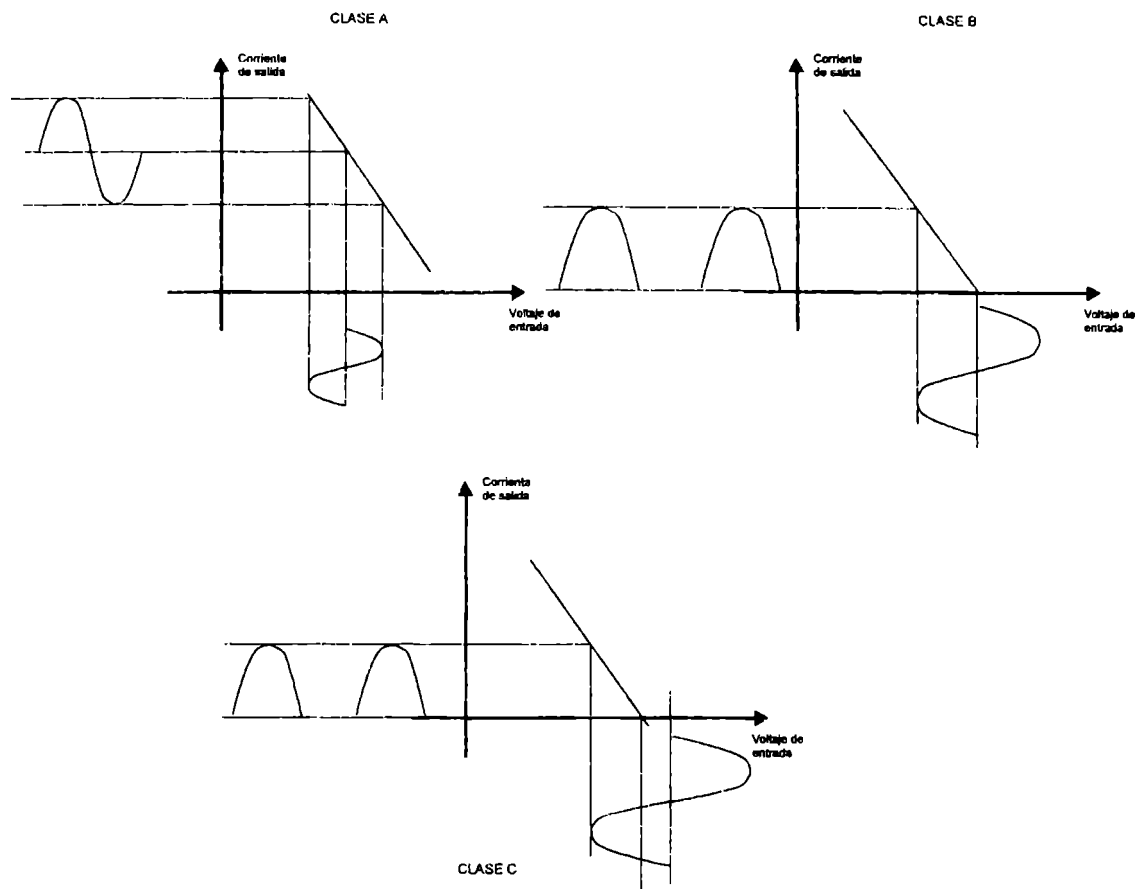
Los diseños descritos son generalmente para amplificadores de máxima ganancia, amplificadores de mínima cifra de ruido o algún otro diseño intermedio que permita satisfacer nuestros requisitos, pero todos ellos están tratados para amplificadores de baja señal, usados a menudo en receptores, donde la eficiencia y la distorsión no son características de mayor importancia. En este caso los parámetros S de baja señal predicen perfectamente el comportamiento.

En el caso de alta señal, también llamados amplificadores de alta potencia, generalmente la eficiencia y la distorsión son parámetros de importancia. Para estos amplificadores, los parámetros S de baja señal no tienen valor para el diseño de adaptación de las impedancias; eso sí, es útil para el estudio de estabilidad. En raras ocasiones los parámetros S de alta señal son caracterizados, y generalmente para el cálculo de las redes adaptadoras de entrada y salida del transistor se define la impedancia de entrada y salida del mismo.



*Figura 5-39 * Diseño de alta señal.*

Generalmente, en los amplificadores de potencia los niveles manejados de señal de entrada son altos, por lo tanto las corrientes de salida de estos amplificadores operan en la región de corte o saturación en una porción del ciclo de entrada. Esto nos conduce a clasificar los amplificadores de potencia según su modo de operación, en tres clases: Clase A, Clase B y Clase C, que mostramos en la siguiente figura.



*Figura 5-40 * Transferencia de amplificadores en clases A, B y C.*

Clase A : en esta clase la corriente de salida fluye en los 360° del ciclo de voltaje de entrada. El amplificador clase A posee baja distorsión de amplitud y una excelente linealidad. Esto lo hace un amplificador muy útil cuando se requiere amplificación lineal.

Para analizar los amplificadores en las distintas clases usemos el circuito de un transistor cargado con una red sintonizada:

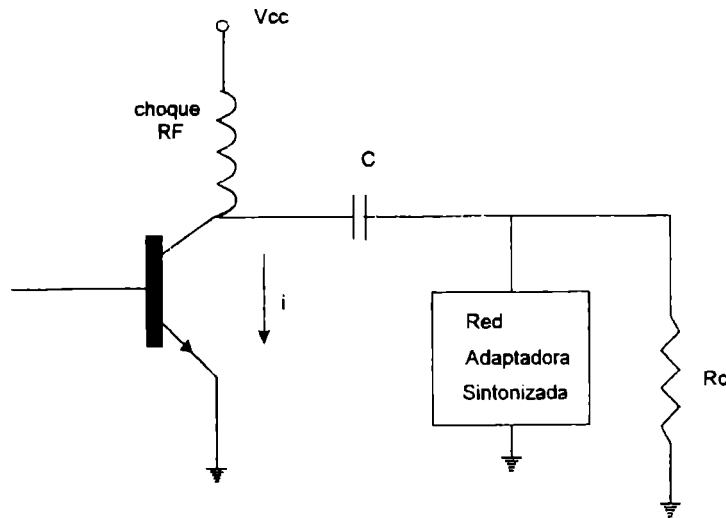


Figura 5-41 * Salida de amplificador en alta señal.

Como vemos en la figura 5-41, la corriente de polarización está presente todo el tiempo. La componente de corriente continua circula a través del choque de RF, mientras la componente de corriente alterna es forzada a circular a través del capacitor de paso hacia la carga, bloqueando la corriente continua.

Luego la potencia de salida está dada por:

$$P_c = V_c^2 / 2.R_c \quad 5-131$$

donde V_c es la amplitud de la onda senoidal ($rms = V_c / \sqrt{2}$), siendo $V_c \leq V_{cc}$, siendo esta última la tensión de polarización de continua.

La máxima potencia de salida ocurrirá cuando $V_c = V_{cc}$, luego

$$P_c = V_{cc}^2 / 2.R_c \quad 5-132$$

La corriente en el punto central de operación es $I_c = V_{cc} / R_c$, mientras que la tensión es V_{cc} . Luego, la potencia del punto de reposo del transistor en clase A está dada por

$$P_e = V_{cc}.V_{cc} / R_c = V_{cc}^2 / R_c \quad 5-133$$

Que sería la potencia que necesito entregar al circuito para que funcione en clase A. De acá se deduce que la eficiencia de un amplificador en clase A será:

$$\eta = P_c / P_e = \underline{V_c^2 / 2.R_c} \quad 5-133$$

$$V_{cc}^2 / R_c$$

Luego

$$\eta = \frac{V_c^2}{2 \cdot V_{cc}^2} \leq 50\% \quad 5-134$$

La eficiencia de un clase A puede ser más grande que el 50%; por ejemplo, para una onda cuadrada puede llegar al 100%.

Clase B: en este caso el transistor actúa como una fuente de corriente durante un medio ciclo de la señal de entrada y corta durante el otro medio ciclo, o sea la corriente fluye durante 180° del ciclo del voltaje de entrada, mientras que en el otro medio ciclo está polarizada en el corte.

Los amplificadores clase B están caracterizados por tener una alta eficiencia comparados con los amplificadores en clase A. Los amplificadores clase B son capaces de ser ajustados y brindar alta eficiencia y buena linealidad.

Para una onda senoidal, la salida de un amplificador en clase B es una media onda senoidal que tiene un contenido de armónico. Como consecuencia, el sintonizado va a ser el encargado de presentar una baja impedancia a todos los armónicos que se generen.

Notamos que la potencia de salida P_c en un amplificador clase B es igual que la de un clase A, pero la entrada P_e es distinta. Para una onda senoidal, la corriente promedio que fluye por la carga para una media onda es $(2/\pi) V_o / R_c$. Luego, la potencia de entrada será:

$$P_e = V_{cc} \cdot 2 \cdot V_c / \pi \cdot R_c \quad 5-135$$

Luego, la eficiencia está dada por

$$\eta = P_c / P_e = \frac{V_c^2 / 2 \cdot R_c}{2 \cdot V_c \cdot V_{cc} / \pi R_c} = \frac{\pi \cdot V_c}{4 \cdot V_{cc}} \leq \pi / 4 = 78,5\% \quad 5-136$$

En esta clase también la eficiencia depende de la forma de onda, pudiendo llegar al 100% para onda cuadrada.

Clase C: el amplificador en clase C se caracteriza por su relativa alta eficiencia (comparada a las otras clases de operación de los amplificadores). Pero la forma de trabajo, la conducción de corriente en un período menor de 180°, hace que las características de transferencias sean no lineales.

En esta clase el amplificador está polarizado por debajo del corte y, como se dijo, la corriente fluye en un período menor que 180° de un ciclo. El ángulo sobre el cual la corriente fluye es llamado ángulo de conducción. Luego, la potencia de entrada estará dada por:

$$P_e = (1 / 2\pi) \int_{-\pi}^{\pi} V_{cc} i(t) d(\omega t) = (2 / 2\pi) \int_0^{\pi} V_{cc} i(t) d(\omega t) \quad 5-137$$

donde $i(t)$ es la corriente que fluye por el colector, la cual, tomada sobre una porción de la onda senoidal dada por un ángulo θ , es escrita por:

$$i(t) = I_o (\cos \omega t - \cos \theta/2) \quad 5-138$$

luego

$$P_e = (V_{cc} I_o / \pi) \text{sen } \theta/2 - (\theta/2) \cdot \cos \theta/2 \quad 5-139$$

Parte de la potencia de entrada es disipada en el colector P_d y parte pasa como potencia de carga P_c . La potencia disipada se puede determinar por :

$$P_d = (1 / 2\pi) \cdot \int_{-\pi}^{\pi} (V_{cc} - V_{cc} \cos \omega t) i(t) d(\omega t) \quad 5-140$$

luego

$$P_c = P_e - P_d = (V_{cc} I_o / 4\pi) \cdot (\theta - \text{sen } \theta) \quad 5-141$$

En esta clase la eficiencia estará dada por:

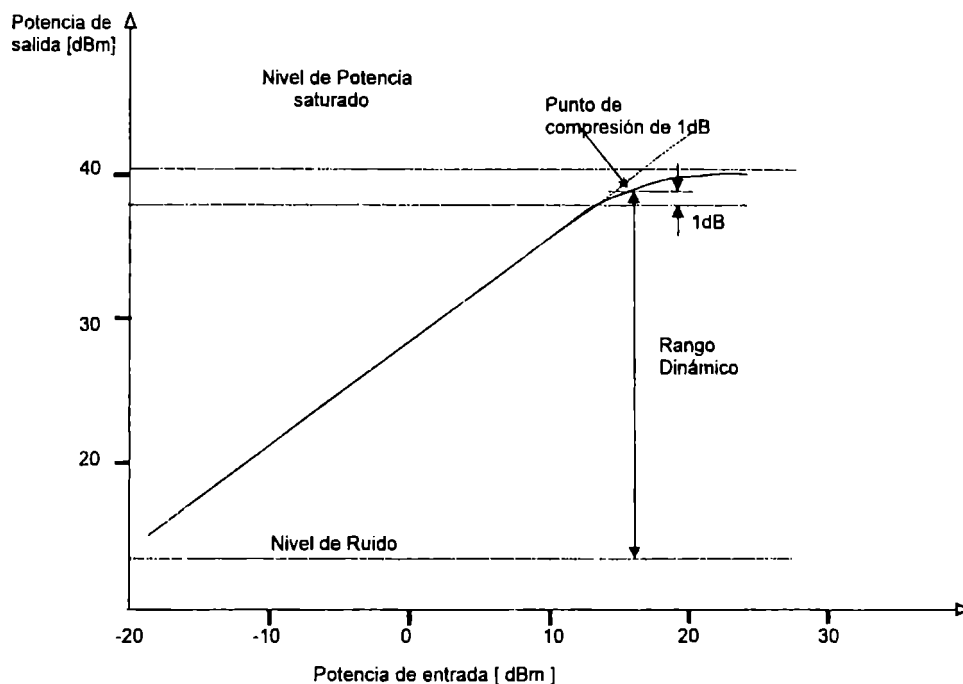
$$\eta = P_c / P_e = (\theta - \text{sen } \theta) / (4 \text{sen } \theta/2 - 2 \theta \cos \theta/2) \quad 5-142$$

Analizando esta ecuación vemos que cuando $\theta = \pi$ entonces $\eta = \pi/4 = 78,5\%$ y el sistema tiene la misma eficiencia que un clase B. Podemos demostrar que si θ tiende a cero entonces η tiende al 100%, pero debemos tener cuidado porque P_e tiende también a cero, por lo tanto en un clase C hay que lograr un θ lo menor posible, que incrementa la eficiencia, pero logrando la P_c deseada.

Vemos que los parámetros S de baja señal son poco usados en amplificadores de potencia.

5-13* Rango dinámico

La característica de transferencia de potencia de un amplificador típico es como se ilustra a continuación.



*Figura 5-42 * Ejemplificación del rango dinámico en la transferencia de un amplificador.*

De dicha figura surge el concepto de rango dinámico, zona en la cual el amplificador se comporta en forma lineal con ciertas tolerancias. Con ciertos niveles de potencia de entrada el amplificador comienza a comprimir su salida produciendo distorsión que se refleja como producto de intermodulación. El límite de este proceso es el punto de compresión de 1 dB, por debajo del cual el amplificador funciona correctamente.

El límite inferior del amplificador está determinado por el ruido propio del mismo, por debajo del cual éste no puede discernir entre señal útil y ruido.

Estos conceptos son de vital importancia en el diseño del cabezal de un receptor y deben ser estudiados.

Comenzaremos definiendo la sensibilidad de un receptor. En la siguiente expresión aparecen los factores que determinan la sensibilidad S :

$$S = -174 \text{ dBm} + F + 10 \log B + s/n \quad 5-143$$

El primer término surge de la expresión de potencia de ruido para un sistema donde hay adaptación:

$$P = K T B \text{ Watt} \quad 5-144$$

Para un ancho de banda de 1 Hertz y una temperatura de 290°K :

$$P = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290^\circ\text{K} = 4 \cdot 10^{-21} \text{ Watt} = -174 \text{ dBm} \quad 5-145$$

Este será el mejor valor de S que se podrá obtener en un sistema a temperatura ambiente. El segundo término ya fue definido como cifra de ruido F , y recordamos que se puede obtener conociendo la temperatura equivalente de ruido T_e :

$$F(\text{dB}) = 10 \log \left(1 + \frac{T_e}{T_o} \right) \quad 5-146$$

donde $T_o = 290^\circ\text{K}$. F degrada la sensibilidad por el agregado del ruido del receptor. El término $10 \log B$ representa el cambio en la potencia de ruido debido al ancho de banda considerado, que, al aumentar, incrementa la potencia de ruido. B está expresado en Hertz. s/n expresa la relación señal a ruido deseada en dB. Esta relación puede representar un nivel de señal mínima detectable, o bien un nivel tal que permita que la señal modulante sea reproducida con un determinado nivel de fidelidad. A menudo el valor 0 dB es usado, significando de esta manera que los niveles de potencia de señal y de ruido a la salida son iguales.

Suponiendo:

$$T_e = 50^\circ\text{K}$$

$$B = 30 \text{ Mhz}$$

$$s/n = 0 \text{ dB}$$

$$F = 10 \log \left(1 + \frac{50}{290} \right) = 0,7 \text{ dB}$$

$$10 \log 30 \cdot 10^6 = 74,7 \text{ dB}$$

$$S = -174 + 0,7 + 74,7 + 0 = -98,6 \text{ dBm} \quad 5-147$$

Otro importante parámetro de un receptor es el punto de intercepción de tercer orden, mostrado en la figura 5-43. La curva I representa la ganancia lineal del receptor y su apartamiento en el punto de compresión de 1 dB. La curva II representa el producto de intermodulación de tercer orden generado por el receptor. El producto de intermodulación es el resultado de la mezcla de dos o más señales de entrada de diferentes frecuencias. La mezcla es consecuencia de la alinealidad de la ganancia del receptor como una función de la potencia de entrada. El nivel de armónicos considerados es el tercero por la siguiente razón. Supongamos aplicar a un amplificador no lineal dos señales sinusoidales de igual nivel y de frecuencias f_1 y f_2 . La señal de salida contendrá las siguientes componentes: corriente continua, f_1 , f_2 , $2.f_1$, $2.f_2$, $3.f_1$, $3.f_2$, $f_1 + f_2$, $2.f_1 + f_2$, y $2.f_2 + f_1$. Las frecuencias $2.f_1$ y $2.f_2$ son armónicas de segundo orden, $3.f_1$ y $3.f_2$ son de tercer orden, $f_1 + f_2$ son productos de intermodulación de segundo orden, $2.f_1 + f_2$ y $2.f_2 + f_1$ son productos de intermodulación de tercer orden. Si calculamos los valores de estas frecuencias nos encontramos con que las frecuencias correspondientes a los productos de intermodulación de tercer orden son las más cercanas a las frecuencias f_1 y f_2 y son las que de esta forma producen distorsión en la salida. También se puede demostrar que la potencia del producto de intermodulación de tercer orden está aproximadamente 10 dB por encima del punto de compresión de 1 dB.

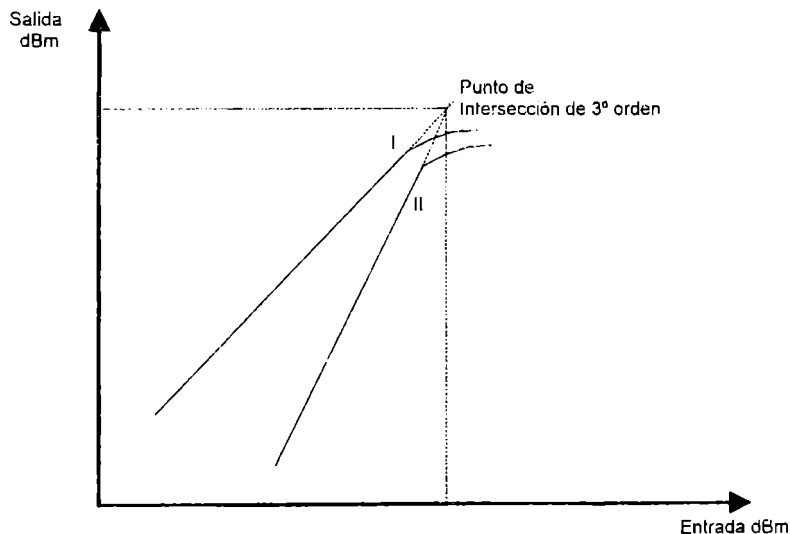


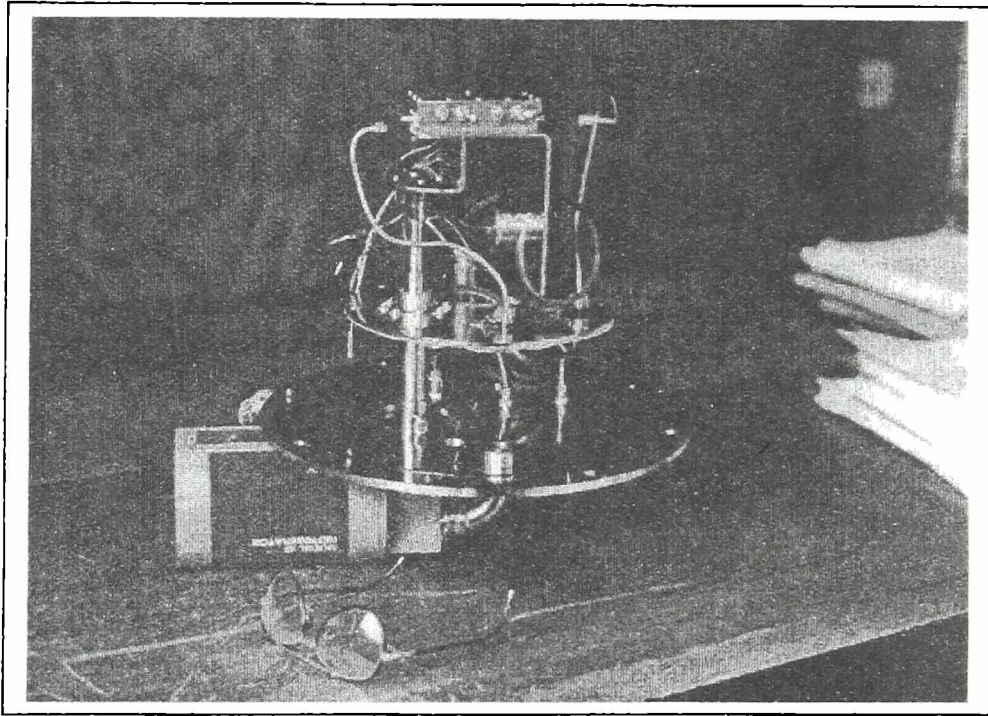
Figura 5-43 * Transferencia lineal y transferencia de producto de intermodulación de tercer orden.

Si observamos en la figura 5-43, el nivel de salida correspondiente a la intersección de la extensión lineal de las curvas I y II es el punto de intercepción de tercer orden, nivel inaccesible y sólo tomado como figura de mérito. Si en el ejemplo anterior agregamos que el nivel del punto de intercepción de tercer orden es de +5 dBm y asumiendo que todos los preamplificadores tienen un valor lo suficientemente grande del punto de intercepción de tercer orden para que no sean un factor limitativo en la determinación del rango dinámico del sistema, veremos como calcularlo.

La regla para determinar el rango dinámico es tomar las dos terceras partes de la diferencia entre el punto de intercepción de tercer orden y el valor que llamamos sensibilidad; para el caso considerado, tenemos:

$$\text{Rango dinámico (dB)} = 2/3 (+5\text{dBm} - (-98,6) \text{ dBm}) = 69 \text{ dB} \quad 5-148$$

Las ecuaciones muestran que para aumentar la sensibilidad se deben agregar preamplificadores de menor F y de mayor ganancia. Pero recordemos que un preamplificador colocado a la entrada de un receptor disminuye el nivel del punto de intercepción de tercer orden proporcionalmente a su ganancia.



Amplificador de microondas montado sobre equipo criogénico con el objetivo de enfriarlo a 20 °K y mejorar sus características de ruido .

6-1* Línea de transmisión excitada por un pulso

Determinar la respuesta de una línea coaxial, de 50 ohm de impedancia característica y un tiempo de retardo de 0,25ns, a un pulso de 3ns de ancho con una amplitud de 1V y una impedancia de generador de 50 ohm. La línea coaxial se encuentra cargada con una impedancia de 150 ohm.

Según la ecuación 1-78 calculamos el coeficiente de reflexión de carga:

$$\Gamma_c = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} = \frac{150 - 50}{150 + 50} = 0,5$$

Luego la tensión de entrada va a estar dada por :

$$V_{ent} = \frac{V_g \cdot Z_0}{Z_0 + Z_c} = \frac{1 \cdot 50}{50 + 50} = 0,5 \text{ V}$$

Veremos un pulso de entrada de 0,5 V que avanzará hacia la carga. Cuando éste llegue a la carga se reflejará una onda dada por la ecuación 1-75 y tendremos:

$$E^- = E^+ \cdot \Gamma_c = 0,5\text{V} \cdot 0,5 = 0,25\text{V}$$

Luego, en la salida veremos según la ecuación 1-65 la onda incidente más la onda reflejada:

$$V = E^+ + E^- = 0,5\text{V} + 0,25\text{V} = 0,75\text{V}$$

Luego vemos que si realizamos una simulación del circuito podemos ver el pulso incidente y luego de 10nseg vemos a la salida el pulso reflejado, producido por la desadaptación en la carga, que viajara hacia el generador nuevamente. En la figura 6-1 se demuestra lo expresado, y se grafica lo que veríamos con un osciloscopio en la entrada y en la salida de la línea.

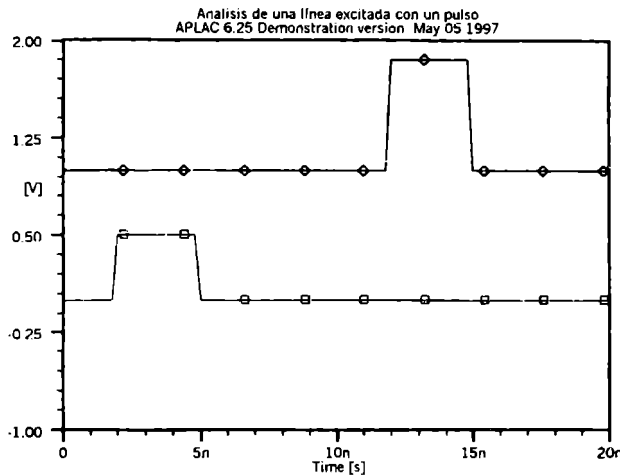


Figura 6-1 * Respuesta de un pulso en una línea desadaptada.

6-2* Línea de transmisión cargada con un corto circuito

Si tenemos cuatro tramos de línea coaxial, de 0,25ns de retardo e impedancia característica de 50 ohm, y los cargamos con un corto circuito, qué tensión se verá en los empalmes de cada tramo, después de que una señal sinusoidal de 200MHz se haya establecido al inyectarle un generador de 1V.

Según la ecuación 1-65 la senoide en cada punto estará formada por la suma vectorial entre la onda incidente más la onda reflejada :

$$V = E^+ + E^-$$

La simulación de dicho caso se ve en la siguiente figura.

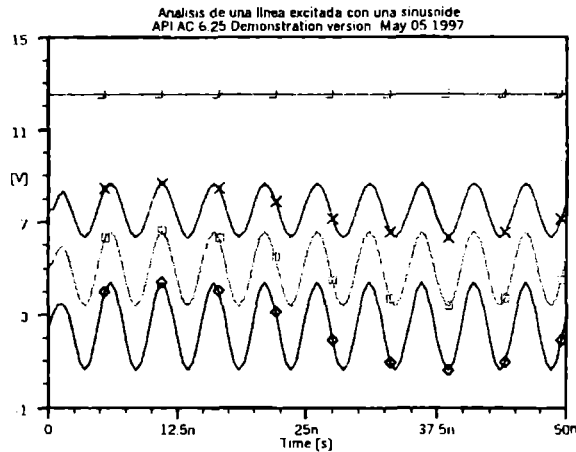


Figura 6-2 * Representación de niveles de tensión en una línea cargada con un corto circuito.

Vemos los cinco puntos de tensión de los tramos en la figura 6-2; finalmente, el último es cero dado que :

$$V = E^+ + E^- \quad E^+ = E^- / \Gamma_c$$

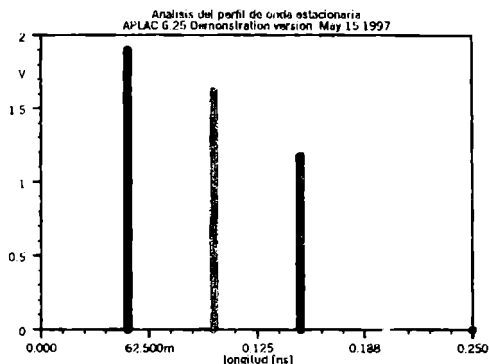
y como $Z_c = 0$ entonces

$$\Gamma_c = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} = \frac{-Z_0}{Z_0} = -1$$

luego

$$V = -E^- + E^- = 0$$

Además podemos apreciar en la figura 6-2 que las amplitudes picos de la señal en cada punto nos darán como resultante la onda estacionaria. Si la simulamos, vemos lo expresado en la figura 6-3.

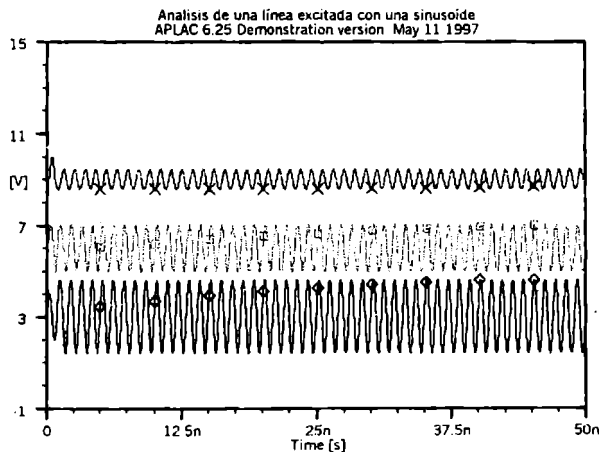


*Figura 6-3 * Perfil de onda estacionaria de línea cargada con corto circuito.*

6-3* Adaptación con líneas de transmisión

Cuatro tramos de línea de transmisión, de $\lambda/8$ de longitud e impedancia característica de 50 ohm, deseamos adaptar a una impedancia $Z_c = 150 + j100$ a la frecuencia de 1GHz; realice la adaptación utilizando un taco y una línea de $\lambda/4$.

Si realizamos la simulación de este problema tendríamos lo expresado en la siguiente figura:



*Figura 6-4 * Línea desadaptada.*

El perfil de onda estacionaria será como el que se ve en la figura 6-5

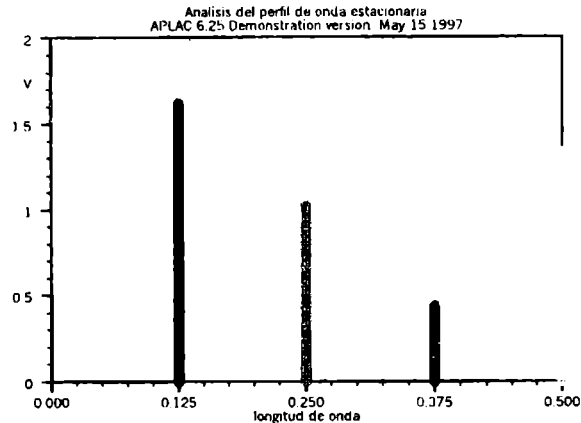


Figura 6-5 * Perfil de onda estacionaria de línea desadaptada.

La adaptación de la parte reactiva se puede realizar de dos formas : con líneas en circuito abierto o cerrado, o líneas de $3/8 \lambda$; en ambos casos transformaremos la carga en una impedancia resistiva pura, de tal forma de luego poder adaptarla con una línea de $\lambda/4$.

Si adaptamos con línea de $3/8 \lambda$ debemos usar la ecuación 1-64 que dice :

$$Z_{0_{3/8\lambda}} = 1 / Bc$$

La impedancia normalizada de $Z_c = 150 + j 100$ es $z_c = 3 + j 2$ y la admitancia normalizada será $y_c = 0,231 - j 0,154$, luego :

$$z_{0_{3/8\lambda}} = 1 / 0,154 = 6,49; \text{ esto indica que } Z_{0_{3/8\lambda}} = 324,67 \text{ ohm}$$

Luego colocamos un adaptador de $\lambda/4$ y tendremos la carga adaptada.

En este caso la suma de admitancias hace que la carga quede resistiva pura y de 216 ohm de valor. Adaptando con línea de $\lambda/4$, utilizando la ecuación 1-55 tenemos :

$$Z_{0_{\lambda/4}} = \sqrt{Z_c \cdot Z_{ent}} = \sqrt{50 \cdot 216} = 104 \text{ ohm}$$

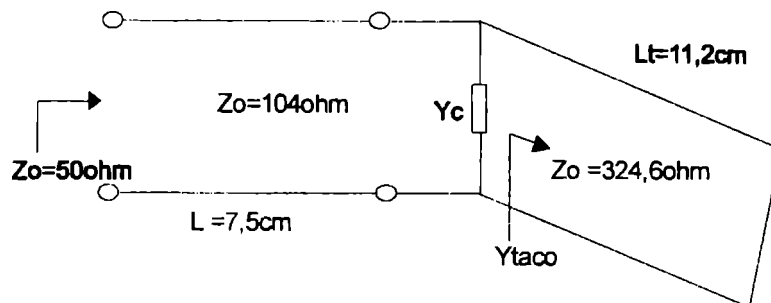


Figura 6-6 * Adaptación con taco de $3/8 \lambda$.

Calculemos ahora la adaptación con líneas en circuito abierto o corto circuito. Como la reactancia de la impedancia de carga ($j100$) es inductiva tendremos que simular un capacitor en paralelo con dicha carga. Elegiremos circuito abierto porque mirando la figura 1-5 vemos que resulta más corta que la de corto circuito, figura 1-4. Luego, según la ecuación 1-47 tenemos :

$$Z_{ent\ ca} = Z_o / j . \text{tg} (2 \pi / \lambda) L$$

Habíamos visto que la admitancia de carga era $y_c = 0,231 - j 0,154$, luego debemos lograr una suceptancia que cancele los $- j 0,154$, por lo tanto :

$$y_{cent\ ca} = 1 / z_{cent\ ca} = j . \text{tg} (2 \pi / \lambda) L = j 0,154$$

siendo $\lambda = 30$ cm y despejamos L

$$L = (\lambda / 2 \pi) . \text{arctg} (0,154) = 0,729 \text{ cm}$$

Igual que el caso anterior la suma de admitancias hace que la carga quede resistiva pura y de 216 ohm de valor, luego:

$$Z_{o,\lambda/4} = \sqrt{Z_c . Z_{ent}} = \sqrt{50 . 216} = 104 \text{ ohm}$$

La adaptación en este caso estará formada por una línea abierta sobre la carga con impedancia característica de 50 ohm y un largo de 0,729 cm , más una línea de un cuarto de onda, que en 1 GHz en el aire significa 7,5 cm y de impedancia característica 86,6 ohm.

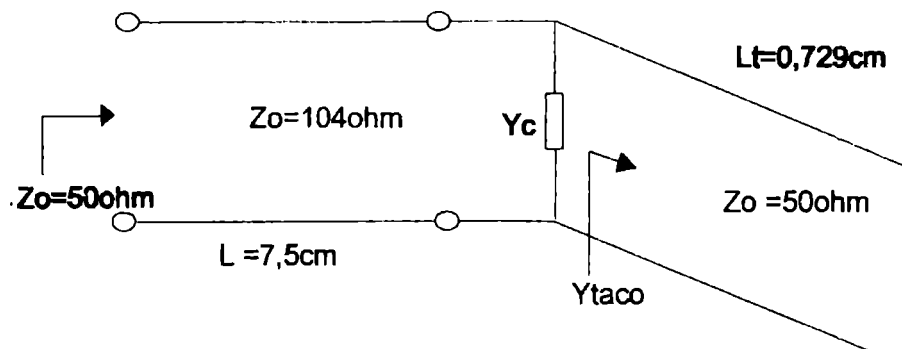


Figura 6-7 * Adaptación con un taco.

En esta situación de adaptación los puntos de empalmes se verán como muestra la simulación de la figura 6-7

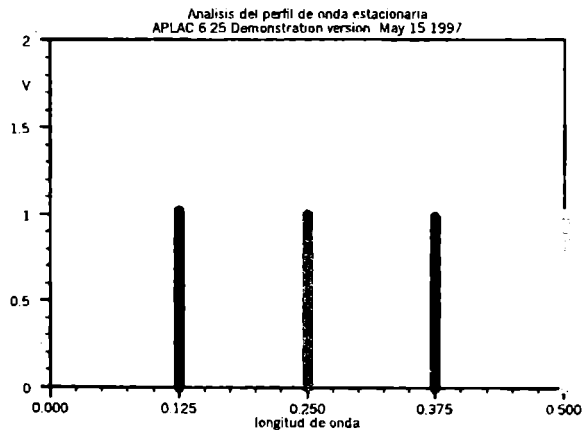


Figura 6-8 * Perfil de onda estacionaria.

En la figura 6-8 vemos la onda incidente ya que, al estar adaptada la línea, no habrá onda reflejada.

6-4* Adaptación con elementos discretos

Una carga $Z_c = 10 + j 10$, es adaptada a una impedancia de 50 ohm, utilizando elementos discretos. Diseñe la red adaptadora y especifique los valores para una frecuencia de 1,5 GHz.

Normalizamos la impedancia de carga a 50 ohm.

$$z_c = \frac{10}{50} + j \frac{10}{50} = 0,2 + j 0,2$$

Ubicamos la impedancia sobre la carta de Smith (punto A), nos movemos en el círculo de impedancia constante hasta cortar el círculo de admitancia (punto B). Este movimiento, según vimos en el capítulo 2 (sección 2-4), se realizó colocando un inductor de valor que surge de la diferencia entre las reactancias del punto A y la reactancia del punto B.

$$j x_L = j 0,4 - j 0,2 = j 0,2$$

Según vimos en el capítulo 2, debemos pasar a la carta de admitancia, y en este caso el punto B está definido por:

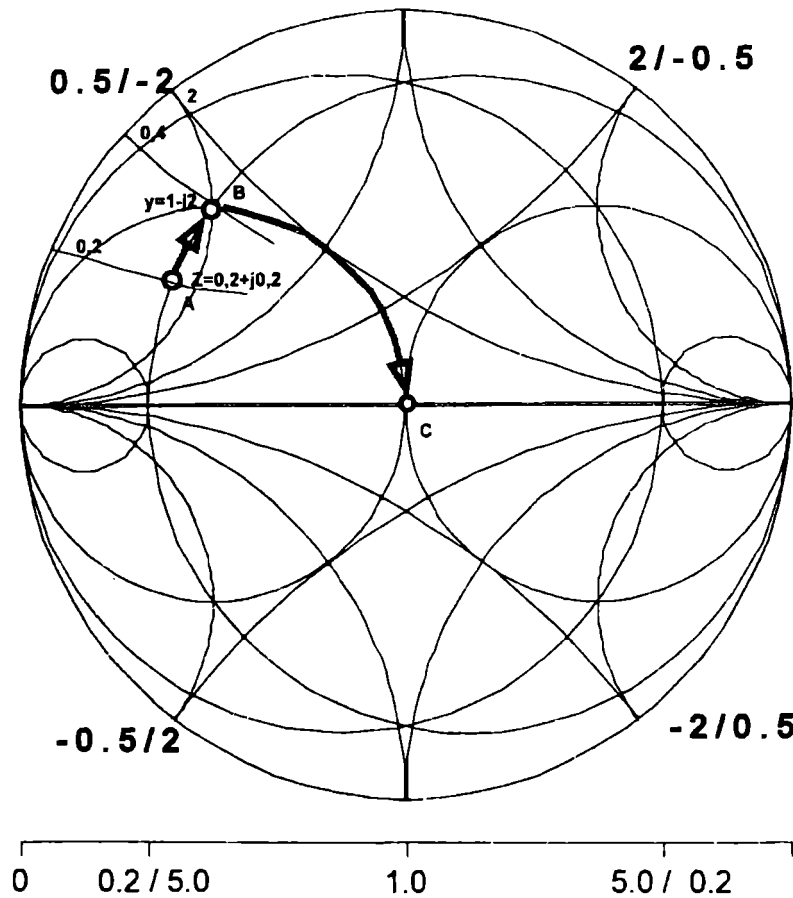
$$y_B = 1 - j 2$$

Luego, el desplazamiento entre el punto B y C para lograr la adaptación, lo realizamos con un capacitor dado por un valor de susceptancia, expresada como:

$$j b_c = 0 - (-j 2) = j 2$$

luego

$$j x_c = 1 / j 2 = -j 0,5$$



*Figura 6-9 * Adaptación con elementos discretos.*

Los valores de L y C estarán dados por :

$$X_L = 0,2 \cdot 50 = 10 \text{ ohm}$$

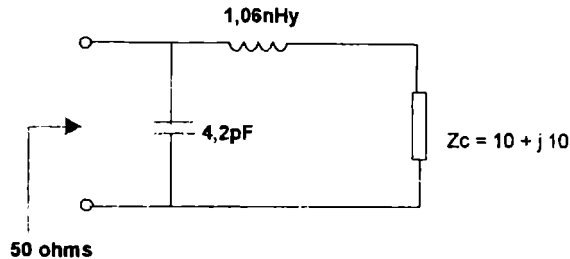
$$X_C = 0,5 \cdot 50 = 25 \text{ ohm}$$

luego

$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot 1,5 \cdot 10^9} = 1,06 \text{ nHy}$$

$$C = \frac{1}{\omega \cdot X_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1,5 \cdot 10^9 \cdot 25} = 4,2 \text{ pF}$$

El circuito será :



*Figura 6-10 * Adaptador con elementos discretos.*

6-5* Adaptación con taco y línea de microtira

Utilizando carta de Smith adaptar a 50 ohm, empleando la técnica de un taco, una impedancia de valor $9,25 - j 15,5$. Calcule los largos de las líneas de microtira, si la frecuencia de operación es de 3 GHz, utilizando un impreso de constante dieléctrica igual a 2,2, altura del dieléctrico 1,57mm y espesor del cobre de 0,035mm.

En un primer paso la impedancia $Z_c = 9,25 - j 15,5$ debemos transformarla en una admitancia Y_c , lo que correspondía a un movimiento de 180° en la carta de Smith (capítulo 2, sección 2-3).

$$z = 0,185 - j 0,31$$

Luego

$$y = 1,42 + j 2,38$$

Operamos como vimos en el capítulo 2 sección 2-5, moviéndonos hacia el generador con ROE constante, hasta que cortamos el círculo de $R=1$. Si analizamos la carta de Smith podemos deducir que nos hemos movido sobre una línea de 50 ohm una longitud L_s dada por :

$$L_s = 0,11 \cdot \lambda$$

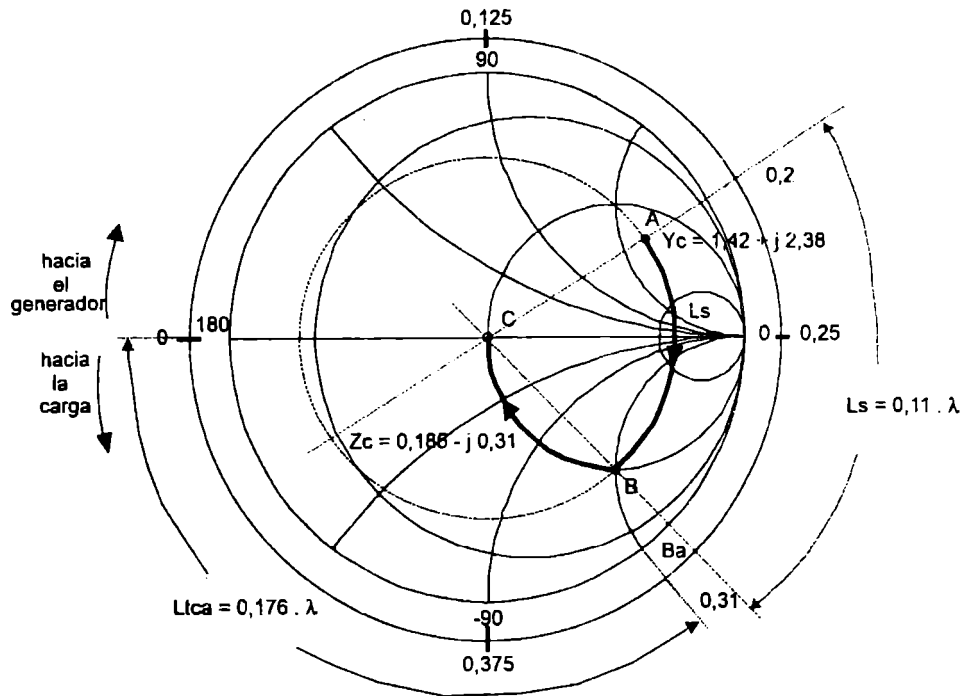


Figura 6-11 * Adaptación con taco.

En ese punto tenemos un valor de susceptancia, que logramos compensar poniendo un taco en circuito abierto dado por :

$$L_{tca} = 0,176 \cdot \lambda$$

Donde λ es la longitud de onda en el aire de la frecuencia de operación.

Luego, con los datos del material para circuito impreso y utilizando las ecuaciones dadas en el capítulo 3, secciones 3-2 , 3-3 y 3-4, podemos determinar :

$$w = 4,9 \text{ mm}$$

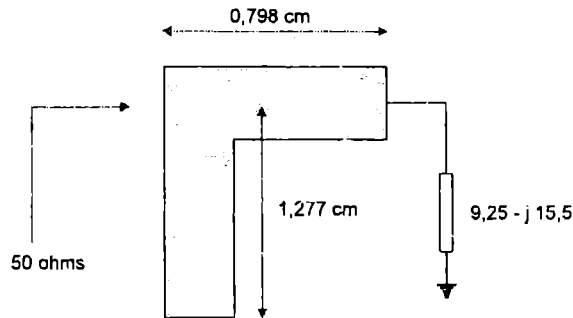
$$\lambda_g = 7,26 \text{ cm}$$

Por lo tanto, las dimensiones de la microtira serán dadas por :

$$L_s = 0,11 \cdot \lambda_g = 0,11 \cdot 7,26 = 0,798 \text{ cm}$$

$$L_{tca} = 0,176 \cdot \lambda_g = 0,176 \cdot 7,26 = 1,277 \text{ cm}$$

El circuito final será el dado por la figura 6-12.



*Figura 6-12 * Representación de adaptación con un taco con línea de microtira.*

6-6* Amplificador unilateral adaptado con línea de $\lambda/4$

Diseñar un amplificador en la frecuencia de 1,5 GHz con el transistor NEC645-80 que posee los siguientes parámetros de reflexión :

$$S_{11} = 0,33 / -160,5^\circ$$

$$S_{22} = 0,425 / -38,5^\circ$$

$$S_{21} = 4,24 / 75^\circ$$

$$S_{12} = 0,085 / 61,5^\circ$$

Analizamos la condición de estabilidad del transistor , utilizando las ecuaciones del capítulo 5 sección 5-3 y un programa de simulación que realice el cálculo.

Medida de estabilidad NEC645-80 :

Coeficiente K = 1.0711

Matriz determinante S = 0.248137

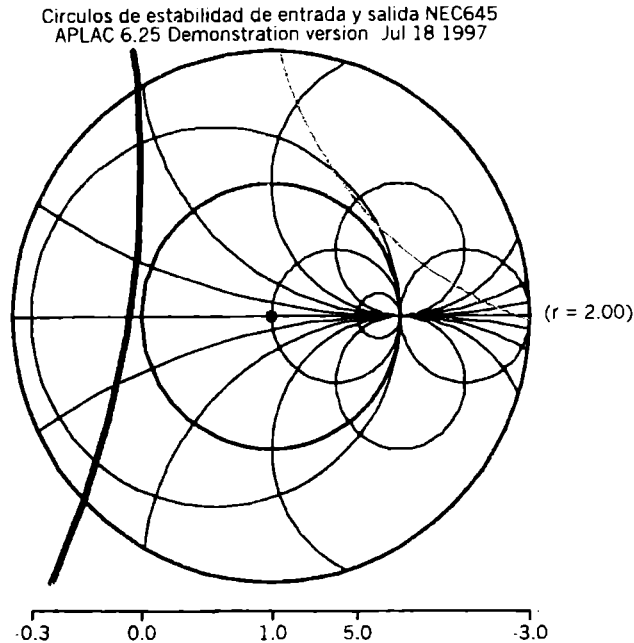


Figura 6-13 * Círculos de estabilidad de generador y de carga.

Vemos en la simulación que el círculo de línea de trazo grueso es el de generador y el de línea fina es el de carga. Para poder ver mejor los círculos de estabilidad hemos graficado los mismos en una carta de Smith doble para poder visualizar los círculos externos a dicha carta. Viendo que el transistor es incondicionalmente estable en la frecuencia que deseo que opere, y el valor de S_{12} es pequeño, podemos considerar el transistor unilateral, y en este caso debemos realizar un diseño como muestra el diagrama en bloques de la figura.

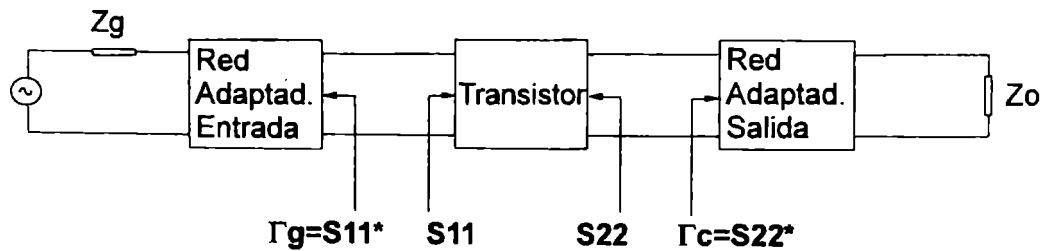


Figura 6-14 * Diagrama en bloques de amplificador unilateral.

Según las ecuaciones 1-78 tenemos :

$$\Gamma = \frac{Z_c - Z_o}{Z_c + Z_o}$$

de donde podemos deducir que :

$$\frac{Z_c}{Z_o} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$

y por la condición que adoptamos de unilaterialidad tenemos que

$$\Gamma_g^* = \Gamma_{ent} = S_{11}$$

$$\Gamma_c^* = \Gamma_{sal} = S_{22}$$

Aplicamos esto a las ecuaciones anteriores y podemos deducir la impedancia de generador y de carga con las que tenemos que calcular los adaptadores de entrada y salida.

$$\frac{Z_g}{Z_o} = \frac{1 + \Gamma_{ent}}{1 - \Gamma_{ent}} = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}$$

$$\frac{Z_c}{Z_o} = \frac{1 + \Gamma_{sal}}{1 - \Gamma_{sal}} = \frac{1 + S_{22}}{1 - S_{22}}$$

Haciendo los cálculos tenemos que

$$\frac{Z_g}{Z_o} = 0,515 - j 0,126$$

$$\frac{Z_c}{Z_o} = 1,6 - j 1,02$$

Ubicamos las impedancias en la carta de Smith (puntos A y D) y utilizaremos adaptadores de $\lambda/4$ en la entrada y salida; para eso debemos hacer resistiva pura ambas impedancias. En la entrada utilizamos un tramo de línea en serie, moviéndonos en un círculo de ROE = cte , hasta cortar la línea de reactancia cero (punto B); esto da una longitud de:

$$L_s = 0,025 \cdot \lambda$$

Vemos que el círculo de ROE constante corta a la línea de reactancia cero en $r = 0,49$; esto indica que la impedancia quedó transformada en una $R = 0,49 \cdot 50 = 24,5$ ohm. Luego, la impedancia del adaptador de $\lambda/4$ de entrada será:

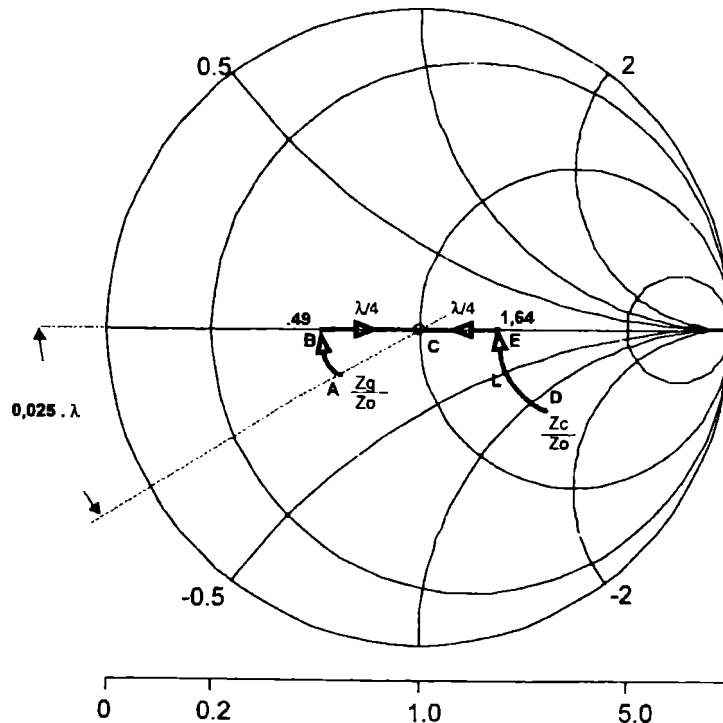
$$Z_{o\lambda/4} = \sqrt{Z_o \cdot R} = \sqrt{50 \cdot 24,5} = 35 \text{ ohms}$$

A la salida, utilizando los conceptos del capítulo 2 sección 2-4, empleamos una inductancia que posea un valor de reactancia $x_L = 1,02$, y con esto logramos movernos por el círculo de resistencia constante hasta la reactancia cero (punto E). Luego

$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{1,02 \cdot 50}{2 \cdot \pi \cdot 1,5 \cdot 10^9} = 5,4 \text{ nHy}$$

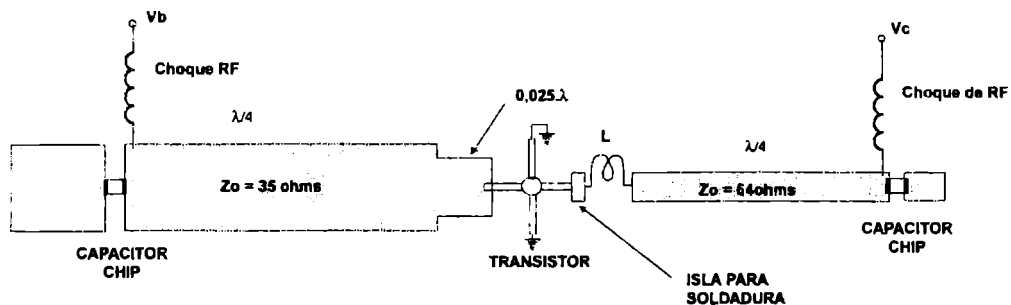
Como en este caso la línea de reactancia cero se corta en $r = 1,64$, tenemos :

$$Z_{o\lambda/4} = \sqrt{Z_o \cdot R} = \sqrt{50 \cdot 50 \cdot 1,64} = 64 \text{ ohms}$$



*Figura 6-15 * Adaptación de entrada y salida del amplificador.*

En la figura 6-15 vemos la implementación del amplificador, polarizado a través de dos bobinas funcionando como choque de RF para desacoplar el circuito de corriente continua del de alterna; además hay dos capacitores chip de paso que serán seleccionados teniendo en cuenta la frecuencia de operación y la resonancia serie como vimos en el capítulo 4 sección 4-6. El capacitor de paso interrumpe la línea de $\lambda/4$ para realizar un diseño más compacto.



*Figura 6-16 * Amplificador en 1,5 GHz.*

6-7* Amplificador unilateral adaptado con líneas de $1/4 \lambda$ y $3/8 \lambda$

Diseñar redes adaptadoras de entrada y salida con líneas de microtira, de un FET de AsGa HFET1101 a 6 GHz, estudiar la ganancia del amplificador.

Los parámetros S del FET a 6GHz son :

$$S_{11} = 0,614 / -167^\circ$$

$$S_{12} = 0,046 / 65^\circ$$

$$S_{21} = 2,187 / 32,4^\circ$$

$$S_{22} = 0,716 / -83^\circ$$

Analicemos en primera medida la estabilidad del FET en 6 GHz según el capítulo 5 sección 5-3.

Medida de estabilidad HFET1101 :

Coeficiente K = 1.12961

Matriz determinante S = 0.341956

Esto nos dice que con $K = 1,1129$ y $\Delta S = 0,34$ el FET en la frecuencia de 6 GHz es estable incondicionalmente. También podemos trazar los círculos de estabilidad que confirman lo expuesto en el capítulo 5 figura 5-14 caso C, en donde los círculos caían fuera de la carta de Smith con $K > 1$.

Círculos de estabilidad de entrada y salida HFET1101
 APLAC 6.25 Demonstration version May 23 1997

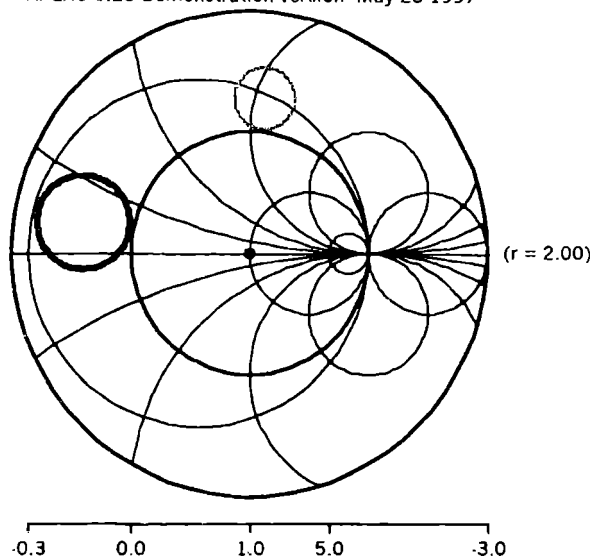


Figura 6-17 * Círculos de estabilidad de generador y carga.

Donde el círculo más grueso es el de estabilidad de generador y el más fino el de carga. Consideremos en este ejemplo al transistor unilateral, ya que el S12 es muy pequeño, en este caso, como vimos en el capítulo 5 sección 5-2 y aplicando en el ejemplo 6, tenemos que:

$$\Gamma_{ent} = S_{11} = \Gamma_g^*$$

$$\Gamma_{sal} = S_{22} = \Gamma_c^*$$

Luego, las impedancias de entrada y salida normalizadas (puntos A y E, figura 6-18) a las cuales tenemos que adaptar serán

$$z_{ent} = 0,243 - j 0,106$$

$$z_{sal} = 0,369 - j 1,046$$

Los valores de admitancias (puntos B y F, figura 6-18) se calculan según el capítulo 2 sección 2-3, obteniendo

$$y_{ent} = 3,45 + j 1,5$$

$$y_{sal} = 0,3 + j 0,85$$

Utilizaremos adaptación de $3/8 \lambda$ y línea de $\lambda/4$. Nos ubicamos en la carta de Smith con el valor de admitancia y , y en un primer paso debemos cancelar la susceptancia agregando una línea de longitud $3/8 \lambda$. En la entrada debemos colocar una susceptancia de valor $B = -j 1,5$. Empleamos los conceptos del capítulo 1 sección 1-5-3, donde tenemos:

$$Z_{O_{3/8\lambda}} = 1 / B$$

Si utilizamos dos tacos de longitud $3/8 \lambda$ la susceptancia utilizada debe ser de la mitad de valor, por lo tanto:

$$z_{O_{3/8\lambda}} = \frac{1}{b / 2} = \frac{1}{1,5 / 2} = 1,33$$

La admitancia vista hacia la entrada es una conductancia de valor 3,45 (punto C figura 6-18), que adaptaremos con una línea de $\lambda/4$ según lo visto en el capítulo 1 sección 1-5-2; luego:

$$z_{\lambda/4} = \sqrt{z_0 \cdot \frac{1}{g}} = \sqrt{1 \cdot \frac{1}{3,45}} = 2,35$$

Estas son las impedancias normalizadas, luego los valores de impedancia de las líneas de adaptación para la entrada serán :

$$Z_{O_{3/8\lambda}} = 1,33 \cdot 50 = 66,5 \text{ ohm}$$

$$Z_{O_{\lambda/4}} = 0,54 \cdot 50 = 27 \text{ ohm}$$

De la misma forma podemos adaptar el sistema usando como normalización otro valor de impedancia, por ejemplo 75 ohm.

Para salida realizamos los mismos cálculos (puntos F y G) y tendremos :

$$z_{O_{3/8\lambda}} = \frac{1}{b / 2} = \frac{1}{0,85 / 2} = 2,35$$

$$z_{\lambda/4} = \sqrt{z_0 \cdot \frac{1}{g}} = \sqrt{1 \cdot \frac{1}{0,3}} = 1,82$$

Los valores de impedancia de las líneas adaptadoras de salida serán

$$Z_{0_{3/8\lambda}} = 2,35 \cdot 50 = 117,5 \text{ ohm}$$

$$Z_{0_{\lambda/4}} = 1,82 \cdot 50 = 91 \text{ ohm}$$

Las adaptaciones realizadas expresadas sobre la carta de Smith son las vistas en la figura 6-18. Vemos que al colocar una línea de $3/8 \lambda$ y cancelar la susceptancia, nos estamos moviendo con resistencia constante hasta cortar la línea de reactancia cero (puntos G y C).

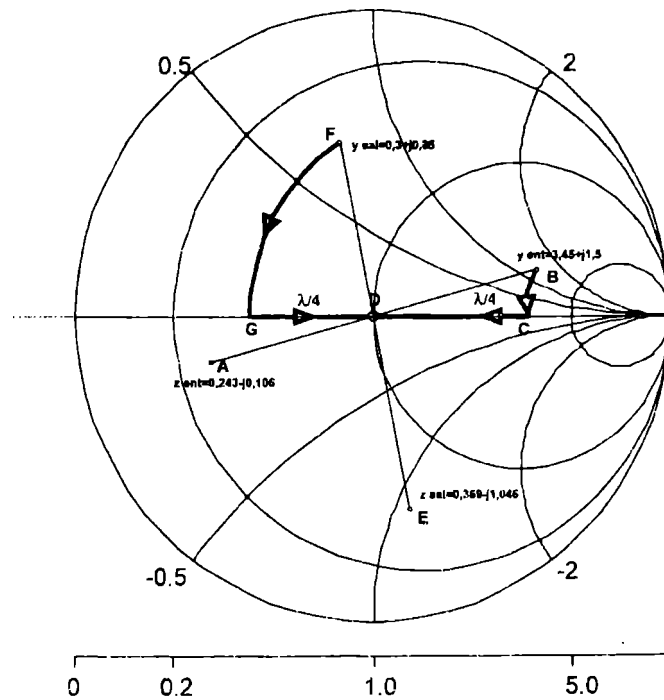


Figura 6-18 * Adaptación de entrada y salida del amplificador.
El esquema del circuito será el visto en la figura 6-19.

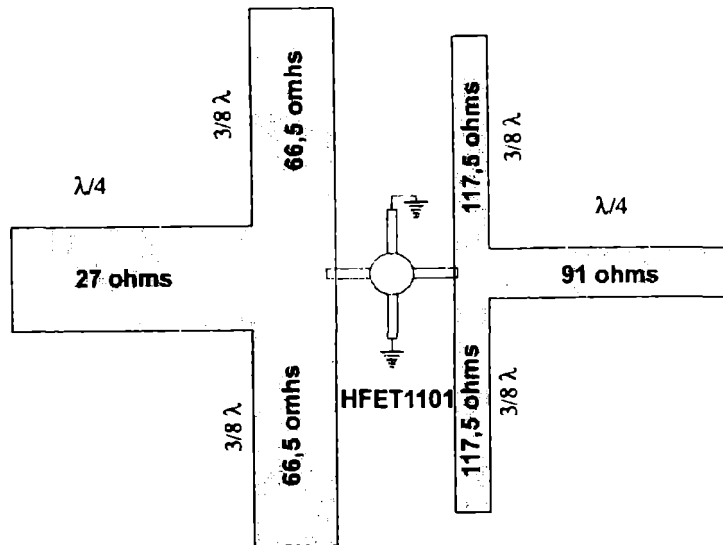


Figura 6-19 * Esquema del amplificador.

Luego, las dimensiones de la línea de microtira si elegimos un material de circuito impreso de las siguientes características:

Constante dieléctrica relativa (ϵ_r) = 2,2

Altura del dieléctrico (h) = 1,57 mm

Espesor del cobre (t) = 0,035 mm

Frecuencia = 6 GHz

Aplicando las ecuaciones expresadas en el capítulo 3 tenemos :

Ancho de la microtira para 50 ohm (w) = 4,85 mm

Ancho de la microtira para 27 ohm = 11,18 mm

Ancho de la microtira para 66,5 ohm = 3,09 mm

Ancho de la microtira para 91 ohm = 1,72 mm

Ancho de la microtira para 117,5 ohm = 0,96 mm

Longitud de onda en la microtira (λ_g) = 36,11 mm

Luego, las longitudes de la línea serán

$$L_{3/8\lambda} = 3/8 \cdot \lambda_g = 3/8 \cdot 36,11 = 13,54 \text{ mm}$$

$$L_{\lambda/4} = 1/4 \cdot \lambda_g = 1/4 \cdot 36,11 = 9,02 \text{ mm}$$

Con los datos determinados y los conceptos vertidos en el capítulo 5 ecuación 5-77 podemos determinar la ganancia unilateral como :

$$G_{tmax} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2) \cdot (1 - |S_{22}|^2)} = G_g \cdot G_o \cdot G_c$$

donde

$$G_g = \frac{1}{(1 - |S_{11}|^2)} = 1,605 = 2,05 \text{ dB}$$

$$G_c = \frac{1}{(1 - |S_{22}|^2)} = 2,052 = 3,12 \text{ dB}$$

$$G_o = |S_{21}|^2 = 4,782 = 6,79 \text{ dB}$$

$$G_{tmax} = 2,05 + 3,12 + 6,79 = 12 \text{ dB}$$

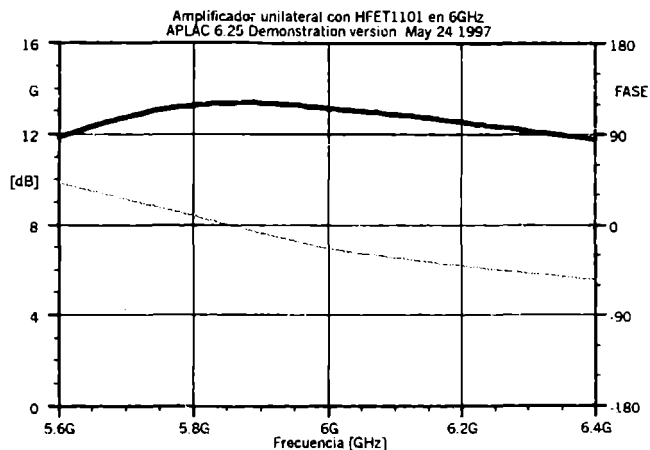


Figura 6-20 * Gráfica de S21 en módulo y fase.

Utilizando un simulador podemos analizar la ganancia graficando el S21 en módulo con trazo grueso, y en fase trazo en línea punteada (figura 6-20), como los valores de adaptación sobre la carta de Smith (figura 6-21).

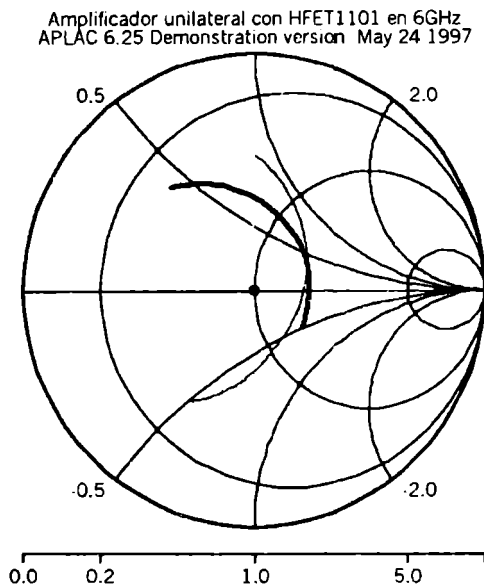


Figura 6-21 * Impedancia de entrada y salida del amplificador.

En la figura 6-21 representamos el S_{11} en trazo grueso y S_{22} trazo fino, lo que muestra la adaptación del amplificador en el rango de frecuencia de 5,6 GHz y 6,4 GHz. Vemos que en ninguna frecuencia se alcanza la adaptación, o sea el centro de la carta de Smith, ya que estamos utilizando la condición de unilateral, suponiendo el S_{12} muy pequeño y por lo tanto despreciable.

6-8* Amplificador no unilateral con adaptación simultánea

Realice un diseño de máxima ganancia de un amplificador con FET de AsGa utilizando HFET-1101 a 6GHz, siendo los parámetros normalizados a 50 ohm a esa frecuencia los siguientes:

$$S_{11} = 0,614 / -167^\circ$$

$$S_{12} = 0,046 / 65^\circ$$

$$S_{21} = 2,187 / 32,4^\circ$$

$$S_{22} = 0,716 / -83^\circ$$

Vemos que éste es el mismo diseño que el amplificador del ejemplo anterior, pero con la salvedad de que en este caso utilizaremos el diseño de máxima ganancia, lo cual es posible porque el FET es incondicionalmente estable.

Medida de estabilidad HFET1101 :

Coeficiente K = 1.12961
 Matriz determinante S = 0.341956

Según lo expresado en el capítulo 5 la condición de adaptación simultánea de carga queda expresada por la figura 6-22.

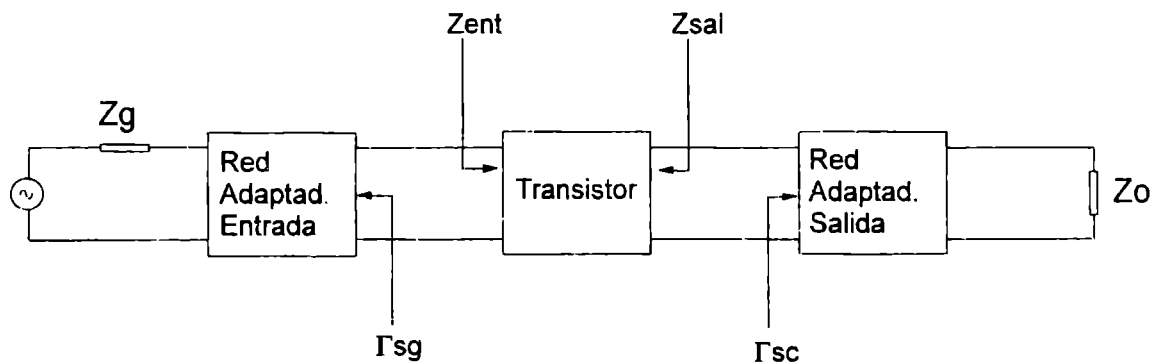


Figura 6-22 * Adaptación simultánea de cargas.

En este caso las expresiones que cumplen esta condición están dadas en el capítulo 5 (ecuaciones 5-27 a 5-33) que en nuestro caso están determinadas por:

$$\Gamma_{sg} = \frac{B1 \pm \sqrt{B1^2 - 4|C1|^2}}{2C1}$$

$$\Gamma_{sc} = \frac{B2 \pm \sqrt{B2^2 - 4|C2|^2}}{2C2}$$

donde

$$B1 = 1 + |S11|^2 - |S22|^2 - |\Delta|^2 = 0,747$$

$$B2 = 1 + |S22|^2 - |S11|^2 - |\Delta|^2 = 1,019$$

$$C1 = S11 - \Delta \cdot S22^* = 0,37 / -169,75^\circ$$

$$C2 = S22 - \Delta \cdot S11^* = 0,507 / -84,47^\circ$$

$$\Delta = S11 \cdot S22 - S12 \cdot S21 = 0,342$$

Luego los coeficientes de reflexión expresados por las ecuaciones 5-25 y 5-26 nos dan

$$\Gamma_{sg} = 0,868 / 169,75^\circ$$

$$\Gamma_{sc} = 0,9 / 84,47^\circ$$

Según lo visto tenemos

$$\Gamma_{sg}^* = (z_{ent} - 1) / (z_{ent} + 1)$$

$$\Gamma_{sc}^* = (z_{sal} - 1) / (z_{sal} + 1)$$

Estos son los valores a los cuales hay que adaptar. Para eso nos ubicamos en la carta de Smith utilizando la regla calibrada en coeficiente de reflexión, y ubicamos los puntos $0,868 / -169,75^\circ$ y $0,9 / -84,47^\circ$ (tratado en capítulo 2, figura 2-3), que representarán las impedancias de entrada y salida para adaptación simultánea (puntos A y E). Utilizaremos adaptación con un taco, por lo tanto transformamos estas impedancias en admitancias (puntos B y F). Según lo tratado en el capítulo 2 sección 2-5 nos movemos hacia el generador hasta cortar al círculo de conductancia igual a 1 (puntos G y C), para luego con tacos en circuito abierto, de igual valor de la susceptancia de esos puntos lograr la adaptación total (punto D). Para realizar estos tacos nos hemos movido hasta la admitancia cero, correspondiente a los -180° ; en el caso de haber elegido corto circuito teníamos que movernos siempre hacia el generador hasta el punto de admitancia infinita, correspondiente al punto de los 180° .

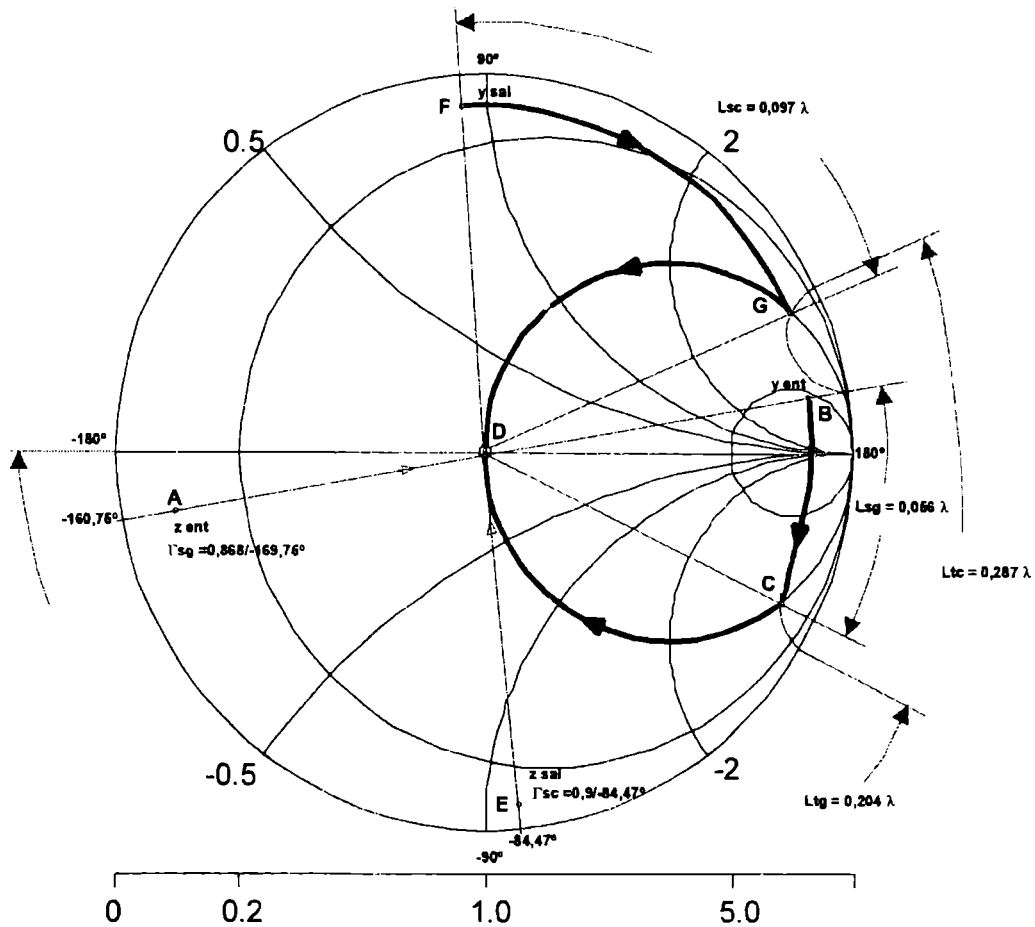


Figura 6-23 * Adaptación con taco de amplificador con HFET1101.

A diferencia del ejemplo 7, en esta adaptación, al ser simultánea y corresponderse la entrada con la carga de salida y viceversa, las impedancias de entrada y salida caerán en el centro de la carta de Smith como vemos en la figura 6-24. En dicha figura vemos el S11 trazo grueso y S22 en trazo fino del amplificador para un barrido de frecuencias entre 5,6 GHz y 6,4 GHz.

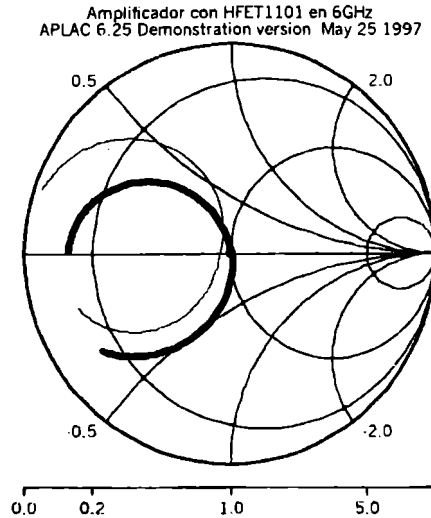


Figura 6-24 * S11 y S22 de amplificador con HFET1101.

Con los datos determinados podemos calcular la ganancia expresada en el capítulo 5 por la ecuación 5-82; tendremos:

$$G_{t, \max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \cdot \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right) = 14,58 \text{ dB}$$

Podemos también representar la ganancia graficando el S21, en módulo trazo grueso y fase trazo fino, del amplificador como vemos en la figura 6-25.

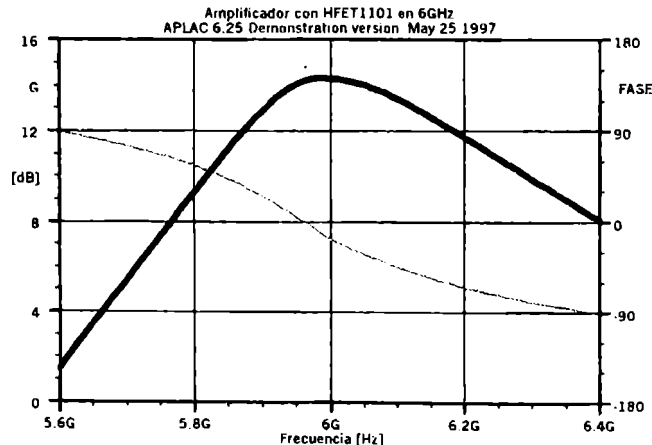


Figura 6-25 * Módulo y fase de S21 de amplificador con HFET1101.

Si utilizamos el material de circuito impreso con $\epsilon_r = 2,2$, $h = 1,57$ mm y $t = 0,035$ mm, y los valores calculados para 50 ohm aplicando las ecuaciones expresadas en el capítulo 3, tenemos:

Ancho de la microtira para 50 ohm (w) = 4,85 mm

Longitud de onda en la microtira (λ_g) = 36,11 mm

Luego, los largos de las líneas serán

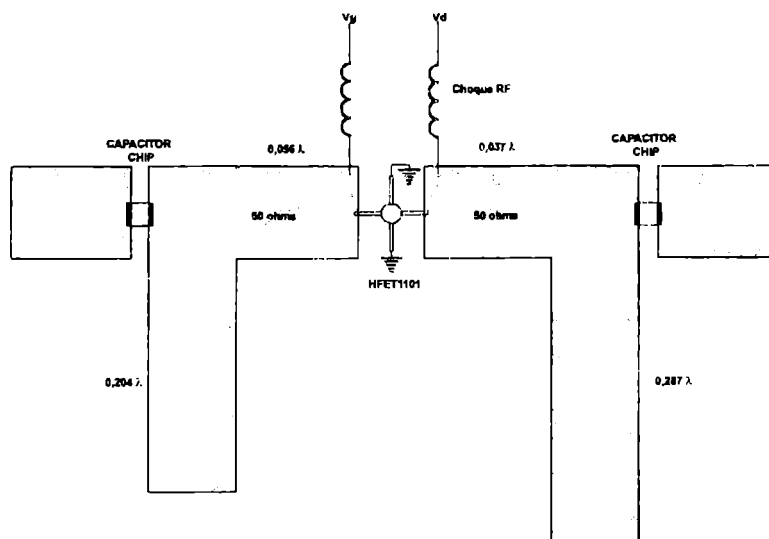
$$L_{sg} = 0,056 \cdot \lambda = 0,056 \cdot 36,11 = 2,02 \text{ mm}$$

$$L_{sc} = 0,097 \cdot \lambda = 0,097 \cdot 36,11 = 3,5 \text{ mm}$$

$$L_{tg} = 0,204 \cdot \lambda = 0,204 \cdot 36,11 = 7,36 \text{ mm}$$

$$L_{tc} = 0,287 \cdot \lambda = 0,287 \cdot 36,11 = 10,36 \text{ mm}$$

El circuito queda finalmente como se expresa en la figura 6-26. Los capacitores de paso deben seleccionarse según lo expresado en el capítulo 4.



*Figura 6-26 * Representación de amplificador con línea de microtira con HFET1101.*

6-9* Amplificador de bajo ruido

Se desea realizar un diseño de bajo ruido en la frecuencia de 3,2 GHz, con el transistor HEMT modelo NE33284A que posee los siguientes parámetros :

$$\begin{aligned} S_{11} &= 0,862 / -64,3^\circ \\ S_{21} &= 5,04 / 119,7^\circ \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_{12} &= 0,059 / 52,3^\circ \\ S_{22} &= 0,558 / -41,2^\circ \end{aligned}$$

y para mínima cifra de ruido tenemos :

$$\Gamma_m = 0,772 / 53,2^\circ$$

Como en todos los amplificadores el primer análisis que debemos realizar es el de estabilidad, utilizando los conceptos del capítulo 5 en las secciones 5-3 y 5-4, los cuales podemos desarrollar con un programa de simulación obteniendo:

MEDIDA DE ESTABILIDAD

 Coeficiente K = 0.382023
 Mat.determinant S = 0.531638

Vemos que el transistor es condicionalmente estable, y en el trazado de los círculos de estabilidad sobre la carta de Smith en la figura 6-27 podemos apreciar el círculo de estabilidad de generador trazado con línea más gruesa y el de carga con línea más fina.

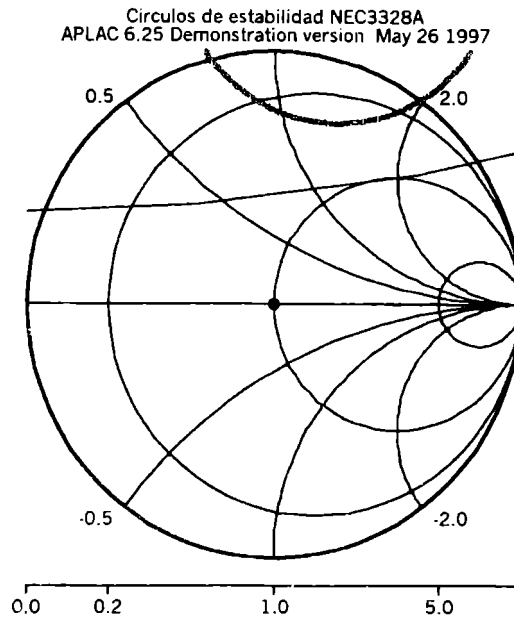


Figura 6-27 * Círculos de estabilidad de generador y de carga.

Analizando los conceptos expuestos en el capítulo 5 sección 5-4 , nos encontramos frente a un caso de estabilidad condicional como el caso A dado en la figura 5-14. Por lo tanto, si los coeficientes de reflexión se encuentran fuera del área de los círculos de estabilidad nos encontraremos en la región estable de diseño.

Verificamos el coeficiente de reflexión para mínima cifra de ruido $\Gamma_m = 0,772 / 53,2^\circ$ y podemos comprobar que se encuentra en la región estable.

Luego, según lo expresado en la ecuación 5-75 podemos con Γ_m calcular el coeficiente de reflexión de carga :

$$\Gamma_c = \left(S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_m}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_m} \right)^* = 0,570 / 52,2^\circ$$

Debemos verificar sobre la figura 6-27 si Γ_c cae dentro de la región estable. Este valor está muy cerca de la zona inestable, y es por eso que elegimos como coeficiente de reflexión de carga el S_{22}^* . Una vez confirmado que los coeficientes de reflexión a utilizar están en región estable, se puede proceder a realizar la adaptación.

Para la adaptación elegimos el método con taco visto en el capítulo 2, sección 2-5. En este caso debemos ubicar los conjugados de los coeficientes de reflexión sobre la carta de Smith

para proceder a adaptarlos (puntos A y E). Estos corresponden según la ecuación 2-2 a las siguientes impedancias:

$$z_{ent} = \frac{1 + \Gamma_m}{1 - \Gamma_m} = .602 + j 1,84$$

$$z_{sal} = \frac{1 + S_{22}}{1 - S_{22}} = 1,46 + j 1,55$$

Transformamos en admitancia (puntos B y F) , para luego movernos en dirección hacia el generador hasta cortar el círculo de conductancia 1 (puntos G y C). Esto nos da un largo de línea en serie con el transistor en función de la longitud de onda en el aire (λ) dado por :

$$L_{sg} = 0,122 \cdot \lambda$$

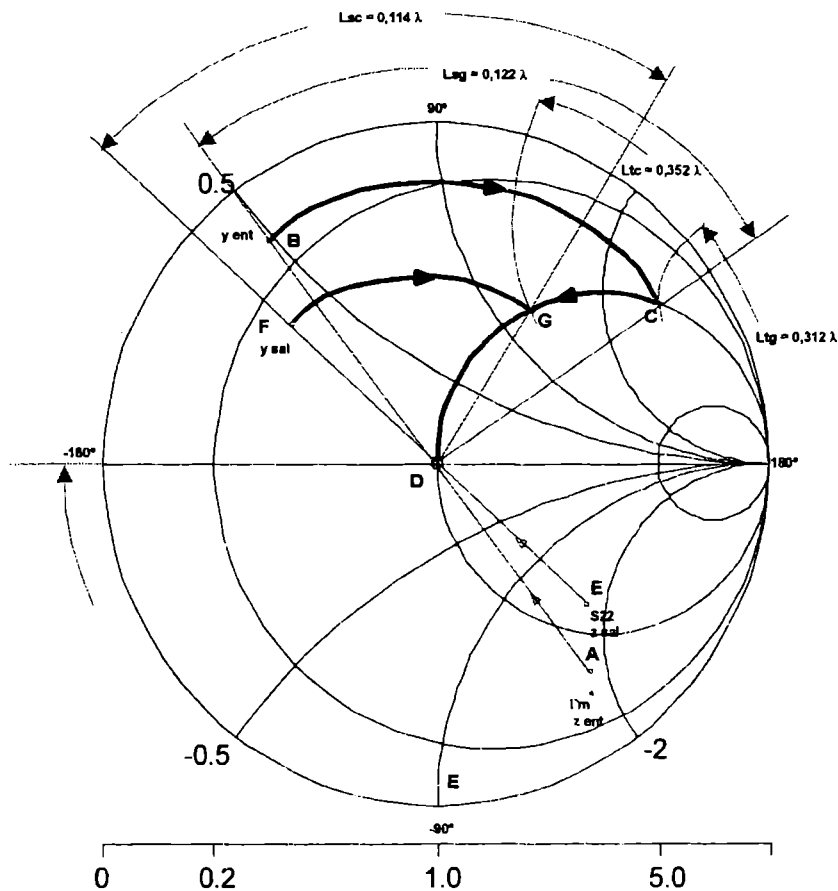
$$L_{sc} = 0,114 \cdot \lambda$$

Colocamos un taco del valor de suceptancia de esos puntos y con esto hemos logrado la adaptación final moviéndonos hacia el centro de la carta de Smith. Los valores de las suceptancias para tacos en circuito abierto, o sea moviéndonos hasta el valor de suceptancia cerò, en función de la longitud de onda en el aire nos dan:

$$L_{tg} = 0,312 \cdot \lambda$$

$$L_{tc} = 0,352 \cdot \lambda$$

Si hubiéramos adaptado con líneas en corto circuito tendríamos longitudes más corta, ya que nos deberíamos haber movido hasta el punto de suceptancia infinita (longitudes de 0,062 y 0,102 de λ para generador y carga, correspondientemente).



*Figura 6-28 * Adaptación con tacos.*

Si utilizamos el material de circuito impreso con $\epsilon_r = 2,2$, $h = 1,57$ mm y $t = 0,035$ mm, y los valores calculados para 50 ohm aplicando las ecuaciones expresadas en el capítulo 3 tenemos:

Ancho de la microtira para 50 ohm (w) = 4,85 mm

Longitud de onda en la microtira (λ_g) = 68,11 mm

Luego, los largos de las líneas serán

$$L_{sg} = 0,122 \cdot \lambda_g = 0,122 \cdot 68,11 = 8,3 \text{ mm}$$

$$L_{sc} = 0,114 \cdot \lambda_g = 0,114 \cdot 68,11 = 7,8 \text{ mm}$$

$$L_{tg} = 0,312 \cdot \lambda_g = 0,312 \cdot 68,11 = 21,2 \text{ mm}$$

$$L_{tc} = 0,352 \cdot \lambda_g = 0,352 \cdot 68,11 = 23,9 \text{ mm}$$

Realizando la simulación del circuito vemos en la carta de Smith la representación del S11 con trazo grueso y del S22 con trazo fino entre 3,1 y 3,5 GHz. Podemos apreciar que al realizar un diseño de bajo ruido los parámetros se alejan del centro de la carta que representa la adaptación a máxima transferencia de energía.

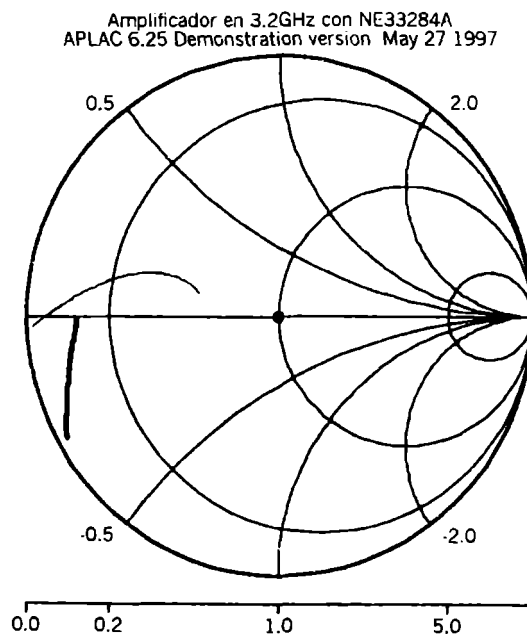


Figura 6-29 * Impedancia de entrada y salida del amplificador.

Analizando la ganancia podemos expresarla con su ecuación general dada en el capítulo 5 ecuación 5-14.

$$G = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_g|^2) \cdot (1 - |\Gamma_c|^2)}{|1 - S_{11} \cdot \Gamma_g|^2 \cdot |1 - S_{22} \cdot \Gamma_c|^2}$$

Para nuestro caso estamos utilizando como coeficientes de reflexión el Γ_m y S_{22}^* por lo tanto nos queda :

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

La representación de esta ecuación la vemos graficada en la figura 6-30.

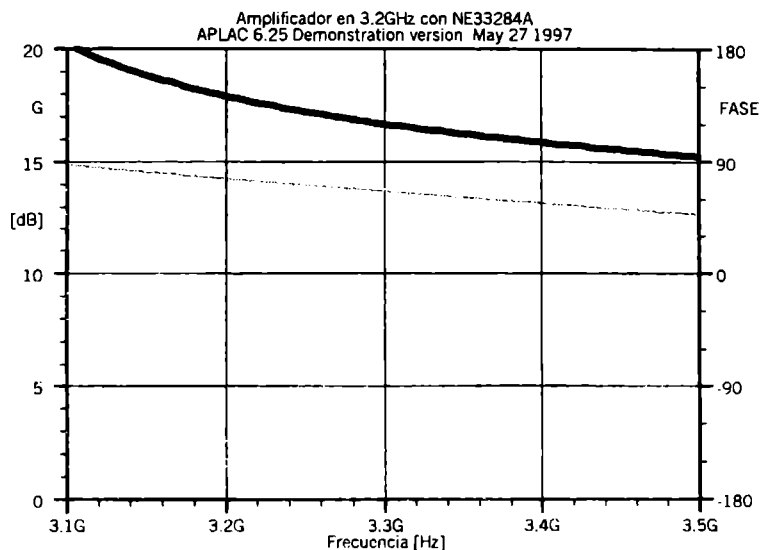


Figura 6-30 * Representación S21 del amplificador.

Con trazo mas grueso vemos el modulo y con trazo fino la fase.

El circuito final será el mostrado en la figura 6-31, donde los capacitores de paso cumplen los requisitos expresados en el capítulo 4 y los choques de RF sirven para desacople de la corriente continua del circuito de alterna.

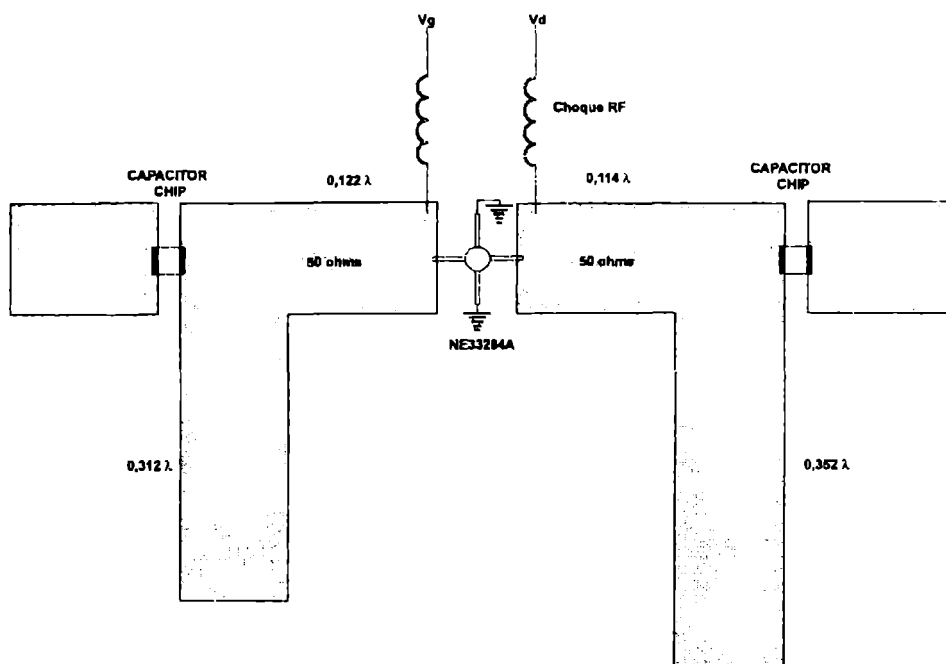


Figura 6-31 * Representación de amplificador en 3,2 GHz.

6-10* Amplificador de potencia

- El objetivo de este diseño es realizar un amplificador de potencia de 1W de salida en clase A con el amplificador con el FET de AsGa MGF-2124 a una frecuencia de 8 GHz operando a 8V y con una corriente de drain de 300mA. En estas condiciones los parámetros S son :

$$S_{11} = 0,861 / 122,7^\circ$$

$$S_{12} = 0,052 / -52^\circ$$

$$S_{21} = 1,23 / 28,8^\circ$$

$$S_{22} = 0,487 / -159,2^\circ$$

Debemos en primer instancia evaluar las condiciones de estabilidad vistas en el capítulo 5 calculado nos da :

Medida de estabilidad:

Coefficiente K = 1.15573

Mat. determinant S = 0.355431

Los círculos de estabilidad están trazados en la figura 6-32.

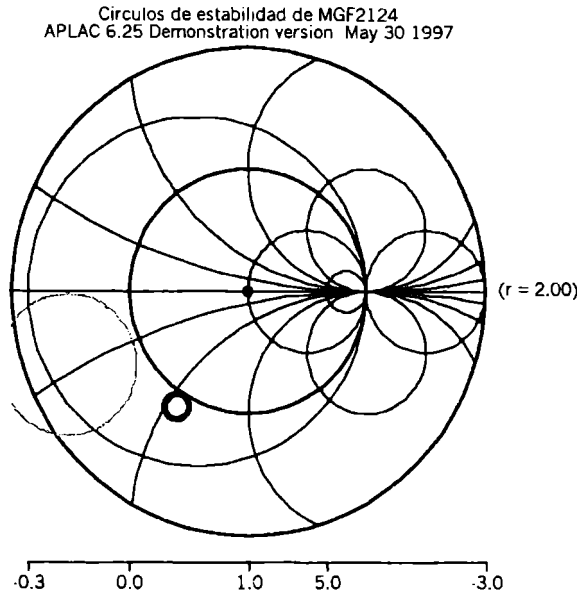


Figura 6-32 * Circuitos de estabilidad de amplificador de potencia.

Una vez que vemos que el FET es incondicionalmente estable, lo suponemos unilateral, considerando que el S_{12} es muy pequeño, y en este caso adoptaremos como impedancia de entrada y salida como lo hicimos en casos anteriores y según lo visto en el capítulo 5 sección 5-2 donde :

$$\Gamma_{ent} = S_{11} = \Gamma_g^*$$

$$\Gamma_{sal} = S_{22} = \Gamma_c^*$$

Con los valores de S_{11} y S_{22} nos ubicamos en la carta de Smith (puntos A y F) y transformamos a admitancia moviéndonos 180° (puntos B y G).

Luego para la adaptación de entrada (figura 6-33) , nos movemos con ROE constante $0,02 \lambda$ en ambas puntas para poder soldar el gate y el drain del FET (puntos C y I) .

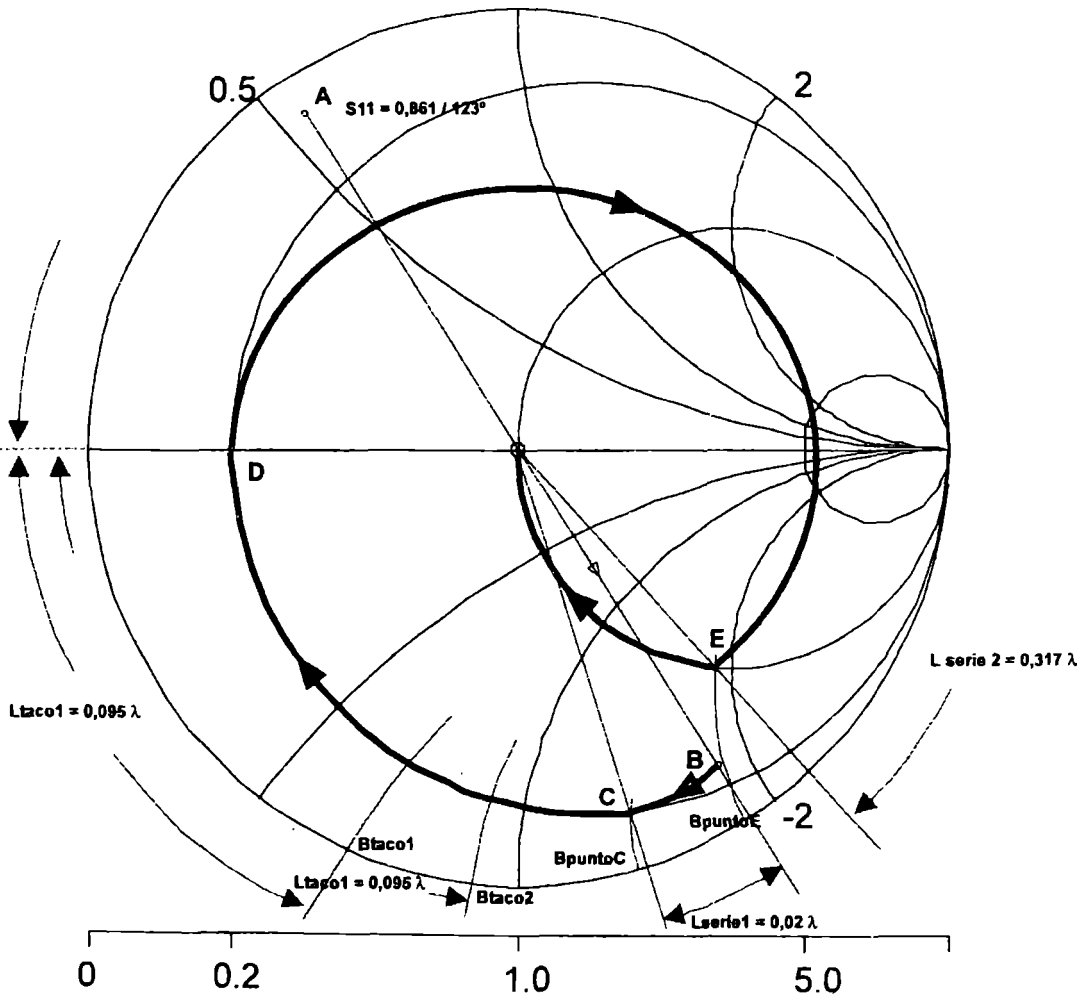
$$L_{serie1} = 0,02 \cdot \lambda$$

En la entrada adaptamos colocando primero una susceptancia de valor tal de llegar a cortar la línea de susceptancia cero (punto D). Como utilizamos tacos partido para adaptar según conceptos dados en el capítulo 2 sección 2-5 tenemos que la susceptancia deberá ser de la mitad de su valor.

$$B_{\text{taco1}} = B_{\text{punto C}} / 2$$

Colocamos un taco en circuito abierto, o sea nos movemos hasta el valor de admitancia cero que nos da :

$$L_{\text{taco1}} = 0,095 \cdot \lambda$$



*Figura 6-33 * Adaptación de entrada de amplificador de potencia.*

Desde el punto D nos movemos hacia el generador con una línea serie (círculo de ROE constante) hasta cortar al círculo de conductancia unitario (punto E). Esto nos da una longitud dada por :

$$L_{serie2} = 0,317 \cdot \lambda$$

Nos movemos desde el punto D hasta el punto central de la carta de Smith moviéndonos en el círculo de conductancia constante, que equivale a colocar una susceptancia del valor de dicho punto. Como usamos para tal fin el método de taco partido tendremos :

$$B_{taco2} = B_{punto D} / 2$$

esto nos da un taco en circuito abierto de

$$L_{taco2} = 0,116 \cdot \lambda$$

A la salida (figura 6-34) una vez que tenemos el valor de la admitancia colocado sobre la carta de Smith (punto G), nos movemos en un círculo de ROE constante hasta cortar al círculo de conductancia unitaria (punto H), colocando en ese punto un taco partido de

$$B_{taco} = B_{punto H} / 2$$

luego la longitud será

$$L_{taco} = 0,081 \cdot \lambda$$

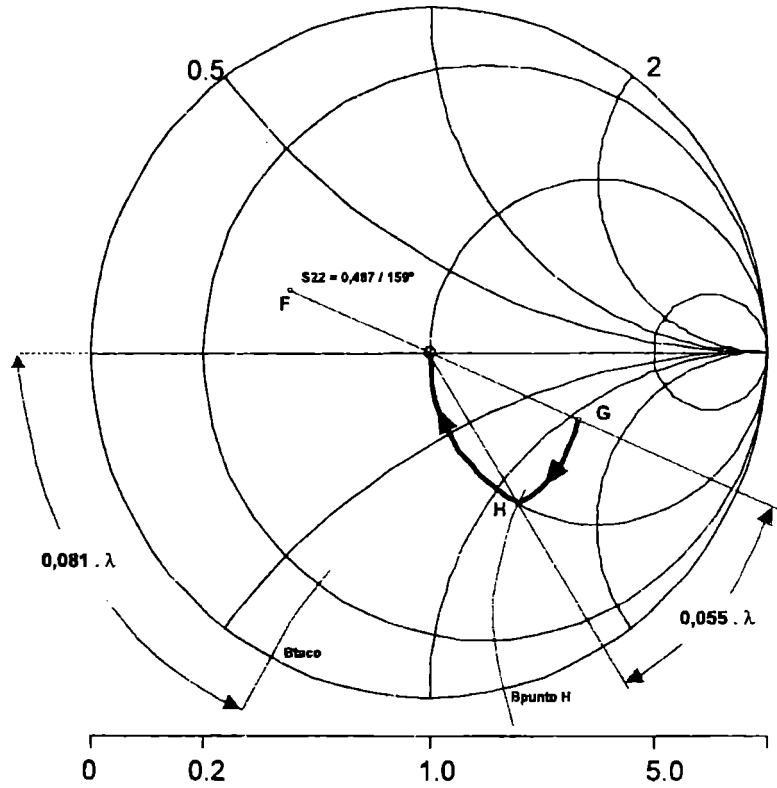


Figura 6-34 * Adaptación de salida de amplificador de potencia.

El circuito final queda como muestra la figura 6-35.

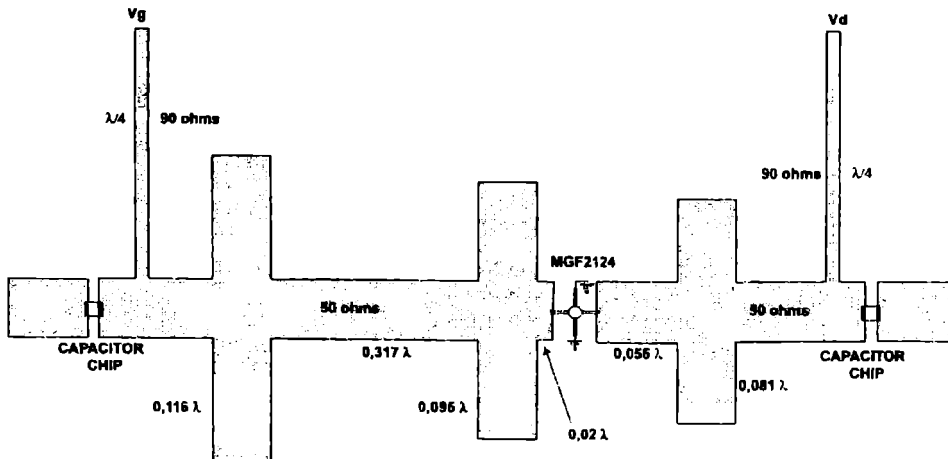
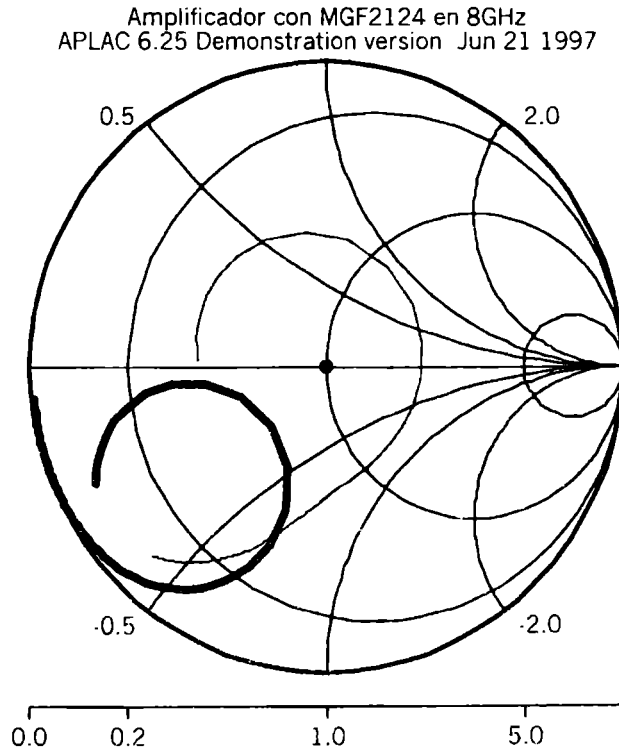
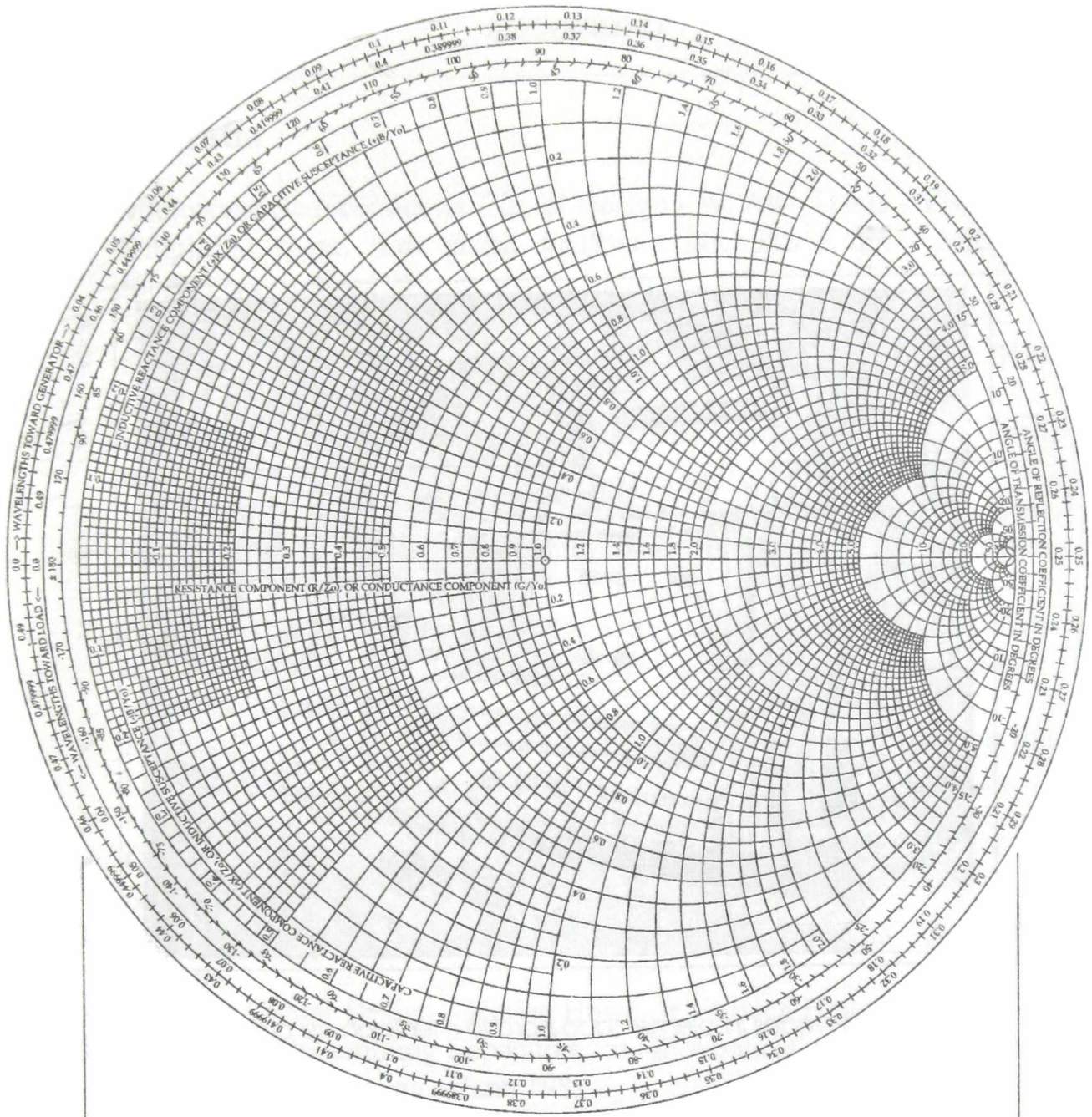


Figura 6-35 * Amplificador de potencia.

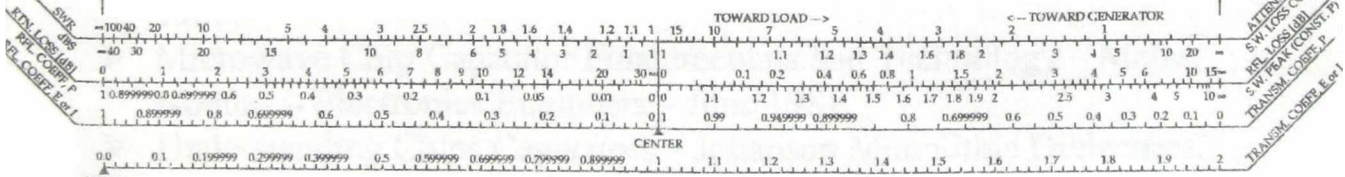
Como choque de RF se utiliza una línea de $\lambda/4$ de 90 ohm que representa una línea de alta impedancia para la señal de RF y permite separarla de la alimentación. La adaptación del sistema elegido la podemos evaluar realizando la simulación del mismo con los parámetros S del transistor (figura 6-36).



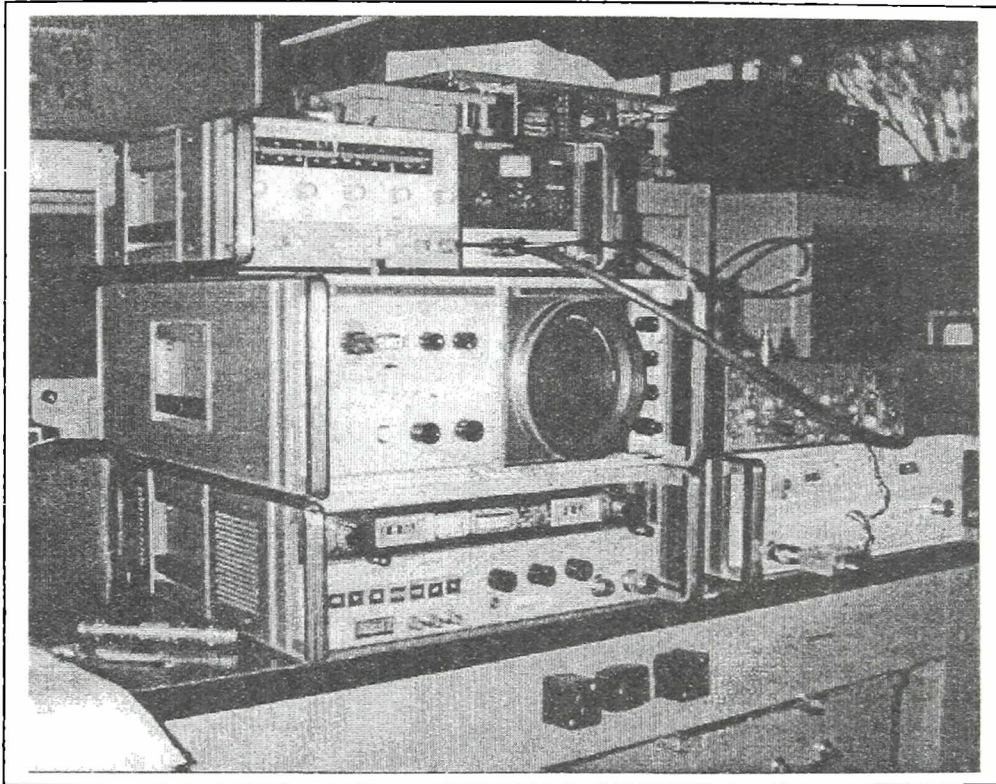
*Figura 6-36 * Adaptación del amplificador de potencia.*



RADIALLY SCALED PARAMETERS



SWR (DB)
 dBS LOSS COEFF.
 TRANSM. COEFF. P
 TRANSM. COEFF. V



Analizador de redes implementado para la medición de parámetros S.

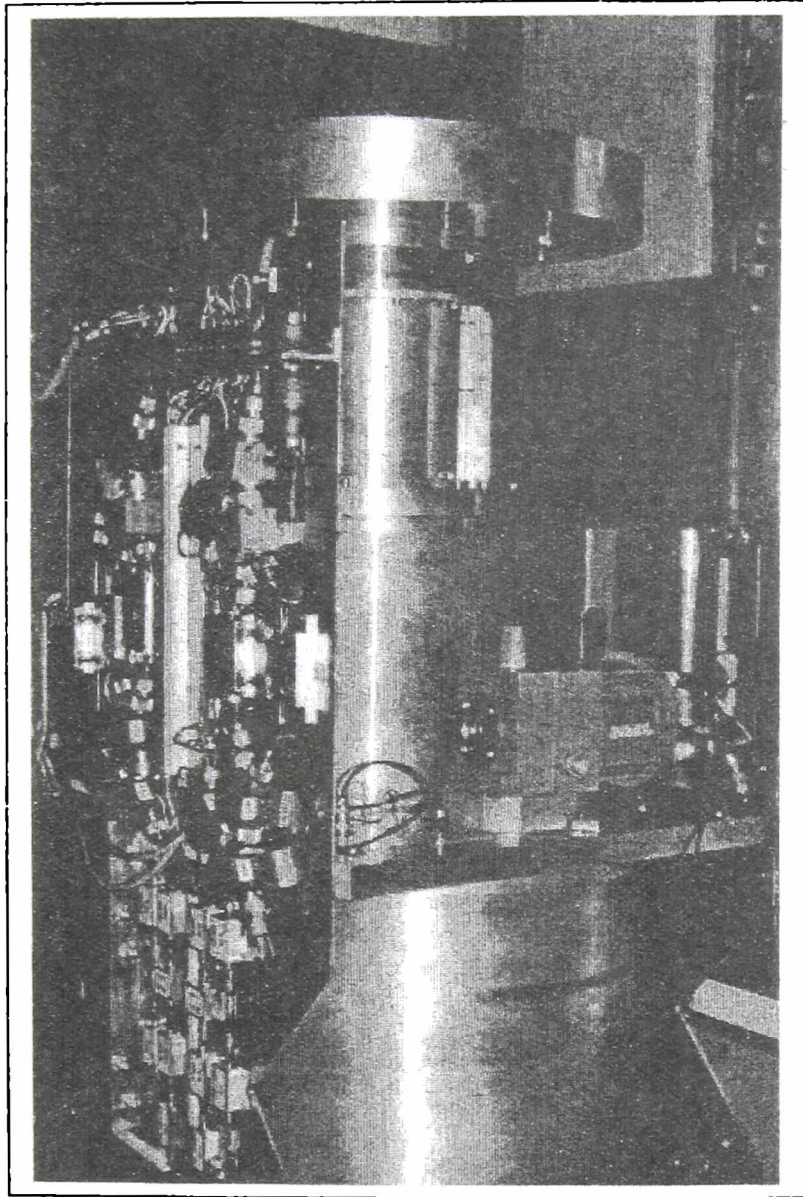
Bibliografía

- Microwave Semiconductor Circuit Design - W. Alan Davis - VNR.
- Simplified signal flow graph analysis - Nicholas Kuhn - Microwave Journal November 1963.
- S-Parameters circuit analysis and design - 1-IP - Application note 95.
- Solid-State microwave amplifier design - Tñ T Ha - Jhon Wiley & Sons, Inc.
- Microwave Transistor Amplifier - Guillermo Gonzalez - Prentice - Hall, Inc.
- Passive and Active Microwave Circuits - Helszajn - John Wiley & Sons.
- Electronic Applications of the Smith Chart - Phillip H. Smith - McGraw-Hill Book Company.
- Parámetros de Dispersión, Aplicación al Análisis y Diseño de Circuitos de Microondas – C. F. Belausteguigoitia – Centro de Estudiantes de Ingeniería – Bs As 1986.
- Microstrip Handbook - E. O. Hammerstad and F. Bekkadal - Report the University of Trondheim - Norway.
- Microondas y Recepción Satelital - Bava J. A., Sanz A. J. - HASA.
- Condensadores - Trotter, Donald M. Jr. - Investigación y ciencia - Septiembre 1983.
- Foundations for Microstrip Circuit Design – T. C. Edwards – John Wiley & Sons.
- Stripline Circuit Design – Harlan Howe, Jr.- Artech House.
- Miniature Decoupling Capacitors for HF Applications – Sunda J. A. – Electronic Engineering – June 1981.
- Chip Components – Yates, Warrens – Electronics Product - _January 1980.
- Microwave Chip Capacitor Fundamentals and Technology – Melas, Nondas – Electronics Engineers – June 1981.
- Understanding Chips Capacitors – Johanson Monolithic Dielectrics.
- Hi-Q Monolithic Capacitors – Murata, Erie – Catalog nro. 63-12.
- American Technical Ceramic – The RF Capacitor Handbook –

BIBLIOGRAFIA

September 1983.

- Data Sheet C36A-C37 - Vitramon - Technical Bulletin 18-19.
- Determining Chip Capacitor Impedances at High Frequencies - Component ATE Test and Measurements World - March 1988.
- Ultra High Q Porcelain Capacitors - Dielectric Laboratories Inc. - Microwave Ceramic Capacitors - Engineering Bulletin EB-0013 - 1986.
- Measurement of the Characteristics of High Q Ceramic Capacitors - Ingalls, M and Kent, G. - 1987.
- X-Band GaAs FET power-amplifier design - Alan K. Tam - MSN & CT - July 1987
- Amplificador con transistores para microondas - José A. Bava - Revista Telegrafica Electrónica - Junio 1983.



Receptor con amplificador enfriado a temperaturas de 20°K para uso radioastronómico .

Los autores quisieron volcar su experiencia de muchos años, dedicados al desarrollo tecnológico de amplificadores de microondas, en esta obra.

En sus capítulos se dan los elementos y Herramientas necesarias para el diseño y la construcción de amplificadores.

La obra trata de presentar los temas de tal forma que el lector pueda usarla para calcular, proyectar y construir sus propios diseños.



**Edición del CEILP
Centro de Estudiantes
de Ingeniería de La Plata
47 N°279 (1900) La Plata
Tel: (0221) 4838499
E-mail: ceilp@gioia.ing.unlp.edu.ar
Web: <http://www.ing.unlp.edu.ar/ceilp>**