

**TECNICA MICROSTRIP
CONCEPTOS, APLICACIONES
Y SOFTWARE DE DISEÑO**

ANEXOS

CARLOS HERNAN PERDOMO CORTES

CAMILO VIVAS HOMEZ

**Trabajo de grado presentado como requisito para optar al título de
Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones**

**Director
Magíster JUAN MARTIN VELASCO M.**

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA
POPAYAN
2004**

**TECNICA MICROSTRIP
CONCEPTOS, APLICACIONES
Y SOFTWARE DE DISEÑO**

ANEXOS

CARLOS HERNAN PERDOMO CORTES

CAMILO VIVAS HOMEZ

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA
POPAYAN
2004**

1. FUNDAMENTO TEORICO DE LA TECNICA MICROSTRIP

1.1 LINEAS DE TRANSMISION MICROSTRIP

Es una línea de transmisión plana que consiste de una franja de material conductor separada de un plano de tierra por un material dieléctrico, como se muestra en la figura 1.

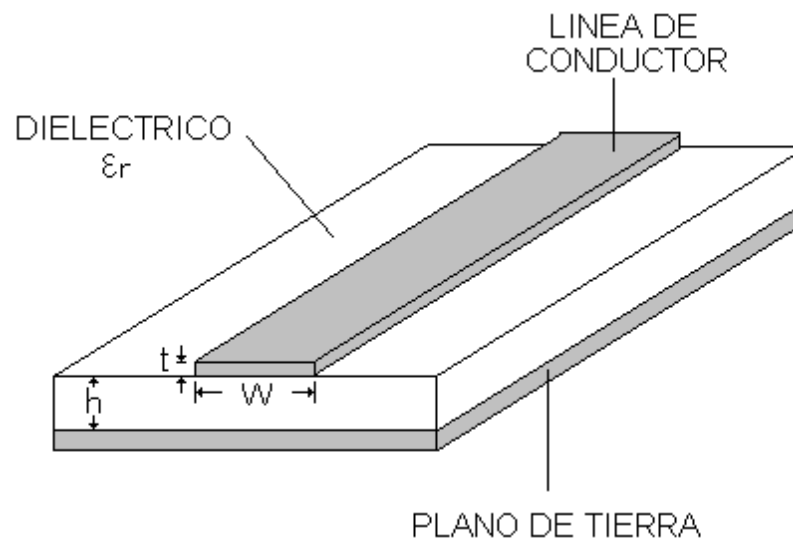


Figura 1. Línea de transmisión Microstrip.

Es una versión simplificada de stripline (dos planos de tierra y una franja de conductor en medio de ellos), pero el Microstrip está sujeto a más radiación y efectos de borde.

La propagación es esencialmente en modo TEM (Ondas Electromagnéticas transversales)¹. Las diferencias con el TEM se deben a que las propiedades del material dieléctrico entre la franja y el plano de tierra, difieren de las del aire sobre la franja.

Para la línea de transmisión microstrip, la línea de transmisión está formada con un relleno parcial de material dieléctrico (a diferencia de la técnica stripline) entre la franja y un plano a tierra infinito. Así la solución para las propiedades de la línea se convierte en dos problemas con dieléctricos. El concepto de capacitancia por unidad de longitud para una línea de transmisión dieléctrica involucra una aproximación de baja frecuencia que no puede ser válida cuando las dimensiones de la sección transversal o de la franja del conductor se convierten en una fracción significativa de la longitud de onda de la señal transmitida.

1. Una onda TEM se propaga principalmente en un no conductor (Dieléctrico) que separa los dos conductores de una línea de transmisión. Para un onda transversal, la dirección de desplazamiento es perpendicular a la dirección de propagación.

Considere un material de substrato con permitividad $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$ (permitividad relativa ϵ_r y en el espacio libre ϵ_0) y permeabilidad $\mu = \mu_0$. Usando las ecuaciones de Maxwell, $\nabla \cdot \mathbf{E} = \rho$ y la condición en el límite aire-dieléctrico del componente del campo magnético tangencial, H_y , es continuo a través de límite, luego

$$[(\partial E_z / \partial x) - (\partial E_x / \partial z)]_{\text{dielectrico}} = -j\omega\mu H_y = [(\partial E_z / \partial x) - (\partial E_x / \partial z)]_{\text{aire}} \quad (1.1)$$

Puesto que H_y es continua a través del límite, entonces

$$(\partial E_z / \partial x)|_{\text{dielectrico}} = (\partial E_x / \partial z)|_{\text{aire}} \quad (1.2)$$

$$(\partial E_z / \partial x)|_{\text{dielectrico}} - (\partial E_z / \partial x)|_{\text{aire}} = (1 - \epsilon_r) (\partial E_x / \partial z)|_{\text{dielectrico}} \quad (1.3)$$

Puesto que E_x no es 0 a lo largo del límite y varía como $e^{-\gamma z}$, luego el lado izquierdo de (1.3) tampoco es 0, que solo es posible cuando hay un componente de campo eléctrico longitudinal. Así mismo se puede demostrar la existencia de un componente de campo magnético longitudinal. Como se ha demostrado de las ecuaciones de Maxwell que cada componente de campo transversal puede ser expresado en términos de E_z y H_z , la solución

de campo general para el modo de orden más bajo en una línea microstrip requiere que estén presentes todos los seis componentes de campo.

En bajas frecuencias, con longitudes de onda grandes comparadas con las dimensiones del ancho y altura de la línea microstrip el lado derecho de (1.3), tiende a cero. Consecuentemente los componentes de campo longitudinal disminuyen en importancia. Así, se presenta una baja frecuencia o condición casi estática donde los componentes del campo predominan en el plano transversal. Esta condición casi estática es realmente un ejemplo particular de un resultado más general.

De las ecuaciones Maxwell se puede mostrar que

$$\left(\frac{\partial^2 E}{\partial x^2} \right) + \left(\frac{\partial^2 E}{\partial y^2} \right) + \left(\frac{\partial^2 E}{\partial z^2} \right) + \left[\frac{2\pi}{\lambda} \right]^2 E = 0 \quad (1.4)$$

donde λ es la longitud de onda.

Cuando λ es mucho más grande que las dimensiones sobre las cuales ocurre un cambio sustancial de la geometría, el último término de la izquierda de (1.4) tiende a 0 y la ecuación se reduce a la ecuación de Laplace. Esto es,

la distribución de campo que resulta, es equivalente a aquella que sería obtenida en d.c. permitiendo que cantidades como la capacitancia tengan significado.

Además, el confinamiento de los campos dentro de la proximidad de la franja es afectado levemente cambiando la frecuencia y el operador $\partial/\partial x$ de cualquier componente de campo, permaneciendo independiente de la frecuencia. En el contexto de línea microstrip, con una permisividad de sustrato de 2.5 y de altura 1.5 mm la baja frecuencia puede estar por debajo de unos pocos GHz.

1.1.1 IMPEDANCIA MICROSTRIP Y EVALUACION DE CAPACITANCIA.

En la actualidad, existen varios métodos para evaluar la capacitancia de una línea microstrip, entre los cuales podemos mencionar el método de las transformaciones adecuadas, el método de las diferencias finitas y el método de sub-áreas.

1.1.1.1 Metodo de transformaciones adecuadas.

Consideremos dos planos complejos $w = u + jv$ y $z = x + jy$. Para calcular la capacitancia de una línea de transmisión en el plano Z , la energía almacenada en el campo electrostático se evalúa como

$$\frac{1}{2} (\epsilon_r \epsilon_0) \int \{ [(\partial V / \partial x)]^2 + [(\partial V / \partial y)]^2 \} dx dy = \frac{1}{2} C (V_2 - V_1)^2 \quad (1.5)$$

Donde V_2 y V_1 son los potenciales de los dos conductores. El lado izquierdo de (1.5) puede ser evaluado con la ecuación de Laplace en 2 dimensiones

$$(\partial^2 V / \partial x^2) + (\partial^2 V / \partial y^2) = 0 \quad (1.6)$$

la cual ha sido resuelta con las condiciones de límites apropiadas en el plano Z . Ahora la función de transformación compleja

$$F(x + jy) = u + jv \quad (1.7)$$

donde $F(z)$ es una función analítica de z , la cual transformará (1.6) en una ecuación idéntica en el plano w establecido, resultando

$$(\partial^2 V / \partial u^2) + (\partial^2 V / \partial v^2) = 0 \quad (1.8)$$

que conduce a una ecuación similar a (1.5) con un valor idéntico para la energía almacenada en el plano w . Así la capacitancia de la nueva configuración de la línea de transmisión en el plano w es idéntica a la capacitancia original en el plano z . La habilidad de hacer una o más transformaciones conducirá a una configuración de conductor que puede resolverse rápidamente, y es la parte esencial del método de transformación adecuada.

Un capacitor de laminas paralelas con láminas de ancho w , una separación de $2h$ y en un medio dieléctrico homogéneo tiene una superficie equipotencial entre el largo del plano de simetría y las dos láminas paralelas. La capacitancia es la mitad de la correspondiente a una línea de transmisión microstrip en una distancia h de un plano de tierra infinito que actúa como la superficie equipotencial.

Una fórmula empírica para síntesis usando franjas delgadas, que tiene una exactitud del 2% y el comportamiento asintótico correcto en franjas anchas para todas las permitividades del substrato y en franjas angostas para extremos de alta y baja permitividad es

$$w/h = (8/A) \times \left\{ \left[\frac{(7 \epsilon_r + 4)}{(11 \epsilon_r)} \right] A + \left[\frac{(\epsilon_r + 1)}{(0.81 \epsilon_r)} \right] \right\}^{1/2} \quad (1.9)$$

donde

$$A = \exp \left\{ \left[\frac{Z_0}{42.4} \sqrt{(\epsilon_r + 1)} \right] - 1 \right\} \quad (1.10)$$

Por análisis,

$$Z_0 = \left\{ \frac{42.4}{\sqrt{(\epsilon_r + 1)}} \right\} * (\ln(1 + A)) \quad (1.11)$$

Donde A es ahora la raíz positiva de

$$A^2 - \left\{ \left[\frac{(7 \epsilon_r + 4)}{(11 \epsilon_r)} \right] \left[\frac{8h}{w} \right]^2 \right\} A - \left[\frac{(\epsilon_r + 1)}{(0.81 \epsilon_r)} \right] \left[\frac{8h}{w} \right]^2 = 0 \quad (1.12)$$

Conociendo A, entonces se puede calcular el valor de Z_0 .

La capacitancia esta dada por

$$C = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c Z_0} \quad \text{F.m}^{-1} \quad (1.13)$$

Donde

c = velocidad de la luz.

1.1.2 LA IMPEDANCIA Y LA PERMISIVIDAD RELATIVA EFECTIVA.

Ahora, consideremos los efectos de otras permitividades relativas en términos de una fracción de relleno efectiva q .

Si toda la región tiene un material dieléctrico uniforme con permitividad relativa, ϵ_r , entonces:

$$Z_0 = Z_{fs} / \sqrt{\epsilon_r} \quad (1.14)$$

Donde Z_{fs} es la impedancia característica de una línea que tiene las mismas dimensiones pero que está totalmente en el espacio libre. La longitud de onda es reducida por el mismo factor. Sin embargo, el material dieléctrico no llena completamente toda la región, sino que actúa como un sustrato entre la franja y el plano a tierra. Así los campos eléctricos se presentan tanto en el aire y en el material dieléctrico y la energía electrostática almacenada es dividida entre las regiones como una función de ϵ_r y w/h . La capacitancia de línea, C_d , se relaciona con C_0 por

$$C_d = \epsilon_{eff} C_0 \quad (1.15)$$

donde

$$\epsilon_{eff} = 1 + q (\epsilon_r - 1) \quad (1.16)$$

C_0 : Capacitancia cuando no hay material dieléctrico presente.

La fracción de relleno efectiva de microstrip, q , es:

$$q = (\epsilon_{\text{eff}} - 1) / (\epsilon_r - 1) \quad (1.17)$$

Con un valor $0.5 < q < 1.0$, la fracción está relacionada a la porción de la energía electrostática almacenada en la región del sustrato y es una función de w/h y débilmente dependiente de ϵ_r , como se observa en la figura 2, donde es claro que $q \rightarrow 1$ cuando $w/h \rightarrow \infty$, $q \rightarrow 0.5$ cuando $w/h \rightarrow 0$.

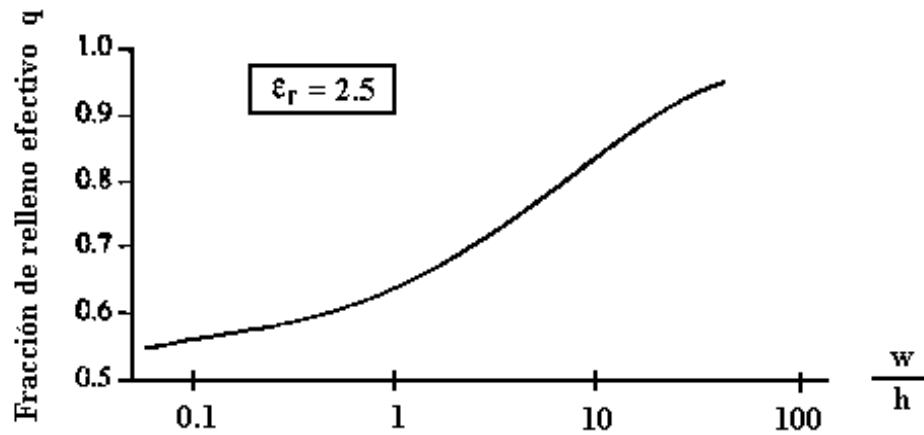


Figura 2. Fracción de relleno efectiva Microstrip para $\epsilon_r = 2.5$

Mientras esto sea verdadero para todos los sustratos posibles, la transición entre los dos valores asintóticos es una función de ϵ_r . Algunas variaciones típicas de la fracción de relleno efectiva como una función ϵ_r son ilustradas en la figura 3.

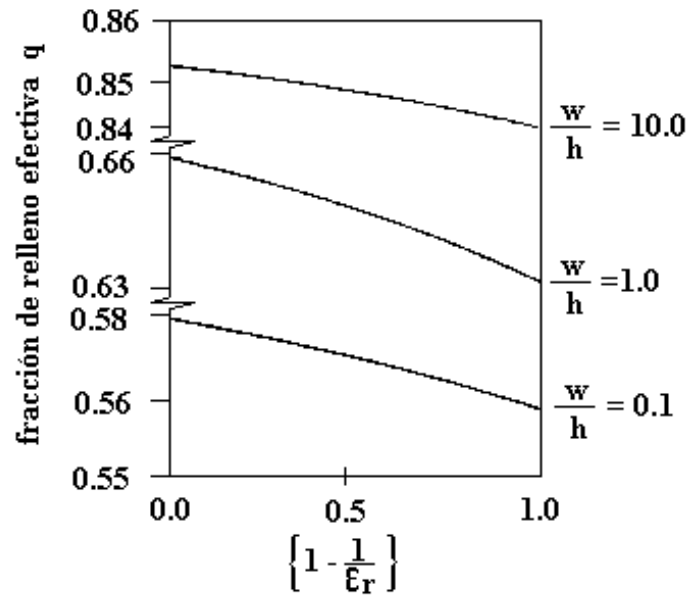


Figura 3. Variaciones típicas de q

La permitividad relativa efectiva se requiere no solo para la evaluación de la impedancia característica, sino también para el coeficiente de fase β , y la longitud de onda de la línea de transmisión. La velocidad de fase está dada por

$$v_{ph} = c / \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (1.18)$$

La longitud de onda en el espacio libre, λ_0 y la longitud de onda en la línea de transmisión microstrip es

$$\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (1.19)$$

1.1.3 FORMULAS DE LINEAS MICROSTRIP.

El modo de propagación en una línea microstrip (no homogénea) es no-TEM.

El análisis cuasi-estático supone:

- El modo de propagación es TEM puro.
- Las dimensiones menores a la longitud de onda.
- Las componentes longitudinales H_z y E_z se desprecian.
- El análisis es válido a bajas frecuencias ($f < 6$ Gigahertz) donde se aproxima al modo TEM (cuasi-TEM).

1.1.3.1 Análisis de la Impedancia característica

A partir de los estudios de Owens², para líneas delgadas con $w/h < 2$

$$Z_0 = \left\{ \left[\frac{119.9}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \right] \right\} \left\{ \left[\frac{H' - (\epsilon_r - 1)/2}{\epsilon_r + 1} \right] \left[0.4516 + \frac{0.2416}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (1.20)$$

2. Owens es el autor de "Accurate analytical determination of quasi-static microstrip line parameters"

con

$$H' = \ln \left[\left(\frac{4h}{w} \right) + \left\{ \left(\frac{4h}{w} \right)^2 + 2 \right\}^{1/2} \right] \quad (1.21)$$

A partir de las ecuaciones de Owens para líneas anchas con $w/h \geq 2$, y simplificando los términos constantes,

$$Z_0 = \frac{376.7/\sqrt{\epsilon_r}}{\left\{ \frac{w}{h} + 0.8825 + 0.1645 \left[\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \right] \left[\frac{\epsilon_r + 1}{\pi \epsilon_r} \right] \left[1.4516 + \ln(w/2h + 0.94) \right] \right\}^{-1}} \quad (1.22)$$

1.1.3.2 Análisis de la Permitividad Relativa Efectiva

A partir de las ecuaciones de Owens, para líneas delgadas, con $w/h \leq 1$

$$\epsilon_{eff} = \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right] \left\{ \left[1 - \frac{\epsilon_r - 1}{(\epsilon_r + 1)2H'} \right] \left[0.4516 + \frac{0.2416}{\epsilon_r} \right] \right\}^{-2} \quad (1.23)$$

con H' dado en (1.21).

Para líneas anchas con $w/h \geq 1$

$$\epsilon_{eff} = \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right] + \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right] \times F \quad (1.24)$$

donde Owens da

$$F = \left\{ 1 + 10h/w \right\}^{-0.555} \quad (1.25)$$

y Hammerstad³ da

$$F = \left\{ 1 + 12h/w \right\}^{-0.5} \quad (1.26)$$

1.1.3.3 Síntesis de la Geometría de la línea

Para $8 \leq \epsilon_r \leq 12$, la condición $Z_0 = (44 - 2\epsilon_r) \Omega$ es usada por Owens para distinguir entre líneas con geometría ancha y delgada. Para líneas delgadas, las fórmulas de Wheeler⁴ se plantean como

$$w/h = 8 / [\exp(A) - 2\exp(-A)] \quad (1.27)$$

con

$$A = \left\{ Z_0(\epsilon_r + 1)/119.9 \right\} + \left\{ [(\epsilon_r - 1)/2(\epsilon_r + 1)] [0.4516 + 0.2416/\epsilon_r] \right\} \quad (1.28)$$

3. Hammerstad, E. O. es el autor de "Equations for microstrip circuits design"

4. Wheeler, H. A. es el autor de "Transmissions-line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane"

Para líneas anchas

$$w/h = (2/\pi)\{ (B-1)-\ln(2B-1) + [(\epsilon_r - 1)/2\epsilon_r][(\ln(B-1)+0.293-0.517/\epsilon_r)]\}$$

(1.29)

con

$$B = 59.96 \pi^2 / Z_0 \sqrt{\epsilon_r} \quad (1.30)$$

Para $\epsilon_r < 16$, Hammerstad usa algunas ecuaciones cercanas pero con coeficientes modificados y transiciones cuando $w/h=2$. Las ecuaciones modificadas en lugar de (1.28) y (1.29) son

$$A = \{ Z_0(\epsilon_r + 1)/119.9 \} + \{ [(\epsilon_r - 1)/2(\epsilon_r + 1)] [0.46 + 0.22/\epsilon_r] \} \quad (1.31)$$

$$w/h = (2/\pi)\{ (B-1)-\ln(2B-1) + [(\epsilon_r-1)/2\epsilon_r][(\ln(B-1)+0.39-0.61/\epsilon_r)]\} \quad (1.32)$$

La figura 4 ilustra las relaciones entre w/h y la permitividad relativa.

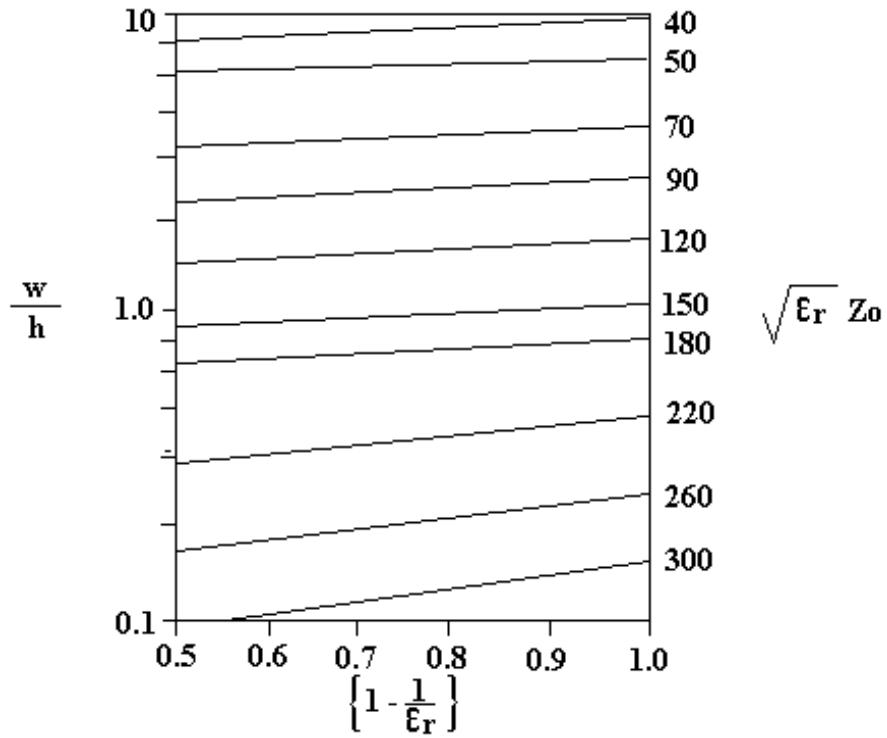


Figura 4. Relaciones entre w/h y permitividad

1.1.3.4 Síntesis de la Permitividad Relativa Efectiva

Dado ϵ_r y conocido w/h , ϵ_{eff} se puede calcular realizando el análisis de las ecuaciones, (1.23) y (1.24).

1.2 ANTENAS MICROSTRIP.

1.2.1 CONCEPTO DE ANTENA MICROSTRIP.

Una antena Microstrip es una estructura radiante, basada en la transmisión por línea Microstrip, como lo muestra la Figura 5.

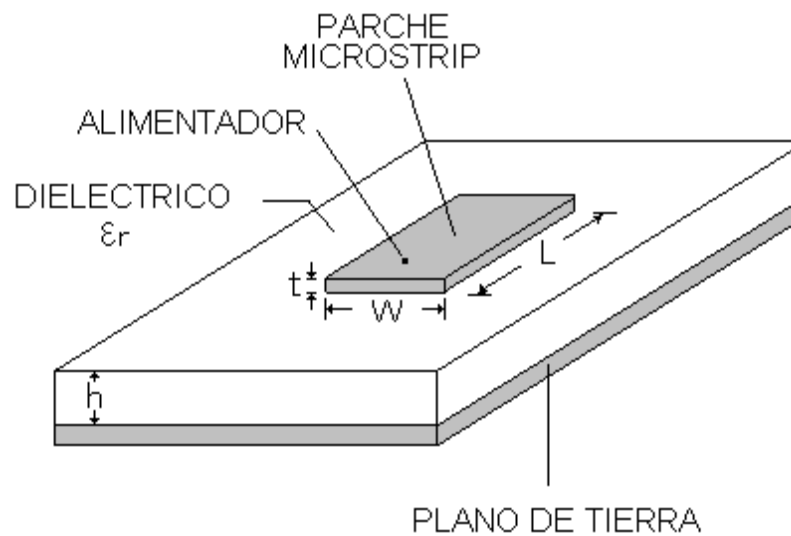


Figura 5. Antena Microstrip

El elemento para antena Microstrip más usado consiste de un parche rectangular que está fotografiado en una cara del circuito impreso, como se muestra en la figura 5.

El elemento se alimenta a través de cable coaxial el cual está soldado en la parte posterior del plano de tierra. El pin de alimentación está soldado al elemento microstrip, como muestra la figura 6. Es muy importante que el pin de alimentación esté muy bien soldado al elemento microstrip, ya que la mayoría de fallas ocurren en este punto.

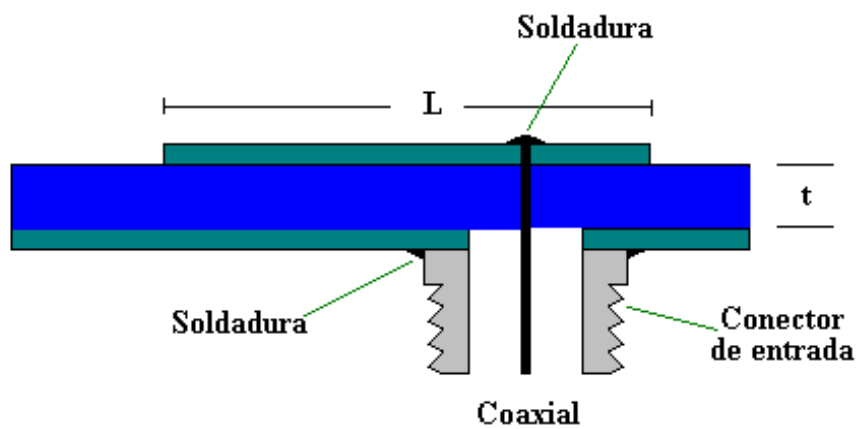


Figura 6. Vista lateral de un elemento microstrip alimentado con un coaxial.

La longitud L es la más crítica y es ligeramente menor que media longitud de onda en el material dieléctrico.

$$L \cong 0.49 \lambda_d = 0.49 \lambda_o / \sqrt{\epsilon_r} \quad (1.33)$$

Donde:

L es la longitud del elemento, ϵ_r es la constante dieléctrica relativa del sustrato del circuito impreso, especificada por el fabricante, λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre.

El espesor h generalmente es mucho menor que la longitud de onda (generalmente es $0.01\lambda_0$). La selección del valor de h se basa en el ancho de banda, sobre el cual la antena va a operar. El valor exacto de h está determinado por los espesores de tarjetas disponibles comercialmente: 0.127 mm, 2.54 mm, 0.397 mm, 1.588 mm, 1.191 mm, 3.175 mm, etc. Se tienen disponibles comercialmente las tarjetas de fibra de vidrio teflón.

El ancho w de la antena debe ser menor que una longitud de onda en el material de sustrato dieléctrico de tal forma que los modos de alto orden no se exciten.

El modo fundamental de propagación es un modo aproximadamente TEM (Transverse Electric Magnetic), donde la distribución transversal del campo está bien descrita por una distribución estática, como se muestra en la Figura 7. El modo es Cuasi-TEM puesto que el medio entre los conductores no es homogéneo lo cual indica que la velocidad de fase es diferente de la velocidad en el espacio libre y de la velocidad en el dieléctrico. Se ha encontrado que es conveniente introducir una constante dieléctrica efectiva ϵ_{eff} que permita medir la no homogeneidad y así encontrar la velocidad efectiva a lo largo de la línea y la impedancia característica.

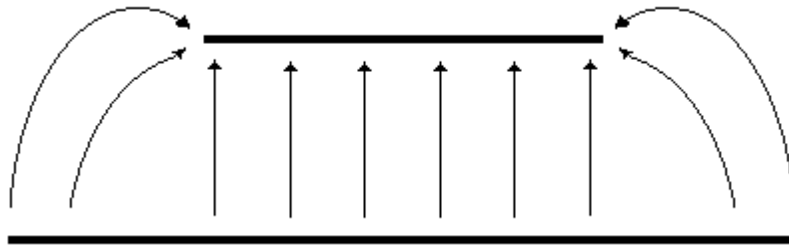


Figura 7. Distribución del campo eléctrico en una sección transversal microstrip.

Determinando ϵ_{eff} se encuentra que el número de onda β esta dado por

$$\beta = K_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} = 2\pi / \lambda_g \quad (1.34)$$

donde λ_g es la longitud de onda de la guía.

La impedancia característica es

$$Z = Z_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \quad (1.35)$$

donde Z_0 es la impedancia de la línea en el espacio libre.

En la práctica se ha demostrado que $\epsilon_{\text{eff}} \approx \epsilon_r$ puesto que casi todo el campo se concentra en el dieléctrico. Un elemento Microstrip es una estructura abierta de onda lenta.

1.3.2 MECANISMO DE RADIACION DEL RESONADOR MICROSTRIP.

Consideremos la antena rectangular de la Figura 8. Se tiene una sección amplia de ancho W y longitud L y una sección estrecha la cual se considera como línea de alimentación; olvidándonos por un momento de la radiación, la línea amplia está terminada en un circuito abierto en $z = L$, donde tenemos voltaje máximo y corriente mínima.

La estructura es resonante cuando $L \approx \lambda_g/2$; así el voltaje es máximo de nuevo en $z = 0$, pero con fase relativa conmutada a 180° , Figura 8B. A lo largo de los bordes terminales el voltaje se asume que es constante.

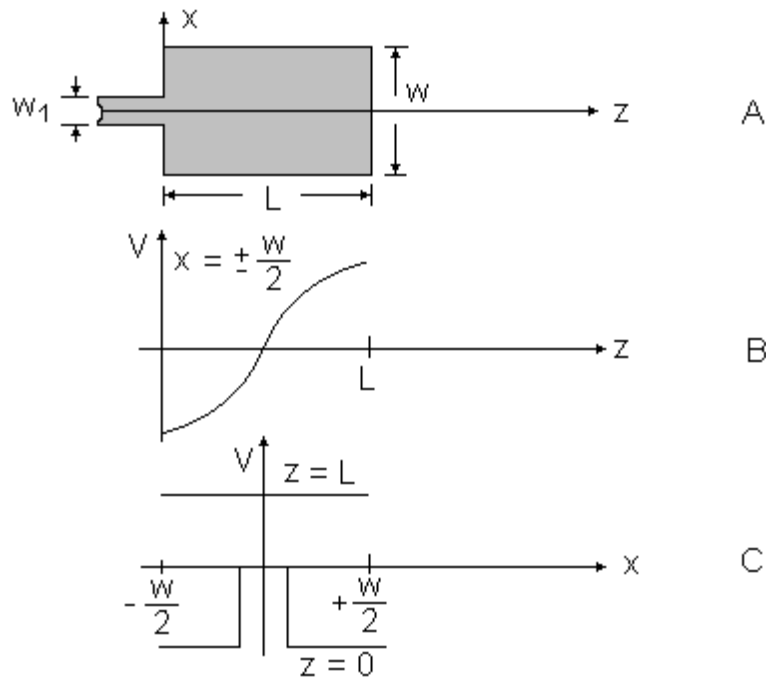


Figura 8. Mecanismo de radiación de la antena microstrip: A. Antena Microstrip, B.

Distribución de voltaje a lo largo de los bordes laterales, C. Distribución de voltaje a lo largo de los bordes terminales

Figura 9. Patrón de radiación teórico en el plano E de
un elemento microstrip rectangular con $\epsilon_r = 1$

Figura 10. Patrón de radiación teórico en el plano E de un elemento microstrip rectangular con $\epsilon_r = 2.45$

1.3.3 EFICIENCIA DE LAS ANTENAS MICROSTRIP.

Para un elemento Microstrip, la eficiencia es definida como la potencia radiada dividida por la potencia recibida en la entrada del elemento. Los factores que reducen la eficiencia son: las pérdidas del dieléctrico, las pérdidas del conductor,

la potencia reflejada (VSWR, Voltage Standing-Wave Ratio), las pérdidas por polarización cruzada y la potencia disipada en cualquier carga comprometida con el elemento. La mayor parte de los elementos Microstrip tienen un porcentaje de eficiencia entre el 80 y el 99%. Para elementos muy delgados el Q de la cavidad Microstrip llega a ser tan alto que las pérdidas por corrientes se hacen excesivas, y el espesor h se hace tan pequeño que la conductancia a través de la cavidad produce excesivas pérdidas en el dieléctrico. Esto ocurre usualmente cuando el espesor es reducido a cerca de $\lambda_0/1000$. Con este espesor, la VSWR entra en resonancia ($VSWR \geq 1$) y se puede acoplar a una línea de 50Ω , pero el ancho de banda muy estrecho conlleva a inestabilidad de temperatura; en otras palabras un leve cambio en la temperatura es causado por aumentos rápidos de VSWR, y las pérdidas por reflexión reducen la eficiencia.

Las pérdidas del dieléctrico son eliminadas usando aire como sustrato. Puesto que muchos de estos elementos tienen una larga separación t entre el elemento y el plano de tierra, el Q también es reducido lo mismo que las pérdidas del conductor y la VSWR. Muchos de estos elementos tienen una eficiencia del 95 al 99%. Elementos cargados de aire son colocados usualmente como entidades separadas y no son elaborados mediante fotograbado (Photoetched) en los arreglos complejos. Una parte simple de metal, remache o perno se usa como el centro del elemento para su soporte. Para construir un arreglo Photoetched mediante el uso de un sustrato casi de aire, se emplea un núcleo de panal para separar los elementos Microstrip y el circuito de alimentación desde el plano de

tierra. Un arreglo de 10.7m por 2.4m (35 ft por 8 ft) fue distribuido y colocado sobre un núcleo panal para el programa de Satélite Seasat (1978) con una eficiencia del 60%. Esto incluye las pérdidas del circuito de alimentación.

Los elementos Microstrip no son eficientes si se usa como sustrato fibra de vidrio sólida (Epoxy). Se han hecho repetidos esfuerzos para evitar el uso de sustratos de fibra de vidrio Teflón que son costosos y tienen como resultado una eficiencia en la antena del 10%. La eficiencia de los arreglos de fase Microstrip dependen de la eficiencia de los elementos Microstrip, de las pérdidas del circuito de alimentación y la distribución de amplitud y fase.

1.3.4 ELEMENTOS MICROSTRIP POLARIZADOS CIRCULARMENTE.

Los elementos Microstrip son probablemente los dispositivos más simples para la obtención de polarización circular. Pueden desarrollarse tres métodos para la producción de polarización circular.

Un elemento Microstrip cuadrado, como se muestra en la Figura 19, con L y W iguales a $\lambda_d / 2$ tendrá dos modos de radiación, vertical y horizontal. Si estos modos son excitados 90° fuera de fase con un híbrido monolítico, el elemento Microstrip cuadrado radiará con polarización horizontal y vertical 90° fuera de fase. Una entrada al híbrido divisor de potencia a 90° dará como resultado polarización circular derecha, mientras que el otro puerto del híbrido de 90° tiene una polarización circular izquierda.

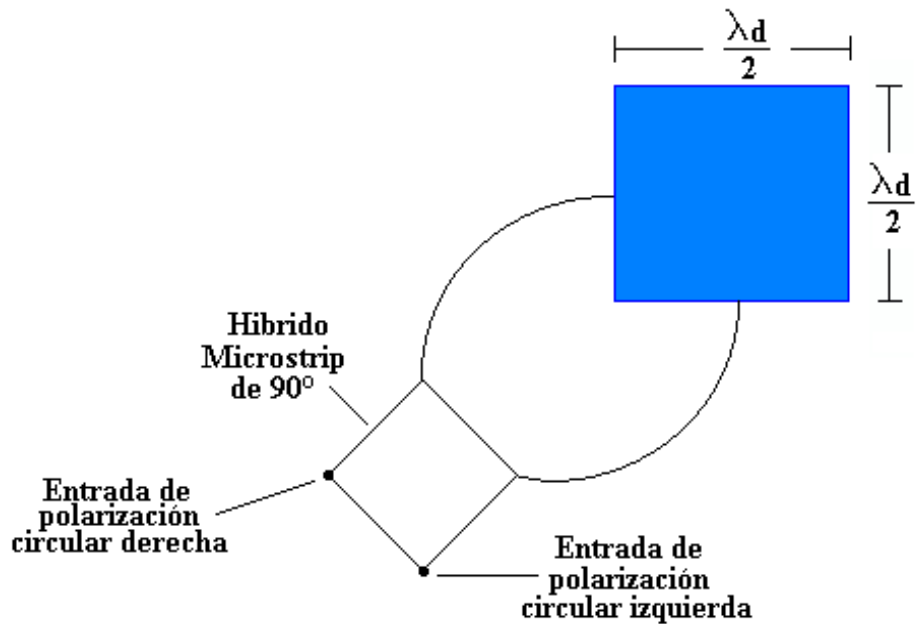


Figura 11. Elemento Microstrip cuadrado polarizado circularmente con alimentador híbrido de 90°.

Si se alimenta la entrada circular derecha y el puerto de la circular izquierda está terminado en una carga de 50Ω , el VSWR de entrada permanecerá bajo para un ancho de banda que se extenderá más allá del ancho de banda del elemento. La potencia reflejada es absorbida por la carga. Un patrón lineal de un elemento polarizado circularmente se muestra en la Figura 12.

Otro método para obtener polarización circular es mostrado en la Figura 13. El elemento cuadrado es alimentado en dos modos ortogonales (Vertical y Horizontal) con la línea Microstrip. La fase de excitación de los modos del elemento Microstrip es compensada 90° compensando el elemento Microstrip alimentado a 45°; por ejemplo un retraso de 90° es inducido en el circuito de

alimentación. Este diseño tiene un estrecho ancho de banda con polarización circular y el ancho de banda de VSWR es cerca de dos veces el ancho de banda del elemento.

Figura 12. Patrón de radiación de un elemento Microstrip cuadrado alimentado con un híbrido.

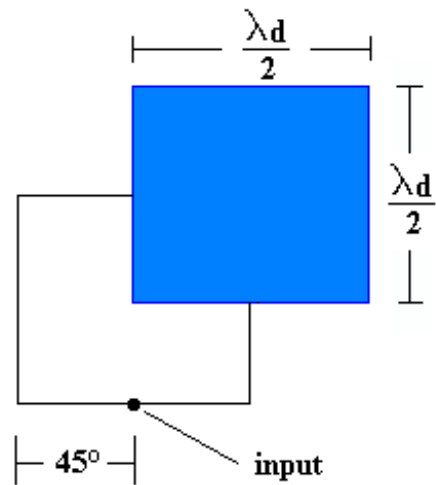


Figura 13. Elemento Microstrip polarizado circularmente con un alimentador compensado de 45° .

Un tercer método para obtener polarización circular es el elemento Microstrip mostrado en la Figura 14. Este elemento es ajustado levemente fuera de resonancia por $+\Delta$ en el plano vertical y $-\Delta$ en el plano horizontal. Si la dimensión vertical es 1% más larga que $\lambda_d / 2$, la dimensión horizontal es ajustada para ser 1% más corta de $\lambda_d / 2$. Esto produce un incremento en el modo de susceptancia.

La admitancia en los planos horizontal y vertical respectivamente, es dada por:

$$Y_V = G + jB \quad (1.36)$$

$$Y_H = G - jB \quad (1.37)$$

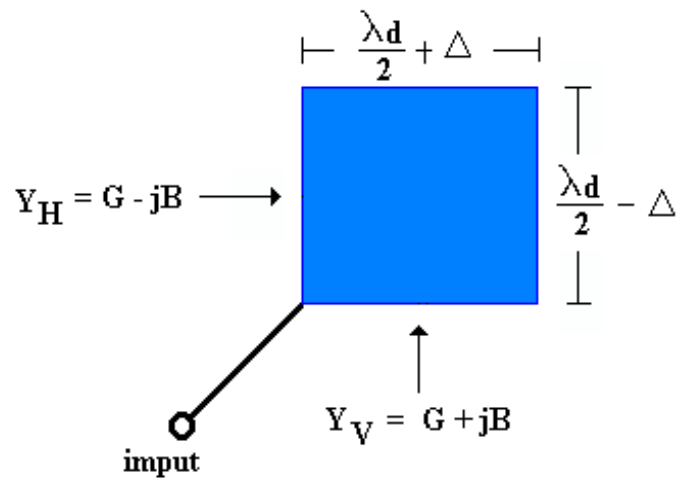


Figura 14. Elemento Microstrip polarizado circularmente con impedancia conjugada adaptada con un único alimentador.

Cuando $B = G$, la alimentación aplicada es un voltaje uniforme para impedancias conjugadas. Los dos modos resultantes de radiación son excitados con igual potencia y están 90° fuera de fase.

Las dimensiones exactas para un diseño se determinan empíricamente mediante el ajuste del elemento cuadrado o un elemento como el mostrado en la Figura 15. El tab se adiciona para ajustar fácilmente y lograr la polarización circular.

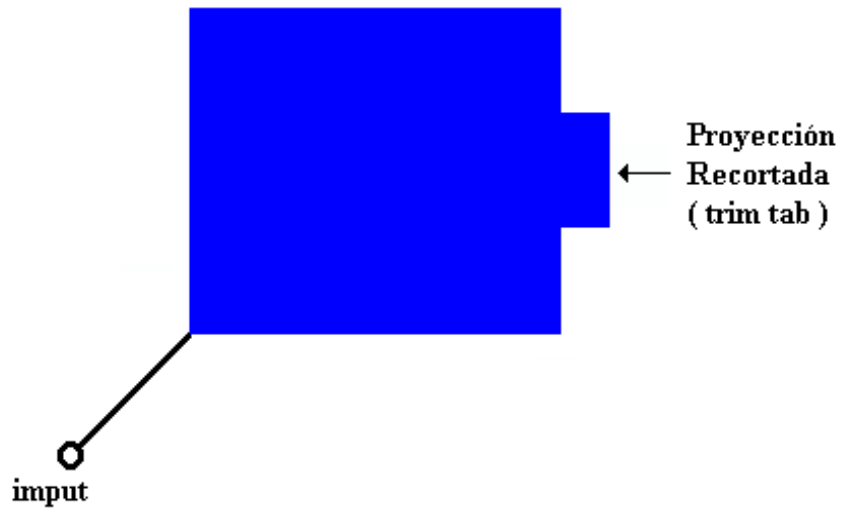


Figura 15. Elemento Microstrip polarizado circularmente con un tab adicional.

1.3.5 ANTENA PARCHE CIRCULAR

Después de las antenas rectangulares, la configuración más popular es el parche circular o disco, como se muestra en la figura 16.

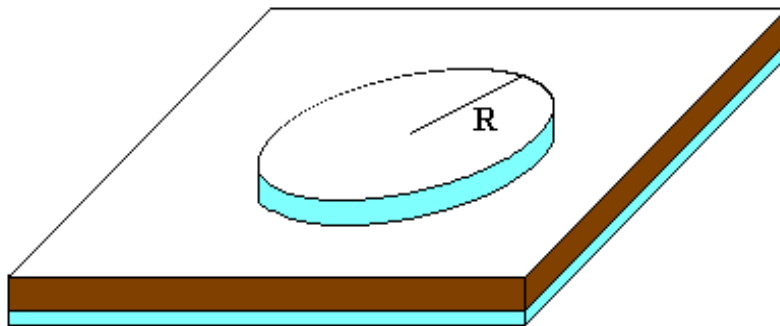


Figura 16. Antena parche circular Microstrip.

Para algunas aplicaciones, un parche circular de radio R se adapta mejor al espacio disponible que una antena rectangular. Son de interés no solo los elementos individuales, sino también los arreglos. Los modos soportados por la antena parche circular se pueden encontrar considerando el parche, el plano de tierra y el material entre los dos como una cavidad circular.

La antena parche circular solamente puede analizarse convenientemente usando el modelo de cavidad. Este puede realizarse usando un procedimiento similar al del parche rectangular pero ahora usando coordenadas cilíndricas. La cavidad está compuesta por dos conductores eléctricos perfectos en la parte superior e inferior para representando el parche y el plano de tierra, y por un conductor magnético cilíndrico perfecto alrededor de la periferia circular de la cavidad. El material dieléctrico del sustrato se asume truncado más allá de la extensión del parche.

1.3 LOS FILTROS MICROSTRIP.

1.3.1 TRANSFORMACIONES

Debido a que los filtros microstrip pueden tener muchas formas, se puede obtener un rango útil de diseños de filtros realizando los diseños de filtros clásicos con elementos concentrados (lumped), y convertirlos a formas microstrip, usando la equivalencia de líneas de transmisión de longitudes cortas para inductancia o capacitancia. Una extensión de este procedimiento, aplicable a filtros pasabanda y eliminadores de banda, no se puede utilizar para tomar inductancias y capacitancias individuales, pero se puede reemplazar toda la sección L-C resonante del prototipo de elementos concentrados con líneas microstrip con longitudes resonantes. Para alcanzar el rango requerido de valores de L y C puede ser necesario usar del todo longitudes de línea, debido al limitado rango de impedancias características que se disponen en la práctica. Es posible que las aproximaciones de líneas de longitud corta no sean ya correctas y se requerirán entonces correcciones para el proceso de diseño de filtros clásicos. Igualmente, pueden necesitarse correcciones debidas a las pérdidas en los elementos del resonador, especialmente en muchos diseños de banda angosta. No obstante, este no es un problema único de filtros microstrip, ya que esto es similar a lo que se encuentra en filtros clásicos de elementos concentrados.

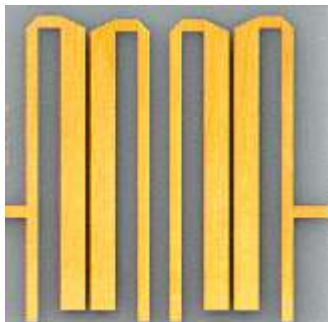


Figura 17 Filtro microstrip

Existen los equivalentes microstrip para circuitos de resonancia serie y paralela. No obstante, a menudo es deseable usar resonadores de un tipo solamente, y en

el caso de inversores de inmitancia se pueden emplear para hacer la conversión a alguno de los dos tipos de circuitos resonantes. La inversión de inmitancia en filtros de circuitos de elementos concentrados se logra con circuitos activos para producir filtros con un solo tipo de elementos reactivos, como en los arreglos de filtros activos que usan solamente capacitores. En los circuitos microstrip, la inversión de inmitancia se obtiene a menudo de manera conveniente con arreglos acoplados direccionales de un cuarto de onda.

Dado un diseño particular de filtro pasa-bajo de elementos concentrados, se obtiene un filtro pasa-altos complementario con la transformación

$$w'/w_1' \rightarrow -w_1/w \quad (1.38)$$

mientras

$$w'/w_1' \rightarrow (1/\Omega) \{ w/w_0 - w_0/w \} \quad (1.39)$$

transforma de pasa-bajos a pasa-banda. En ambas ecuaciones, w' y w_1' son la frecuencia variable y la frecuencia del borde de la banda respectivamente para el filtro pasa-bajos. En las tablas de filtros estándar, w_1' es normalmente 1.0 radianes. s^{-1} . Del mismo modo, w_1 es la frecuencia del borde de la banda para el filtro pasa-alto con una frecuencia variable, w . Para la transformación del filtro pasa-banda en (1.39), w_0 es ahora la frecuencia central y Ω es el ancho de banda fraccional dado por

$$\Omega = (w_2 - w_1) / w_0 \quad (1.40)$$

w_1 y w_2 son las frecuencias del borde de la banda. Estructuralmente, (1.38) es equivalente a reemplazar todos los inductores en el filtro pasa-bajo con un capacitor y todo capacitor con un inductor. En la transformación de pasa-bajo a banda pasante (1.39)

L → Resonador serie L-C

C → Resonador paralelo L-C

La transformación (1.39) aplicada a filtros pasa-altos deberá producir un filtro eliminador de banda. Esto es equivalente a tomar un diseño pasa-bajo y hacer

L → Resonador paralelo L-C

C → Resonador serie L-C

Los filtros microstrip pueden también ser construidos con resonadores dieléctricos. Ellos ofrecen las ventajas de mejorar las características de los filtros pasa-banda y eliminadores de banda a expensas de incrementar la complejidad en el diseño y fabricación.

1.3.2 FILTROS PASA-BAJO

EI RETORNO D.C. Y EL BLOQUE R.F.

Una sección (Stub) de línea de un cuarto de onda en derivación con la terminación en corto circuito, como se ilustra en la figura 18, se puede transformar en un circuito abierto en la línea continua principal para la frecuencia de diseño. La terminación en corto circuito para microondas sobre la sección de línea puede ser un corto circuito real para un retorno a tierra d.c. o en la forma de un elemento de paso capacitivo. La conexión del corto circuito se muestra en la figura 18 como una conexión entre la franja (Strip) y el plano de tierra en el borde del substrato.

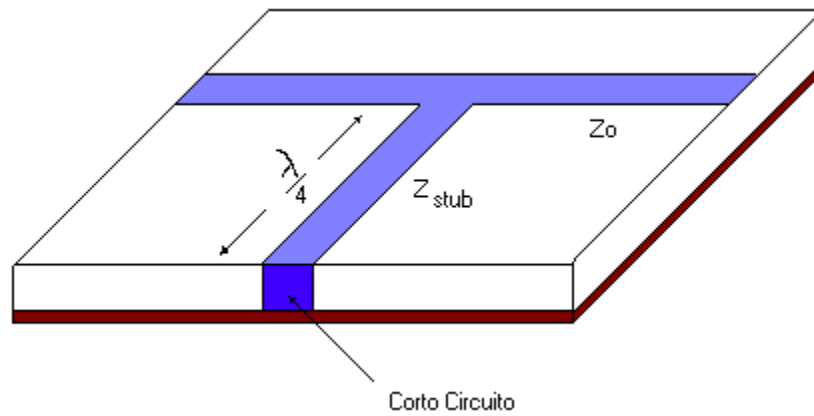


Figura 18. Circuito de retorno a tierra d.c.

Ya que la geometría del circuito puede impedir este arreglo, pueden insertarse pasantes de metal a través del sustrato y soldarse a ambos, la franja y el plano de tierra. Las correcciones del efecto de punta para los pasantes de corto circuito no se requieren normalmente ya que tales elementos solamente pueden ser usados en situaciones de frecuencia no sensitiva. Es de gran importancia el desempeño del ancho de banda del circuito, como se ilustra en la figura 19 para dos posibles impedancias características terminales en una línea de 50Ω .

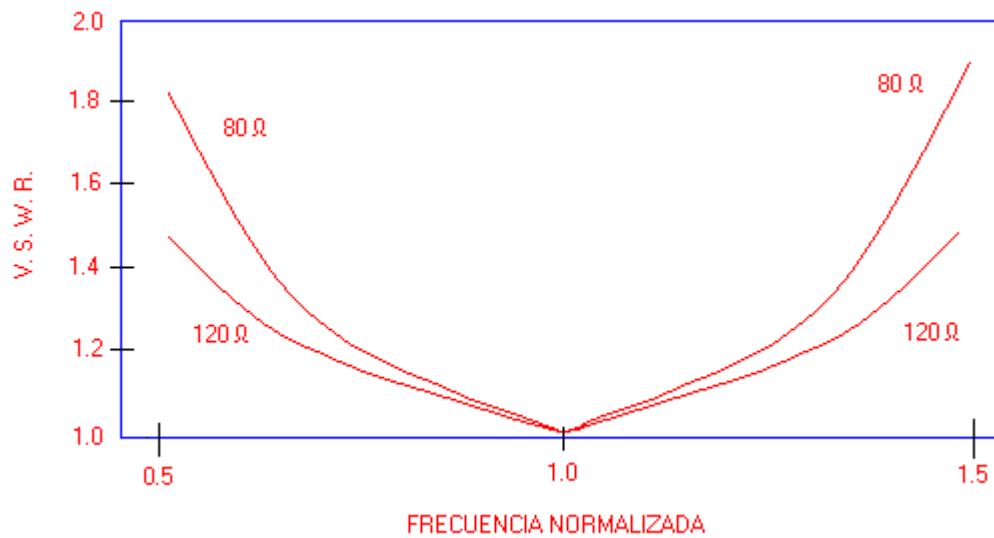


Figura 19. Funcionamiento de un stub en corto circuito de $\lambda/4$ conectado en paralelo a una línea de 50Ω , con la impedancia característica del stub como parámetro.

El arreglo de la figura 18 brinda un mejor desempeño para una relación alta de Z_{stub}/Z_o . Por lo tanto, si la línea principal se transforma a través de un transformador de un cuarto de onda de baja impedancia da una impedancia constante más baja en el plano del Stub, Z_T , como se ilustra en la figura 20, entonces la relación Z_{stub}/Z_o conduce al logro de mejores características del circuito. Con una alta impedancia en la línea del stub a 120Ω , la figura 21 ilustra las curvas características típicas de la impedancia característica como parámetro del transformador de la línea principal de un cuarto de onda.

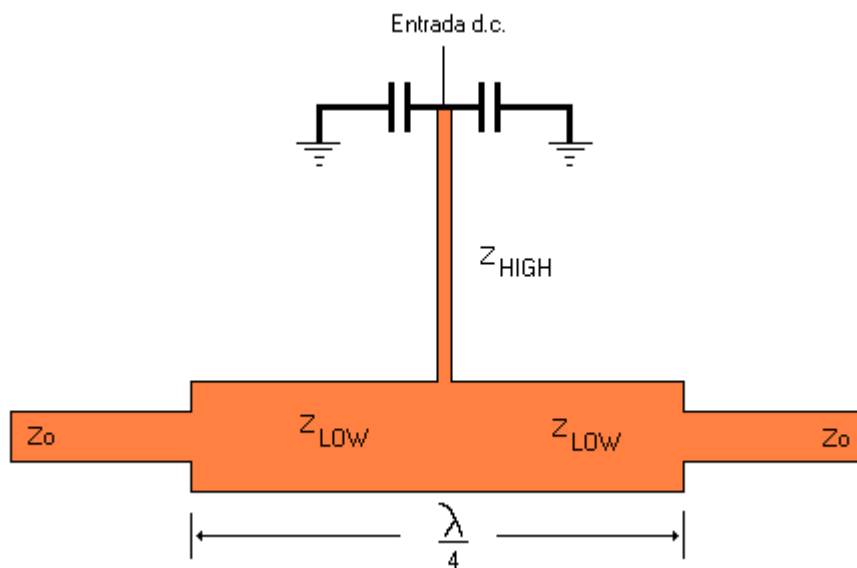


Figura 20: Circuito mejorado de alimentación d.c. con secciones de $\lambda/4$

Las redes de alimentación para circuitos de microondas que hemos considerado, son una forma de filtros pasa-bajo. Este filtro, hecho en forma de una línea de alta impedancia de un cuarto de onda con circuito de alimentación a través de capacitores, no obstante, puede ser del todo inapropiado para la inyección de las señales de frecuencias intermedias en un circuito. En tal caso se requiere un filtro con características de pasa-bajo más precisas.

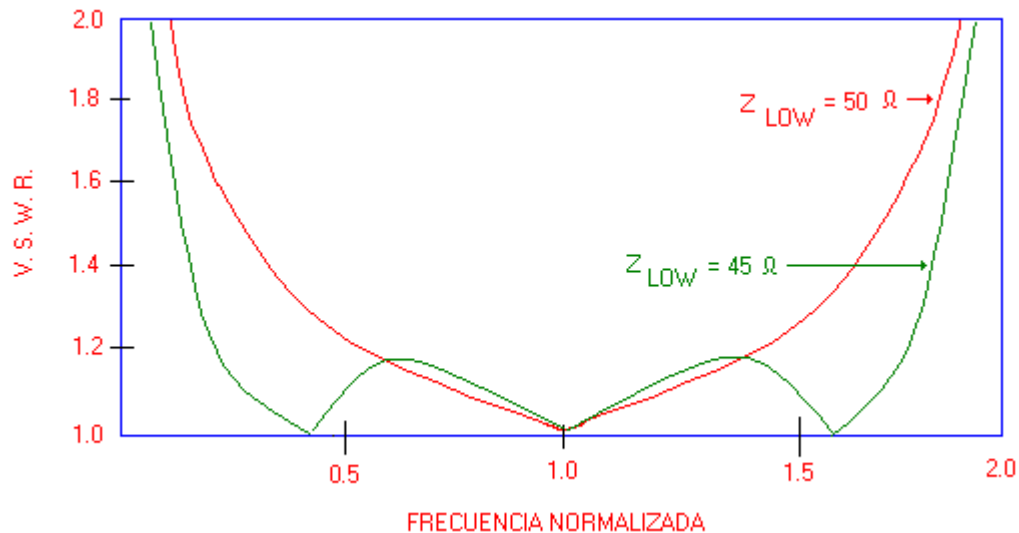


Figura 21: Entrada V.S.W.R. del circuito de la figura 27, como una función de la frecuencia normalizada a la frecuencia donde la longitud de la línea es de $\lambda/4$. La impedancia del stub se mantiene en 120Ω con $Z_0 = 50\Omega$

Consideremos ahora una sección de un prototipo de filtro pasa-bajos de elementos concentrados, ilustrado en la figura 22. Para k desde 1 hasta n , los elementos del prototipo representan una red alternativa de inductancias serie y capacitancias paralelo o en derivación [shunt capacitance], con otro tipo de componentes como un elemento terminal en el circuito del filtro. En la figura 22, se muestra k_1 como una inductancia serie, pero podría ser igualmente una capacitancia paralelo, con k_2 como una inductancia serie, etc. Los elementos en los terminales, k_0 y k_{n+1} , que se consideraron como una continuación de la secuencia de elementos serie y paralelo, deberán ser resistencias si son

adyacentes a elementos capacitivos y conductancias si son adyacentes a elementos inductivos. Los otros valores de k pueden ser en Henrios o Faradios. k_0 puede tener igual unidad, sin perder generalidad, pero algunos filtros, en particular aquellos con rizado pasabanda y un alto número de secciones, deberían no necesariamente tener $k_{n+1} = 1$. En estos casos, es muy importante la correcta interpretación de k_{n+1} como resistencia o inductancia.

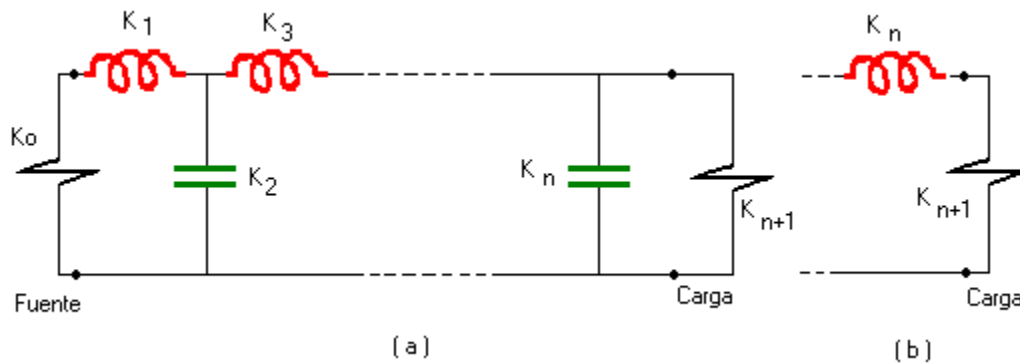


Figura 22: n -sección prototipo de un filtro pasabajo con un inductor k_1 como primer elemento, mostrando: (a) caso de n par con k_{n+1} como una resistencia y (b) caso de n impar con k_{n+1} como una conductancia

Los parámetros de frecuencia para el prototipo se expresan como cantidades principales, mientras aquellos para un circuito actual, se obtienen del prototipo por transformación, deberán ser expresados por una notación secundaria. Las respuestas típicas de atenuación para un prototipo de filtro pasa-bajo, terminado por una única fuente y una carga de inmitancias, se ilustra en la figura 30. La atenuación de la banda suprimida entre la fuente y la carga es debida a la reflexión de la señal de entrada desde la fuente. Un filtro pasa-bajos que tiene una inductancia como primer elemento reactivo deberá tener una alta impedancia de entrada sobre la banda pasante. Conectada en paralelo con la línea principal, esto puede usarse para desacoplar una señal de baja frecuencia desde la línea principal, con mínima perturbación del camino de microondas. Inversamente, con

una capacitancia como el primer elemento reactivo, el filtro tiene una baja impedancia de entrada sobre la banda pasante. Esta última configuración es útil para un camino de baja frecuencia para un diodo que de otro modo requiere una baja impedancia a tierra para un camino de retorno de microondas al terminal.

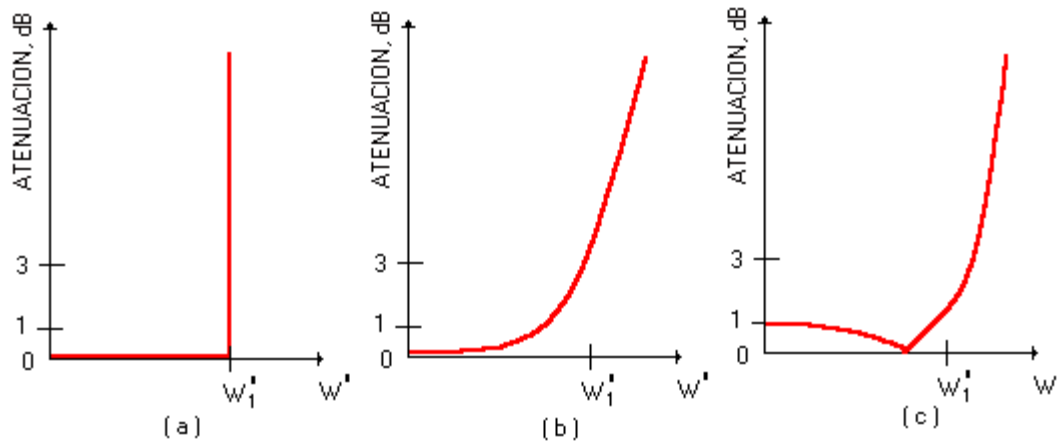


Figura 23: Atenuación del filtro pasabajo (a) Característica ideal, (b) Respuesta uniforme o de Butterworth con dos secciones (c) Respuesta Equirizada de Chebyshev con dos secciones.

Para la característica ideal pasa-bajas, figura 23a, no hay pérdidas a cualquier frecuencia por debajo del borde de la banda pasante a w_1' , pero hay infinitas pérdidas por arriba de w_1' . La respuesta plana máxima del filtro Butterworth, figura 23b, muestra que no puede lograrse cualquier valor de ancho de banda sin que aparezcan rizados de atenuación en la banda pasante. Un pequeño nivel de rizado pasa-banda, figura 23c de la respuesta Chebyshev, puede ser deseable realmente dado a que hay un beneficio agregado de una región de transición muy inclinada entre las bandas pasante y eliminada.

Para el filtro de equirizado, el borde de la banda pasante w_1' es la frecuencia sobre la cual la atenuación debería ser tan grande como la atenuación de rizado máxima en la banda pasante. No obstante, como tal una definición no debería ser

significativa por la planicidad máxima del filtro, w_1' se asume al nivel de atenuación de 3 dB para este caso.

B. PROGRAMA DE ASISTENCIA EN EL DISEÑO DE CIRCUITOS INTEGRADOS PARA MICROONDAS “ PUFF ”

1. INTRODUCCION

El programa de asistencia en el diseño de circuitos integrados para microondas, *Puff*, fue creado inicialmente como una herramienta didáctica para el curso de circuitos de microondas del Instituto Californiano de Tecnología (CALTECH). Permite el diseño circuital de un cuadripolo con estructuras microstrip o stripline, y provee análisis en el dominio del tiempo (respondiendo a señales de impulso o escalón) y de la frecuencia.

Puff emplea un ambiente interactivo simple. Después que un circuito es construido en la pantalla, un análisis en el dominio del tiempo o de la frecuencia está disponible. Incluye además la habilidad para analizar las pérdidas tanto en el dieléctrico como en el metal, la dispersión para impedancia y constante dieléctrica constante, y los efectos debidos al ancho de las cintas y las asperezas de la superficie.

Este programa provee además de una herramienta que permite optimizar el diseño y puede, manualmente, modelar el efecto debido a las discontinuidades en el mismo.

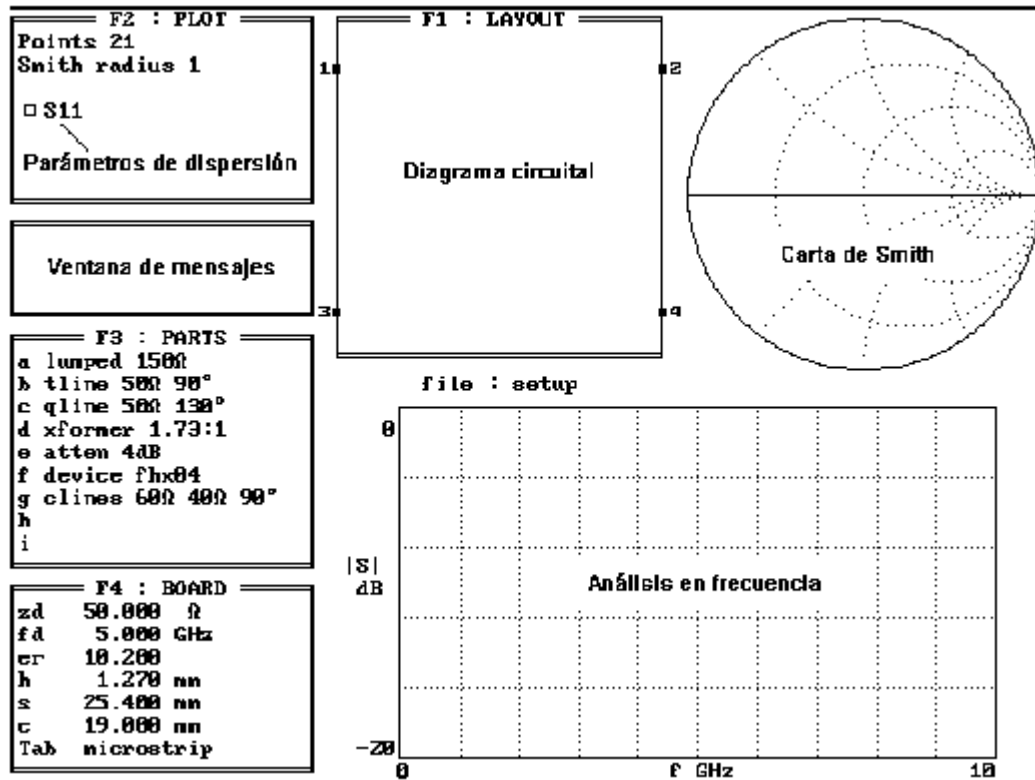
2. DESCRIPCION

El programa PUFF permite especificar los diferentes elementos que serán utilizados en el circuito, así como la visualización de los parámetros de dispersión (s) tanto en la carta de Smith como su comportamiento a diferentes frecuencias.

El programa se encuentra dividido en cinco ventanas, como se ilustra en la figura 1, y dos gráficos adicionales para la carta de Smith y la respuesta en tiempo/frecuencia. Al comenzar, el programa inicializa los valores de las

diferentes ventanas con los datos almacenados en el archivo de diseño SETUP.PUF.

Figura 1. Ambiente de trabajo del programa Puff.



Puede utilizarse también un archivo de diseño editado con anterioridad con base en la distribución del archivo SETUP.PUF y cargado mediante el comando <CTRL-R> desde la ventana de partes.

Para obtener una referencia rápida de ayuda sobre la ventana en que está actualmente posicionado, digite F10. Los mensajes de error y de información adicional dados por el programa, aparecen en la ventana de mensajes.

2.1 VENTANA DE DISEÑO

Aquí se especifican las dimensiones relativas de la tarjeta en que se construirá el circuito. Estas dimensiones fijan la escala con que se dibujan los componentes en la pantalla y determinan además, los valores de las variables físicas más significativas para el análisis del circuito a implementar. La figura 2 muestra cómo se distribuye la información en la ventana de diseño (Board window).

Figura 2. Ventana de diseño

F4 : BOARD		
zd	50.000	Ω
fd	5.000	GHz
er	10.200	
h	1.270	mm
s	25.400	mm
c	19.000	mm
Tab	microstrip	

La impedancia normalizada (z_d) es usada para calcular los parámetros de dispersión y como referencia para los valores de algunos componentes, incluyendo el trazo hacia los conectores o puertos de la tarjeta, los cuales tienen impedancia z_d . La frecuencia de diseño (f_d) es usada para computar la longitud eléctrica de las partes a usar, expresada en grados. Para el cálculo de las dimensiones de las componentes microstrip y stripline, se requiere el valor de la constante dieléctrica relativa del sustrato, ϵ_r .

Las dimensiones equivalentes de las componentes a trazar sobre la ventana de diagramación son determinadas mediante tres parámetros: El espesor del sustrato (h), significativo en los cálculos de línea de transmisión. El tamaño del tablero, considerándolo como un cuadrado de lado s . Y finalmente, el tipo de construcción del circuito, bien sea microstrip, stripline o Manhattan, seleccionado con la tecla <TAB>.

Finalmente, puede especificarse la separación entre los cuatro conectores de la tarjeta (c). Para convertir el impreso a un circuito de dos puertos, basta fijar este parámetro a cero.

2.2 VENTANA DE PARTES

Para el trabajo sobre un diseño específico, *Puff* permite especificar un máximo de 14 elementos diferentes, enumerados en la ventana de partes con las letras *a..r* (Por defecto, el programa muestra sólo los literales *a..i*. Para ver los demás, basta con pulsar <TAB> y la ventana se expande hasta el literal *r*). Estos elementos pueden ser editados directamente sobre la ventana mostrada en la figura 3 pulsando la tecla F3 y ser posteriormente guardados en un archivo de diseño usando el comando <CTRL-S> desde la ventana de análisis, o pueden también ser editados con anterioridad en un archivo de diseño (.PUF) y cargado mediante el comando <CTRL-R>, como se explicó anteriormente.

Figura 3. Ventana de partes

```
===== F3 : PARTS =====  
a lumped 150Ω  
b tline 50Ω 90°  
c qline 50Ω 130°  
d xformer 1.73:1  
e atten 4dB  
f device fhx04  
g clines 60Ω 40Ω 90°  
h  
i
```

Las partes o elementos disponibles en *Puff* para el diseño de circuitos, son los siguientes:

a) Atenuadores (atten)

Describe un atenuador ideal, considerado siempre acoplado a la impedancia normalizada (z_0) e independiente de la frecuencia. Es recíproco y simétrico. Su valor se especifica en dB, como por ejemplo, atten 3dB.

b) Transformadores (xformer)

Transformador de bajas pérdidas e independiente de la frecuencia. Su relación es del tipo $n:1$, donde n puede tener parte decimal y ser positivo o negativo. Para

valores negativos, Puff adiciona 180° de fase a los parámetros de transición. Tengase presente además, que el transformador es antisimétrico. Un ejemplo de cómo se describe un transformador es el siguiente:

xformer 2:1

c) Carga (lumped)

Se usa para especificar combinaciones serie y paralelo de resistencias, capacitancias y/o inductancias. Se consideran como válidas unidades de ohmios (Ω), siemens (s), impedancia normalizada (z) y admitancia normalizada (y). Para capacitancias e inductancias se usan unidades de Faradios (F) y Henrios (H), respectivamente.

El siguiente es un ejemplo de cómo puede describirse un arreglo de cargas en la ventana de partes (la longitud eléctrica de cada parte es dada por el programa al ser insertadas en la ventana de diagramación):

lumped 50_||1nH||1pF {RLC paralelo}

lumped 10+j10-j10_ {RLC serie resonante a fd }

d) Línea de transmisión (tline)

Sección de línea de transmisión ideal. Presenta bajas pérdidas y ninguna dispersión. Su impedancia, desfase introducido y longitud eléctrica puede ser definida por el usuario. Son ejemplos de cómo describir una línea de transmisión:

tline 50_ 90° { $\lambda/4$ de longitud a fd }

e) Líneas acopladas (cline)

Par de líneas de transmisión acopladas. En este caso pueden especificarse uno o dos valores de impedancia o admitancia.

El siguiente es un ejemplo de cómo se describen las Líneas acopladas en la ventana de partes:

cline 60_ 90° {Sólo se especifica una impedancia}

cline 60_ 40_ 5mm {Se especifican las dos líneas}

f) Líneas con Q finito (qline)

Líneas de transmisión a la que puede especificarse el Q introducido debido a pérdidas en el dieléctrico (Qd) ó en el conductor (Qc). Se especifican igual que una línea de transmisión, adicionando el valor del Q deseado. Por ejemplo:

tline 50_ 90° 75Qd

g) Dispositivos varios (device)

Puff permite al usuario emplear dispositivos externos como fuentes de voltaje, transistores de efecto de campo (FET) ó voltímetros. Para esto, debe darse el nombre del archivo .DEV que contiene los parámetros de dispersión multipuertos (s_{ij}) del dispositivo en cuestión para diferentes valores de frecuencia.

La figura 4 muestra el contenido del archivo FHX04.DEV, que describe el dispositivo del mismo nombre (Fujitsu FHX04FA/LG).

h) Dispositivos indefinidos (indef)

Es usado para generar parámetros de dispersión indefinidos, a partir de un archivo que contenga parámetros de dispersión definidos. Parámetros indefinidos son todos aquellos que son medidos sin referencia a tierra. Así, un dispositivo de n puertos será convertido por *Puff* a $n+1$ puertos, introduciendo un terminal de tierra deducido siguiendo las leyes de corriente de Kirchoff.

Es importante destacar que al emplear líneas tline o cline demasiado largas o demasiado cortas, pueden producirse longitudes eléctricas negativas o hacer que el circuito sobrepase las dimensiones dadas al tablero.

Para prevenir estos incidentes, puede obtenerse por emplear el tipo de línea Manhattan, que usa dimensiones predeterminadas por el programa para corregir este tipo de inconvenientes.

El programa provee además dos importantes herramientas de trabajo. La primera es la posibilidad de realizar análisis al circuito microstrip o stripline incluyendo los efectos producidos por el espesor finito de la cinta, pérdidas en el dieléctrico y el conductor, rugosidad de la superficie y efectos de dispersión, adicionando el carácter "!" frente al elemento cuyo modelamiento avanzado se desea. Por ejemplo:

tline! 50_ 90° {analiza con modelos avanzados}

Figura 4. Archivo del dispositivo Fujitsu FHX04FA/LG.

{FHX04FA/LG Fujitsu HEMT (89/90), f=0 extrapolated; Vds=2V, Ids=10mA}

f	s11	s21	s12	s22
0.0	1.000	0.0	4.375 180.0	0.000 0.0 0.625 0.0
1.0	0.982	-20.0	4.257 160.4	0.018 74.8 0.620 -15.2
2.0	0.952	-39.0	4.113 142.0	0.033 62.9 0.604 -28.9
3.0	0.910	-57.3	3.934 124.3	0.046 51.5 0.585 -42.4
4.0	0.863	-75.2	3.735 107.0	0.057 40.3 0.564 -55.8
5.0	0.809	-92.3	3.487 90.4	0.065 30.3 0.541 -69.2
6.0	0.760	-108.1	3.231 75.0	0.069 21.0 0.524 -82.0
7.0	0.727	-122.4	3.018 60.9	0.072 14.1 0.521 -93.6
8.0	0.701	-135.5	2.817 47.3	0.073 7.9 0.524 -104.7
9.0	0.678	-147.9	2.656 33.8	0.074 1.6 0.538 -115.4
10.0	0.653	-159.8	2.512 20.2	0.076 -4.0 0.552 -125.7
11.0	0.623	-171.1	2.367 7.1	0.076 -10.1 0.568 -136.4
12.0	0.601	178.5	2.245 -5.7	0.076 -15.9 0.587 -146.4
13.0	0.582	168.8	2.153 -18.4	0.076 -21.9 0.611 -156.2
14.0	0.564	160.2	2.065 -31.2	0.077 -28.6 0.644 -165.4
15.0	0.533	151.6	2.001 -44.5	0.079 -36.8 0.676 -174.8
16.0	0.500	142.8	1.938 -58.8	0.082 -48.5 0.707 174.2
17.0	0.461	134.3	1.884 -73.7	0.083 -61.7 0.733 163.6
18.0	0.424	126.6	1.817 -89.7	0.085 -77.9 0.758 150.9
19.0	0.385	121.7	1.708 -106.5	0.087 -97.2 0.783 139.1
20.0	0.347	119.9	1.613 -123.7	0.098 -119.9 0.793 126.6

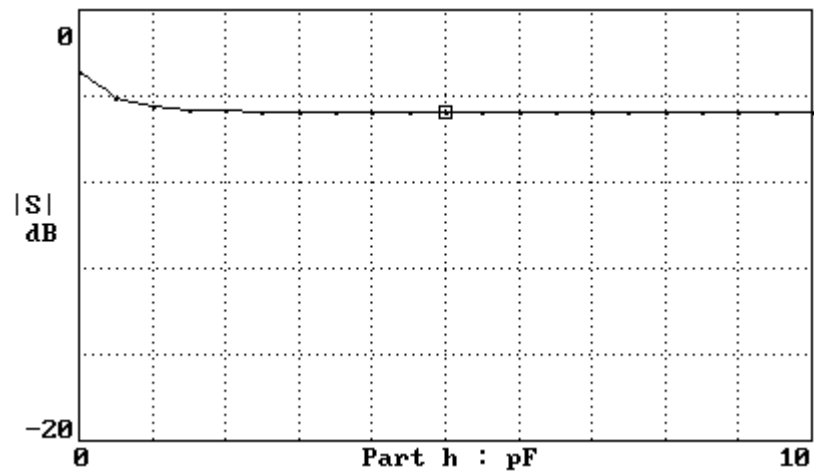
La segunda herramienta es invocada adicionando el carácter "?" al valor del elemento de interés. Esta herramienta (sweep) permite visualizar el

comportamiento de dicha parte alrededor del valor especificado, para la frecuencia de diseño f_d . Por ejemplo, si se desea emplear el valor óptimo de sintonía de un capacitor, puede especificarse la parte como:

lumped ?5pF

Una respuesta para ésta aplicación es mostrada en la gráfica de la figura 5.

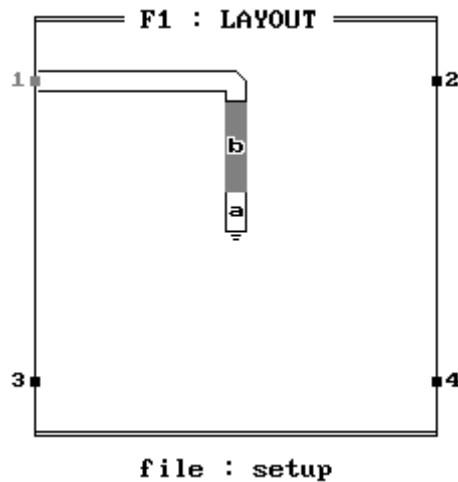
Figura 5. Uso del componente SWEEP



2.3 VENTANA DE DIAGRAMACION

La ventana de diagramación (Layout window) es aquella sobre la que se traza el circuito deseado. Su forma original es mostrada en la figura 6 y se accesa a ella pulsando F1.

Figura 6. Ventana de diagramación



El cuadrado en la ventana representa el sustrato y los números a sus lados los conectores. Para trazar una pieza previamente seleccionada tipeando las letras *a..r*, basta con pulsar la flecha en la dirección deseada. Para borrarla, se repite el procedimiento presionando en simultánea <SHIFT>. Puede usarse esta misma combinación para avanzar medio paso de la pieza seleccionada sobre espacios vacíos y así ubicar la pieza en el punto deseado. En realidad, lo que el programa hace es dibujar partes invisibles de longitud media, de manera que cambios hechos sobre el tamaño de esta pieza pueden introducir errores en el acabado del diseño.

Para conectar un elemento a un puerto, basta tipear el número del conector respectivo, mientras que para conectar el elemento a tierra se usa el carácter "=" (para borrar cualquiera de estas conexiones se emplea de nuevo la combinación con <SHIFT>). Para saltar entre los nodos siguientes al terminal en que se encuentra actualmente posicionado, úsese <CTRL-N>. De nuevo, para borrar todo el desarrollo sobre la ventana, presione <CTRL-E>.

2.4 VENTANA DE ANALISIS

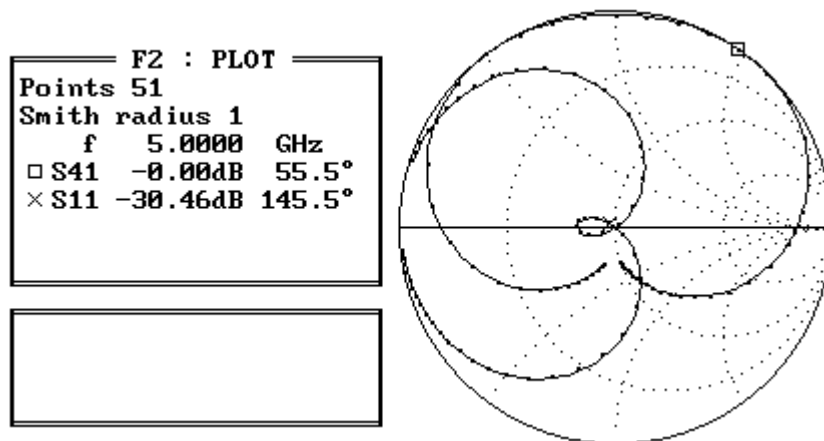
Desde esta ventana se procede al estudio de los parámetros de dispersión del circuito trazado en la ventana de diagramación. La ventana de análisis (Plot window), mostrada en la figura 7, puede manejar en simultánea cuatro diferentes coeficientes de dispersión ($s_{11}..s_{44}$), cuyas gráficas de respuesta en frecuencia y sobre la carta de Smith son visualizadas con diferentes colores y diferentes marcadores. Estos marcadores pueden desplazarse en frecuencia mediante las teclas <PGDN> y <PGUP>, para mostrar el respectivo valor del coeficiente de

dispersión seleccionado. El análisis se actualiza pulsando el carácter "P", aunque pueden trazarse el análisis actual y el inmediatamente anterior para una comparación, usando el comando <CTRL-P>.

Se puede igualmente trazar la gráfica de respuesta en el tiempo para señales escalón o impulso, tipeando los caracteres "s" ó "i", respectivamente. En este caso, se hace necesario introducir además el intervalo de frecuencia para su estudio, determinado por el radio fd/df .

Para activar las rutinas de arte final, se emplea el comando <CTRL-A>. Estas rutinas producen una imagen fotográfica del circuito trazado, con un radio de reducción (p) especificado en el archivo de diseño, con salida únicamente hacia la impresora indicada también en el archivo de diseño. La imagen imprimida corresponde como es de esperarse, al corte que debe hacerse sobre el material conductor.

Figura 7. Ventana de análisis



3. EJECUCION

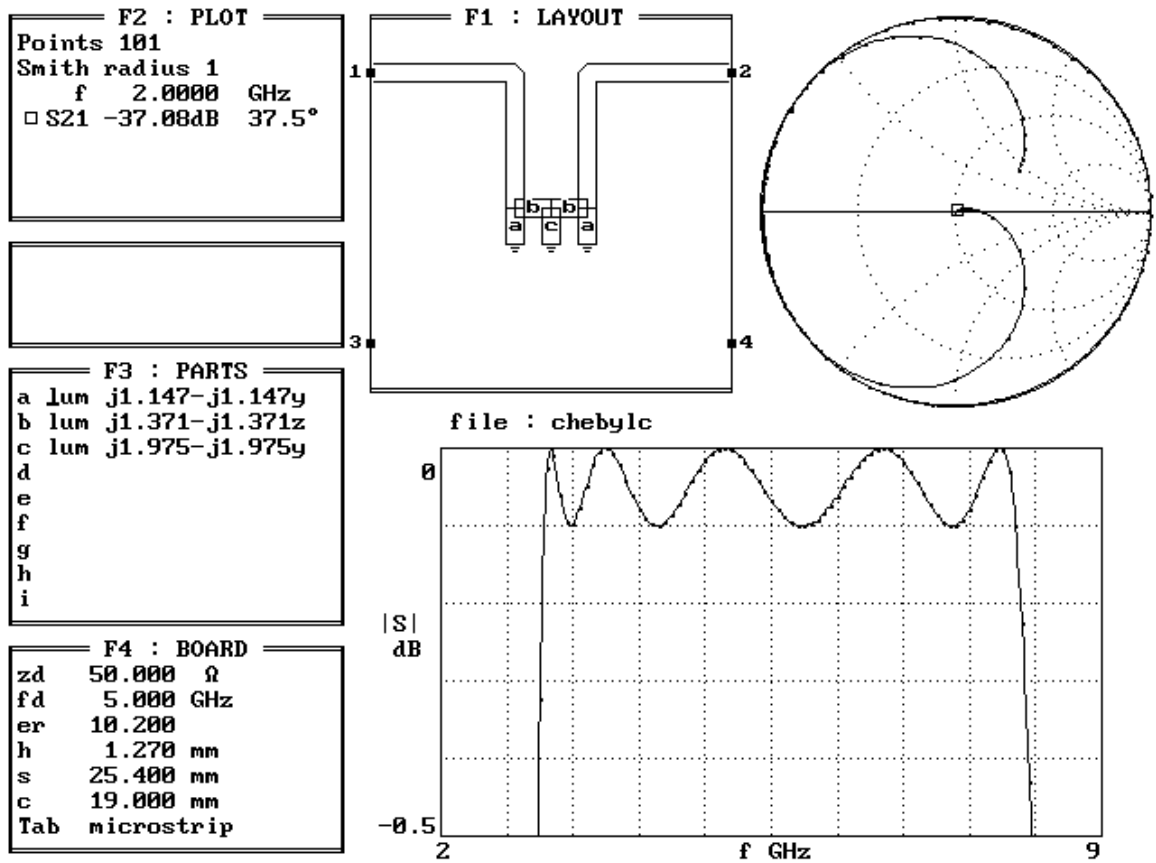
Para ejecutar el programa, basta con tipear PUFF en el prompt del sistema, y seguir las recomendaciones dadas en el capítulo anterior. Para abandonar el programa, pulse dos veces la tecla <ESC> y regresará al dominio del sistema.

4. EJEMPLOS

Las gráficas siguientes ilustran tres ejemplos del uso del programa *Puff*.

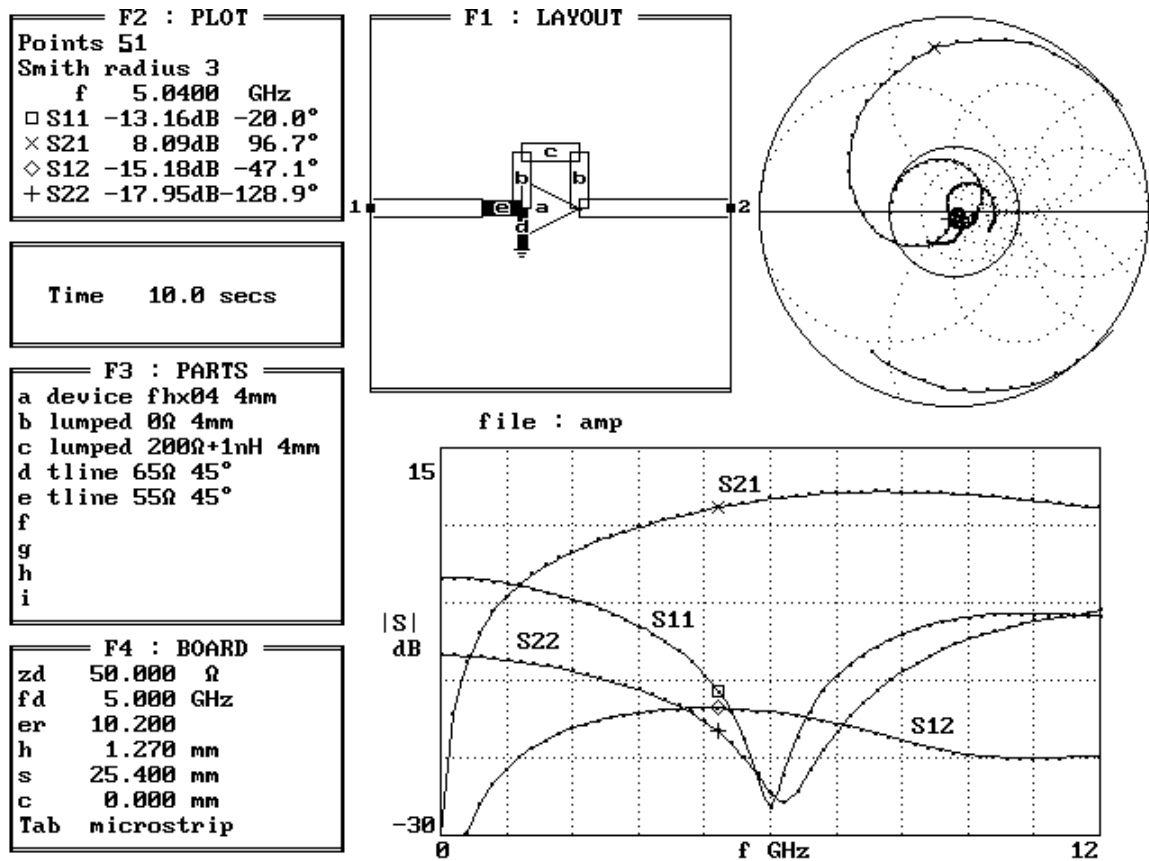
La figura 8 ilustra el diseño de un filtro LC Chebyshev. Este filtro, a diferencia del mostrado en la figura 10, emplea los componentes pasivos tradicionales (inductores y capacitores), implementados como líneas de mayor o menor espesor, según la reactancia del elemento.

Figura 8. Filtro LC Chebyshev



El amplificador mostrado en la figura 9 emplea como elemento activo el Fujitsu FHX04FA/LG, del que se muestran sus parámetros de dispersión en función de la frecuencia en la figura 5, correspondiente al archivo FHX04.DEV.

Figura 9. Amplificador



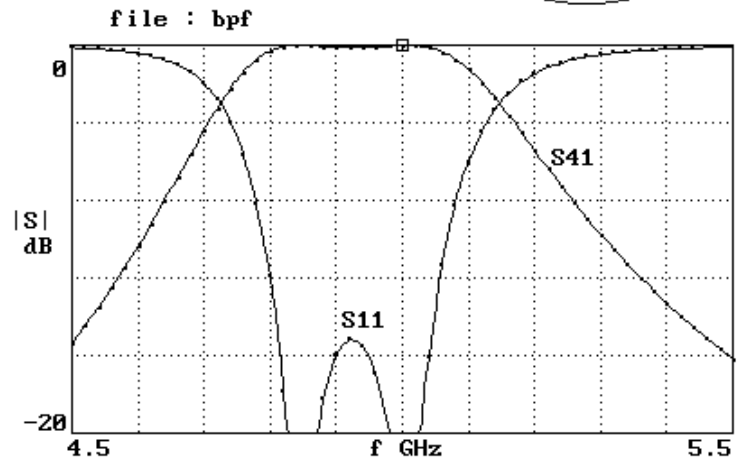
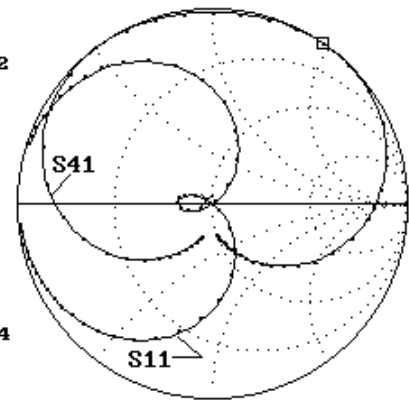
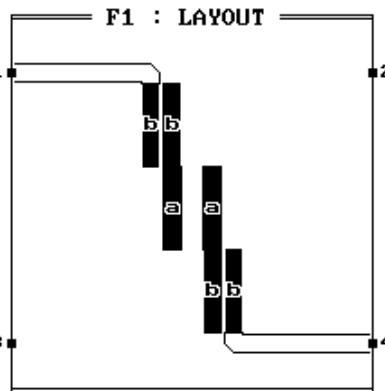
Finalmente, la figura 10 muestra el uso de líneas acopladas en el diseño de filtros pasabanda, como una alternativa al uso de las disposiciones tradicionales de elementos pasivos. El uso de acoplamiento por campo provee al filtro de una mejor respuesta en frecuencia, según se dijo en la parte 1 de este documento.

Figura 10. Filtro Pasabanda

F2 : PLOT
 Points 51
 Smith radius 1
 f 5.0000 GHz
 □ S41 -0.00dB 55.5°
 × S11 -30.46dB 145.5°

F3 : PARTS
 a clines 55Ω 90°
 b clines 66Ω 90°
 c
 d
 e
 f
 g
 h
 i

F4 : BOARD
 zd 50.000 Ω
 fd 5.000 GHz
 er 10.200
 h 1.270 mm
 s 25.400 mm
 c 19.000 mm
 Tab microstrip



ANEXO 3

1. MEDIDAS A REALIZAR CON EL ANALIZADOR DE RED Y EL ANALIZADOR DE ESPECTRO

1.1 MEDIDA DE DESBALANCE DE AMPLITUD Y DE FASE.

Para realizar estas medidas, usamos el analizador de red en modo mezclador, el cual necesita una señal externa de IF para el enganche del oscilador interno.

La salida del IF del mezclador de referencia es filtrada para remover las bandas laterales superiores y es aplicada al canal R del analizador para el enganche del oscilador.

De igual forma, se filtra la señal del puerto I de salida del dispositivo bajo prueba D.B.P (Modulador o Demodulador) y se aplica al canal A del analizador de red. El canal A indica la amplitud de la señal del puerto I con una fase arbitraria.

La terminación del puerto Q y la combinación atenuador-filtro en el puerto I se intercambian. El despliegue del canal A es entonces el desbalance de amplitud y la diferencia de fase.

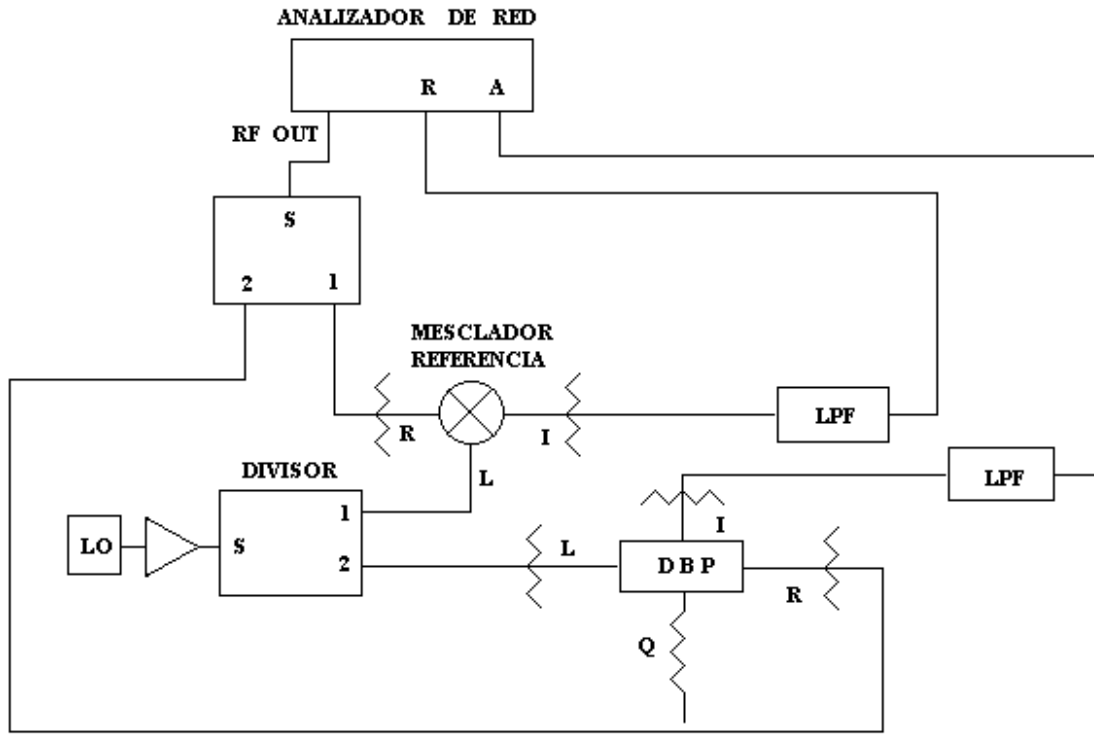


FIGURA 1. DESBALANCE DE AMPLITUD Y FASE.

1.2 MEDIDA DE RECHAZO.

La salida de RF es desplegada en el analizador de espectro, en el cual se puede medir directamente la portadora y el rechazo de bandas laterales.

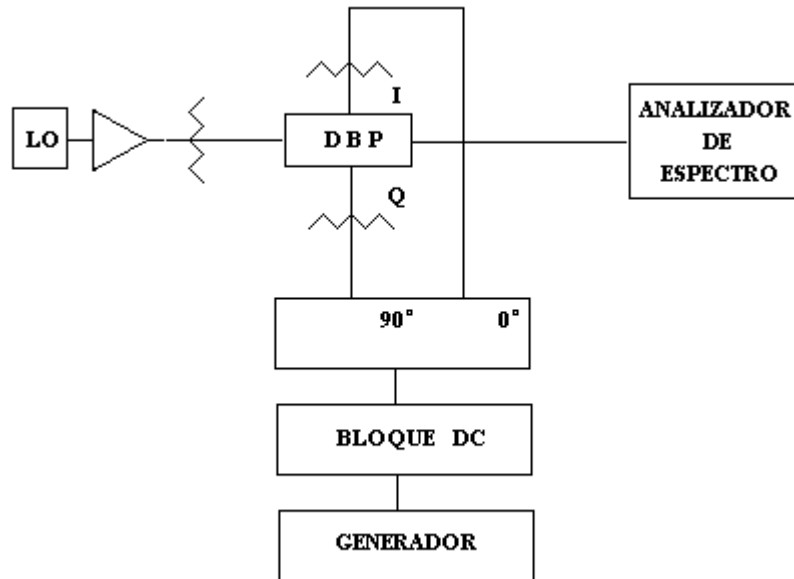


FIGURA 2. MEDIDA DE PORTADORA Y RECHAZO DE BANDAS LATERALES

1.3 MEDIDA DEL AISLAMIENTO.

Las medidas de aislamiento se hacen directamente. Las pruebas para el aislamiento entre el LO y la señal de RF, entre el LO y la señal Q y entre RF y la señal I o Q utilizan el analizador de espectros, el cual también puede ser usado para medir los armónicos de tercero y quinto orden.

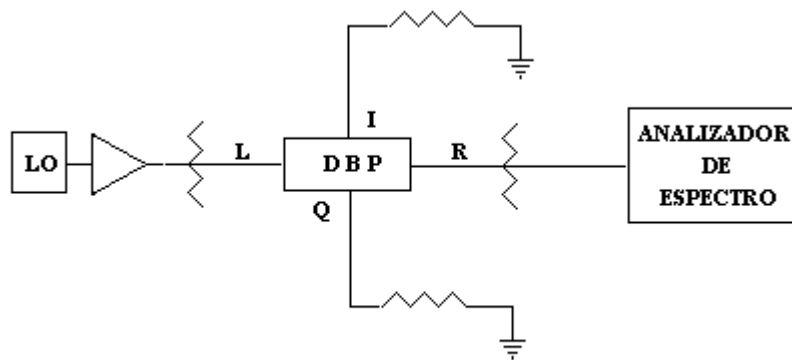


FIGURA 3. MEDIDA DE AISLAMIENTO DE LO Y RF.

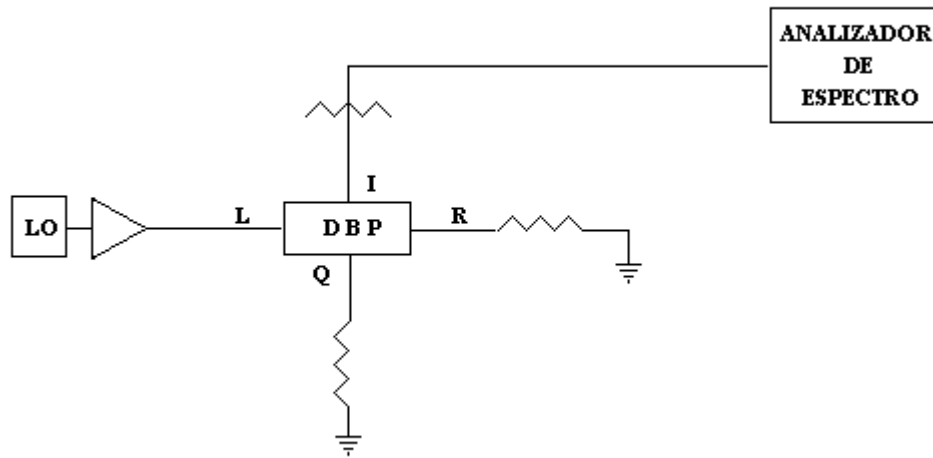


FIGURA 4. MEDIDA DE AISLAMIENTO DE LO E I/Q

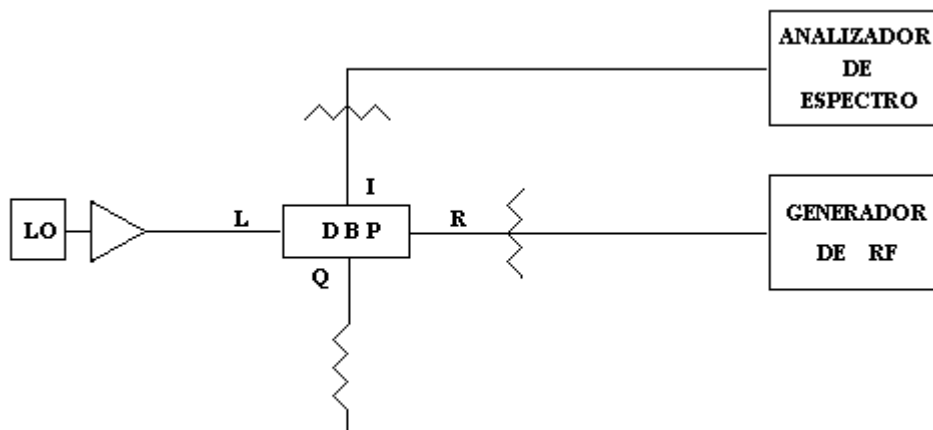


FIGURA 5. MEDIDA DE AISLAMIENTO DE RF E I/Q.

1.4 GENERACION DE SEÑALES I y Q.

Las señales I y Q son generadas por el siguiente circuito

Estas señales deben tener una amplitud de ± 1 Voltio y una diferencia de fase determinada, las cuales se medirán con el analizador de red.

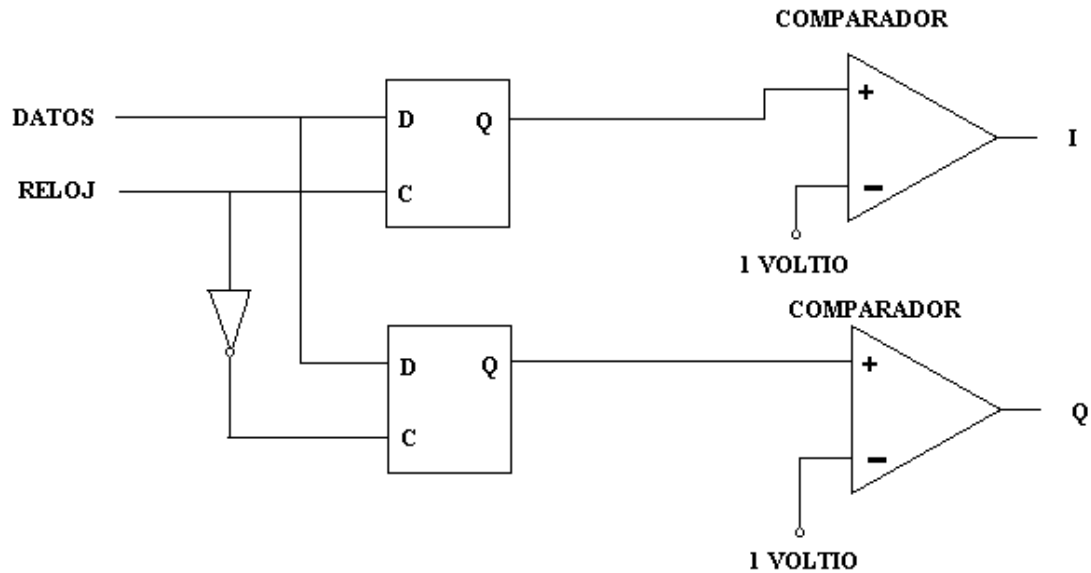


FIGURA 6. GENERACION DE LAS SEÑALES I/Q.

1.5 RESPUESTAS DE LOS FILTROS.

Las señales I y Q se hacen pasar a través de los filtros con el fin de limitar su espectro.

Con el analizador de espectro medimos antes y después de los filtros las señales I y Q. Al pasar a través de los filtros se eliminan las componentes espectrales indeseadas.

1.6 MEDIDA DE LA FRECUENCIA DEL V.C.O

Con el analizador de espectro se observa si el VCO esta entregando la frecuencia deseada, si esto no ocurre se debe ajustar su alimentación hasta lograrla.

Puede ser necesario introducir un filtro pasabanda a la salida del VCO para eliminar algunas componentes espectrales.

Se debe medir el valor de la potencia a la salida del VCO o del filtro pasabanda si se ha utilizado, verificando que cumple con las especificaciones de potencia del modulador, es decir, 11 dBms.

1.7 MEDIDAS DE LA ETAPA MODULADORA.

Una vez probados cada uno de los componentes, se implementa toda la etapa moduladora en el circuito impreso.

Con el analizador de espectro observamos las variaciones que se van presentando en la señal de salida del modulador, al igual que las variaciones de potencia al variar las señales de control I y Q. Debe hacerse la comparación con los valores esperados, de ser diferentes hay que llevarlos a los niveles adecuados de potencia.

MANUAL DE USUARIO
PROGRAMA MICROSTRIP
VISUAL C++ 5

CONTENIDO

1. EL PROGRAMA MICROSTRIP
2. COMO ARRANCAR EL PROGRAMA MICROSTRIP
3. COMO REALIZAR LA SÍNTESIS DE UNA LINEA MICROSTRIP
4. COMO REALIZAR EL ANALISIS DE UNA LINEA MICROSTRIP
5. COMO REALIZAR LA SÍNTESIS DE UNA ANTENA MICROSTRIP
6. COMO REALIZAR EL ANÁLISIS DE UNA ANTENA MICROSTRIP
7. COMO REALIZAR LA SÍNTESIS DE UN FILTRO MICROSTRIP
8. COMO UTILIZAR LAS AYUDAS

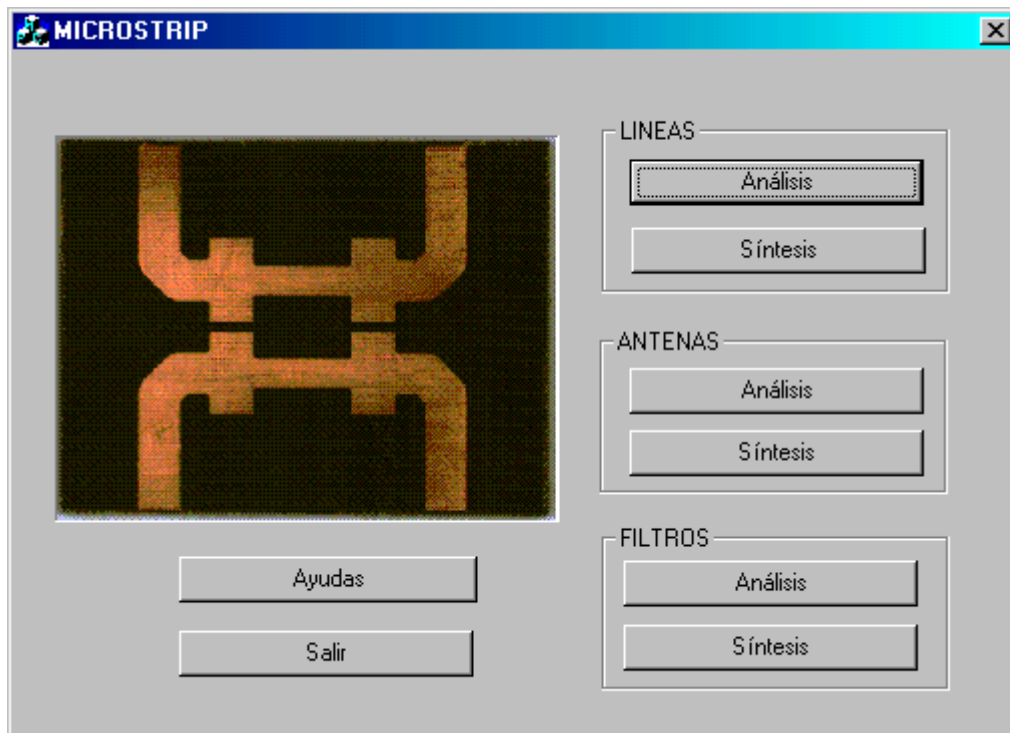


Figura 1

1. EL PROGRAMA MICROSTRIP

Es una herramienta diseñada para realizar el estudio básico de la técnica para tarjetas de circuito impreso Microstrip, al igual que para realizar cálculos comparativos en el diseño y análisis de líneas, antenas y filtros Microstrip.

El entorno ofrecido por el programa a través de Visual C++ 5, nos da una interfaz amigable de muy fácil manejo, especialmente con el uso del ratón.

2. COMO ARRANCAR EL PROGRAMA MICROSTRIP

El programa se ejecuta haciendo un doble clic en el ícono Microstrip.

Aparece la ventana principal o interfaz del programa con las diferentes opciones que ofrece, como se muestra en la figura 1.

3. COMO REALIZAR LA SÍNTESIS DE UNA LINEA MICROSTRIP

Haga clic en el botón **Síntesis** ubicado dentro del grupo **LINEAS**, como se ve en la figura 1.

Esto hace que aparezca la ventana de diálogo Líneas MicroStrip – Síntesis, figura 2.



Figura 2

Este cuadro de diálogo permite ver la geometría de una línea Microstrip y en el gráfico se pueden observar los parámetros que la describen.

En el grupo **PARÁMETROS DE ENTRADA** aparecen el nombre de todos los datos necesarios para hacer los cálculos, junto con la variable típica que los identifica y sus unidades correspondientes. En cada una de las variables en su caja de edición por defecto y para facilidad del usuario se dan valores típicos de los parámetros.

Si lo que desea hacer los cálculos con estos valores típicos, haga clic en **Calcular**.

Si desea realizar los cálculos con otros valores, haga clic en la caja de edición del parámetro y digite el nuevo valor; haga clic en **Calcular**

De inmediato el programa realiza los cálculos respectivos y arroja los resultados en el grupo **PARÁMETROS DE SALIDA**, como lo muestra la figura 3.

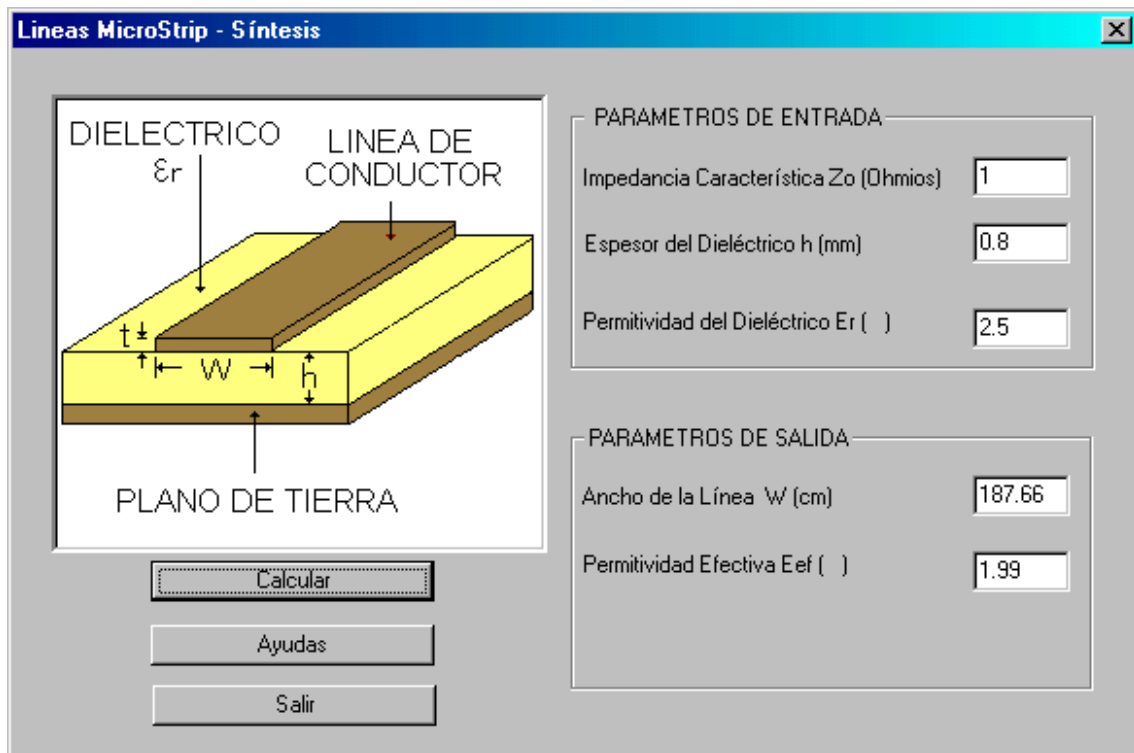


Figura 3

Si desea pedir ayuda en los conceptos, procesos o el manejo del programa, haga clic en el botón [Ayudas](#), el cual hará desplegar los diferentes temas que se pueden consultar en el formato de hipertexto, figura 4.

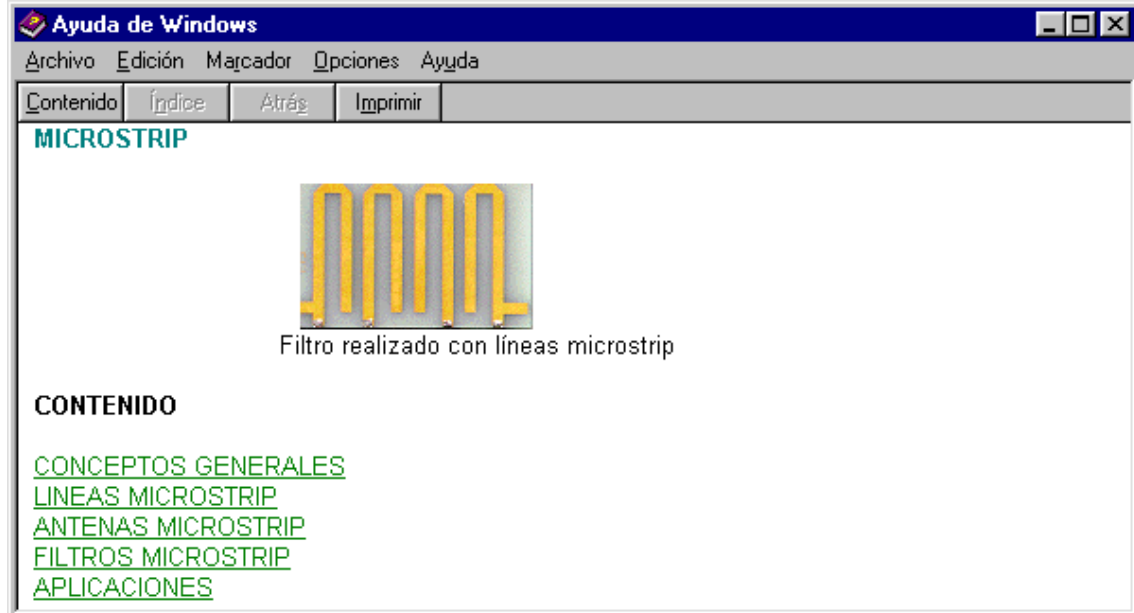


Figura 4

Para salir de esta ventana de diálogo, haga clic en el botón [Salir](#), con lo cual regresará a la ventana principal del programa Microstrip.

Si desea salir del programa, haga clic en el botón [Salir](#) de la ventana principal.

4. COMO REALIZAR EL ANALISIS DE UNA LINEA MICROSTRIP

Haga clic en el botón [Análisis](#) ubicado dentro del grupo [LINEAS](#), como se ve en la figura 1.

Esto hace que aparezca la ventana de diálogo Líneas MicroStrip – Análisis, figura 5.



Figura 5

Este cuadro de diálogo permite ver la geometría de una línea Microstrip y en el gráfico se pueden observar los parámetros que la describen.

En el grupo [PARÁMETROS DE ENTRADA](#) aparecen el nombre de todos los datos necesarios para hacer los cálculos, junto con la variable típica que los identifica y sus unidades. En cada una de las variables en su caja de edición por defecto se dan valores típicos de los parámetros.

Si desea hacer los cálculos correspondientes con estos valores típicos, haga clic en [Calcular](#).

Si desea realizar los cálculos con otros valores, haga clic en la caja de edición del parámetro y digite el nuevo valor; haga clic en [Calcular](#)

De inmediato el programa realiza los cálculos y arroja los resultados en el grupo **PARÁMETROS DE SALIDA**, como lo muestra la figura 6.



Figura 6

Si desea pedir ayuda en los conceptos, procesos o el manejo del programa, haga clic en el botón [Ayudas](#), el cual hará desplegar los diferentes temas que se pueden consultar , figura 7.



Figura 7

Para salir de esta ventana de diálogo, haga clic en el botón [Salir](#), con lo cual regresará a la ventana principal del programa Microstrip.

Si desea salir del programa, haga clic en el botón [Salir](#) de la ventana principal.

5. COMO REALIZAR LA SÍNTESIS DE UNA ANTENA MICROSTRIP

Haga clic en el botón [Síntesis](#) ubicado dentro del grupo [ANTENAS](#), como se ve en la figura 1.

Esto hace que aparezca la ventana de diálogo Antenas MicroStrip – Síntesis, figura 8.

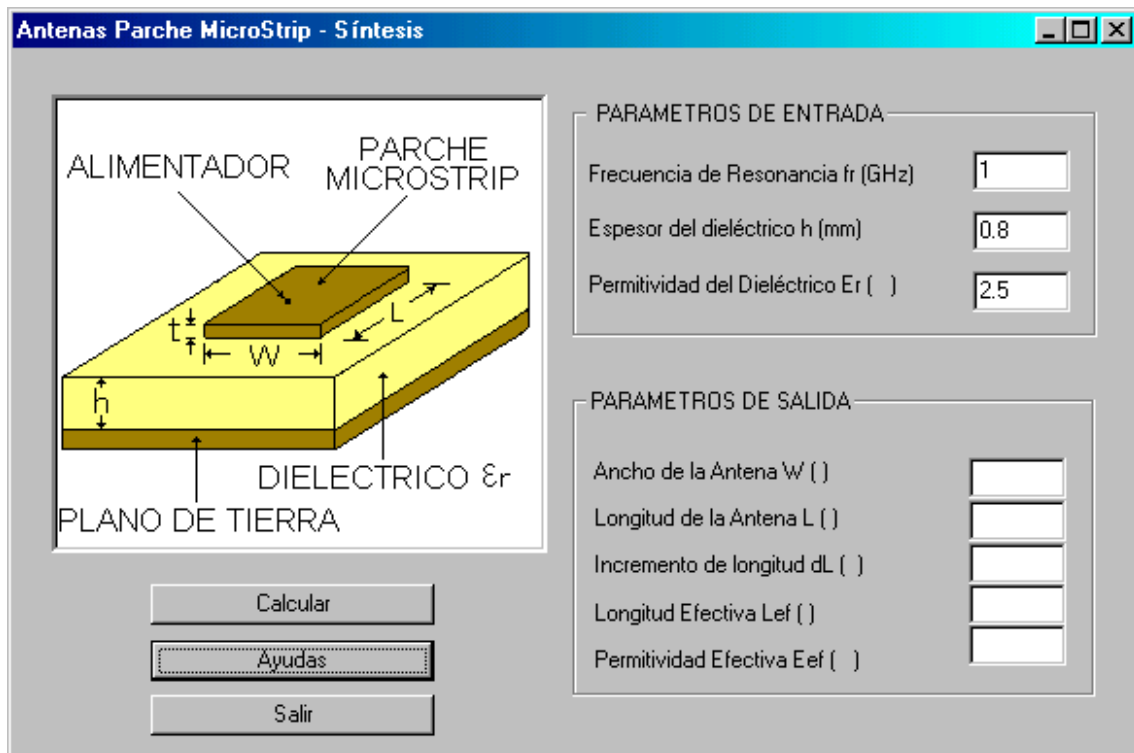


Figura 8

Este cuadro de diálogo permite ver la geometría de una Antena Microstrip y en el gráfico se pueden observar los parámetros que la describen.

En el grupo **PARÁMETROS DE ENTRADA** aparecen el nombre de todos los datos necesarios para hacer los cálculos, junto con la variable típica que los identifica y sus unidades. En cada una de las variables en su caja de edición por defecto se dan valores típicos de los parámetros.

Si desea hacer los cálculos con estos valores típicos, haga clic en **Calcular**.

Si desea realizar los cálculos con otros valores, haga clic en la caja de edición del parámetro y digite el nuevo valor; haga clic en **Calcular**

De inmediato el programa realiza los cálculos y arroja los resultados en el grupo **PARÁMETROS DE SALIDA**, como lo muestra la figura 9.

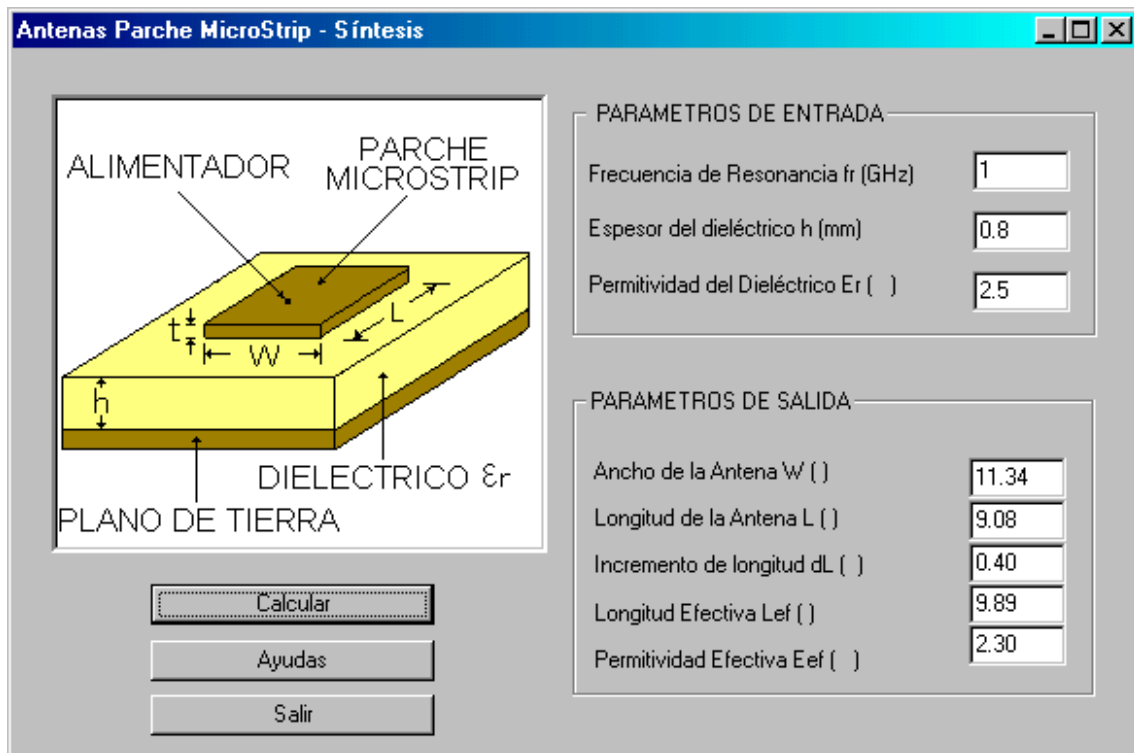


Figura 9

Si desea pedir ayuda en los conceptos, procesos o el manejo del programa, haga clic en el botón [Ayudas](#), el cual hará desplegar los diferentes temas que se pueden consultar, figura 10.



Figura 10

Para salir de esta ventana de diálogo, haga clic en el botón [Salir](#), con lo cual regresará a la ventana principal del programa Microstrip.

Si desea salir del programa, haga clic en el botón [Salir](#) de la ventana principal.

6. COMO REALIZAR EL ANÁLISIS DE UNA ANTENA MICROSTRIP

Haga clic en el botón [Análisis](#) ubicado dentro del grupo [ANTENAS](#), como se ve en la figura 1.

Esto hace que aparezca la ventana de diálogo Antenas MicroStrip – Análisis, figura 11.

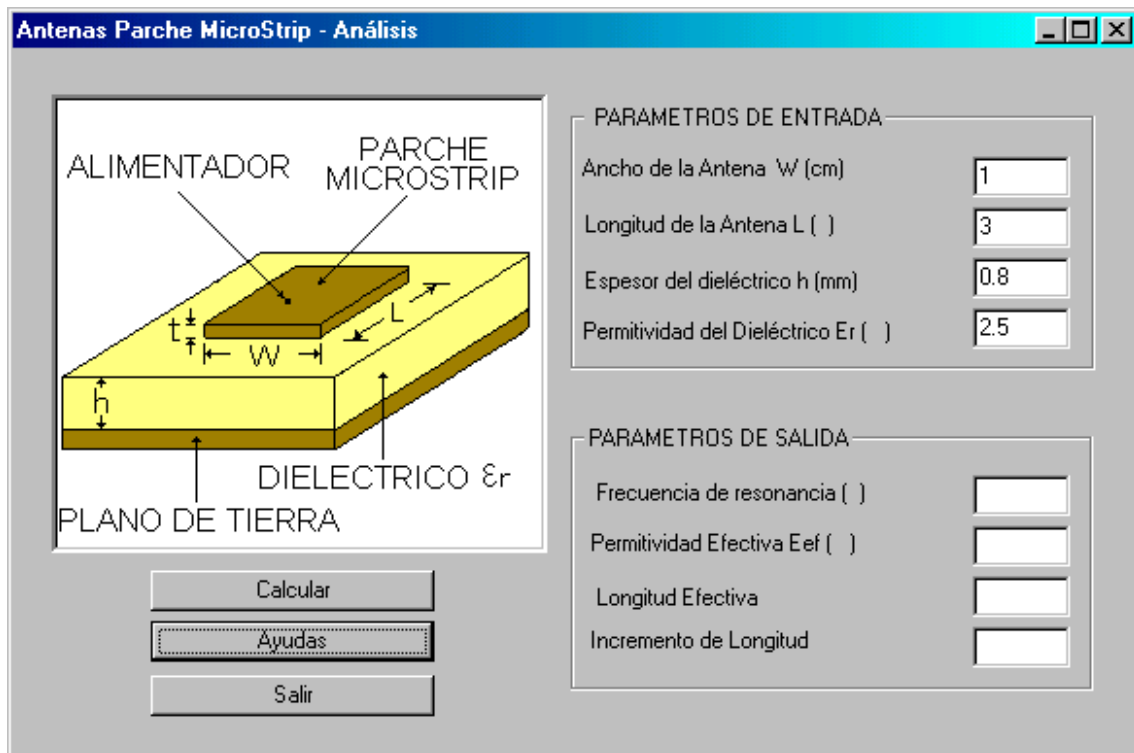


Figura 11

Este cuadro de diálogo permite ver la geometría de una Antena Microstrip y en el gráfico se pueden observar los parámetros que la describen.

En el grupo **PARÁMETROS DE ENTRADA** aparecen el nombre de todos los datos necesarios para hacer los cálculos, junto con la variable típica que los identifica y sus unidades. En cada una de las variables en su caja de edición por defecto se dan valores típicos de los parámetros.

Si desea hacer los cálculos con estos valores típicos, haga clic en **Calcular**.

Si desea realizar los cálculos con otros valores, haga clic en la caja de edición del parámetro y digite el nuevo valor; haga clic en **Calcular**

De inmediato el programa realiza los cálculos y arroja los resultados en el grupo **PARÁMETROS DE SALIDA**, como lo muestra la figura 12.

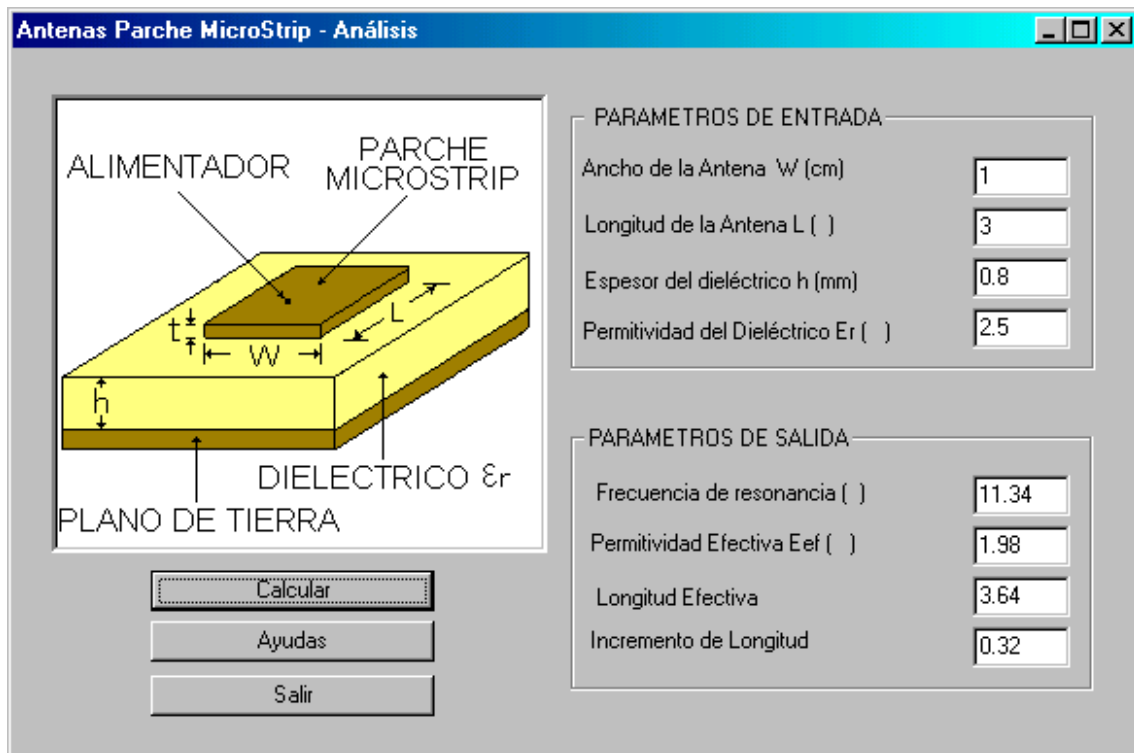


Figura 12

Si desea pedir ayuda en los conceptos, procesos o el manejo del programa, haga clic en el botón [Ayudas](#), el cual hará desplegar los diferentes temas que se pueden consultar, figura 13.



Figura 13

Para salir de esta ventana de diálogo, haga clic en el botón [Salir](#), con lo cual regresará a la ventana principal del programa Microstrip.

Si desea salir del programa, haga clic en el botón [Salir](#) de la ventana principal.

7. COMO REALIZAR LA SÍNTESIS DE UN FILTRO MICROSTRIP

Haga clic en el botón [Síntesis](#) ubicado dentro del grupo [FILTROS](#), como se ve en la figura 1.

Esto hace que aparezca la ventana de diálogo Filtros MicroStrip – Síntesis, figura 14.

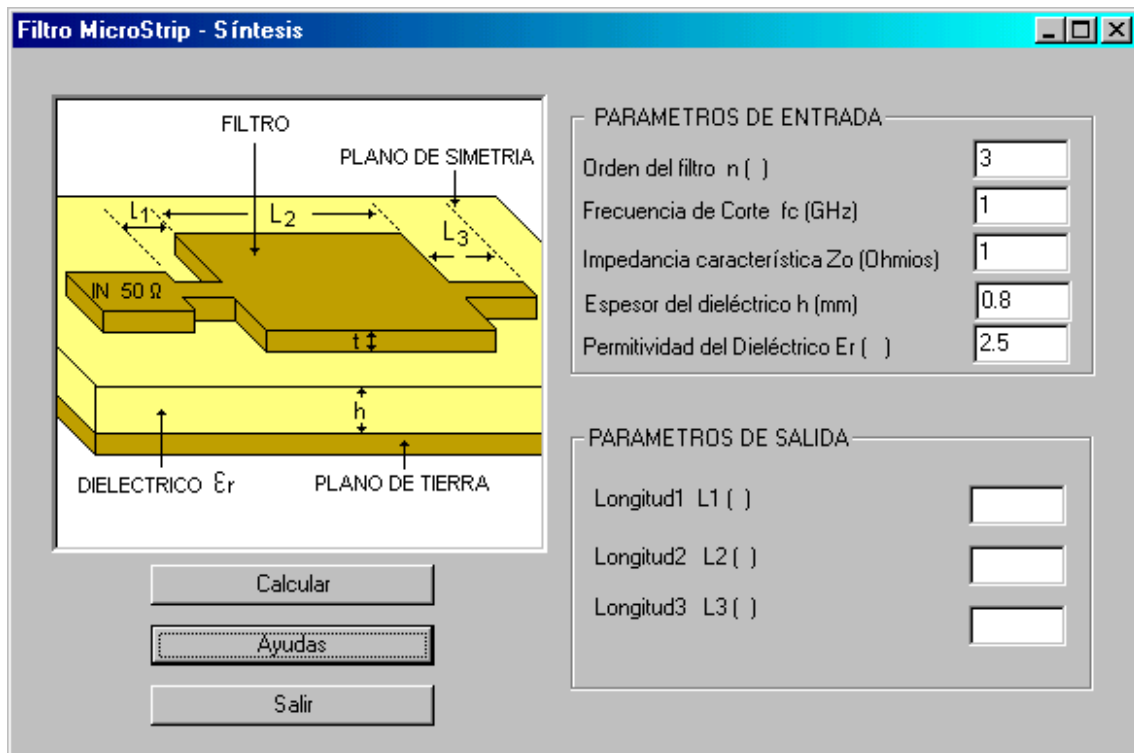


Figura 14

Este cuadro de diálogo permite ver la geometría de un Filtro Microstrip y en el gráfico se pueden observar los parámetros que lo describen.

En el grupo **PARÁMETROS DE ENTRADA** aparecen el nombre de todos los datos necesarios para hacer los cálculos, junto con la variable típica que los identifica y sus unidades. En cada una de las variables en su caja de edición por defecto se dan valores típicos de los parámetros.

Si desea hacer los cálculos con estos valores típicos, haga clic en **Calcular**.

Si desea realizar los cálculos con otros valores, haga clic en la caja de edición del parámetro y digite el nuevo valor; haga clic en **Calcular**

De inmediato el programa realiza los cálculos y arroja los resultados en el grupo **PARÁMETROS DE SALIDA**, como lo muestra la figura 15.

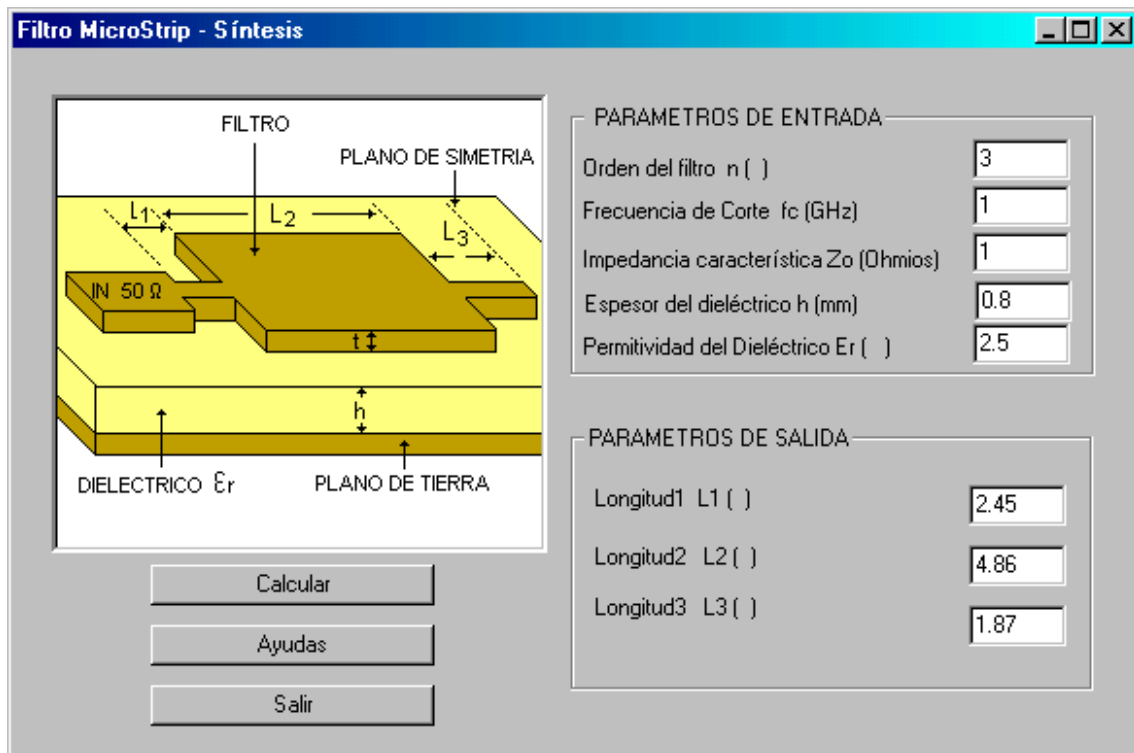


Figura 15

Si desea pedir ayuda en los conceptos, procesos o el manejo del programa, haga clic en el botón [Ayudas](#), el cual hará desplegar los diferentes temas que se pueden consultar, figura 16.

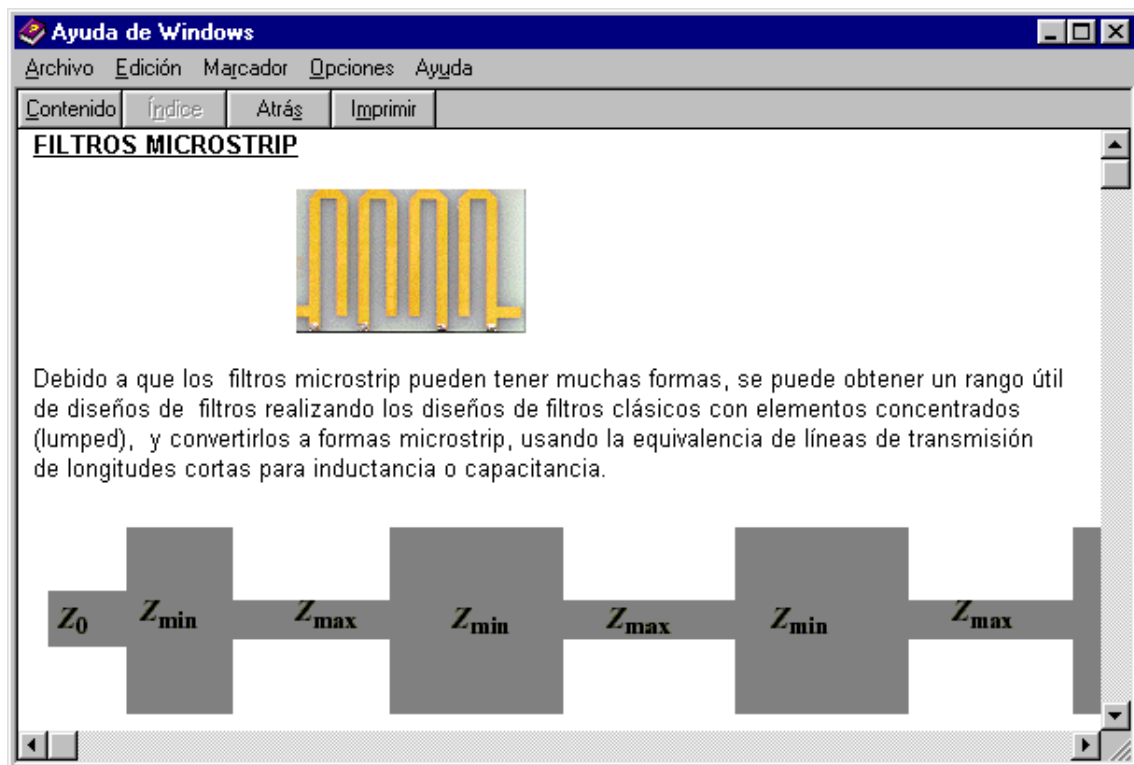


Figura 16

Para salir de esta ventana de diálogo, haga clic en el botón [Salir](#), con lo cual regresará a la ventana principal del programa Microstrip. Si desea salir del programa, haga clic en el botón [Salir](#) de la ventana principal.

8. COMO UTILIZAR LAS AYUDAS

Si desea pedir ayuda en los conceptos, procesos o el manejo del programa, haga clic en el botón [Ayudas](#), que se encuentra en la interfaz principal y en las diferentes ventanas de diálogo, el cual hará desplegar los diferentes temas que se pueden consultar.

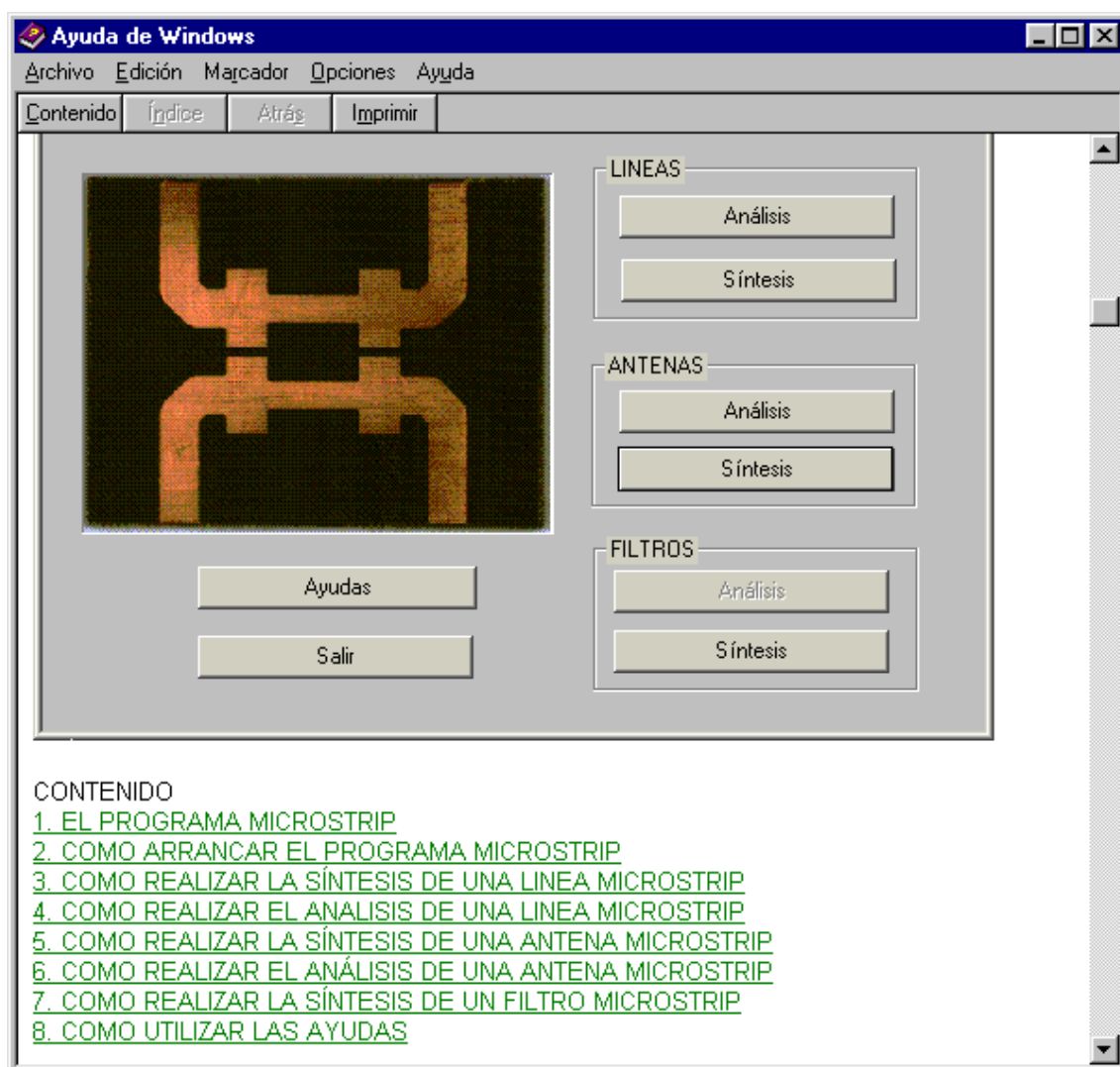


Figura 17