

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

CARLOS HERNAN PERDOMO CORTES

CAMILO VIVAS HOMEZ

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

**Director
Magíster JUAN MARTIN VELASCO M.**

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

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

CARLOS HERNAN PERDOMO CORTES

CAMILO VIVAS HOMEZ

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

AGRADECIMIENTOS

Expresamos nuestros agradecimientos a:

Todos los Ingenieros y Docentes de la Facultad, quienes permitieron que pudiésemos recibir nuestra formación profesional y personal en esta etapa de nuestra vida.

Todo el personal administrativo de la Facultad por su colaboración.

Juan Martín Velasco, Ingeniero Electrónico y Director del proyecto por sus valiosos aportes, por su comprensión e invaluable apoyo.

Nelson Grijalva, Lilia y Magally Mosquera por su gran apoyo.

Todos los compañeros que Dios nos permitió conocer a través de estos años, con quienes compartimos vivencias que nunca se olvidarán.

Gracias a mi amado Salvador, Señor y Mediador, Jesucristo de Nazareth.
Extendiste tu gracia y tu amor sobre mi.

Gracias a mis padres, por darme un excelente ejemplo de familia, de fidelidad y apoyo incondicional.

Gracias a mis hermanos y sobrinos, por estar conmigo.

Gracias a toda mi familia espiritual, Alas de Salvación.

Gracias a mi esposa Adriana por su apoyo incondicional y a mis tres hijos Camilo Arturo, Natalia y Felipe, cuatro tesoros con que mi Padre Celestial me bendijo.

Camilo

Gracias a Dios por darme la oportunidad de poder realizar y culminar esta etapa de mi vida.

A mis padres por su valiosa colaboración y que sin su apoyo este proyecto no habría podido ser realizado

A mi hermana y mi sobrino quienes siempre están conmigo

A mi esposa y mi hija que las amo tanto y que son mi luz en el camino

A mis tías Lilia Perdomo (Q.E.P.D), Laura y Raquel Cortés (Q.E.P.D) por brindarme su mano en los momentos más precisos de mi diario vivir

Carlos Hernán

CONTENIDO

	pág.
Introducción	1
1. FUNDAMENTOS PRACTICOS DE LA TECNICA MICROSTRIP	3
1.1 LINEAS DE TRANSMISION MICROSTRIP	3
1.1.1 CONSIDERACIONES PRÁCTICAS	4
1.1.1.1 Franjas de espesor finito	4
1.1.1.2 Pérdidas	7
1.1.1.2.1 Pérdidas del dieléctrico	7
1.1.1.2.2 Pérdidas del Conductor	10
1.1.1.3 Dispersión	16
1.1.1.3.1 Dispersión de la constante dieléctrica efectiva	16
1.1.1.3.2 Dispersión de la impedancia característica	18
1.2 ANTENAS MICROSTRIP.	22
1.2.1 CONCEPTO DE ANTENA MICROSTRIP.	22
1.2.2 FORMULAS PRACTICAS DE ANALISIS Y DISEÑO DE ANTENAS	25
1.2.2.1 Diseño de Antenas Parche	25
1.2.2.2 Análisis de Antenas Parche	26
1.2.2.3 Diseño de Antenas Circulares	26
1.3 LOS FILTROS MICROSTRIP	27
1.3.1 TRANSFORMACIONES	27
1.3.2 TERMINOLOGIA	29

1.3.3. LA RESPUESTA UNIFORME	29
1.3.4. LA RESPUESTA EQUI-RIZADA (ONDULATORIA)	31
1.3.5. ESCALA DE VALORES DEL PROTOTIPO	33
1.3.6. CONSIERACIONES PRÁCTICAS	34
2. METODOLOGIA PARA EL DISEÑO DE ELEMENTOS MICROSTRIP	36
2.1 DIAGRAMA EN BLOQUES	37
2.1.1 DIAGRAMA GENERAL	37
2.1.2 BLOQUE LINEAS – ANALISIS	38
2.1.3 BLOQUE LINEAS – SINTESIS	39
2.1.4 BLOQUE ANTENAS – ANALISIS	39
2.1.5 BLOQUE ANTENAS – SINTESIS	40
2.1.6 BLOQUE FILTROS – SINTESIS	41
2.2 DISEÑO DE ELEMENTOS MICORSTRIP	42
2.2.1 DISEÑO DE LINEAS MICROSTRIP	42
2.2.2 DISEÑO DE FILTROS MICROSTRIP	42
2.2.3 DISEÑO DE ANTENAS MICROSTRIP - PARCHE RECTANGULAR	43
2.3 ANALISIS DE ELEMENTOS MICROSTRIP	43
2.3.1ANALISIS DE LINEAS MICROSTRIP	43
2.3.2 ANALISIS DE ANTENAS MICROSTRIP - PARCHE RECTANGULAR	44
2.4 REGLAS Y CUIDADOS PARA EL DISEÑO DE CIRCUITOS IMPRESOS	44
2.4.1 PASOS EN EL DISEÑO DE UNA TCI	45
2.4.2 REGLAS DE DISEÑO PARA TENER UNA BUENA ALIMENTACION	46
2.4.3 REGLAS DE DISEÑO PARA LA DISMINUCION DE LOS PROBLEMAS DEBIDOS A LA DIAFONIA	48

2.4.4 REGLAS DE DISEÑO PARA LAS DISMINUCION DE LAS REFLEXIONES EN LAS PISTAS DE SEÑAL	50
2.4.5 REGLAS DE DISEÑO PARA LA DISMINUCION DE LA RADIACION DE LAS TARJETAS DE CIRCUITO IMPRESO	52
3. APLICACIONES MICROSTRIP	54
3.1 LAS APLICACIONES PARA LAS COMUNICACIONES SATELITALES MÓVILES	55
3.2 APLICACIONES PARA EL SISTEMA DE POSICION GLOBAL (GPS)	58
3.3 APLICACIONES NO SATELITALES	59
3.4 AMPLIFICADOR MULTITETAPA CON ACOPLAMIENTO MICROSTRIP	61
4. ESTUDIO DE PRODUCTOS SOFTWARE DE ANALISIS Y SINTESIS PARA CIRCUITOS A ALTAS FRECUENCIAS	64
4.1 APLICACIONES COMERCIALES	64
4.1.1 Touchstone (HP EESOF, para IBM-PC y HP serie 200)	64
4.1.2 Supercompact (CCC, para VAX, IBM, IBM-PC, Apollo, PC, HP 9000)	65
4.1.3 CADE+ (diseño asistido por computador para circuitos electrónicos, CC para HP 200/500, Tektroniz e IBM-PC XT/AT)	65
4.1.4 Acline (para Vax, Apollo y HP9000)	66
4.1.5 ESOPE (Thom6, para VAX, IBM, Apollo)	66
4.1.6 MIDAS (RCA, para Unix y SUN es procesadores de más de 32 bits).	66
4.1.7 LINMIC (HP 9000 series 500 y 300, microvax II)	67
4.1.8 CIAD (Spefeo Software, para IBM PC-XT o AT)	67
4.1.9 MAMA (Medida y análisis para microondas de Made it associates, para HP 9836 o HP 9000 serie 300)	67
4.1.10 Multimatch (Ampsa, para IBMPC)	68

4.1.11 ANALOP (tecnología para sistemas de radar, para OBM-PC y CP μ -80)	68
4.1.12 TRANSCAD (Webb Laboratories, para IBM PC-XT/AC)	68
4.1.13 GENESYS (EAGLEWARE para IBM PC)	68
4.1.14 PROGRAMA DE ASISTENCIA EN EL DISEÑO DE CIRCUITOS INTEGRADOS PARA MICROONDAS (PUFF)	69
4.1.15 APLICACIONES DE SOFTWARE PARA MICROONDAS (MS-DOS)	70
4.1.16 CONTRASTACION ENTRE EL SOFTWARE DISEÑADO Y EL COMERCIAL	70
5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	72
BIBLIOGRAFIA	74
ANEXOS ACOMPAÑANTE	

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Valores de elementos prototipo del filtro pasabajo, respuesta uniforme	31
Tabla 2. Valores de elementos prototipo del filtro pasabajo, respuesta equirizada	33

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Línea de transmisión Microstrip	3
Figura 2. Equivalencia entre la línea de espesor finito y la de espesor cero	5
Figura 3. Variaciones típicas de q	9
Figura 4. Variaciones de la densidad de corriente	12
Figura 5. Superficies consideradas en el cálculo de la inductancia interna	14
Figura 6. Dispersión en $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ para líneas de 50Ω en sustratos diferentes	18
Figura 7. Dispersión en $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ para líneas con impedancias diferentes en sustratos con $\epsilon_r = 10.5$ y $h = 0.635 \text{ mm}$	18
Figura 8. Comparación del modelo de dispersión de líneas de 50Ω ($\epsilon_r = 10.5$ y $h = 0.632 \text{ mm}$) vs mediciones	19
Figura 9. Dispersión en $Z_0(f)$ para líneas de 50Ω en sustratos Diferentes	21
Figura 10. Dispersión en $Z_0(f)$ para líneas de con impedancias de $15, 50$ y 85Ω para $\epsilon_r = 10.5$ y $h = 0.635 \text{ mm}$	21
Figura 11. Antena Microstrip	22
Figura 12. Vista lateral de un elemento microstrip alimentado con un coaxial	23
Figura 13. Distribución del campo eléctrico en una sección transversal microstrip	24
Figura 14. Geometría de un filtro microstrip	28
Figura 15. Respuesta normalizada para una n-sección de un filtro	

pasabajo de respuesta uniforme.	30
Figura 16. Diagrama General	38
Figura 17. Diagrama Análisis Líneas	38
Figura 18. Diagrama Síntesis Líneas	39
Figura 19. Diagrama Análisis Antenas	40
Figura 20. Diagrama Síntesis Antenas	41
Figura 21. Diagrama Síntesis Filtros	41
Figura 22. Cambios en la dirección de las líneas	51
Figura 23. Aplicación de microstrip en evasión de colisiones	59
Figura 24. Radiador flexible microstrip	61
Figura 25. Diagrama esquemático del amplificador	62

LISTA DE FOTOS

	pág.
Foto 1. Arreglo de antenas parche	54
Foto 2. Antena microstrip para satélite	55
Foto 3. Ubicación de la antena microstrip en el satélite	56
Foto 4. Arreglos microstrip	56
Foto 5. Antena micorstrip en aplicaciones para vehículos	57
Foto 6. Antena microstrip GPS	58
Foto 7. Antenas microstrip en equipos móviles celulares	59
Foto 8. Aplicación microstrip para Radar	60

LISTA DE ANEXOS

Anexo A. Fundamento teórico de la técnica Microstrip

Anexo B. Programa de asistencia en el diseño de circuitos integrados para microondas "PUFF"

Anexo C. Medidas a realizar con el analizador de red y el analizador de espectro

Anexo D. Manual de Usuario

GLOSARIO

CAD: diseño asistido por computador

EMI: interferencias electromagnéticas

FOTOGABADO: photoetched. Fotolitografía, sistema de fabricación de circuitos impresos mediante la cual se fija el elemento conductor al dieléctrico

LUMPED: elemento que tiene sus características concentradas, a diferencia de las líneas que las tienen distribuidas.

METODOS CUASI-ESTATICOS: análisis válido a frecuencias menores a 6 GHz, donde se aproxima al modo TEM. Se supone para ello dimensiones menores a la longitud de onda y se desprecian los componentes longitudinales E_z y H_z .

MIC: circuitos integrados de Microondas

MICROSTRIP: microfranja. Circuito impreso adecuado para el rango de las microondas. Por una cara del dieléctrico se elaboran las líneas del conductor y la otra cara, completamente metalizada, constituye el plano de tierra.

PARCHE: sección rectangular o circular microstrip que dadas sus características funciona como resonador o antena.

TCI: tarjeta de circuitos impresos

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

VSWR: voltage standing wave ratio. Relación de onda estacionaria de Voltaje (VROE).

INTRODUCCION

El presente proyecto pretende dar a conocer los conceptos más importantes sobre una técnica utilizada para desarrollar circuitos de alta frecuencia, denominada Microstrip.

Microstrip son circuitos impresos que operan en el rango de las microondas, sobre la banda de los Gigahertz del espectro electromagnético. Se usan procesos de fotograbado que permiten a los diseñadores reducir el tamaño, el ancho y el costo de los componentes y sistemas para aplicaciones de bajo nivel de señal reemplazando la mayor cantidad de guías de onda que son componentes voluminosos y pesados. Este proceso de fabricación es adecuado para la producción en serie de circuitos y antenas, puesto que los circuitos de constantes concentradas (Lumped) y los dispositivos activos se pueden combinar fácilmente con secciones de líneas de transmisión.

En microondas, todas las dimensiones llegan a ser importantes, así que la realización de microstrip requiere de más cuidado que los circuitos impresos de baja frecuencia.

Las microondas tradicionalmente fueron asociadas con radar y comunicaciones, en particular para satélites y pruebas espaciales. En los años recientes su alcance de aplicaciones se amplió debido a que los transistores ahora pueden operar con tasas de conmutación muy altas y producen señales dentro del rango de los Gigahertz.

Las líneas microstrip fueron propuestas por primera vez en 1952 y se usaron cada vez más a finales de los 60s y los 70s para realizar circuitos generalmente llamados circuitos integrados para microondas (MICs). Más de 20 años después de que la sugerencia original fue hecha, la primera antena microstrip apareció en 1974.

La técnica microstrip, ligera y delgada, es particularmente interesante en aplicaciones aeroespaciales, porque se instalan fácilmente sobre el piso o se adaptan suavemente a las superficies curvas.

Para continuar con el proyecto iniciado en la tesis de Camilo Alberto Rios y John Milton Ocampo, denominada Radioenlace MIC, que pretendía llegar al diseño de un radio enlace digital de 30/32 canales a 2.048 Mbps, se planteó la necesidad de desarrollar el circuito impreso más adecuado para estas altas frecuencias. En los estudios preliminares que realizamos, se determinó que con los recursos técnicos y de instrumentación disponibles en la facultad, no era viable la elaboración de dichos impresos para el radioenlace, por lo cual se aprobó realizar el presente trabajo de grado haciendo el estudio teórico y un software de diseño didáctico, como un paso inicial en el desarrollo de esta técnica, nueva para la facultad.

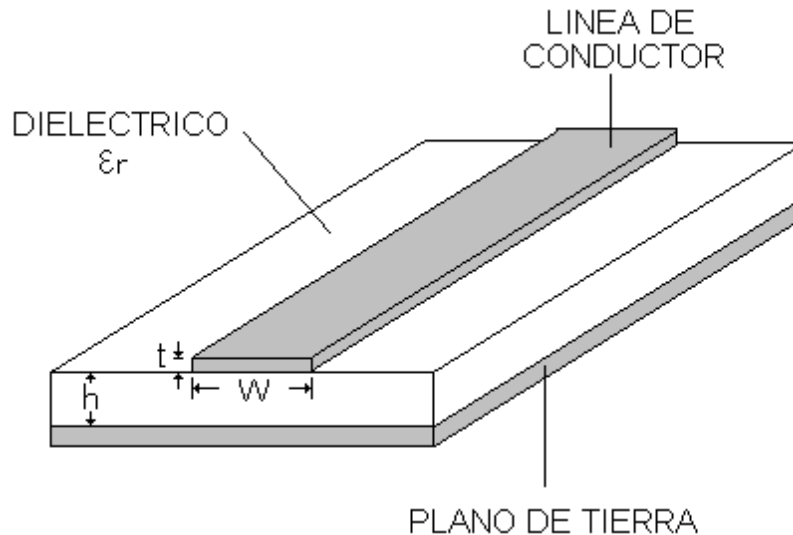
El presente trabajo, consta de cuatro capítulos. En el primero se da el fundamento de la técnica Microstrip, considerando líneas, antenas y filtros. En el capítulo dos se describe una metodología para el diseño de elementos Microstrip, teniendo en la cuenta las reglas y cuidados más importantes. En el capítulo tres se mencionan las aplicaciones más comunes de la técnica microstrip. En el último capítulo se entrega un estudio de productos software para el trabajo a altas frecuencias.

1. FUNDAMENTOS PRACTICOS 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 esta 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.

1.1.1 CONSIDERACIONES PRACTICAS

Hay muchas razones por las cuales una línea de transmisión práctica no se comporta exactamente como se describe en los modelos de baja frecuencia para la línea ideal. Ahora, consideraremos la línea práctica donde quiera que sea posible en términos de los efectos de perturbación en la línea ideal.

En una franja (strip) de espesor finito debe considerarse cuidadosamente el incremento efectivo en el ancho de la línea con respecto a una línea de espesor cero. La continuidad finita de metales y las pérdidas del sustrato dieléctrico no causa cambios significativos en la impedancia característica a la longitud de onda, pero son responsables de introducir una atenuación de la señal transmitida.

Las aproximaciones cuasiestáticas se basan en la suposición de campos TEM en líneas microstrip y se asumen en el diseño de muchos componentes y circuitos. Esto es no obstante, importante para entender de que este modo TEM que se ha asumido puede ser una limitación severa a altas frecuencias (mayores a 6 GHz).

1.1.1.1 Franjas de espesor finito. Los conductores de las líneas microstrip prácticas tienen un espesor finito, t , que debe tenerse en la cuenta para los cálculos precisos de la impedancia característica y el coeficiente de propagación. Las fórmulas que se derivaron para una línea de espesor cero se pueden usar cuando se establece una equivalencia entre una línea práctica con parámetros (w, h, t) y una línea de espesor cero $(w', h, t = 0)$, donde

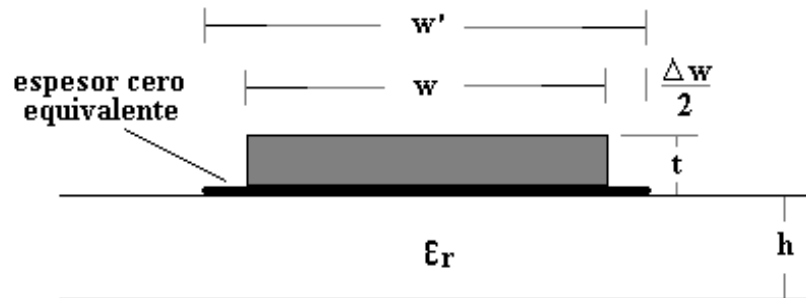
¹“Una onda TEM se propaga principalmente en un no conductor (Dieléctrico) que separa los dos conductores de una línea de transmisión. Para un onda transversal, la dirección de desplazamiento es perpendicular a la dirección de propagación”.

$$w' = w + \Delta w \quad (1.1)$$

En la mayoría de las líneas microstrip, $t \ll h$ y excepto para líneas de alta impedancia muy reducidas, $t \ll w$.

Los parámetros secundarios de cualquier línea TEM, llamados Z_0 y γ , se derivan en términos de L, C, R y G y, en particular para líneas de bajas pérdidas, en términos de L y C. Esto es necesario para conocer la influencia de la línea de espesor finito sobre L y C y de aquí deducir estos efectos sobre la impedancia característica y por medio de ϵ_{eff} , sobre el coeficiente de propagación.

Figura 2. Equivalencia entre la línea de espesor finito y la de espesor cero



La influencia del espesor de la línea con $\epsilon_r=1$ fue estudiada por Wheeler quien obtuvo las fórmulas para la corrección de líneas anchas y delgadas.

Bahl y Garg modificaron la fórmula original de Wheeler incrementando todos los términos de corrección para w/h en un 25%, obteniendo

$$\frac{w'}{h} = \frac{w}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left\{ 1 + Ln \frac{4\pi w}{t} \right\}, \quad \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \quad (1.2)$$

$$\frac{w'}{h} = \frac{w}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left\{ 1 + Ln \frac{2h}{t} \right\}, \quad \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \quad (1.3)$$

Además, la permitividad relativa efectiva deberá también ser reducida para una línea de espesor finito :

$$\varepsilon_{\text{eff}}^{\prime} = \varepsilon_{\text{eff}} - ((\varepsilon_r - 1) / 4.6) * ((t/h) / \sqrt{w/h}) \quad (1.4)$$

Las ecuaciones (1.2) a (1.4) se aplican para $t/h \leq 0.2$ y $\varepsilon_r \leq 16$. Wheeler introdujo un término adicional que extiende la fórmula del ancho para líneas de gran espesor y combinada con la fórmula unificada para líneas angostas y anchas, dando w'/h para los cálculos de impedancia característica. El término de corrección, apropiado para el análisis y la síntesis es:

$$\Delta w = \frac{t}{\pi} \left[(1 + \text{Ln}4) - \frac{1}{2} \text{Ln} \left[\left\{ \frac{t}{h} \right\}^2 + \left\{ \frac{1}{\pi \zeta} \right\}^2 \right] \right], \text{ con } \varepsilon_r = 1 \quad (1.5)$$

ζ puede tomar dos valores: $\zeta = \frac{w}{h} + 1.10$ ó $\zeta = \frac{w'}{h} - 0.26$, dependiendo si el ancho actual o el ancho equivalente de espesor cero es conocido. La ecuación (1.5) es válida para espesores por encima del cuadrado de la sección transversal para franjas angostas y arriba de espesores moderados, es decir $t < h$ para anchas.

Esta ecuación puede ser usada para todos los cálculos de inductancia puesto que para cualquier onda TEM

$$L = \frac{1}{c^2 C_{(\varepsilon_r=1)}} \text{Hm}^{-1} \quad (1.6)$$

El ajuste del ancho para los cálculos de inductancia es independiente de la permitividad del sustrato y es más fácilmente dado a través de la influencia del espesor sobre C cuando $\varepsilon_r = 1$ en (1.6). No obstante, el efecto del espesor de la franja sobre la capacitancia debe ser independiente de la permitividad del sustrato. Δw tiene que ser mas pequeño cuando $\varepsilon_r > 1$ que cuando $\varepsilon_r = 1$, puesto que el borde de la franja está en una región donde la fuerza del campo eléctrico para un voltaje dado es reducida, mientras la permitividad del sustrato se incrementa. El término de la corrección modificado usado para cálculos de capacitancias es $\Delta w/\varepsilon_r$, así que para cálculos de impedancia característica

$$\Delta w' = \frac{1 + (1/Er)}{2} \Delta w \quad (1.7)$$

La permitividad efectiva relativa se usa principalmente en la evaluación de la longitud de onda a lo largo de la línea, a la frecuencia de operación, usando la definición de $\epsilon'_{eff} = (\lambda_0/\lambda)^2$ y sustituyendo para cada longitud de onda en una relación de la forma $\beta = 2\pi/\lambda = w \sqrt{LC}$, nos da

$$\epsilon'_{eff} = \left\{ \frac{C(\text{constrato})}{C(\text{aire})} \right\} \quad (1.8)$$

puesto que la inductancia no es afectada por la presencia del sustrato. Así

$$\epsilon'_{eff} = \left\{ \frac{Z_0(\text{aire})}{Z_0(\text{con. sustrato})} \right\}^2 \quad (1.9)$$

siguiendo para un espesor finito de la franja, (1.9), llegamos a

$$\epsilon'_{eff} = E'_{eff} = \left\{ \frac{Z_0(w' = w + \Delta w, Er = 1)}{Z_0(w'' = w + \Delta w', Er)} \right\}^2 \quad (1.10)$$

1.1.1.2 Pérdidas. Las pérdidas en la línea microstrip en el modo de propagación dominante se deben a la conductividad finita de la línea conductora, a la disipación de energía en el sustrato, así como a la radiación. Básicamente se tienen tres tipos de pérdidas:

Pérdidas en el conductor, Pérdidas en el dieléctrico y Pérdidas por radiación.

El término de mayor peso en cuanto a las pérdidas es la contribución del conductor de la línea y el del plano de tierra.

1.1.1.2.1 Pérdidas del dieléctrico. El sustrato dieléctrico tiene una permitividad relativa compleja dada por $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 (1 - j \tan \delta)$ donde $\tan \delta = (G/\omega c)$ es la tangente de

pérdidas para el sustrato. La tangente de pérdidas representa la relación entre los flujos de corrientes de conducción y desplazamiento en la región dieléctrica. Para una propagación de ondas TEM a lo largo de una línea de transmisión ocupada uniformemente y de bajas pérdidas, la atenuación debida a las pérdidas en el material dieléctrico es

$$\alpha_d = \frac{GZ_0}{2} = \frac{wCZ_0}{2} * \tan\delta \cdot \text{neper} \cdot \text{m}^{-1} \quad (1.11)$$

El factor de relleno efectivo debido a pérdidas dieléctricas, q_d , tiene en cuenta el hecho de que el material dieléctrico con pérdidas no ocupa la totalidad de la sección transversal del microstrip. En (1.11), C es la capacitancia total por unidad de longitud y como $Z_0 = 1/(v_{fase} \times C)$ con:

$$CZ_0 = \frac{\sqrt{E_{eff}}}{C} \quad (1.12)$$

se sigue que

$$\alpha_d = \frac{\pi f \sqrt{E_{eff}}}{C} q_d \tan\delta \quad (1.13)$$

Como fue derivado por Schneider *, el factor de ocupación efectivo para la tangente de pérdidas del dieléctrico es:

$$q_d = \frac{(\text{energía eléctrica almacenada por metro en el sustrato})}{(\text{Energía eléctrica almacenada por metro en la línea completa})}$$

$$q_d = \frac{W_s}{W} \quad (1.14)$$

*Schneider M.V. "Microstrips lines for microwave integrate circuits"

La variación de ϵ_{eff} con ϵ_r para una línea geométrica dada se halla usando $\epsilon_{eff} = 1+q(\epsilon_r - 1)$, de lo cual

$$q_d = \frac{Er}{E_{eff}} \left\{ q + (Er - 1) \frac{\delta \cdot q}{\delta \cdot Er} \right\} \quad (1.15)$$

En la figura 3, se observa que para toda permitividad del sustrato, $0.5 < q < 1.0$, y para $w/h = 1$, la pendiente es casi la más grande.

Figura 3. Variaciones típicas de q

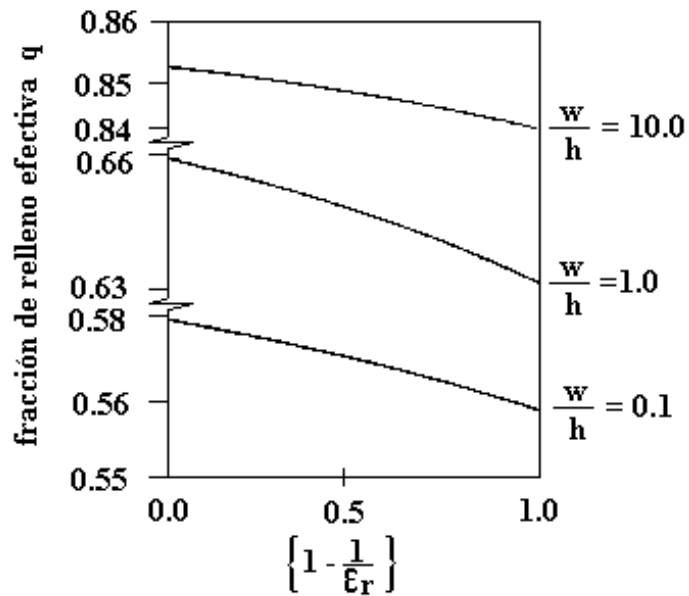


Figura 3. Variaciones típicas de q

$$q \cong 0.66 - 0.03 \left\{ 1 - \frac{1}{Er} \right\}, \text{ es decir } \frac{\delta \cdot q}{\delta \cdot Er} = -\frac{0.03}{Er^2} \quad (1.16)$$

Así la expresión

$$q_d = (\epsilon_r / \epsilon_{eff}) \times q \quad (1.17)$$

escasamente sobrestimarás las pérdidas del dieléctrico, pero no por más del 1% si $\epsilon_r \geq 2.5$. De aquí (1.13) llega a ser

$$\alpha_d = \frac{\pi\sqrt{E_{eff}}}{C} \frac{Er}{E_{eff}} \left\{ \frac{E_{eff} - 1}{Er - 1} \right\} \tan\delta.$$

o reorganizando

$$\alpha_d = \frac{\pi\sqrt{E_{eff}}}{\lambda_o} \left\{ \frac{1 - (E_{eff})^{-1}}{1 - (Er)^{-1}} \right\} \tan\delta \cdot \text{neper} \cdot \text{m}^{-1} \quad (1.18)$$

donde λ_o es la longitud de onda en el espacio libre. Una expresión práctica utilizada es:

$$\alpha_d = 27.3 \{ \epsilon_r / (\epsilon_r - 1) \} \{ (\epsilon_{eff} - 1) / (\sqrt{\epsilon_{eff}}) \} \{ \text{Tan } \delta / \lambda_o \} \quad (1.19)$$

El factor de disipación, $\text{Tan } \delta$, lo proporciona el fabricante del sustrato dieléctrico.

1.1.1.2.2 Pérdidas del conductor. A frecuencias de microondas, la corriente fluye a través de una capa delgada sobre la superficie exterior del conductor microstrip, con una dimensión transversal más grande que la medida del espesor de la capa, llamada la profundidad skin. Se pueden analizar los efectos skin de la superficie actual del conductor en términos de una propagación de onda plana a lo largo de la normal del conductor.

Para una propagación de onda plana en un buen conductor, el modelo de línea de transmisión se puede usar con L y G evaluadas para una unidad de área de sección transversal. A partir de

$$\gamma = \sqrt{\{(R + j\omega L)(G + j\omega C)\}}^{1/2} \quad (1.20)$$

con pérdidas no magnéticas y con la conductividad

$$\gamma = \sqrt{jwLG} \Rightarrow \alpha = \beta = \left\{ \frac{wLG}{2} \right\}^{1/2} \Rightarrow \alpha = \beta = \sigma \left\{ \frac{w\mu\sigma}{2} \right\}^{1/2} \quad (1.21)$$

donde μ es la permeabilidad del conductor que, para materiales no magnéticos, es dado como μ_0 , la permeabilidad del espacio libre. Así el campo y la corriente decae exponencialmente hacia el interior del conductor y, a una profundidad skin δ , tiene un decaimiento conforme a e^{-1} del valor en su superficie, es decir $\delta = \alpha^{-1}$. Por lo tanto la profundidad skin

$$\delta = \left\{ \frac{2}{w\mu\sigma} \right\}^{1/2} m \quad (1.22)$$

Esta definición de profundidad skin es útil puesto que la corriente total para una densidad de corriente uniforme J_0 dentro de esta profundidad como se ilustra en la figura 4 es idéntica a la corriente actual con la misma densidad de corriente J_0 en la superficie y una variación exponencial dentro del conductor. Se puede asumir que si hay al menos tres profundidades skin del espesor del conductor de una superficie dada, es decir, para un nivel de densidad de corriente máxima del 5%, entonces la suposición de la distribución de corriente uniforme deberá producir errores que son despreciables en comparación con otras posibles fuentes de error, tales como los efectos de superficie áspera.

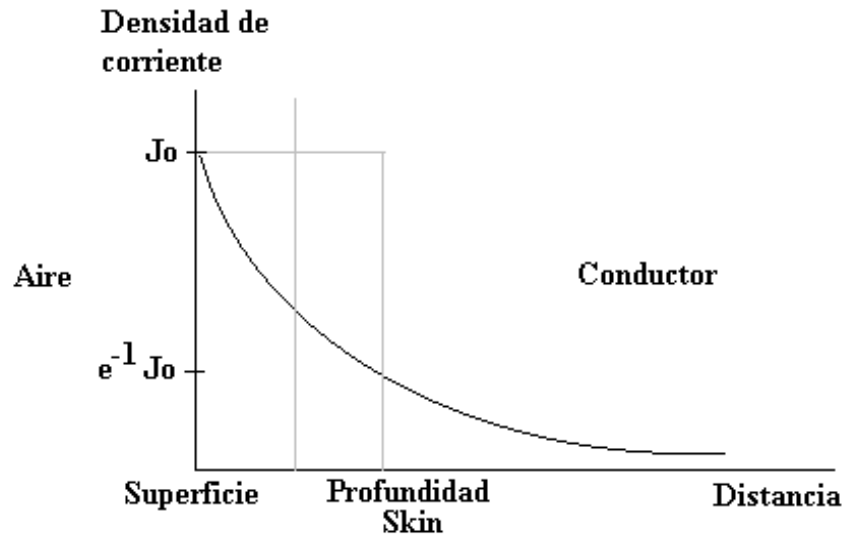
La corriente fluye dentro de una capa muy delgada de la superficie del conductor. Un conductor que se ubique sobre un sustrato deberá tener una superficie áspera similar a la del sustrato. La aspereza de la superficie puede ser fácilmente de $1\mu m$ o mayor y podrá ocasionar un flujo de corriente a lo largo de un camino transversal mayor, produciendo un incremento de las pérdidas del conductor en la línea microstrip.

Si α_c son las pérdidas de un conductor perfectamente lizo, entonces las pérdidas prácticas α'_c calculadas para la superficie rugosa, son dadas por Hammerstad y Bekkadel como:

$$\alpha'_c = \alpha_c \left\{ 1 + \frac{2}{\pi} \arctan(1.4\Delta / \delta) \right\} \quad (1.23)$$

donde Δ es el valor r.m.s. de la rugosidad de superficie.

Figura 4. Variaciones de la densidad de corriente



La impedancia superficial Z_s de un conductor se requiere para los cálculos de la atenuación. Esta es determinada por la relación voltaje/corriente en la superficie y es igual a la impedancia de onda de entrada vista por una onda viajera desde la superficie hacia dentro de un espesor infinito del conductor.

Así, a partir de $Z_0 = \{ (R+j\omega L)/(G+j\omega C) \}^{1/2} \Omega$ con pérdidas no magnéticas y con $\sigma \gg \omega \epsilon$

$$Z_s = R_s + jX_s = \left\{ \frac{j\omega\mu}{\sigma} \right\}^{1/2} = (1 + j) \left\{ \frac{\omega\mu}{2\sigma} \right\}^{1/2} \quad (1.24)$$

Es decir

$$Z_s = \frac{1 + j}{\sigma\delta} \quad (1.25)$$

Esta impedancia de superficie puede también ser escrita en la forma

$$Z_s = \frac{1}{\sigma\delta} + j\omega\mu\left\{\frac{\delta}{2}\right\} \quad (1.26)$$

por lo cual ahora es claro que la resistencia superficial está dada por un flujo de corriente uniforme sobre una profundidad δ y la reactancia en la superficie es inductiva. La inductancia superficial L_{sup} debe ser considerada por el movimiento de la lámina de corriente de la superficie, donde esto ocurre en el caso de un conductor perfecto, para una profundidad $\delta/2$. La densidad de corriente verdadera y los perfiles equivalentes para los cálculos de R y L se ilustran en la figura 4. Para una línea de transmisión que tiene superficie con longitud l y con ancho w:

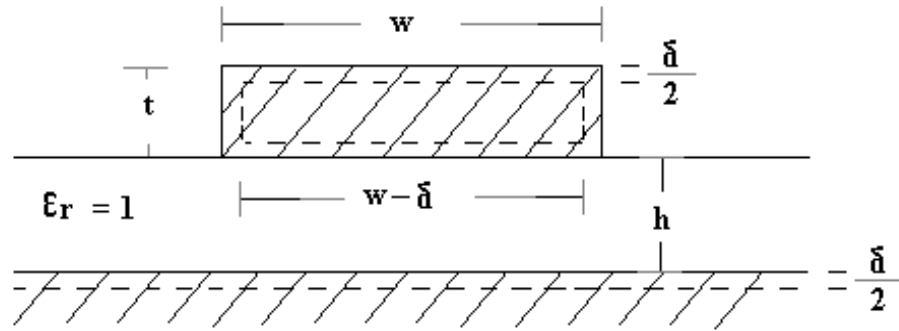
$$R = X = R_s l / W \quad (1.27)$$

Calcular X y deducir R de $R=X$ de (1.27) es mejor que calcular R usando directamente (1.25). Esto se debe a que en la práctica hay problemas en la estimación directa de R, debido a las dificultades en hallar la dependencia espacial de la corriente que fluye en los conductores. Normalmente se asume, para la inductancia por unidad de longitud de una línea a altas frecuencias, que todo el flujo de corriente sobre la superficie del conductor, es decir, la inductancia externa al conductor L_{ext} se calcula ignorando el flujo magnético que está actualmente dentro del medio conductor. No obstante, se ve fácilmente, que es más preciso asumir la lámina de corriente, que el flujo sobre la superficie. El flujo que va a una profundidad $\delta/2$ se muestra en la figura 4. Estos cálculos deben dar un valor grande para la inductancia total donde la diferencia se atribuye a la inductancia superficial,

$$L_{sup} = L_{total} - L_{ext} \quad (1.28)$$

Esta es la L_{sup} que es responsable de la reactancia X en (1.27), tanto que $R = \omega L_{sup}$ y se puede evaluar si el cambio en la inductancia lineal se calcula como una conductividad perfecta con una capa separada por $\delta/2$ como nuestra la figura 5. Este procedimiento conocido como la “regla de la inductancia incrementada” de Wheeler, nos da la resistencia lineal debida al efecto skin, pero se basa enteramente en los cálculos de inductancia.

Figura 5. Superficies consideradas en el cálculo de la inductancia interna



Los cálculos de inductancia que conducen a la resistencia, son necesarios solamente cuando se tienen conductores en aire haciendo $\epsilon_r = 1.0$ para la región del sustrato. Usando (1.5) para el ancho equivalente de un conductor, puede ser despreciable la diferencia con la impedancia característica de una línea de conductores delgados. La inductancia puede darse en términos de la impedancia característica como:

$$L = Z_{O_{\text{aire}}} / c \quad (1.29)$$

$$R = \omega L_{\text{sup}} = (\omega/c) \{ Z_o(w-\delta, h+\delta, t-\delta, \epsilon_r=1) - Z_o(w, h, t, \epsilon_r=1) \} \quad (1.30)$$

La variación de potencia transmitida a lo largo de una línea con pérdidas es:

$$P(z) = P_o e^{-2\alpha z} \quad (1.31)$$

Diferenciando esta expresión respecto a z encontramos:

$$\alpha = (\text{Pérdida de potencia por unidad de longitud}) / (2 * \text{Potencia transmitida}) \quad (1.32)$$

En términos de voltajes y corrientes totales de una onda viajera simple y los parámetros de la línea:

$$\alpha = I^2 R / 2 V I = R / 2 Z_0 \quad (1.33)$$

Para altas frecuencias cuando el modelo cuasiestático de la línea no ofrece buenas características, (1.32) es todavía válida como base para cálculos de atenuación, con las corrientes de superficie transversales incluidas y los cálculos de pérdidas de potencia.

Así:

$$\alpha = R / 2 Z_0(\epsilon_r) = (\pi / \lambda_0) \{ Z_0(w - \delta, h + \delta, t - \delta, \epsilon_r = 1) - Z_0(w, h, t, \epsilon_r = 1) \} / \{ Z_0(w, h, t, \epsilon_r) \} \quad (1.34)$$

Las pérdidas en el conductor se deben a la conductividad finita σ de la línea conductora. Suponiendo una distribución de corriente uniforme en los conductores, se puede tener una aproximación para determinar la atenuación α_c :

$$\alpha_c = (R_s / \eta_0 Z_0) \{ \partial Z_0 / [h \partial (w/h)] \} \{ 1 + (w/h) + (w/t) \} \quad \text{neper/mm} \quad (1.35)$$

donde R_s es la resistencia de superficie del material dada por:

$$R_s = \sqrt{(\pi f \mu_0 / \sigma)} \quad (1.36)$$

η_0 es la impedancia en el espacio libre $\approx 120\pi$, σ es la conductividad del conductor (cobre $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m, oro $\sigma = 4.1 \times 10^7$ S/m) y μ_0 es la permeabilidad en el aire ($\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m).

Las pérdidas en el conductor se pueden calcular en función de la relación w/h como:

$$\alpha_c = 1.38 \{ R_s / h Z_0 \} \{ [32 - (w/h)^2] / [32 + (w/h)^2] \} \{ F W \} \quad w/h \leq 1 \quad (1.37)$$

$$\alpha_c = 6.1 \times 10^{-5} \{ (R_s Z_0 \epsilon_{\text{eff}}) / h \} \{ M \} \{ F W \} \quad w/h \geq 1 \quad (1.38)$$

donde :

$$FW = 1 + (h/w) \{ 1 + (1/\pi) \ln(2X/t) \}$$

$$X=h \text{ para } w/h \geq 2\pi$$

$$X=2\pi w \text{ para } w/h \leq 2\pi$$

$$M= \{ (w/h) + [0.667(w/h)] / [1.444+(w/h)] \}$$

Las pérdidas por radiación dependen de la geometría de la línea (w, L) y del tipo de sustrato (ϵ_r , h). Las geometrías que produce mayor radiación son las estructuras abiertas (stub abierto) y los sustratos de mayor espesor h.

La resistencia de radiación se define como la relación de la potencia radiada a la potencia disipada multiplicada por la impedancia Z_0 :

$$R_r = Z_0 (P_{rad}/P_{dis}) \quad (1.39)$$

Esta relación de potencias es la constante de atenuación debido a la radiación α_r que es proporcional a $(h/\lambda_0)^2$ y está dada por:

$$\alpha_r = (h/\lambda_0)^2 \{ 32\pi\eta_0 / (3\epsilon_{eff}Z) + [(\epsilon_{eff}^{1.5} Z /45) (w/h)^2] \} \quad (1.40)$$

1.1.1.3 Dispersión. A frecuencias mayores a 6 Gigahertz se presenta un efecto de dispersión tanto en la constante dieléctrica efectiva ϵ_{eff} como en la impedancia Z, en donde se empiezan a propagar modos híbridos debido a la superposición de los modos TE Y TM que provocan que la velocidad de fase v_p sea dependiente de la frecuencia. Este análisis se efectúa para compensar la derivación en frecuencia de los parámetros de la microcinta obtenidos por los métodos cuasi-estáticos ($\epsilon_{eff}(0)$ y $Z_0(0)$).

1.1.1.3.1 Dispersión de la constante dieléctrica efectiva. Debido a la propagación de modos híbridos, la constante dieléctrica efectiva ϵ_{eff} es una función de la frecuencia $\epsilon_{eff}(f)$:

$$\begin{aligned} \text{Si } f \Rightarrow 0, & \quad \epsilon_{\text{eff}}(f) \Rightarrow \epsilon_{\text{eff}} \\ \text{Si } f \Rightarrow \infty & \quad \epsilon_{\text{eff}}(f) \Rightarrow \epsilon_r \end{aligned}$$

Modelo de Getsinger: Esta basado en el modo fundamental de sección eléctrica logitudinal LSE. Este modelo consiste de un medio con paredes eléctricas y magnéticas donde los campos se concentran en los bordes del conductor y en el substrato debajo del mismo. Cerca de los bordes, el campo magnético es normal y el campo eléctrico tangencial a la interface aire-dieléctrico. Esto permite obtener una buena aproximación ya que en la microcinta la energía de los campos se concentra directamente debajo del conductor como un capacitor de placas paralelas y en los bordes del mismo como campos dispersos. Este modelo es válido para substratos con espesor $h < \lambda/4$ y conductores con $(w < \lambda/3)$ para asegurar que el modo LSE es dominante.

La expresión obtenida para $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ es la siguiente:

$$\epsilon_{\text{eff}}(f) = \epsilon_r - \frac{[\{\epsilon_r - \epsilon_{\text{eff}}(0)\}]}{\{1 + G(f/f_p)^2\}} \quad (1.41)$$

donde $\epsilon_{\text{eff}}(0)$ es la constante dieléctrica efectiva en el régimen cuasi-estático, f (frecuencia de análisis), G es una variable adimensional mediante la cual se acoplan el circuito original con la función de dispersión del modelo, determinada empíricamente para substratos de alúmina, dada por :

$$G = 0,6 + 0,009Z_m \quad (1.42)$$

y f_p es la aproximación a la frecuencia de corte dada como :

$$f_p = (cZ_m)/(2h\eta_0) = Z_m/(0,8h\pi) \quad (1.43)$$

donde c y η_0 son la velocidad de la luz y la impedancia en el vacío, Z_m la impedancia de la microcinta obtenida del análisis cuasi-estático y h el espesor del substrato en mm. La limitación de este modelo es que se debe encontrar una expresión de G para diferentes ϵ_r y w/h .

Figura 6. Dispersión en $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ para líneas de 50Ω en sustratos diferentes

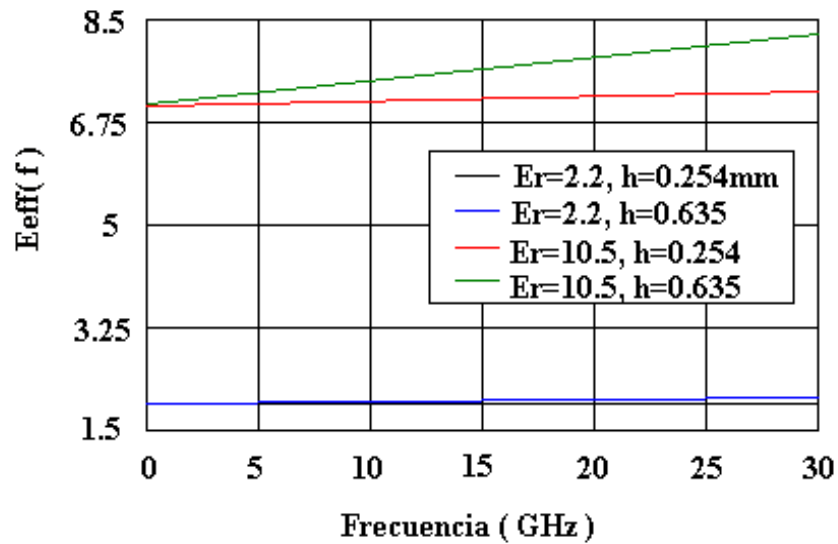
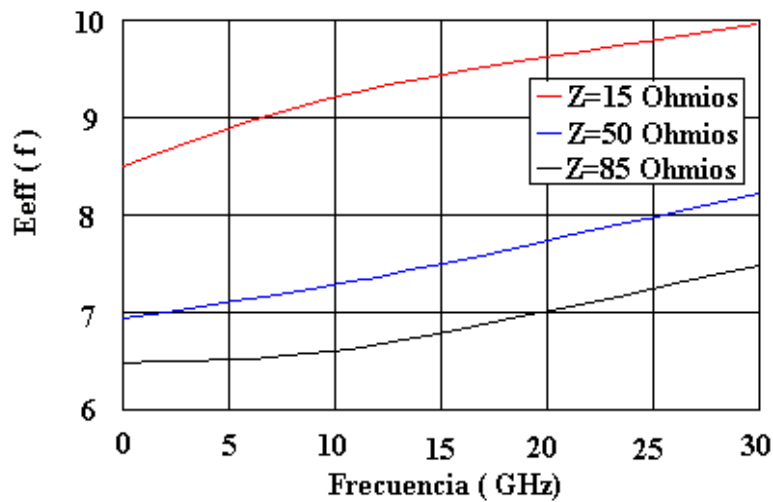
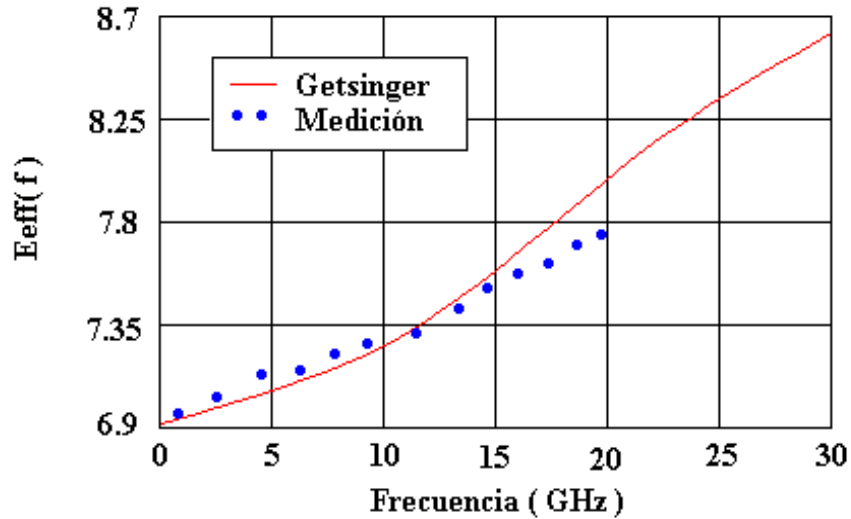


Figura 7. Dispersión en $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ para líneas con impedancias diferentes en sustratos con $\epsilon_r = 10.5$ y $h = 0.635$ mm



1.1.1.3.2 Dispersión de la impedancia característica. La impedancia característica dependiente de la frecuencia $Z_0(f)$, será multivaluada para modos híbridos y se aproxima a un valor único cuando la frecuencia tiende a cero (modo TEM).

Figura 8. Comparación del modelo de dispersión de líneas de 50 Ω ($\epsilon_r = 10.5$ y $h = 0.632$ mm) vs mediciones



La impedancia característica $Z_0(f)$ se define en términos de voltajes V y corrientes I o potencias P en la dirección de propagación:

$$Z_0 = V/I \text{ (Multivaluada)} \quad (1.44)$$

$$Z_0 = 2P/I^2 \text{ (Bivaluada)} \quad (1.45)$$

$$Z_0 = V^2/2P \text{ (Multivaluada)} \quad (1.46)$$

Cuando la frecuencia tiende a modo cero (Modo TEM), entonces:

$$(1.44) = (1.45) = (1.46)$$

Modelo de Kompa y Mehran. Utilizan el modelo de guía de onda planar para describir el comportamiento dependiente de la frecuencia en $Z_0(f)$ introduciendo el concepto de ancho efectivo w_{eff} , agregando una pared eléctrica en la parte

superior e inferior de los conductores con ancho w_{eff} y una pared magnética en ambos lados de los conductores.

La influencia de las propiedades de dieléctrico en la línea se describe por la constante dieléctrica efectiva $\epsilon_{\text{eff}}(f)$, mientras que el cambio en w_{eff} se describe por la impedancia $Z_0(f)$.

Al aumentar la frecuencia, el campo eléctrico se concentra más y más en el materia dieléctrico reduciéndose en los bordes del conductor.

La expresión obtenida para la impedancia característica $Z_0(f)$ es :

$$Z_0(f) = \eta_0 h / w_{\text{eff}}(f) \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}(f)} = 120\pi h / w_{\text{eff}}(f) \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}(f)} \quad (1.47)$$

Donde $w_{\text{eff}}(f)$ se define por

$$w_{\text{eff}}(f) = w + [w_0 - w / 1 + f/f_g] \quad (1.48)$$

w_0 es el ancho efectivo a frecuencia cero y se obtiene de los valores cuasiestaticos como sigue:

$$w_0 = 120\pi h / Z_m \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}(f)} \quad (1.49)$$

Z_m = Impedancia en la cinta y f_g es :

$$f_g = c / 2w \sqrt{\epsilon_r} = 300 / 2w \sqrt{\epsilon_r} \quad (1.50)$$

donde f_g esta dada en GHz y w en mm.

Figura 9. Dispersión en $Z_0(f)$ para líneas de 50Ω en sustratos diferentes

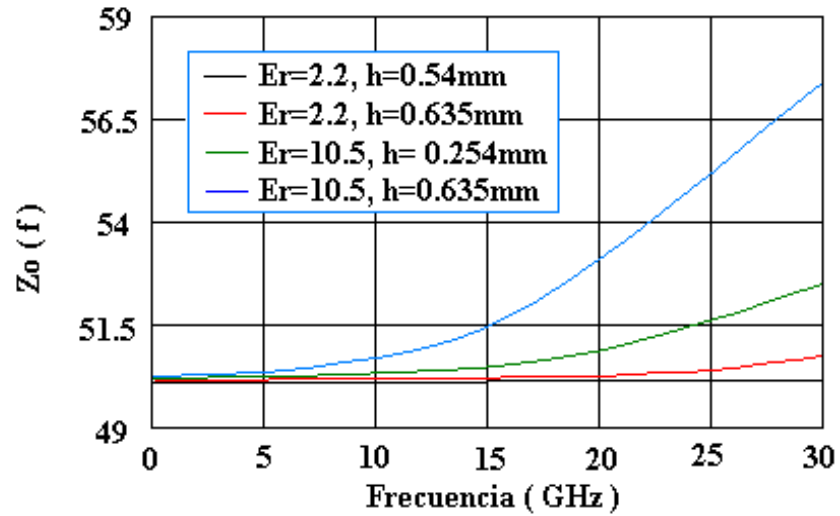
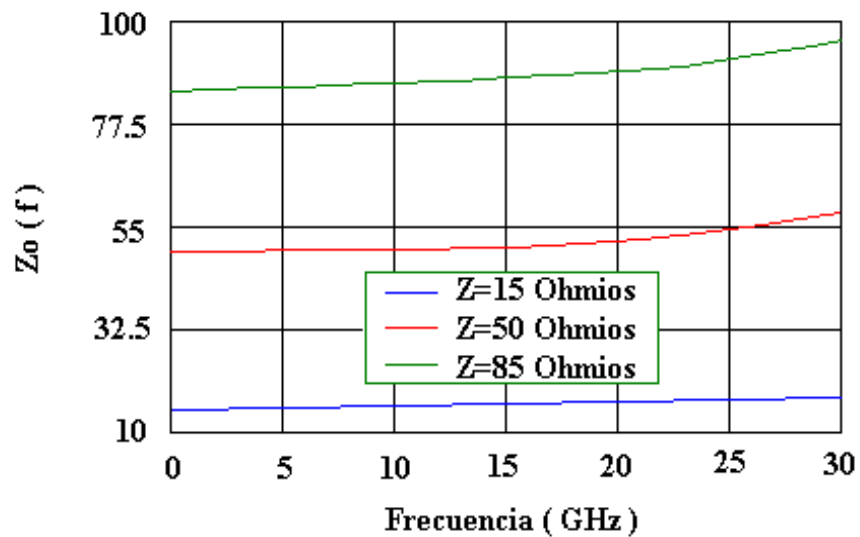


Figura 10. Dispersión en $Z_0(f)$ para líneas de con impedancias de 15, 50 y 85Ω para $\epsilon_r = 10.5$ y $h = 0.635 \text{ mm}$

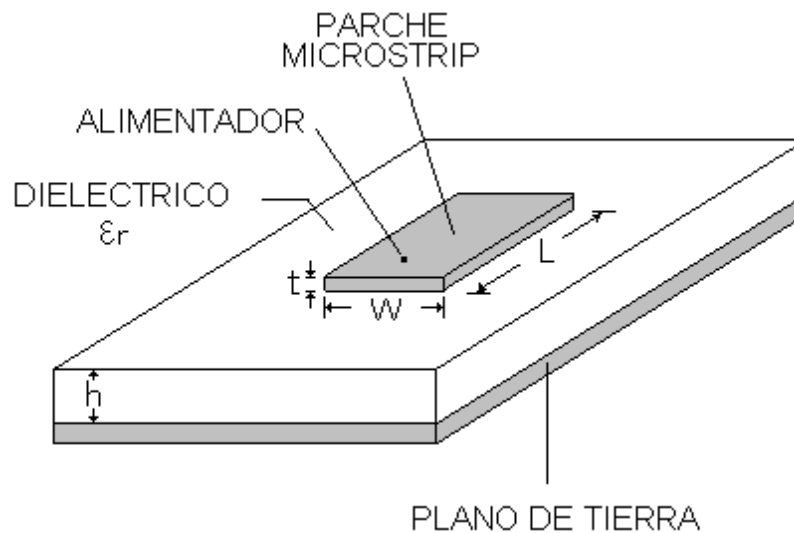


1.2 ANTENAS MICROSTRIP.

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 11.

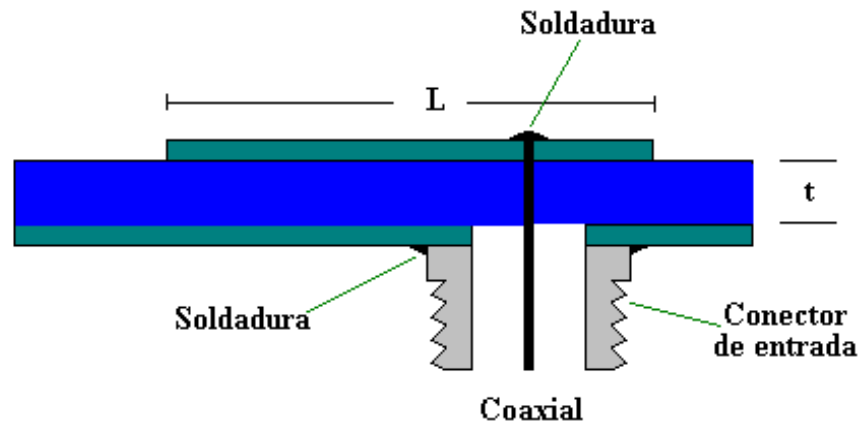
Figura 11. Antena Microstrip



El elemento para antena Microstrip más usado consiste de un parche rectangular que está fotograbado en una cara del circuito impreso, como se muestra en la figura 11.

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 12. 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 12. 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.

$$L \cong 0.49 \lambda_d = 0.49 \lambda_o / \sqrt{\epsilon_r} \quad (1.51)$$

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

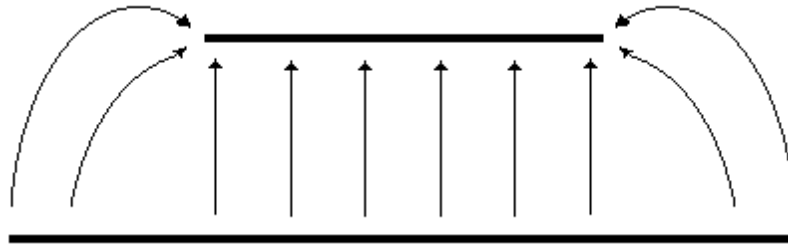
El espesor h generalmente es mucho menor que la longitud de onda (generalmente es $0.01\lambda_o$). La selección del valor de h se basa en el ancho de banda, sobre el cual la antena va a operar. El valor exacto de h está determinado por los espesores de tarjetas disponibles comercialmente: 0.127 mm, 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 13. 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 13. Distribución del campo eléctrico en una sección transversal microstrip



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

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} = 2\pi / \lambda_g \quad (1.52)$$

donde λ_g es la longitud de onda de la guía.

La impedancia característica es

$$Z = Z_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \quad (1.53)$$

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.

1.2.2 FORMULAS PRACTICAS DE ANALISIS Y DISEÑO DE ANTENAS.

1.2.2.1 Diseño de Antenas Parche. El procedimiento asume que se especifican la constante dieléctrica del dieléctrico, la frecuencia de resonancia y el espesor del sustrato. Se debe determinar el ancho y el largo de la antena parche.

Para un radiador eficiente, el ancho práctico del parche está dado por

$$W = [1/(2 f_r \sqrt{(\mu_0 \epsilon_0)})] [\sqrt{2/(\epsilon_r + 1)}] \quad (1.54)$$

$$W = [v_0/(2 f_r)] [\sqrt{2/(\epsilon_r + 1)}] \quad (1.55)$$

Donde v_0 es la velocidad de la luz en el espacio libre.

Podemos ahora calcular la constante dieléctrica efectiva de la antena parche a partir de

$$\epsilon_{\text{reff}} = [(\epsilon_r + 1)/2 + (\epsilon_r - 1)/2] [1 + 12(h/W)]^{1/2} \quad \text{para } W/h < 1 \quad (1.56)$$

A causa de los efectos de borde, eléctricamente el parche se puede ver como si sus dimensiones físicas se hubiesen agrandado. Este estiramiento lo denotamos como ΔL , el cual es una función de ϵ_{reff} y de la relación W/h .

$$\Delta L/h = 0.412 [(\epsilon_{\text{reff}} - 0.3)(W/h - 0.264)] / [(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258)(W/h - 0.8)] \quad (1.57)$$

Como el incremento de longitud es ΔL en cada lado, la longitud efectiva del parche esta dada por

$$L_{\text{eff}} = L + 2 \Delta L \quad (1.58)$$

La longitud real del parche se calcula de

$$L = 1 / [(2 f_r) \sqrt{(\mu_0 \epsilon_0)} \sqrt{(\epsilon_{\text{reff}})}] - 2 \Delta L \quad (1.59)$$

1.2.2.2 Análisis de Antenas Parche. Conociendo el largo y ancho del parche, la permitividad y el espesor del dieléctrico, se puede determinar la frecuencia de resonancia, la permitividad efectiva el incremento de longitud y la longitud efectiva.

Para ello, primero calculamos ϵ_{reff} de (1.56), después $\Delta L/h$ de (1.57) y con estos datos L_{eff} de (1.58) y finalmente

$$f_r = [1/(2 W \sqrt{(\mu_0 \epsilon_0)})] [\sqrt{2/(\epsilon_r + 1)}] \quad (1.60)$$

$$f_r = [v_0/(2 W)] [\sqrt{2/(\epsilon_r + 1)}] \quad (1.61)$$

1.2.2.3 Diseño de Antenas Circulares. El procedimiento asume que se especifican la constante dieléctrica del dieléctrico, la frecuencia de resonancia y el espesor del sustrato. Se debe determinar el radio de la antena circular.

$$R = F / \{ 1 - [2h/\pi\epsilon_r F] [\ln(\pi F/2h) + 1.7726] \}^{1/2} \quad (1.62)$$

$$F = 8.791 \times 10^9 / f_r \sqrt{\epsilon_r} \quad (1.63)$$

1.3 LOS FILTROS MICROSTRIP

1.3.1 TRANSFORMACIONES

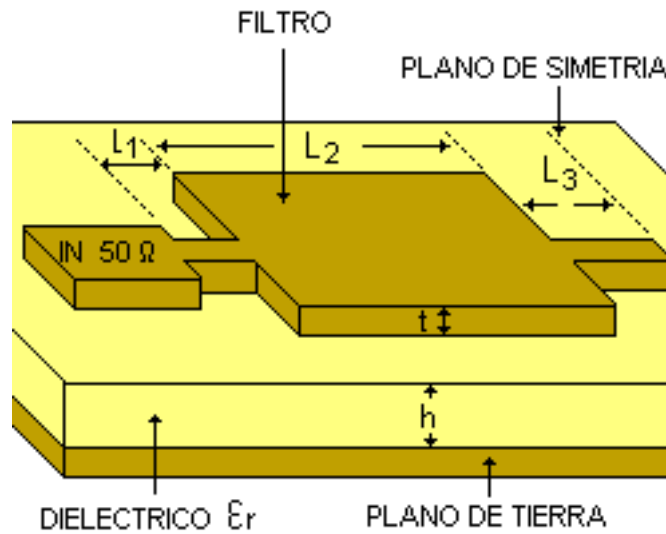
Debido a que los filtros microstrip pueden tener muchas formas, se puede obtener un rango útil de diseños de filtros realizando los diseños de filtros clásicos con elementos concentrados (lumped), y convertirlos a formas microstrip, usando la equivalencia de líneas de transmisión de longitudes cortas para inductancia o capacitancia. La figura 14 nos muestra una de las posibles geometrías para un filtro. 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.

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

$$w'/w_1' \rightarrow -w_1/w \quad (1.64)$$

Figura 14. Geometría de un filtro microstrip



mientras

$$w'/w_1' \rightarrow (1/\Omega) \{ w/w_0 - w_0/w \} \quad (1.65)$$

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 $1.0 \text{ radianes.s}^{-1}$. 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 (1.65), w_0 es ahora la frecuencia central y Ω es el ancho de banda fraccional dado por

$$\Omega = (w_2 - w_1) / w_0 \quad (1.66)$$

w_1 y w_2 son las frecuencias del borde de la banda. Estructuralmente, (1.64) 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 (1.65).

- L → Resonador serie L-C
- C → Resonador paralelo L-C

La transformación (1.65) 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 TERMINOLOGIA

Las propiedades de transformación de los filtros se describen por P_{out} / P_{avs} , donde P_{out} es la potencia entregada por la salida del filtro a la carga y P_{avs} es la potencia disponible de la fuente. P_{out} / P_{avs} es conocida formalmente como la ganancia de potencia del transductor, G_t , de la red de dos puertos. Se nota que G_t es una función de la impedancia de la fuente Z_s y de la impedancia de la carga Z_L . Así G_t no está significativamente definida a menos que se especifiquen Z_s y Z_L . En la práctica es usual hacer $Z_s = Z_L = Z_0$ y, para filtros prototipos, a menudo Z_0 se iguala a 1Ω .

En el contexto de filtros, $G_t \leq 1$ y es más conveniente hablar de una atenuación o una pérdida en transmisión que sea más grande que la unidad, tomando $1/G_t$. De este modo, la atenuación en dB se define por $10 \log_{10}(P_{avs}/P_{out})$. Las pérdidas de inserción también es un término que se usa frecuentemente. Sin embargo, se debe tener cuidado al usar este término, a menos que $Z_s = Z_L = Z_0$, en cualquier caso las pérdidas de inserción o la ganancia es idéntica a $1/G_t$ o G_t respectivamente.

Generalmente, se usan la atenuación, las pérdidas de inserción y las pérdidas de transmisión, con el supuesto de que se evalúan con $Z_s = Z_L = Z_0$, a menos que se especifique de otro modo.

1.3.3. LA RESPUESTA UNIFORME

La potencia de salida para una n-esima sección de filtro pasabajo que posee una respuesta máxima planicidad (respuesta uniforme), está dada por

$$P_{\text{out}} = \left\{ \frac{1}{1 + (w'/w'_1)^{2n}} \right\} \times P_{\text{avs}} \quad (1.67)$$

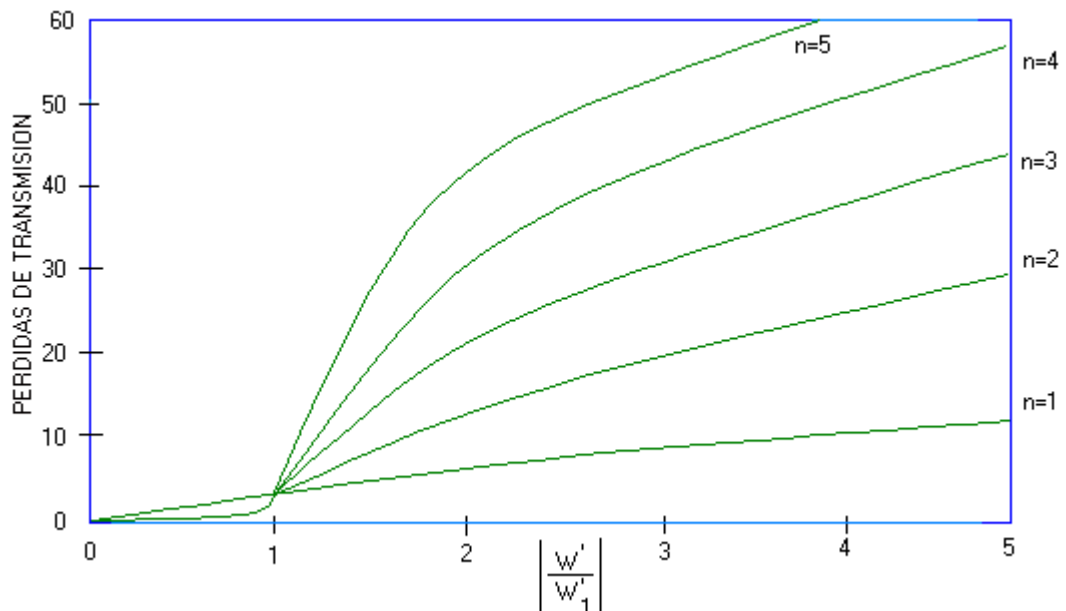
La potencia de salida es la mitad de la potencia de entrada con $w' = w'_1$, donde w' es la frecuencia a 3 dB. La atenuación del filtro dada por

$$L = 10 \log_{10} [1 + (w'/w'_1)^{2n}] \quad \text{dB} \quad (1.68)$$

Esto se grafica en la figura 15 y puede usarse como una guía para estimar el número requerido de secciones para un filtro pasa-bajas práctico. Ahora con $k_0 = k_{n+1}$ y con $w' = 1$ los valores del elemento prototipo se calculan de

$$k_k = 2 \text{sen} \left\{ \frac{(2k - 1) \pi}{2n} \right\}, \quad k=1, \dots, n \quad (1.69)$$

Figura 15. Respuesta normalizada para una n-sección de un filtro pasabajo de respuesta uniforme.



La tabla 1 presenta los valores numéricos para k_k con filtro de orden desde 1 hasta 7.

Tabla 1. Valores de elementos prototipo del filtro pasabajo, respuesta uniforme

N	1	2	3	4	5	6	7
K_1	2.0000	1.4142	1.0000	0.7654	0.6180	0.5176	0.4450
k_2		1.4142	2.0000	1.8478	1.6180	1.4142	1.2470
k_3			1.0000	1.8478	2.0000	1.9319	1.8019
k_4				0.7654	1.6180	1.9319	2.0000
k_5					0.6180	1.4142	1.8019
k_6						0.5176	1.2470
k_7							0.4450

1.3.4. LA RESPUESTA EQUI-RIZADA (ONDULATORIA)

La teoría de filtros de respuesta equirizada o Chebyshev es bastante compleja y solo presentamos aquí las ecuaciones relevantes que se usan para generar los coeficientes del filtro prototipo.

Permite encontrar la magnitud del rizado pasabanda L_r y la frecuencia en el borde de la banda w' donde las pérdidas del filtro son iguales al rizado pasabanda. Entre una unidad de inmitancia (combinación de impedancia y admitancia) para la fuente y una apropiada immitancia de carga - que se calcula para ser más que la unidad para un número impar de secciones -, la potencia de salida está dada por

$$P_{out} = \{1/[1 + F_o C_n^2(w'/w_1')]\} \times P_{avs} \quad (1.70)$$

Donde F_o es una constante relacionada al rizado pasabanda L_r (dB) por

$$F_o = 10^{L_r / 10} - 1 \quad (1.71)$$

y $C_n(X)$ es el polinomio de Chebyshev de orden n y argumento x . La ecuación general para el polinomio de Chebyshev es

$$C_n(x) = 2x C_{n-1}(x) - C_{n-2}(x) \quad (1.72)$$

Con

$$C_0(x) = 1, C_1(x)=x \text{ y } C_n(1)=1 \quad (1.73)$$

$w' = w'_1$ hace $x=1$ y el polinomio se convierte en la unidad para todo n . Cuando $x > 1$, el polinomio de Chebyshev se incrementa monótonamente con el incremento de x mientras que para $x < 1$ oscila como una función del orden del polinomio dentro del rango cero a uno. Resulta de (1.70), que la atenuación en $w' = w'_1$ es también la máxima atenuación pasabanda, la cual ocurre en efecto en todas las frecuencias dentro de la banda pasante para lo cual $C_n(x) = 1$.

Si permitimos que la inmitancia de fuente sea la unidad, es decir $K_0 = 1$. Los valores del elemento prototipo están dados por

$$k_1 = a_1 / F_2 \quad (1.74)$$

$$k_k = (a_{k-1} a_k) / (b_{k-1} k_{k-1}), \quad k = 2, \dots, n \quad (1.75)$$

$$k_{n+1} = 1, \quad \text{para } n \text{ impar} \quad (1.76)$$

$$= \coth^2(F_1), \quad \text{para } n \text{ par}$$

donde

$$F_1 = (1/4) \ln\{ \coth (L_r / 17.372) \} \quad (1.77)$$

$$F_2 = \sinh (2 F_1 / n) \quad (1.78)$$

$$a_k = 2 \text{sen} \{ (k-1)\pi / 2n \}, \quad k=1, \dots, n \quad (1.79)$$

$$b_k = F_2^2 + \text{sen}^2 \{ k\pi / n \}, \quad k=1, \dots, n \quad (1.80)$$

La Tabla 2 da los valores del elemento prototipo para filtros equi - rizados con $L_r = 0,1 \text{ dB}$ y $0,25 \text{ dB}$ y con el orden del filtro, n , desde 1 hasta 7. El elemento terminal k_{n+1} , es la unidad y de la misma dimensión como K_0 para el filtro simétrico

de orden impar, pero, para los filtros de orden par, hay una inversión dimensional entre los dos terminales del filtro, p.e, si K_0 es una resistencia, entonces k_{n+1} es una conductancia y viceversa. Además, hay una transformación en la magnitud de la inmitancia en el caso de orden par. Por esta razón, el filtro equi-rizado de orden impar en la práctica es más común.

Tabla 2. Valores de elementos prototipo del filtro pasabajo, respuesta equirizada

Rizado pasabanda= 0.1 dB, $F_0=0.0233$, $F_1= 1.2894$							
n	1	2	3	4	5	6	7
k_0	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
k_1	0.3052	0.8430	1.0316	1.1088	1.1468	1.1681	1.1812
k_2		0.6220	1.1474	1.3062	1.3712	1.4040	1.4228
k_3			1.0316	1.7704	1.9750	2.0562	2.0967
k_4				0.8181	1.3712	1.5171	1.5734
k_5					1.1468	1.9029	2.0967
k_6						0.8618	1.4228
k_7							1.1812
k_{n+1}	1.0000	1.3554	1.0000	1.3554	1.0000	1.3554	1.0000
Rizado pasabanda= 0.25 dB, $F_0=0.0593$, $F_1= 1.0603$							
n	1	2	3	4	5	6	7
k_0	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
k_1	0.4868	1.1132	1.3034	1.3782	1.4144	1.4345	1.4468
k_2		0.6873	1.1463	1.2693	1.3180	1.3422	1.3560
k_3			1.3034	2.0558	2.2414	2.3126	2.3476
k_4				0.8510	1.3180	1.4279	1.4689
k_5					1.4144	2.1737	2.3476
k_6						0.8858	1.3560
k_7							1.4468
k_{n+1}	1.0000	1.6196	1.0000	1.6196	1.0000	1.6196	1.0000

1.3.5. ESCALA DE VALORES DEL PROTOTIPO

Los valores del prototipo que se han derivado para respuestas uniforme y equirizada tienen valores de elementos que son apropiados para una impedancia en la fuente de 1Ω y una frecuencia de corte ω_c de $1.0 \text{ radianes.s}^{-1}$. Los valores prototipos pueden escalarse en dos pasos para dar los valores prácticos de un filtro pasa-bajas. Para la primera etapa de escalamiento, los valores prototipos se escalan de tal forma que la impedancia de cada elemento se incremente en la misma proporción. Esto da valores derivados que luego se ajustan a un nuevo nivel de impedancia, como 50Ω , mientras que la frecuencia de corte se mantiene aún en ω_c . La segunda etapa de escalamiento se transporta fuera para ajustar

las propiedades de frecuencia de la red mientras que se mantienen los valores de impedancia de todos los elementos a la nueva frecuencia.

Permitiendo a la impedancia llegar a x ohm y a la frecuencia de corte llegar a y radiales. s^{-1} , entonces

$$R \rightarrow xR, \quad L \rightarrow [x/y]L \quad y \quad C \rightarrow [1/xy]C \quad (1.81)$$

1.3.6. CONSIERACIONES PRACTICAS

Un filtro pasabajo puede construirse de una conexión tándem (cascada) alternando líneas con impedancias características altas y bajas. Los valores de impedancia característica que deben ser tan extremos como sea posible llevarán a las mejores aproximaciones para los elementos lumped inductivos y capacitivos. Sin embargo, debido a la naturaleza de los elementos de la línea de transmisión, las aproximaciones de los componentes lumped para una longitud particular de la línea, no son tan exactos cuando la frecuencia se incrementa y se produce una degradación del desempeño de la banda suprimida. Esta degradación para un filtro stripline pasa-bajo la ha calculado Howe como una función de las selecciones de la impedancia de línea.

Howe recomienda (i) que las secciones adicionales deben incluirse como una medida de seguridad y (ii) que la frecuencia de corte del filtro a 3 dB no debe ser demasiado baja, debe considerarse un valor alrededor de un tercio (1/3) de la frecuencia que se desea bloquear. Esta segunda recomendación implica que los valores de L y C para el filtro pasabajo se mantendrán pequeños y así pueden modelarse usando la aproximación de línea corta.

Considere un filtro pasa-bajo práctico construido alternando secciones de impedancia alta y baja. Habrá dispersión de campos de las líneas de baja impedancia. Las longitudes finitas de la línea adicional requieren que las aproximaciones de líneas cortas se modifiquen por la inclusión de los circuitos equivalentes Π y T completos, para las secciones de impedancia alta y baja respectivamente. Estas consideraciones necesitan una aproximación iterativa, con los elementos de corrección modificando el diseño ideal inicial. Para una línea de alta impedancia, la longitud l de la línea en términos de la inductancia requerida, está dada por

$$l = (\lambda_H / 2\pi) (\sinh [\omega L / Z_H]) \quad (1.82)$$

con los dos elementos capacitivos en derivación (paralelo)

$$C_L = [1 / \omega Z_H] [\tan(l / \pi / \lambda_H)] \quad (1.83)$$

En estas dos ecuaciones, los valores de λ_H y Z_H son la longitud de onda y la impedancia característica asociadas con la línea microstrip de alta impedancia.

De manera similar para la línea de baja impedancia, la longitud de la línea para la capacitancia deseada está dada por

$$l = (\lambda_L / 2\pi) (\text{sen}^{-1} [\omega C Z_L]) \quad (1.84)$$

y los dos elementos inductivos en serie de el modelo equivalente T, son :

$$L_c = [Z_L / \omega] [\tan(l / \pi / \lambda_L)] \quad (1.85)$$

Las longitudes de la línea de transmisión de un filtro pasabajo práctico se encuentran usando un procedimiento iterativo. Se hallan las longitudes del elemento inicial y los valores del circuito se modifican para permitir por la capacitancia marginal, los componentes capacitivos de las líneas de alta impedancia y para una extensión mucho menor, los componentes inductivos de las líneas de baja impedancia. Las longitudes de nuevos elementos se calculan y los procesos se repiten hasta que se encuentra una solución suficientemente estable.

2. METODOLOGIA PARA EL DISEÑO DE ELEMENTOS MICROSTRIP

Debido a la masificación del uso de sistemas de telecomunicaciones móviles, se ha requerido el estudio de nuevas técnicas de análisis y diseño, que permitan la miniaturización de componentes y el uso de radiofrecuencias cada vez mas altas para ser aplicadas a dichos sistemas móviles.

Microstrip es una de esas nuevas técnicas, con ella las líneas de transmisión, los filtros y las antenas pueden ser usados para altas frecuencias y conseguir tamaños de equipos muy pequeños.

El uso de herramientas Software para el análisis y diseño de elementos microstrip tales como líneas de transmisión, antenas y filtros, permiten al diseñador facilidad para el calculo de parámetros de dichos elementos.

En el análisis de elementos microstrip se parte del conocimiento de las características físicas de dichos elementos, con las cuales el software determina los tópicos de su comportamiento eléctrico.

Al hacer el diseño o síntesis, el software determina las magnitudes físicas de los elementos microstrip como son longitud, ancho y permitividad, partiendo de las características del dieléctrico usado, la frecuencia de trabajo y la impedancia característica que se quiere obtener.

De acuerdo a los anteriores argumentos, en este proyecto de grado se ha buscado desarrollar un software didáctico de diseño y análisis que permita la realización de líneas, filtros y antenas utilizando la técnica microstrip.

Una vez realizada la investigación teórica fundamental y un estudio de las consideraciones prácticas de esta técnica, se procedió a implementar un software que permitiese modificar los parámetros más relevantes dentro de rangos reales, lo cual permite al usuario hacerse a una idea clara de la utilización de estos elementos microstrip.

Un objetivo es presentar un entorno de diseño agradable al usuario, por lo cual el software se realizó utilizando Visual C++ para Windows.

También el software se dotó de ayudas que permiten al usuario tener información básica de esta técnica y de los diferentes elementos que se pueden realizar con ella.

El software presenta una ventana principal donde se puede elegir el tipo de elemento con que se quiere trabajar, sea líneas, antenas o filtros, ya sea para el análisis o síntesis del elemento deseado.

El análisis calcula los parámetros eléctricos de la estructura del elemento, mientras que la síntesis nos permite calcular las dimensiones geométricas del mismo.

A continuación presentamos los diagramas en bloques que representan las funciones principales del programa.

2.1 DIAGRAMA EN BLOQUES

2.1.1 DIAGRAMA GENERAL

Este diagrama representa el bloque principal de la aplicación, aunque la entrada no representa estrictamente datos del programa si existe una petición de usuario para seleccionar el módulo con el que va a utilizar. Realmente este módulo representa la interfase de usuario.

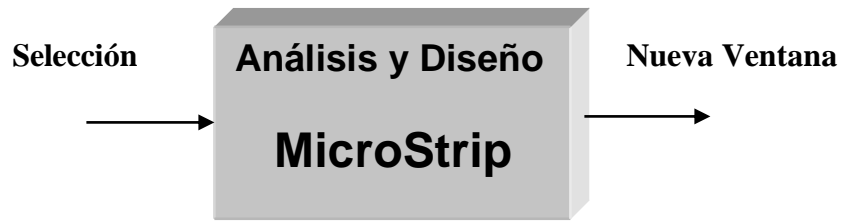
Datos de Entrada:

Selección, corresponde a una de las opciones, escogida por el usuario.

Datos de Salida:

No existen datos de salida para este bloque, sin embargo como resultado de la selección del usuario aparece un cuadro para efectuar la operación requerida.

Figura 16. Diagrama General



2.1.2 BLOQUE LINEAS – ANALISIS

Este bloque toma como datos de entrada las dimensiones y características físicas para devolver las especificaciones del dispositivo.

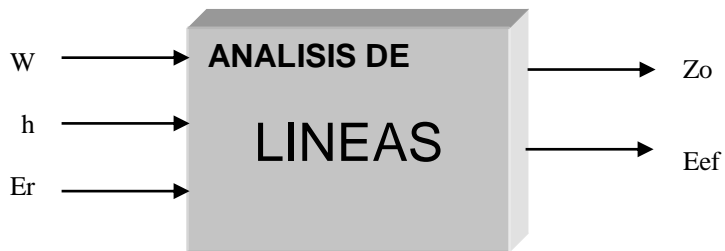
Datos de Entrada:

Ancho de la línea W (cm):
Espesor del dieléctrico h (mm):
Permitividad del dieléctrico Er :

Datos de Salida:

Impedancia Característica Zo :
Permitividad Efectiva Eef :

Figura 17. Diagrama Análisis Líneas



2.1.3 BLOQUE LINEAS – SINTESIS

El usuario debe suministrar la información que define el comportamiento del dispositivo y el programa calcula las dimensiones del dispositivo.

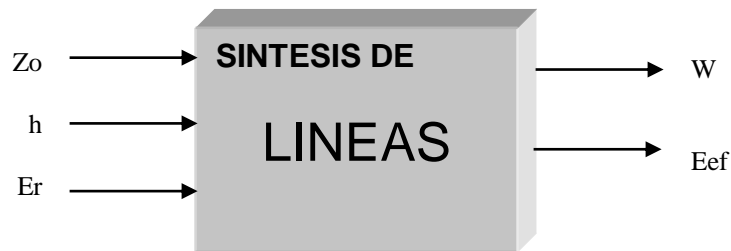
Datos de Entrada:

Impedancia Característica Z_0
Espesor del dieléctrico h (mm)
Permitividad del dieléctrico ϵ_r

Datos de Salida:

Ancho de la línea W (cm)
Permitividad Efectiva ϵ_{ef}

Figura 18. Diagrama Síntesis Líneas



2.1.4 BLOQUE ANTENAS – ANALISIS

Los datos de entrada establecen dimensiones físicas para obtener las especificaciones eléctricas de la antena.

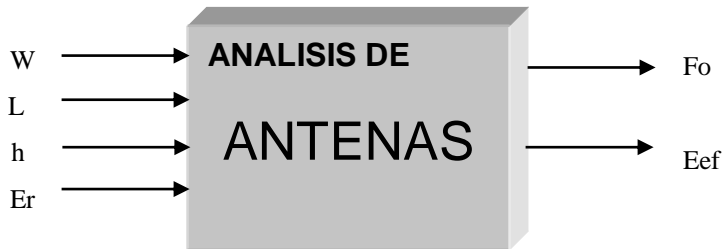
Datos de Entrada:

Ancho de la antena W (cm)
Longitud de la antena L (cm)
Espesor del dieléctrico h (mm)
Permitividad del dieléctrico ϵ_r

Datos de Salida:

Frecuencia de Resonancia F_0
Permitividad Efectiva E_{ef}
Incremento de longitud dL

Figura 19. Diagrama Análisis Antenas



2.1.5 BLOQUE ANTENAS – SINTESIS

Para una geometría preestablecida de antena microstrip el usuario suministra el comportamiento que desea para esa antena y el programa establece las dimensiones.

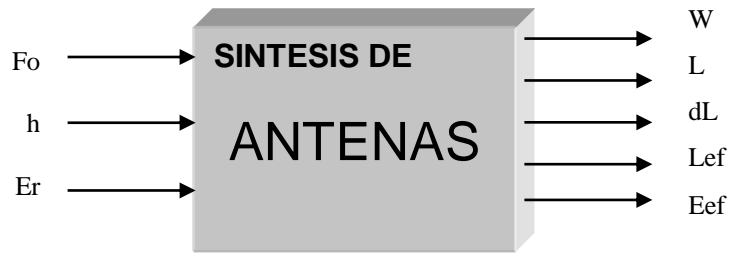
Datos de Entrada:

Frecuencia de Resonancia F_0
Espesor del dieléctrico h (mm)
Permitividad del dieléctrico E_r

Datos de Salida:

Ancho de la antena W (cm)
Longitud de la antena L (cm)
Incremento de longitud dL
Longitud Efectiva L_{ef}
Permitividad Efectiva E_{ef}

Figura 20. Diagrama Síntesis Antenas



2.1.6 BLOQUE FILTROS – SÍNTESIS

Para el diseño del filtro es necesario haber definido la geometría. Los datos suministrados corresponden a las características deseada para el filtro microstrip.

Datos de Entrada:

Orden del filtro n
Frecuencia de Corte F_c (GHz)
Impedancia característica Z_o
Espesor del dieléctrico h (mm)
Permitividad del Dieléctrico E_r

Datos de Salida

Longitud1 L_1 (mm)
Longitud2 L_2 (mm)
Longitud3 L_3 (mm)
Longitud4 L_4 (mm)

Figura 21. Diagrama Síntesis Filtros



2.2 DISEÑO DE ELEMENTOS MICROSTRIP

2.2.1 DISEÑO DE LINEAS MICROSTRIP

Especificar:

Permitividad relativa ϵ_r , Frecuencia de resonancia f_r , el espesor del sustrato h , espesor de la tira metálica t , impedancia característica Z_0 .

Determinar:

Ancho de la línea w , Permitividad relativa efectiva ϵ_{eff}

Procedimiento de diseño:

Calcular los términos A o B en caso de tratarse de líneas delgadas o anchas respectivamente.

Calcular la relación W/h .

Conocido h , podemos calcular el valor de w .

Calcular el valor de ϵ_{eff} .

2.2.2 DISEÑO DE FILTROS MICROSTRIP

Especificar:

Frecuencia de corte, f .

Orden del Filtro, n .

Impedancia característica, Z_0 .

Espesor del sustrato, h .

Permitividad relativa, ϵ_r .

Determinar:

Longitudes Microstrip de las franjas componentes del filtro, L_i .

Procedimiento de diseño:

Encontrar los valores de los elementos prototipo, según las tablas 1 y 2.

Calcular las longitudes normalizadas.
Determinar las correcciones de inductancias y capacitancias asociadas.
Calcular las longitudes con las correcciones.
Hacer uso de la simetría para facilitar los cálculos de los elementos restantes.

2.2.3 DISEÑO DE ANTENAS MICROSTRIP - PARCHE RECTANGULAR

Especificar:

Permitividad relativa ϵ_r , Frecuencia de resonancia f_r , y el espesor del sustrato h .

Determinar:

Ancho de la antena w , largo de la antena L .

Procedimiento de diseño:

Determine el valor de la permitividad relativa efectiva ϵ_{eff} .

Determine el valor de la longitud ΔL .

Determine el valor de w .

Determine el valor de L .

2.3 ANALISIS DE ELEMENTOS MICROSTRIP

2.3.1 ANALISIS DE LINEAS MICROSTRIP

Especificar:

Permitividad relativa ϵ_r

Frecuencia de resonancia f_r

Espesor del sustrato h

Espesor de la tira metálica t

Ancho de la línea w .

Determinar:

Impedancia característica Z_0

Permitividad efectiva relativa ϵ_{eff} .

Procedimiento de Análisis:

Calcular el término H'
Calcular el valor de Z_0
Calcular el valor de ϵ_{eff}

2.3.2 ANALISIS DE ANTENAS MICROSTRIP - PARCHE RECTANGULAR

Especificar:

Ancho y largo de la antena w y L
Espesor del sustrato h
Permitividad relativa ϵ_r

Determinar:

Frecuencia de resonancia f_r
Permitividad relativa efectiva ϵ_{eff}
Incremento de longitud ΔL
Longitud efectiva L_{eff}

Procedimiento de Análisis:

Calcular la permitividad relativa efectiva ϵ_{eff}
Calcular la relación $\Delta L/h$
Conocido h , calcular ΔL
Calcular L_{eff}
Calcular la frecuencia de resonancia f_r

2.4 REGLAS Y CUIDADOS PARA EL DISEÑO DE CIRCUITOS IMPRESOS

La tendencia actual de las telecomunicaciones es hacia la utilización eficiente del espectro electromagnético, aprovechando las altas frecuencias. Debido a varios problemas que se presentan en las altas frecuencias (radiación, pérdidas, dispersión, etc) es necesario aplicar técnicas adecuadas para poder lograr circuitos eficientes. Es por eso que en el presente proyecto de grado, presentamos ciertas reglas importantes para la elaboración de las tarjetas de circuito impreso.

A continuación consideraremos de manera general algunas recomendaciones prácticas para el diseño de tarjetas de circuito impreso, ya que el proyecto del Radioenlace MIC no solo tiene etapas Microstrip sino también otras que utilizan circuitos impresos con integrados para alta frecuencia.

Desde el punto de vista de las interferencias electromagnéticas, el diseño del circuito impreso es crítico para obtener una buena respuesta. Un buen diseño disminuye la emisión de interferencias y al mismo tiempo aumenta la inmunidad contra ellas.

El diseño de tarjetas de circuito impreso (TCI) bajo el punto de vista de las interferencias electromagnéticas (EMI) se puede realizar de dos métodos diferentes. El primero es el método teórico, que necesita el uso de programas altamente sofisticados, especializados en el diseño de TCI, que aplican la resolución de las ecuaciones de Maxwell con algunas restricciones para modelar los efectos y parámetros más importantes. Pero debido a su alto precio, estos programas no están al alcance de muchas empresas. Por ello, el método práctico llevado a cabo por ingenieros de diseño con larga experiencia está más extendido. La metodología seguida es la que se ha ido adquiriendo gracias a la prueba y error, aplicando diversos criterios comprobados basados en la teoría electromagnética.

A medida que los circuitos digitales aumentan su frecuencia, algunos de los criterios que los diseñadores de TCI no tienen en la cuenta en los circuitos de baja frecuencia se deben aplicar para obtener las mejores prestaciones de su diseños. Los problemas de EMI más importantes en las TCI con circuitos digitales de alta velocidad (los más problemáticos) son:

La estabilidad de la alimentación.

La diafonía o acoplamiento electromagnético entre pistas.

Las reflexiones en las pistas de señal.

La radiación electromagnética.

2.4.1 PASOS EN EL DISEÑO DE UNA TCI

Los principales pasos en el diseño de una TCI, teniendo en cuenta las EMI, son :
Determinar las medidas de la TCI, su forma y la posición de los conectores y otras limitaciones mecánicas.

Decidir dónde localizar los CI principales dependiendo de su funcionalidad.

Decidir el esquema del sistema de alimentación para la TCI.

Disponer el resto de los componentes no dispuestos antes.

Trazar las pistas de alimentación.

Trazar las pistas del reloj.

Trazar el resto de pistas de señal.

Depurar el diseño.

En primer lugar, el diseño físico del producto determina las medidas y la forma de la TCI, así como la posición de los conectores y otras limitaciones mecánicas. Es aconsejable que la forma sea lo más cuadrada posible en lugar de alargada, por facilidad de diseño y por tener sus pistas más cortas, lo cual redundará en una mejora en cuanto a las EMI. En el segundo paso es conveniente empezar por poner los CI de E/S cerca de los conectores y seguir a partir de ellos con los demás. Se debe disponer los circuitos más rápidos cerca del conector de entrada de la alimentación, dejando lo más lentos y los analógicos lejos del mismo. El tercer paso es decidir el sistema de alimentación de la TCI porque ello determina en gran medida la disposición de los componentes. El cuarto paso es disponer el resto de los componentes no considerados antes. Usando el boceto previo como guía, se debe dibujar todos los componentes cuya posición sea crítica. El quinto paso es trazar las pistas de alimentación.

Disponiendo los condensadores de desacoplamiento C a lo largo de los CI se reduce el tamaño de los bucles de corriente, reduciendo la impedancia y las EMI. Trazando la alimentación por debajo de los CI se reduce todavía más el tamaño de los bucles de corriente, así como la inductancia y las EMI. Añadiendo pistas perpendiculares creando una rejilla de alimentación y una de tierra se tiene una inductancia muy baja, pequeños bucles de corriente y bajas EMI, tanto entre positivo y tierra como entre diferentes puntos de tierra. El sexto paso es trazar las pistas del reloj manteniéndolas cerca de la tierra y lejos de los CI sensibles. Una buena práctica es trazar pares de pistas: una con la señal del reloj y la otra con la tierra de retorno. Luego, conectar el retorno del reloj a cada tierra de cada CI que gobierna o recibe el reloj. El séptimo paso es trazar el resto de pistas de señal y luego ensanchar las pistas de tierra y positivo lo más que sea posible. Finalmente, donde haya espacio es aconsejable pasar pistas para unir las tierras digitales y rellenar las áreas libres con cobre, conectándolas a la tierra mediante pistas.

2.4.2 REGLAS DE DISEÑO PARA TENER UNA BUENA ALIMENTACION

Algunas reglas básicas para el diseño de la alimentación de tarjetas de circuito impreso (TCI) son las siguientes :

En todo diseño siempre debe realizarse un serio estudio de la distribución de la tierra y la alimentación (voltajes positivos y negativos).

Las pistas de tierra y alimentación deben tener como mínimo una anchura de 1 mm y hacer la TCI lo más opaca que se pueda, vista a contraluz.

El principal objetivo en la distribución de la tensión de alimentación debe ser minimizar las áreas de los bucles de corriente y con ello la inductancia L. En los circuitos más críticos, puede añadirse una pequeña inductancia en el positivo para eliminar las EMI, tanto de salida del CI hacia la TCI como la de TCI hacia el CI. Ello debe ser necesario en caso extremo, en CI tales como generadores de reloj o CI que contengan partes analógicas sensibles.

Desacoplar correctamente cada TCI y cada circuito integrado, utilizando condensadores de tantalio, aluminio o cerámicos multicapa de acuerdo al número de CI que se estén utilizando.

Utilizar planos de tierra y alimentación siempre que sea posible.

Desacoplar especialmente los monoestables y biestables con un condensador en cada CI.

Los condensadores de desacoplamiento de cada CI deben estar muy cerca de los CI con los que están relacionados (menos de 30 mm).

El plano de tierra debe cubrir como mínimo un 60% del área total de la TCI.

Cuanto menor sea la impedancia característica de la fuente de alimentación junto a su distribución, menor será el acoplamiento de EMI.

Los condensadores electrolíticos son condensadores para baja frecuencia y los condensadores de mica y cerámicos multicapa son buenos para trabajar a altas frecuencias.

Tener en la cuenta que incluso a medias y altas frecuencias un conductor tiene más reactancia inductiva que resistencia.

Las ferritas atravesadas por cables conductores causan pérdidas a alta frecuencia sin caídas de tensión en ellos y son adecuadas para filtrar líneas de alimentación.

En los circuitos que gobiernan las pistas de un bus es conveniente utilizar un condensador cerámico entre las patillas de su alimentación.

En TCI con una mezcla de circuitos digitales y analógicos se debe dedicar líneas de tierra independientes a cada tipo de circuitería.

Las barras-bus pueden discurrir al lado o por debajo de los CI y pueden llevar una corriente de unos 15 A. Tienen una capacidad distribuida de entre 0,001 a 2 $\mu\text{F}/\text{m}$ con 14 a 35 nH/m de inductancia y con una impedancia característica de 0,15 a 5 Ω .

Un plano de alimentación sobre un plano de tierra tiene una muy baja inductancia y una capacitancia distribuida de 0,1 a 10 $\mu\text{F}/\text{m}^2$.

2.4.3 REGLAS DE DISEÑO PARA LA DISMINUCION DE LOS PROBLEMAS DEBIDOS A LA DIAFONIA

La diafonía es un efecto mediante el cual las señales de una pista se acoplan a otra pista cercana perturbando su señal. En la diafonía tienen efecto los parámetros geométricos, la constante dieléctrica ϵ del dieléctrico de la tarjeta de circuito impreso TCI, los tiempos de subida y bajada de la señal y las impedancias de las fuentes de señal y de las cargas.

Sin diferenciar entre la diafonía capacitiva y la inductiva, para reducir ambas simultáneamente conviene tener en la cuenta las siguientes reglas de diseño:

Reducir la constante dieléctrica (ϵ) de la fibra de la TCI.

Reducir la longitud común entre pistas. Teniendo en la cuenta una longitud $l < \lambda/4$ de la frecuencia perturbadora se puede considerar que la pista no es una línea de transmisión.

Aumentar la distancia entre pistas.

Cuando los dos puntos anteriores no se puedan cumplir, considerar la disposición de una pista de guarda conectada a tierra entre las pistas afectadas.

Reducir el espesor de la TCI para disminuir la distancia entre las pistas y el plano de tierra.

Reducir el valor de la tensión perturbadora, si es posible, porque en los circuitos digitales es prácticamente constante para una determinada familia lógica.

Controlar la relación longitud/separación de las pistas paralelas. Puede ser más perjudicial 1 cm de pistas juntas con una separación de 1 mm que 10 cm de pistas juntas con 1 cm de separación.

Es preferible disponer las pistas de señal justo por encima de sus pistas de retorno o su plano de tierra en capas distintas, que una disposición coplanar en la que las pistas de señal y sus retornos estén en la misma capa de la TCI.

Es estrictamente prohibido trazar pistas conectadas a circuitos de las familias lógicas TTL-STD, LS, F, ECL, AS, ALS, AC, ACL, HC, HCT y BICMOS junto con pistas conectadas a circuitos analógicos con señales de bajo nivel.

Funcionar con la frecuencia más baja posible y con los mayores tiempos de ascenso tr de los CI digitales.

La diafonía inductiva se puede reducir disminuyendo las inductancias parásitas reduciendo el área de los bucles o eliminándolos totalmente, si es posible, y terminando adecuadamente las líneas.

Reducir el valor de la carga o impedancia conectada a la pista afectada o aumentar la impedancia de la pista perturbadora.

No trazar pistas de reloj junto a pistas sensibles como interrupciones, reset, líneas de control del microprocesador, pistas de E/S digitales o analógicas y en general todas las líneas de control de microprocesador. Para solventar este problema trazar pistas de reloj con una pista de tierra de protección cercana.

Varios mecanismos que provocan EMI son debidos a un exceso de capacidad e inductancia parásitas. Demasiada capacidad provoca demasiado amortiguamiento y diafonía capacitiva. Demasiada inductancia provoca oscilaciones, diafonía inductiva y picos de tensión entre puntos distintos de tierra.

Se pueden dar varios pasos para reducir la capacitancia: reducir la longitud de las pistas, aumentar lo máximo posible el espesor de la TCI y reducir la anchura de la pista y la superficie de cobre alrededor de los pines de los componentes hasta un cierto límite.

La capacitancia ayuda a filtrar las EMI y por ello no es conveniente reducirla excesivamente, pero demasiada capacitancia provoca amortiguamiento y diafonía entre pistas. Cualquier exceso de superficie de cobre alrededor de un pin actúa como una capacitancia.

Las pistas estrechas provocan menor capacitancia, mayor impedancia y peor inmunidad contra las EMI. La anchura de las pistas de señal debería ser de unos 0,20 a 0,40 milímetros.

Para reducir la inductancia conviene reducir la longitud de las pistas, reducir la anchura de las pistas llegando a un compromiso, dado que una mejora en la inductancia es a expensas de una mayor capacitancia y viceversa.

Los bucles artificiales son bucles que se crean durante el trazado de las pistas y se deben generalmente eliminar. Los bucles naturales son los bucles que forman un circuito de señal y su retorno.

Se deben evitar los bucles artificiales y reducir al máximo el área de los bucles naturales permitiendo un camino directo de retorno de la corriente.

2.4.4 REGLAS DE DISEÑO PARA LAS DISMINUCION DE LAS REFLEXIONES EN LAS PISTAS DE SEÑAL

Los rápidos tiempos de ascenso y descenso de las señales digitales sobre todo en las pistas especialmente largas de los buses, pueden ser la fuente de los problemas de oscilaciones localizadas en las transiciones, debidas a las reflexiones de la señal que se tienen cuando las pistas son largas, no tienen una impedancia terminal de adaptación y se comportan como una línea de transmisión.

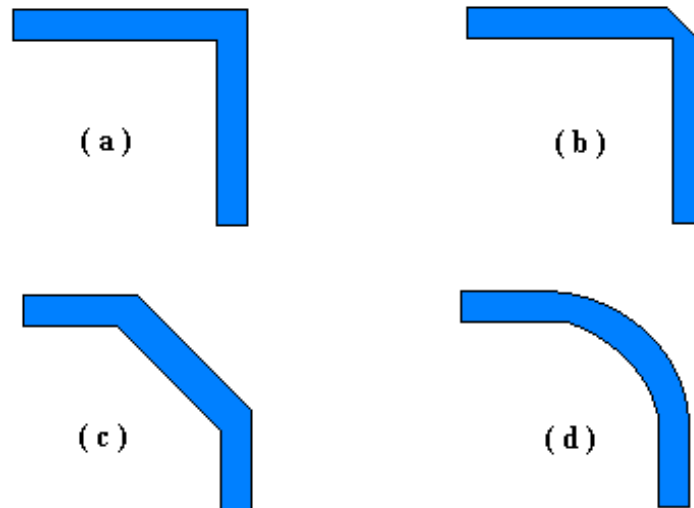
Cuando durante el trazado de una pista con señales de alta frecuencia se debe cambiar de dirección, se deben evitar los cambios bruscos porque ello cambia la impedancia localmente y actúa como una discontinuidad que puede causar reflexiones, como en la figura 22a. Los cambios deben trazarse lo más suave que sea posible, usando ángulos gradualmente, o idealmente redondeándolos, como muestra la figura 22b, 22c, 22d. Se deben evitar los cambios de dirección en ángulo recto, mediante la reducción de las esquinas puntiagudas, limitar las curvas a 45° o trazar curvas suaves para mantener la impedancia característica de la pista prácticamente constante desde corriente continua hasta alta frecuencia (GHz).

Algunas reglas básicas para la disminución de las reflexiones son las siguientes:

Controlar las impedancias características y las de terminación de las líneas. Esto es crítico a frecuencias muy altas, donde se debe considerar el retraso de propagación. A alta frecuencia lo más aconsejable es utilizar geometrías Microstrip y Stripline.

Cuando se utilizan familias de alta velocidad es necesario poner impedancias terminales en las líneas, que sean tan largas que tengan un retardo mayor a dos veces el retardo de una puerta lógica.

Figura 22. Cambios en la dirección de las líneas



Un buen criterio puede ser: considerar la pista como una línea de transmisión cuando el tiempo de subida o bajada sea menor o igual a cuatro veces el retardo de propagación de la línea.

En la terminación en paralelo se conecta la resistencia R_p a tierra de forma que $R_p = Z_0$ (impedancia característica de la línea).

En el caso de usar una red de adaptación terminal en paralelo con dos resistencias, una conectada a positivo y otra a tierra usualmente se escogen resistencias iguales para tener un sistema equilibrado.

En la terminación en serie se incrementa Z_f de la fuente para igualarla a Z_0 añadiendo una R_s en serie con Z_f de forma que $Z_f + R_s = Z_0$

En las terminaciones en serie, el último CI que recibe la transición completa debe estar muy cerca de la fuente de señal.

Para que la uniformidad de la impedancia no quede afectada por el trazado de la línea no deben trazarse pistas en forma de T.

Una pista en forma de T debe considerarse que generará reflexiones cuando la longitud de sus partes finales excede el criterio que se está utilizando para determinar la máxima longitud de línea.

Las terminaciones en paralelo deben estar lo más cerca de la carga que sea posible.

Los cambios de trazado de las pistas de plano a plano a través de los agujeros pasantes actúan como cambios abruptos y provocan discontinuidades en la impedancia que pueden provocar reflexiones.

Cuando se determina el trazado de una línea de transmisión es importante escoger el que tenga el menor número de agujeros pasantes que sea posible.

Las terminaciones en serie provocan menores niveles de señal con cargas con resistencias de bajo valor y se puede conseguir una mejora dividiendo la carga en varias líneas de transmisión en paralelo, en lugar de una sola.

Los cambios de dirección en el trazado de las pistas debe realizarse lo más suavemente que sea posible.

2.4.5 REGLAS DE DISEÑO PARA LA DISMINUCION DE LA RADIACION DE LAS TARJETAS DE CIRCUITO IMPRESO

Algunos métodos para aumentar la inmunidad a las interferencias y reducir la radiación de las TCI son los siguientes:

Considerar que todas las medidas tomadas para reducir la radiación EMI en una TCI son recíprocas para evitar la captación de EMI radiadas, es decir, para aumentar el nivel de inmunidad a las EMI.

Usar un plano de tierra y uno de positivo o una rejilla de tierra y una de positivo. Con familias lógicas rápidas es necesario utilizar TCI multicapa para poder disponer los planos de tierra y positivo.

En las TCI de doble capa ensanchar tanto como se pueda las líneas de tierra; cuando más opaca se la TCI a contraluz, mejor.

Siempre que sea posible, seleccionar la familia lógica más lenta.

No utilizar zócalos de CI, pero si se deben usar, que sean de bajo perfil por tener el área de radiación menor.

Usar CI con encapsulados para montaje superficial, ya que reducen un mínimo de 2 a 1 el área de radiación.

Atención a la línea de reloj. Debe ser lo más corta que sea posible y conviene rodearla con líneas de tierra.

Atención a las TCI diseñadas con CAD. Suelen tener bucles muy grandes formados por las líneas de señal y sus retornos.

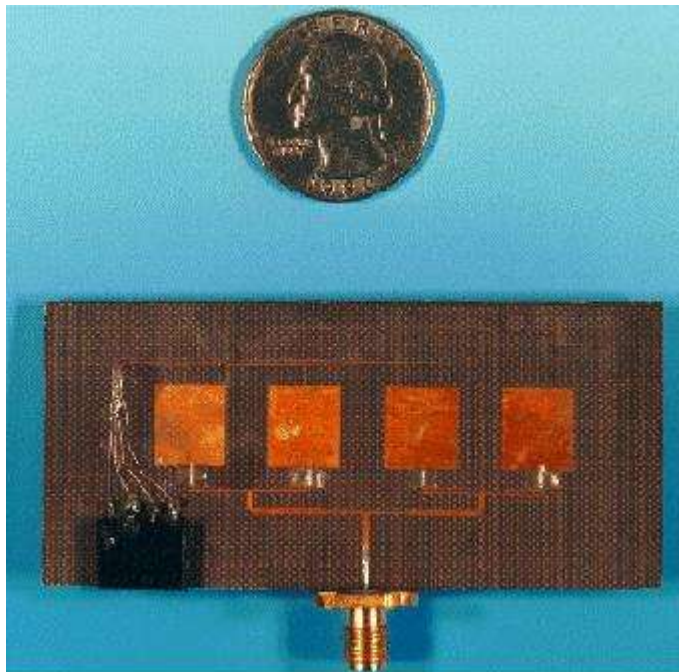
Reducir cuanto sea posible los tiempos de ascenso y la frecuencia de trabajo, así como los bucles de corriente.

Considerar que la utilización de TCI multicapa puede hacer innecesario el uso de blindajes en la caja o armario del sistema.

3. APLICACIONES MICROSTRIP

Desde la invención de la antena microstrip, hace ya algo más de cuatro décadas, la demanda de su solicitud se ha aumentado rápidamente, especialmente en las dos últimas décadas, sin embargo, la mayoría de estas solicitudes fueron de origen militar. Las antenas microstrip grabadas han encontrado gran aplicación en los vuelos militares, misiles, cohetes y satélites por su pequeño tamaño, peso ligero y bajo perfil.

Foto 1. Arreglo de antenas parche donde se aprecia su reducido tamaño



En el sector comercial, la adaptación de la antena microstrip no ha sido tan rápida, principalmente debido a su costo y a la falta de demanda. Durante los primeros años, los costos del material del substrato de la antena microstrip, su diseño, y procesos de manufactura fueron considerados no competitivos cuando se compararon con el monopolo, la hélice, la bocina o el reflector parabólico. Además, la configuración y el entorno de los sistemas de comunicación terrestre (aplicaciones no satelitales) más populares no garantizaban el uso de la antena microstrip. Durante la última década, sin embargo, el costo para desarrollar y manufacturar la antena microstrip ha decaído significativamente, por la madurez de la tecnología, por la reducción del costo del material del substrato y por el proceso de manufacturación, y la simplificación del diseño usando las nuevas

herramientas de diseño desarrolladas con la ayuda del computador, además, las aplicaciones de la comunicación satélite corriente se benefician enormemente del perfil bajo de la antena microstrip.

3.1 LAS APLICACIONES PARA LAS COMUNICACIONES SATELITALES MÓVILES

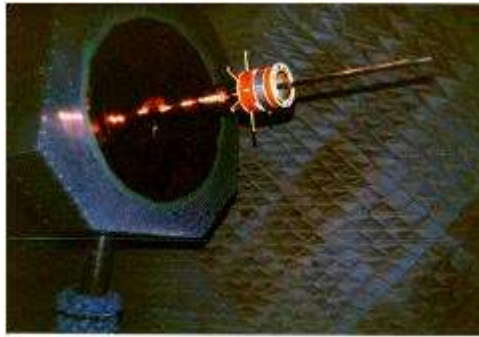
Uno de los sistemas de comunicación mas importantes que utiliza la antena microstrip es el sistema móvil satelital. El sistema celular terrestre corriente no puede proveer un alcance completo dentro de una región global grande, como la de los Estado Unidos. Como resultado, la comunicación móvil a móvil no sería posible en el área rural, donde no existe estación celular. Un sistema a base de satélite puede satisfacer esta necesidad mediante el uso de unos pocos conjuntos de satélites geoestacionarios o por un número grande de satélites de órbita baja. Dos ejemplos de sistemas de satélites geoestacionarios son los ya implementados en el sistema móvil de satélite (MSAT). Ambos sistemas operan en frecuencias de banda L. El INMARSAT tiene varias versiones diferentes (standards A, B, C, y D) de las terminales de tierra que usan antenas de tipo reflector y que están destinadas a las aplicaciones de barcos en el mar. Sin embargo, su reciente terminal desarrollada, standard-M, la cual esta destinada para la aplicación en tierra, usa un arreglo de antenas microstrip de tamaño portafolio. Esta antena, desarrollada por Glocom Corporation of Rockville, Maryland, usa seis extensiones circulares y provee 14.5 dB de ganancia.

Foto 2. Antena microstrip para satélite



Antena microstrip conformada

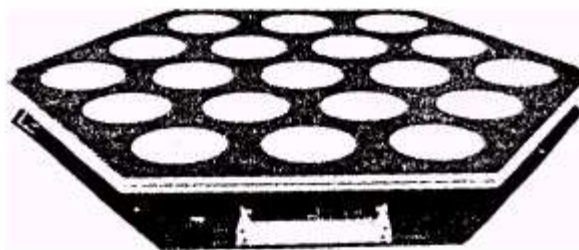
Foto 3. Ubicación de la antena microstrip en el satélite



La antena en el satélite

El sistema MSAT ha sido estudiado internacionalmente por entidades como Canadá, Japón, La Agencia para el espacio Europeo (ESA), Australia y los Estados Unidos. Por la potencia limitada del satélite, por el limitado tamaño de la antena, y por la gran altitud, el terminal de tierra requiere una antena de alcance medio (10 dBi) para satisfacer los requerimientos del enlace en la comunicación. La antena de alcance medio con un rayo directo requiere una capacidad de señal satelital para mantener su rayo directo al satélite mientras el vehículo esta en movimiento. Se han desarrollado dos tipos de antenas de alcance medio que usan técnicas microstrip. Una es la de arreglo fasado electrónicamente dirigido y la otra es el arreglo mecánicamente dirigido. Dos arreglos tienen la mayor demanda, uno desarrollado por Ball corporation de los Estados Unidos, y la otra desarrollada por los laboratorios Toyota Central RID de Japón que se muestra en la foto 4.

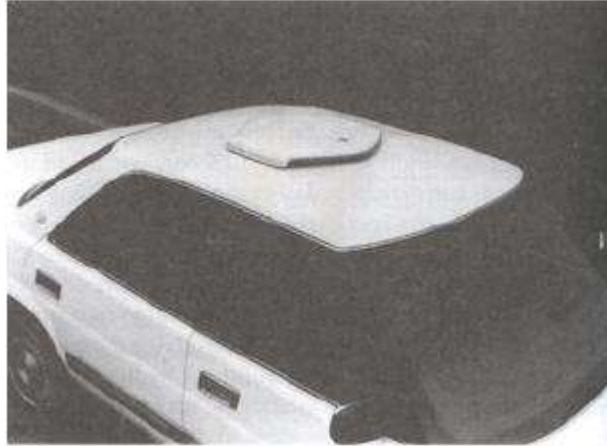
Foto 4. Arreglos microstrip



Ambas antenas usan radiadores duales apilados para cubrir las bandas de frecuencia de transmisión y recepción con 19 elementos. Ambas antenas tienen un tamaño de aproximadamente 50 cm de diámetro y 4 cm de altura. El estudio de Ball dice que el arreglo de antenas fasado, si se produce en un volumen de 50.000 unidades en un periodo de 5 años, tendría un costo de fabricación de

aproximadamente US\$2000 por unidad. La foto 5 presenta la antena japonesa cuando se instaló en un carro de pasajeros.

Foto 5. Antena micorstrip en aplicaciones para vehículos



Un arreglo de antenas fasado similar, desarrollado por Ball Corporation se ha instalado sobre las naves Boeing para comunicaciones satelitales aeronáuticas comerciales.

Considerando la antena mecánicamente dirigida, el laboratorio de propulsión a chorro (JPL) de los Estados Unidos ha desarrollado un sistema único de bajo perfil y eficiente. Este aparato es una Yagi microstrip mecánicamente dirigida. El aparato tiene un diámetro de 48 cm y una altura de 4 cm para una producción como la considerada antes, JPL ha estimado que esta antena mecánica costaría aproximadamente US \$400 por unidad para el fabricante. Para ambas, el arreglo de antenas fasado y las antenas mecánicamente dirigidas, el radiador del microstrip ha demostrado la capacidad de minimizar el tamaño y el costo de la antena, la mayoría de los costos en el sistema de antena son atribuidos a los componentes de exploración del haz y a los componentes de seguimiento y no a la porción del radiador.

Los sistemas satelitales de orbita baja, como el sistema IRIDIUM de banda L, propuesto por Motorola Inc., por ejemplo requeriría de múltiples arreglos fasados de microstrip de alto alcance y de antenas omnidireccionales de corto alcance en las terminales de tierra. Cada uno de los dispositivos fasados en satélites tiene miles de radiadores microstrip, mediante la impresión de todos estos radiadores sobre un panel sencillo plano, el proceso de fabricación tiene un costo más bajo y el sistema de antena requerirá menos volumen y contribuirá a que haya menos masa en el satélite. Para la terminal de tierra, una antena omnidireccional de corto

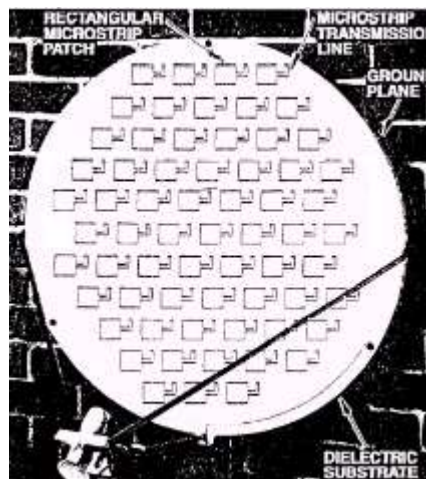
alcance, como una hélice cuadrifilar, será suficiente, sin embargo, se puede usar la antena microstrip en el techo del vehículo si se requiere.

3.2 APLICACIONES PARA EL SISTEMA DE POSICION GLOBAL (GPS)

El GPS de base satelital, iniciado hace 30 años para misiones militares ha crecido teniendo aplicaciones comerciales significativas. Inicialmente se tuvieron 24 satélites circulando la tierra cada 12 horas en una altitud de 20.200 Km. Cada satélite transmite continuamente códigos en las dos frecuencias de banda L. En cualquier momento, cuatro de estos satélites pueden ayudar a un usuario en tierra determinar su posición precisa con una precisión de 15 metros y a determinar el tiempo en una precisión de 100 nanosegundos.

La antena para una terminal de tierra es una antena circular polarizada, omnidireccional, de rayo amplio y corto alcance. Al minimizar los costos, el tamaño y la masa de la antena, el radiador de la antena microstrip se convierte en el mejor candidato. La corporación Ball ha desarrollado un elemento microstrip en cerámica que tiene un tamaño de 5 cm x 5 cm un grosor de 0.8 cm y un peso de 85 gramos. Un sustrato de cerámica con constante dieléctrica más alta se usa para reducir el tamaño de la antena y para aumentar la anchura del rayo. La tecnología de la antena dual apilada se emplea para lograr las dos frecuencias de banda L requeridas del sistema GPS.

Foto 6. Antena microstrip GPS



Los laboratorios Toyota Central R&D de Japón han desarrollado una antena microstrip GPS, que usa una tecnología matricial para lograr la capacidad de frecuencia dual con una extensión sencilla. Esta antena fue desarrollada para

montarla en los automóviles de pasajeros Toyota para propósitos de navegación GPS. Será difícil encontrar otro tipo de antena que suplante el desempeño de la antena microstrip en términos de costo, masa y tamaño para la aplicación de GPS.

3.3 APLICACIONES NO SATELITALES

Además de las aplicaciones satelitales discutidas en las secciones previas, la antena microstrip ha sido útil en muchas otras áreas. Por su capacidad de montaje han sido implementadas en las aeronaves comerciales para los propósitos de altimetría, colisión, evasión, detección remota, etc., los arreglos microstrip de tamaño pequeño han sido también desarrollados para el sistema de evasión de colisiones automovilística en frecuencias milimétricas (Foto 7). El uso de la antena se extiende a áreas médicas en aplicaciones de hipertermia, al igual que en los sistemas de telefonía celular como se muestra en la foto 8.

Figura 23. Aplicación de microstrip en evasión de colisiones

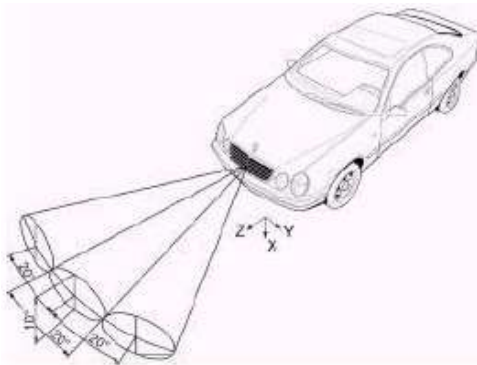


Foto 7. Antenas microstrip en equipos móviles celulares



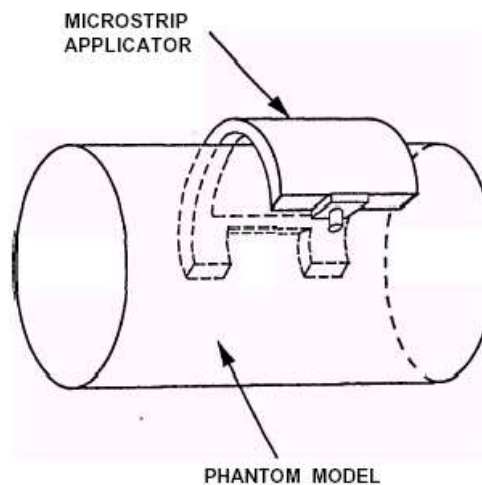
En el área de detección remota la técnica de radar de abertura sintética se usa para determinar las clases de suelo, el tipo de vegetación, la velocidad y la dirección de las olas en el océano lo que tiene un impacto comercial significativo en la población general en términos de agricultura y predicción del clima. La NASA ha desarrollado recientemente un SAR interferométrico en la banda C y ha medido satisfactoriamente las olas oceánicas lo que contribuye a la predicción del clima. La aeronave DC8 de Mc Donnell Douglas ha sido usada como plataforma de radar. Se han instalado dos arreglos microstrip idénticos separados por una distancia prescrita para ejecutar apropiadamente la función interferométrica, cada arreglo tiene una abertura rectangular y genera un rayo en forma de hélice en una amplia dirección. Una vista del arreglo microstrip se ve en la foto 9, muestra las dos filas de antenas microstrip cuadradas, con un total de 76 elementos. Estas dos filas son alimentadas con fases opuestas para conseguir la baja polarización cruzada requerida. Un número relativamente grande de elementos son alimentados serialmente para minimizar la pérdida de inserción y de esta manera obtener una buena eficiencia. Este aparato ha realizado menos de 30 dB de polarización cruzada en la región principal del rayo y una eficiencia total de 72% con un alcance mayor de 23.8 dBi.

Foto 8. Aplicación microstrip para Radar



En el área médica, la energía de microondas ha sido una de las más efectivas formas de inducir hipertermia en el tratamiento de tumores malignos. Las dificultades han sido experimentadas en el calentamiento de tejidos profundos y en un calentamiento relativamente grande en el volumen del tejido. En general, las características deseadas para un aplicador de microondas incluye un depósito efectivo de la energía en un volumen de tejido definido, buena adaptación de impedancia y una buena conformación en la superficie siendo tratada para que fuera del área tratada ocurra un mínimo de escape de energía de microonda. En suma, el radiador debería ser liviano, rugoso y debería tener un diseño fácil de manejar. La antena microstrip parece tener todos esos requerimientos. En los primeros diseños de los radiadores microstrip para las aplicaciones de hipertermia eran dipolos grabados y un anillo en la banda S. Los diseños más recientes involucran el uso de un disco microstrip en frecuencias de la banda L. Dos líneas microstrip acopladas con separación ajustable han sido usadas en frecuencias UHF para medir el gradiente de temperatura en el cuerpo humano. Una interesante y única aplicación del radiador microstrip es el aplicador de radiador flexible con 43 MHz. La foto 10 muestra como un radiador flexible microstrip puede ser aplicado a una superficie curva para máxima eficiencia.

Figura 24. Radiador flexible microstrip



3.4 AMPLIFICADOR MULTITAPA CON ACOPLAMIENTO MICROSTRIP

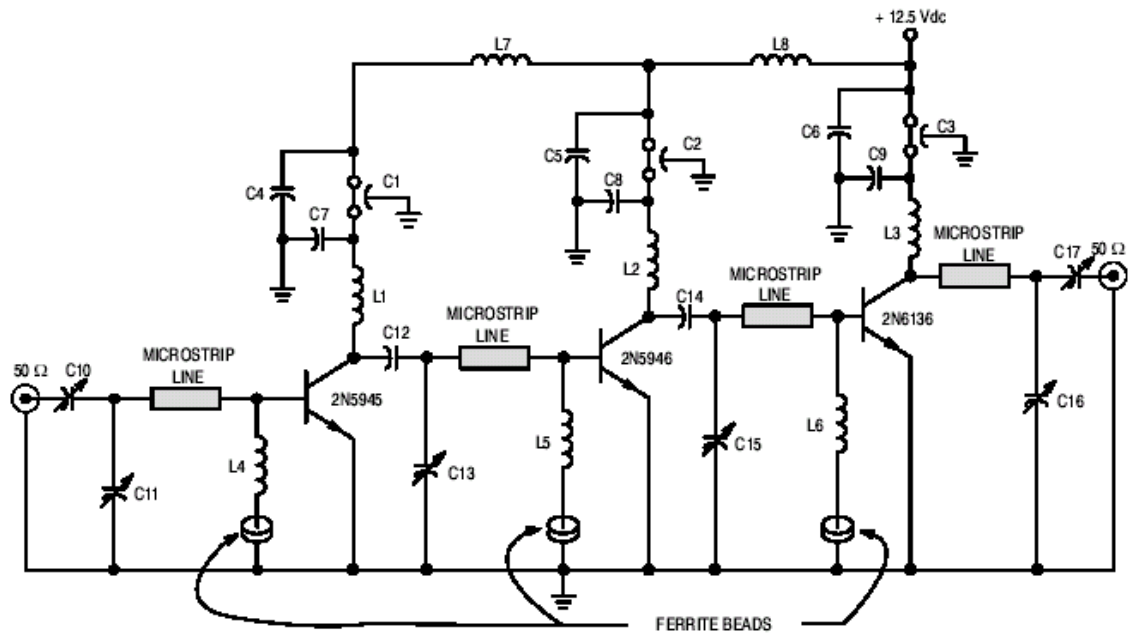
Las aplicaciones hasta ahora vistas se basan en el uso de antenas microstrip, esta sección muestra la ventaja de utilizar líneas microstrip en el acoplamiento de las etapas de un amplificador transistorizado. Nuestro amplificador provee 25 W de potencia en el rango de 450 – 512 MHz en la banda UHF, opera con un rango de 5 a 12 voltios lo cual lo hace útil para equipos de transmisión móvil. La ganancia es de 16 dB y la eficiencia total es de 48.5%. La figura muestra la conformación del amplificador.

A continuación, presentamos algunas consideraciones de diseño de la técnica microstrip para este amplificador.

Las líneas microstrip se usan para este amplificador debido a su superioridad inherente sobre otros métodos con esta frecuencia. La construcción de microstrip es más eficiente frente a los equivalentes que utilizan componentes discretos y las pérdidas introducidas son menores.

En lugar de cerámicas con altos valores de constantes dieléctricas se utilizan tableros de fibra de vidrio con teflón, este material es más fácil de manejar sin perder las ventajas del diseño.

Figura 25. Diagrama esquemático del amplificador



El valor de la impedancia característica se calcula con esta expresión:

$$Z_0 = \frac{377h}{\sqrt{\epsilon_r} \times W \left[1 + 1.735 \epsilon_r^{-0.724} \left(\frac{W}{h} \right)^{-0.836} \right]} \quad (3.1)$$

Donde:

- ϵ_r = Constante dieléctrica
- W = Amplitud de la línea microstrip
- h = Grosor del dieléctrico.

El termino h es igual al total del grosor del tablero microstrip menos el grosor del cobre en ambos lados. En este diseño ese término es igual a:

$$h = 62 - 2 * (1.4) = 59.2 \text{ mils}$$

$$1 \text{ oz. copper} = 1.4 \text{ mils}$$

Se debe utilizar la amplitud efectiva cuando el conductor tiene un espesor limitado.

$$W_{\text{eff}} = W + \frac{t}{\pi} \left(\ln \frac{2h}{t} + 1 \right) \quad (3.2)$$

Donde t = espesor del conductor.

La siguiente lista muestra las impedancias de entrada y salida para cada etapa de amplificación.

2N5945	2N5946	2N6136
$Z_{\text{in}} = 1.3 + j1.5 \text{ ohms}$	$Z_{\text{in}} = 1.3 + j1.2 \text{ ohms}$	$Z_{\text{in}} = 1.3 + j4.11 \text{ ohms}$
$Z_{\text{out}} = 4.6 + j5.4 \text{ ohms}$	$Z_{\text{out}} = 4.2 + j0.5 \text{ ohms}$	$Z_{\text{out}} = 3.2 + j1.96 \text{ ohms}$

4. ESTUDIO DE PRODUCTOS SOFTWARE DE ANALISIS Y SINTESIS PARA CIRCUITOS A ALTAS FRECUENCIAS.

Los paquetes de diseño asistidos por computador (CAD) han estado disponibles durante mucho tiempo para realizar el diseño de circuitos electrónicos de baja frecuencia. Para microondas, en cambio, las opciones son bastante limitadas y costosas. Buscando resultados, y a pesar de las obvias desventajas, los métodos tradicionales de cortar y ensayar son usados aún para realizar circuitos. La situación sin embargo está cambiando radicalmente ya que los computadores personales hacen amplia y versátil la potencia de la computación disponible para diseñadores en tanto que van apareciendo en el mercado cada vez más los paquetes CAD sofisticados para microondas.

Enfrentado con una vasta variedad para escoger, el ingeniero ahora debe determinar cual software es el que mejor se adapta para su requerimiento particular. El software viene en muchas clases y es muy difícil compararlos. La mayor parte de ellos están basados en modelos y circuitos equivalentes, mientras que algunos hacen uso de análisis de campo electromagnético. Los programas están dedicados al análisis (el usuario describe una estructura y determina su respuesta eléctrica) y la síntesis (los programas ‘hallan’ una estructura física encontrando un comportamiento eléctrico especificado). Esto puede ser realizado por técnicas de síntesis directas o por un software de análisis insertado dentro de un bucle de optimización (un punto aproximado de comienzo se requiere usualmente). Algunos estudios de software CAD aparecen disponibles ocasionalmente en la literatura técnica. A continuación se presenta una breve descripción de algunos de los paquetes más populares actualmente.

4.1 APLICACIONES COMERCIALES

4.1.1 Touchstone (HP EESOF, para IBM-PC y HP serie 200)

Es un programa de diseño, análisis y optimización de circuitos de microondas y RF, es rápido y de propósito general, especialmente desarrollado para computadores personales. Más de 80 elementos están contenidos en este catálogo, que incluye microstrip, stripline, guías de onda y líneas coplanares, discontinuidades, elementos localizados y modelos de dispositivos electrónicos. El usuario también puede definir sus propios elementos según la matriz de dispersión. Las posibilidades para ajustes se ofrecen, con 2 algoritmos de optimización (método del gradiente y perturbación aleatoria) hasta para 15 variables.

El programa acompañante Montecarlo determina la sensibilidad del circuito. Eesoft también provee programas de síntesis de dispositivos compatibles con Touchtone: guías de onda, filtros microstrip y stripline pasabanda, pasabajos y eliminadores de banda, filtros coaxiales pasabajos y pasabandas. El programa E-Syn sintetiza los circuitos de adaptación. Spice para microondas proporciona síntesis y análisis de circuitos no lineales.

El programa Anacat está diseñado para medidas, en particular con analizadores de red vectoriales, y provee funciones de empotramiento y desempotramiento. Un programa gráfico, Micad, que corre en el mismo software, dibuja el diseño y puede generar máscaras en plotter regular.

4.1.2 Supercompact (CCC, para VAX, IBM, IBM-PC, Apollo, PC, HP 9000)

Es una herramienta general de análisis y optimización para microondas y RF. Permite realizar el análisis y optimización de circuitos de cuatro puertos, así como el modelo de la impedancia del transistor (las especificaciones del transistor, comercialmente disponibles están incluidas en esta librería) y la adaptación de la síntesis de red. En particular, pueden crearse los diseños microstrip acoplados. Se pueden especificar Microstrip y otras líneas planares, ambas en términos de sus dimensiones físicas y eléctricas. Se incluyen las expresiones aproximadas, con precisiones del 1% o mejores.

Se toman en la cuenta los efectos de dispersión, radiación, discontinuidades, multicapas, metalización, superficies ásperas, dieléctricos y pérdidas en el conductor. Tiene disponible una opción FFT en el dominio del tiempo. Los circuitos son optimizados por la perturbación aleatoria y las técnicas del gradiente, su parámetro de sensibilidad está determinado con un algoritmo de Monte-Carlo. Un programa acompañante es el Autoarct, que hace uso del mismo Hardware, fue el primer paquete CAD para diagramas en microondas ofrecido comercialmente.

4.1.3 CADE+ (diseño asistido por computador para circuitos electrónicos, CC para HP 200/500, Tektroniz e IBM-PC XT/AT)

Es un paquete de análisis y optimización de circuitos. Cubriendo el rango VLF 40Ghz, realiza el análisis en el dominio de la frecuencia y del tiempo, utilizando representación matricial y análisis nodal para dos puertos, incluyendo elementos concentrados (lumped elements), línea de cinta (stripline), líneas coplanares, discontinuidades y acopladores. Se toma en la cuenta la dispersión y se determina el dominio de validez. El análisis del amplificador también evalúa los parámetros de ruido. La optimización está basada en una técnica de exploración

seguida por una aproximación del gradiente, y se determina también la sensibilidad. Los kits de diseño se ejecutan en el mismo hardware, entre ellos están: kit de diseño para microondas (amplificadores), kit de diseño de filtros y osciladores.

4.1.4 Acline (para Vax, Apollo y HP9000)

Es un programa de alto nivel, algo similar a Supercompact, desarrollado por el profesor C. Vidallon de la Universidad Paul Sabatier en Toulouse, Francia. Provee grandiosas facilidades de optimización a sus usuarios, y tiene disponibles un número de elementos microstrip en una forma interactiva. Una nueva versión, llamada Ac-line, ofrece un aumento considerable en su ejecución.

4.1.5 ESOPE (Thom6, para VAX, IBM, Apollo)

Es un software interactivo para el análisis y optimización de circuitos de microondas. Permite que se implementen el mayor número de componentes (arreglos RLC, líneas de transmisión, guías de onda, líneas acopladas, microstrip). Los circuitos activos son descritos por sus parámetros de dispersión. La optimización puede llevarse a cabo con uno o diferentes objetivos; tiene disponibles tres algoritmos (máximos y mínimos, cuadrados mínimos, tolerancia fija). La sensibilidad y el peor caso son determinados, y los resultados se representan gráficamente. El programa es en Fortran 77. El dibujo del diagrama del circuito se lleva a cabo por el software Hyper 6-D.

4.1.6 MIDAS (RCA, para Unix y SUN es procesadores de más de 32 bits).

Analiza y optimiza circuitos con más de 20 nodos y 5 puertos utilizando expresiones algebraicas que definen los parámetros requeridos para analizar el circuito. Todos los componentes comunes (carga RLC, líneas de transmisión, líneas acopladas, discontinuidades, circuladores, transformadores ideales, fuentes controladas) están implementados. Da un énfasis en Stripline y microstrip. El acoplamiento entre elementos está determinado por una red arbitraria de líneas, a fin de analizar e interdigitalizar las estructuras. El programa compañero es el N-Fet que está específicamente desarrollado para el diseño de amplificadores FET.

4.1.7 LINMIC (HP 9000 series 500 y 300, microvax II).

Introduce un concepto de gran significado para el diseño orientado de diagramas de estructuras simples o multicapas planares y monolíticas: combina, aparentemente para la primera vez, un análisis de campo (basado en una técnica mejorada en el dominio espectral) con más modelos comunes y circuitos equivalentes (para líneas simples y acopladas, discontinuidades, uniones T, capacitancias, resistores, transistores y otros elementos de carga). El paquete LINMIC puede por lo tanto describir estructuras complejas, para las cuales tiene modelos no analíticos que aún están siendo desarrollados: capacitores interdigitalizados, inductores cuadrados de múltiples vueltas y líneas intermedias acopladas. Pueden considerarse hasta 4 capas de dieléctrico, incluyendo capas de metalización, pérdidas ohmicas y dieléctricas, efectos de acoplamiento y de modos de alto orden. Hasta 40 conexiones en la superficie pueden ser consideradas, y la estructura puede estar dividida en 20 sub-redes. Provee un procedimiento interactivo, basado en un algoritmo de dirección conjugada, en términos de reflexiones, ganancia, pérdidas por inserción, rizado, estabilidad del ruido definido por 60 o más parámetros. Se puede analizar la sensibilidad con respecto a estos parámetros. La alta exactitud, un rango de validez amplio y una gran velocidad de computación expanden drásticamente el rango de aplicaciones.

MCAD: Viene de la misma fuente que LINMIC, considerando varias líneas simples y planares acopladas (hasta 20 líneas acopladas) sobre substratos multicapas (hasta 4 substratos). Es usado para analizar discontinuidades, uniones acopladores y filtros, así como elementos de carga. Suministra 3 algoritmos de optimización.

4.1.8 CIAD (Spefeo Software, para IBM PC-XT o AT)

Es un programa de análisis general y optimización para circuitos, compuesto de elementos de carga RLC, fuentes controladas, circuladores, líneas de transmisión con pérdidas o sin pérdidas, uno y dos puertos descritos por su matriz de dispersión. El programa acompañante Design sintetiza el ancho de banda de circuitos adaptados para amplificadores de ganancia lineal.

4.1.9 MAMA (Medida y análisis para microondas de Made it associates, para HP 9836 o HP 9000 serie 300)

Analiza y diseña transformadores de onda cuadrada, acopladores direccionales, líneas microstrip y discontinuidades, circuitos híbridos, divisores de potencia (actualmente, la mayoría de estos elementos pueden ser realizados también por

MICROS, el programa mas reciente adicionalmente los dibuja y corta las máscaras). Sintetiza filtros y antenas rectangulares impresas. Puede ser usado para desencapsular componentes e interfaces con Microcompacto.

4.1.10 Multimatch (Ampsa, para IBMPC)

Es básicamente un paquete de adaptación para cargas de microondas y amplificadores. El funcionamiento potencial de un transistor está determinado a partir de su matriz de dispersión y los circuitos de adaptación son directamente sintetizados por una operación estable, con componentes cargados o secciones de línea de transmisión. Las discontinuidades en las líneas de transmisión son tomadas en cuenta y corregidas. Las aproximaciones hechas no optimizan el circuito, pero provee al usuario con diferentes diseños sintetizados para que escoja, junto con sus funcionamientos eléctricos; estos diseños pueden ser usados como puntos de partida para un programa de optimización. En muchas aplicaciones prácticas, las soluciones propuestas por Multimatch fueron lo suficientemente óptimas para no necesitar de futuras depuraciones.

4.1.11 ANALOP (tecnología para sistemas de radar, para OBM-PC y CP μ -80)

Analiza y optimiza, en 15 variables con 15 frecuencias, 2 puertos teniendo hasta 200 elementos: componentes de carga RLC, resonadores serie y paralelo, líneas de transmisión, transformadores, inversores de impedancia, líneas de transmisión microstrip y discontinuidades, guías de onda rectangulares (modo dominante), fuentes controladas, filtros y acopladores.

MICROKOP (IBM PC/XT) un algoritmo de interacción permite el análisis y la síntesis de líneas microstrip acopladas.

4.1.12 TRANSCAD (Webb Laboratories, para IBM PC-XT/AC)

Fue desarrollado para el estudio de transiciones entre líneas de transmisión (coaxial, bifilar, estructuras planares) y guías de onda.

4.1.13 GENESYS (EAGLEWARE para IBM PC)

Genesys es una familia integrada de programas para el diseño de circuitos análogos. Es compatible con simuladores como Touchstone.

La familia Genesys incluye:

Programas de síntesis que ayudan a la creación de filtros lumped (elementos concentrados), osciladores, filtros activos, redes adaptadoras, filtros distribuidos y amplificadores.

SCHEMAX, es un editor el cual permite ver o editar los diseños creados con los programas de síntesis usando un ambiente esquemático. Se interfaza directamente con SuperStar.

SuperStar, es un simulador de circuitos lineales. La simulación de circuitos no lineales incluye análisis de armónicos con la ayuda del simulador Spice. Permite trabajar con filtros, microstrip, stripline, slabline, osciladores, acopladores, etc.

4.1.14 PROGRAMA DE ASISTENCIA EN EL DISEÑO DE CIRCUITOS INTEGRADOS PARA MICROONDAS (PUFF)

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 se construye queda disponible en la pantalla, un análisis en el dominio del tiempo o de la frecuencia. Incluye además la habilidad para analizar las pérdidas tanto en el dieléctrico como en el metal, la dispersión para impedancia y constante dieléctrica y los efectos debidos al ancho de las franjas y las asperezas de la superficie.

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

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

El programa se encuentra dividido en cinco ventanas, y dos gráficos adicionales para la carta de Smith y la respuesta en tiempo/frecuencia.

Como conclusión podemos afirmar que entre los paquetes de software CADs para diseño microstrip, algunos de ellos son paquetes de propósito general para análisis/síntesis de gran ancho de banda, otros específicamente dedicados al diseño de una clase única de componentes. Muchos de los programas aparentemente realizan similares tareas, haciendo que la selección se dificulte. Idealmente uno puede ensayar algunos paquetes de software para desarrollar el mismo circuito, y entonces comparar los resultados, la facilidad de operación, requerimientos de memoria y tiempo del computador, compatibilidad, servicio, errores, etc. El costo, la disponibilidad y el servicio son la llave de los parámetros no técnicos en la operación actual. La exactitud suministrada por un programa es uno de los parámetros más significativos para la selección, en particular cuando se involucran los procesos de optimización.

4.1.15 Aplicaciones de Software para microondas (MS-DOS)

Son programas de pequeños propósitos tratando con acopladores: sección única, secciones múltiples, simétricas o asimétricas, líneas en varias tecnologías: stripline balanceada, microstrip, guías de ondas rectangulares y rígidas.

PLANIM: el circuito planar aproximado para la caracterización de circuitos microstrip está combinado con el método del parámetro imagen para dar una nueva técnica para el diseño de circuitos integrados para filtros microstrip.

XLIN: para el análisis y síntesis de líneas de transmisión microstrip y stripline.

4.1.16 CONTRASTACION ENTRE EL SOFTWARE DISEÑADO Y EL COMERCIAL

El software microstrip desarrollado es un programa orientado a lo didáctico, donde se ha buscado dar los primeros pasos para el estudio de la técnica microstrip. Este software permite hacer análisis y diseño de manera sencilla para diferentes elementos microstrip básicos, tales como líneas, filtros y antenas.

El objetivo de este software es permitir al usuario un primer encuentro con esta técnica, permitiéndole que pueda darse una idea clara de sus principios, al igual que tener datos reales de la geometría de los elementos, así como el manejo de los parámetros más importantes.

El software microstrip comercial presenta un alto desarrollo y permite al usuario gran cantidad de posibilidades de diseño y análisis de circuitos complejos, incluyendo como por ejemplo, stripline, guías de onda, discontinuidades, elementos localizados, modelos de dispositivos electrónicos, arreglos de antenas, optimización de circuitos, multicapas, análisis en el dominio de la frecuencia y el tiempo, etc.

La labor del ingeniero es poder determinar cual software es el que mejor se adapta a su requerimiento particular, considerando todas las posibilidades que ofrece el mercado.

Es necesario que la Facultad desarrolle otros proyectos de grado sobre la técnica microstrip, que permitan profundizar más en el tema y se puedan obtener resultados cada vez más competitivos.

Debido a que la tendencia actual de las telecomunicaciones es hacia la utilización eficiente del espectro electromagnético, aprovechando las altas frecuencias, la técnica microstrip y el software relacionado, ofrece muy buenas posibilidades de desarrollo pues permite aplicarla en diferentes dispositivos tales como líneas, filtros, antenas, arreglos, circuitos de microondas, que a su vez son usados hoy en día en proyectos de mucha importancia, como son las aplicaciones satelitales, sistemas celulares, aeronaves comerciales, evasión de colisiones automovilísticas, detección remota, sistemas de radar y de control, etc.

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

La técnica Microstrip ha ganado espacio en diversas aplicaciones, como por ejemplo las antenas que son utilizadas en misiles, cohetes y satélites, ya que ofrecen un peso reducido, pequeño tamaño y bajo perfil. Estas se pueden instalar fácilmente sobre el piso o se adaptan suavemente a las superficies curvas.

A nivel local, todavía es muy complicado la elaboración de los circuitos Microstrip, ya que la precisión que exigen es grande por la exactitud de las dimensiones, que en el terreno de la alta frecuencia requieren de mucho más cuidado que a bajas frecuencias. Sería muy importante tener contactos con empresas extranjeras o realizar convenios con otras universidades que facilitaran la elaboración de las tarjetas.

Otro gran inconveniente es la carencia de instrumentación para realizar medidas y pruebas a frecuencias del orden de los Gigahertz.

Recomendamos que la Facultad adquiriera instrumentación para frecuencias de más de un Gigahertz, como por ejemplo un analizador de red.

Recomendamos la adquisición de software que permita el diseño y análisis de la técnica Microstrip y otras de alta frecuencia.

Se recomienda continuar este trabajo, desarrollando varios proyectos de grado independientes, que puedan profundizar en los temas de antenas de diversos tipos, arreglos de antenas Microstrip y filtros Microstrip en sus diversas formas.

En los últimos diez años, el costo para desarrollar y manufacturar los elementos Microstrip ha decaído significativamente, por la madurez de la tecnología, por la reducción del costo del material del sustrato y por el proceso de manufacturación, lo cual abre el mercado haciéndolo cada vez más atractivo.

Los diseños Microstrip se han podido simplificar usando software de diseño desarrollado con la colaboración del computador.

Un campo grande de aplicación de la técnica Microstrip es el de las comunicaciones satelitales móviles, donde se utilizan antenas desarrolladas con esta técnica. También se utilizan para el sistema de posición global GPS.

Se desarrolló un software educativo sobre los cálculos básicos en Microstrip, pero es recomendable que en futuros trabajos se pueda desarrollar software de análisis y diseño para cada uno de los elementos Microstrip.

No sobra recordar que es muy importante que tanto los estudiantes como la Facultad le den el debido cuidado al estudio del idioma inglés, pues casi toda la literatura reciente está en dicho idioma.

Con el auge de los sistemas de comunicación a altas frecuencias y su popularización junto con la reducción de costos, es de gran importancia que la Facultad pueda tener el conocimiento y la infraestructura necesaria para poder trabajar en estos campos de las comunicaciones.

Si la Facultad desea elaborar proyectos a altas frecuencias, muy seguramente nos veremos en la necesidad de utilizar la técnica Microstrip, ya sea en adaptación de etapas, sistemas de alimentación, antenas o filtros. Recomendamos que se sigan elaborando otros trabajos en esta área pues el sector de las telecomunicaciones avanza rápidamente y es necesario estar a la par con estos nuevos desarrollos.

BIBLIOGRAFIA

AUTOMATIC AMPLITUDE ANALYZER 6500 MANUAL. Marconi Instruments 1984

BALANIS Constantine. Antenna Theory. Capítulo 14

EDN DESIGN FEATURE. Junio de 1994, pp 99 – 104

ELECTRONICS LETTERS. Vol 24, No 9, 28 de abril de 1988. Vol 26, No 7, marzo 29 de 1990. Vol 26, No 4, febrero 15 de 1990. Vol 26, No 12, junio 17 de 1990

FOOKS E.H., ZAKAREVICIUS R.A. Microwave Engineering Using Microstrip Circuits. Capítulos 3, 4 y 9

GUREWICH Ori, GUREWICH Nathan. Aprendiendo Visual C++ 5.

IEE PROCEEDINGS. Vol 135, No 3, Junio 1998, pp 145 – 157. Vol 137, No 1, febrero de 1990.

JOHNSON Richard. Antenna Engineering Handbook. Capítulo 7

MEDINA Luis. Líneas de Transmisión en Microcinta. Capítulo 1.

MICROWAVE JOURNAL. Noviembre de 1991. Pp 128 – 135

MICROWAVES & RF. Noviembre de 1988. Vol 27, No 12, pp 89 – 96. Abril de 1991, pp 95 – 102. Febrero de 1993, pp 71 - 80

RF/IF DESIGNER'S HANDBOOK. Empresa Mini-Circuits. Capítulos 3 y 8

ROGER Freeman. Telecommunication Transmission Handbook. Capítulo 1.

YODERN Thomas. Antenna Desing. Capítulo 5