

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería Eléctrica

—••••—

"DISEÑO CON AYUDA DEL COMPUTADOR
DE FILTROS PARA MICROONDAS"

TESIS DE GRADO

Previa a la obtención del Título de:
INGENIERO EN ELECTRICIDAD

ESPECIALIZACION: ELECTRONICA

Presentada por:

LUIS ALFREDO MARIÑO

Guayaquil - Ecuador

1.987

AGRADECIMIENTO

Al Ing. JAIME SANTORO, Director de Tesis, por la decidida e invaluable ayuda brindada a la realización de este trabajo.

Al Ing. GUSTAVO BERMUDEZ, por permitirme utilizar la PC-IBM de la Facultad de Ing. Eléctrica.

D E D I C A T O R I A

A MIS ABUELOS

A MIS TIOS

A MI MADRE

A MI NOVIA



Ing. Gustavo Bermúdez F.
Presidente del Tribunal



Ing. Jaime Santoro D.
Director de Tesis



Ing. Pedro Carlo P.
Miembro del Tribunal



Ing. Hernán Gutiérrez V.
Miembro del Tribunal

DECLARACION EXPRESA

"La responsabilidad de los hechos, ideas, doctrinas expuestas en ésta tesis, me corresponden exclusivamente; y el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITGRAL"

(Reglamento de exámenes y Títulos profesionales de la ESPOL)

Luis Marino

LUIS ALFREDO MARINO

RESUMEN

En este trabajo desarrollamos un Sistema CAD (Diseño con ayuda del computador) que sirve para diseñar algunos filtros de microondas de tipo pasa banda tales como: filtro de línea de transmisión, filtro con cavidades acopladas a un cuarto de onda y filtro con cavidades acopladas directamente. El Sistema fue realizado con el fin de dar una ayuda rápida y práctica en la obtención de los parámetros de diseño de tal forma que satisfaga los requerimientos de: ancho de banda, número de secciones, ancho de la guía y tolerancia en la banda de paso. La metodología utilizada "método de pérdidas de inserción" usa como modelo un filtro a baja frecuencia y, empieza especificando la característica de frecuencia en la banda de paso de dos filtros: Butterworth y Chebyshev.

Debido a la complejidad de los cálculos y los gráficos que deben realizarse se hace imprescindible el uso de un microcomputador. Para implementar esta Tesis se ha utilizado un microcomputador IBM PC de la Facultad de Ingeniería Eléctrica.

En pocas palabras, este trabajo permitira disponer de un

Sistema CAD para diseñar algunos filtros de microondas,
utilizando una metodología sencilla.

INDICE GENERAL

	Pag.
RESUMEN	6
INDICE GENERAL	8
INDICE DE FIGURAS.....	11
INDICE DE TABLAS	13
INTRODUCCION	14
I. FILTROS DE MICROONDAS	17
1.1 Generalidades	17
1.2 Diseño usando el método de pérdidas de inserción	19
1.3 Especificación de las relaciones de pérdidas de de potencia	21
1.3.1 Filtro Butterworth	22
1.3.2 Filtro Chebyshev	23
1.4 Diseño de filtros pasa bajo	26
1.5 Transformaciones de frecuencia	33
1.5.1 Expansión de frecuencia	35
1.5.2 Transformación pasa bajo a pasa alto ...	36
1.5.3 Transformación pasa bajo a pasa banda	39
1.6 Inversores de impedancia y admitancia	43

II. ALGUNOS EJEMPLOS DE FILTROS PARA MICROONDAS ..	56
2.1 Filtro de línea de transmisión	56
2.2 Filtro con cavidades acopladas a un cuarto de onda	61
2.3 Filtro con cavidades acopladas directamente ..	68
III. SISTEMA CAD	76
3.1 Generalidades	76
3.2 Datos de entrada	79
3.3 Diagrama de flujo del sistema	81
3.4 Programas Principales	83
3.5 Presentación de resultados	85
3.6 Notas sobre la programación	86
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	87
APENDICES	89
A. Línea de transmisión y guía de onda rectangular ..	89
A.1 Línea de transmisión	89
A.2 Guía de onda rectangular	93
B. Elementos de filtros de microondas	96
B.1 Fragmentos de línea en circuitos abierto y corto circuito	96
B.2 Elementos reactivos de guía de onda	97
C. Diagramas de flujo de programas principales	100
D. Manual de usuario	109

E. Listado del programa	119
BIBLIOGRAFIA	141

INTRODUCCION

El diseño del filtro de microondas se puede realizar planteando las ecuaciones de Maxwell y resolviendo para las condiciones de frontera que se imponen en el problema. Sin embargo, no es posible resolver convenientemente el sistema de ecuaciones diferenciales o integrales electromagnéticas en regiones que están limitadas por estructuras complicadas geométricamente. Por esta razón los elementos de circuitos de microondas tienen un comportamiento de frecuencia complicado y no existe un procedimiento general y completo de síntesis del filtro.

En vista de estas complicaciones presentamos una técnica de diseño de filtros de microondas llamada "Método de pérdidas de inserción", que usa como modelo un filtro prototipo pasa bajo a bajas frecuencias. Las razones para esto son: 1) el procedimiento de síntesis desarrollado para el diseño de filtro a bajas frecuencias es muy conocido, y 2) el comportamiento de frecuencia semejante entre algunos elementos de microondas y las reactancia capacitiva o inductiva sobre un limitado rango de frecuencia.

El diseño del filtro por el método de pérdidas de inser-

ción empieza con una completa especificación de una característica de frecuencia físicamente realizable, (llamada relación de pérdidas de potencia P_{LR} y desde esta una conveniente red de filtro pasa bajo formada de capacitores e inductores es sintetizada. Por medio de transformaciones de frecuencia, el filtro pasa bajo con frecuencia de corte uno y terminada en una impedancia de carga de 1 ohm puede ser usado como modelo para el diseño de filtros pasa alto y pasa banda con arbitraria terminación de carga resistiva. Para obtener el filtro de microondas reemplazamos todos los inductores y capacitores por convenientes elementos de circuitos de microondas que tienen características de frecuencia similar sobre el rango de frecuencia de interés. Como ejemplos de filtros de microondas obtenidos de esta manera presentamos: filtro de línea de transmisión, filtro con cavidades acopladas a un cuarto de onda y filtro con cavidades acopladas directamente.

Para ayuda rápida y práctica el diseño es realizado mediante un Sistema CAD (diseño con ayuda del computador). El Sistema permitirá entrar el filtro de ejemplo deseado y la característica de frecuencia. La suficiente cantidad de información en el contenido entregara (por pantalla) al diseñador el esquema del prototipo de filtro entrado y la curva de

frecuencia, así como también los valores de los parámetros del filtro elegido.

CAPITULO I

FILTROS DE MICROONDAS

1.1. Generalidades.

Una red de filtro ideal proporciona perfecta transmisión para todas las frecuencias en una cierta región del espectro e infinita atenuación fuera de ella. Tales características ideales no pueden ser obtenidas, y el objetivo del diseño del filtro es aproximar a los requerimientos ideales dentro de una aceptable tolerancia. Los filtros caen dentro de tres categorías principales a saber: 1) filtros pasa bajo que transmite todas las señales entre frecuencias cero y alguna de límite superior ω_c y atenúa todas las frecuencias arriba del valor de corte ω_c , 2) filtros pasa alto que pasa todas las frecuencias arriba a un valor corte inferior ω_c y rechaza todas las frecuencias debajo de ω_c , 3) filtros pasa banda que pasa todas las frecuencias en un rango ω_1 a ω_2 y rechaza frecuencias fuera de este rango. El complemento de filtro pasa banda, el filtro rechazo de banda, atenúa frecuencias en el rango ω_1 a ω_2 y es también de interés en ciertas aplicaciones

A bajas frecuencias los bloques construidos para filtros son inductores y capacitores ideales. Estos elementos tienen una muy simple característica de frecuencia, y un completo procedimiento de síntesis ha sido desarrollado para el diseño de filtros. El problema de diseñar filtros a la frecuencia de las microondas donde elementos con parámetros distribuidos deben ser usados es mucho más complicado, y ninguna teoría completa o procedimiento de síntesis existe. Sin embargo, en reto a estas complicaciones a la frecuencia de las microondas un número de técnicas útiles para el diseño de filtros de microondas ha sido desarrollado. El caso de filtros de banda estrecha es directo puesto que muchos elementos de microondas tienen características de frecuencia semejante a aquella de una reactancia inductiva o capacitiva ideal sobre un rango de frecuencias limitado. En este caso un filtro prototipo a baja frecuencia puede ser usado como modelo. El filtro de microondas es realizado reemplazando todos los inductores y capacitores por convenientes elementos de circuito de microondas que tienen características de frecuencia similar sobre el rango de frecuencia de interés. Por esta razón un buen esfuerzo en el diseño de filtros de microondas ha sido basado directamente en

la aplicación de las técnicas de síntesis a baja frecuencia. Una de estas es el método de pérdidas de inserción la cual consideramos en este capítulo.

Las características de cualquier filtro serán modificadas por las pérdidas que están presentes en todos los elementos de una red física. El efecto de incorporar las pérdidas de los elementos en el procedimiento de síntesis hace la teoría de síntesis más complicada, así esto no es realmente hecho. A la frecuencia de las microondas las pérdidas pueden ser conservadas razonablemente pequeñas de tal manera que el diseño es una buena aproximación.

1.2. Diseño usando el método de pérdidas de inserción.

La relación de pérdidas de potencia de una red P_{LR} se define como la potencia incidente dividida para la potencia actual entregada a la carga. Si la potencia incidente es P_i , la potencia reflejada es P_i^2 y la potencia entregada a la carga es $(1 - P_i^2)P_i$, entonces

$$P_{LR} = \frac{P_i}{(1 - P_i^2)P_i} = \frac{1}{1 - P_i^2} \quad (1.1)$$

Donde $|r| = P$ es el coeficiente de reflexión de entrada para una red de pocas pérdidas terminada en una impedancia de carga resistiva $Z_L = R_L$. Las pérdidas de inserción medidas en decibels es:

$$L = 10 \log \frac{P}{P_L}$$

El diseño del filtro por el método de pérdidas de inserción empieza especificando la relación de pérdidas de potencia P o la magnitud del coeficiente de reflexión $|r| = P$ como una función de la frecuencia ω . Una red que da la deseada relación de pérdidas de potencia es entonces sintetizada. Sin embargo un arbitrario $r(\omega)$ como una función de ω no puede ser escogido puesto que no puede corresponder a una red física. Las restricciones a ser impuestas en r son conocidas como las condiciones para realización física, y ellas son:

A) Para una red pasiva es claro que la potencia reflejada no puede exceder la potencia incidente, por consiguiente:

$$|r(\omega)| \leq 1$$

B) La relación de pérdidas de potencia debe ser expresado en la forma

$$P_{LR} = 1 + \frac{P^2(W)}{D^2(W)} \quad (1.2)$$

donde P y D son polinomios pares en W.

1.3. Especificación de las relaciones de pérdidas de potencia.

La relación de pérdidas de potencia que ha sido halladas mas útiles para el diseño de filtros de microondas son aquellas que dan respuesta Butterworth y respuesta Chebyshev en la banda de paso. El filtro Butterworth y el filtro Chebyshev son descritos abajo para el caso pasa bajo unicamente.

1.3.1. Filtro Butterworth.

La relación de pérdidas de potencia para un filtro pasa bajo Butterworth es obtenido escogiendo al polinomio D igual a uno y $P^2(W)$ igual $K^2 (W/W_c)^{2N}$. Por consiguiente tenemos:

$$P_{LR} = 1 + K^2 (W/W_c)^{2N} \quad (1.3)$$

La banda de paso es la región desde $W = 0$ al valor de corte W_c . El máximo valor de P_{LR} en la

banda de paso es $1 + K^2$, y por esta razón K^2 es llamada la banda de tolerancia y para este caso generalmente es igual a uno. Para $W > W_c$ la relación de pérdidas de potencia incrementa indefinidamente a una relación dependiente del exponente $2N$, el cual en cambio está relacionado al número de secciones del filtro empleado. Un típico filtro característico es ilustrado en la fig. 1.1.

1.3.2. Filtro Chebyshev.

La relación de pérdidas de potencia para el filtro Chebyshev es escogido como:

$$F_{LR} = 1 + K^2 T_N^2(W/W_c) \quad (1.4)$$

donde

$$T_N(W/W_c) = \cos(N \cos^{-1} W/W_c) \quad (1.5)$$

llamado polinomio Chebyshev de primera clase de grado N . Por 1.5, nosotros vemos que

$$T_0(W) = \cos 0 = 1 \quad (1.6a)$$

$$T_1(W) = \cos(\cos^{-1} W) = W \quad (1.6b)$$

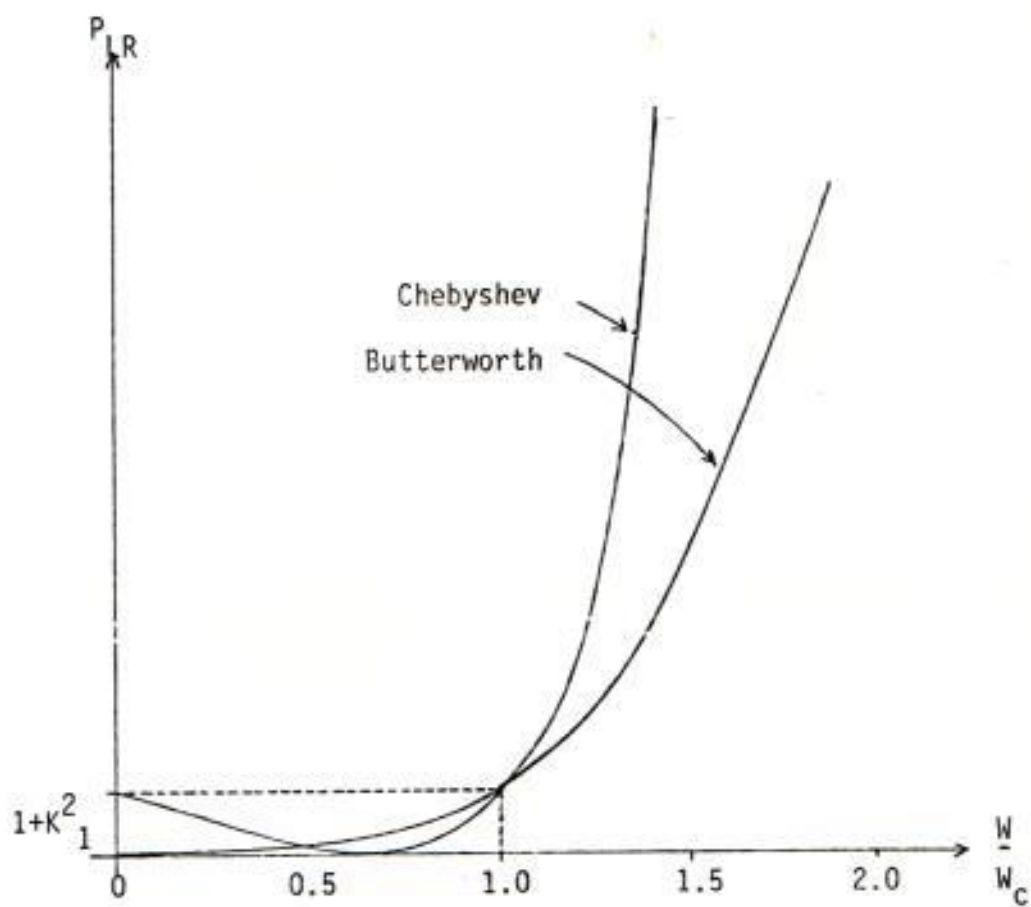


Fig. 1-1 Respuesta del filtro pasa bajo para filtros Butterworth y Chebyshev para $N=2$

A obtener polinomios de alto grado y observar que $T_N(w)$ es en verdad un polinomio de grado N , hacemos la sustitución

$$w = \cos \theta$$

así

$$T_N(w) = \cos N\theta$$

Por medio de fórmulas trigonométricas nosotros podemos escribir

$$T_{N+1}(w) = \cos N\theta \cos \theta - \sin N\theta \sin \theta$$

$$T_{N-1}(w) = \cos N\theta \cos \theta + \sin N\theta \sin \theta$$

Sumando produce

$$T_{N+1}(w) + T_{N-1}(w) = 2 \cos N\theta \cos \theta$$

$$T_{N+1}(w) = 2wT_N(w) - T_{N-1}(w) \quad (1.7)$$

Nosotros podemos obtener polinomios de alto grado por medio de (1.6). Por ejemplo $N = 1$ en (1.7)

produce:

$$T_2(W) = 2WT_1(W) - T_0(W) = 2W^2 - 1$$

Una lista de polinomios Chebyshev para $N = 0, 1, \dots, 4$ es dado en Tabla I.

Tabla I

$$\begin{aligned}
 T_0(W) &= 1 \\
 T_1(W) &= W \\
 T_2(W) &= 2W^2 - 1 \\
 T_3(W) &= 4W^3 - 3W \\
 T_4(W) &= 8W^4 - 8W^2 + 1 \\
 T_N(W) &= 2WT_{N-1}(W) - T_{N-2}(W)
 \end{aligned}$$

Cuando N es grande $T_N(W) \approx 2^{N-1} W^N$

Algunas propiedades de estos polinomios son:

$$a) T_N(1) = \cos(N \cos^{-1} 1) = \cos 0 = 1$$

$$b) T_N(0) = \begin{cases} 0 & \text{para } N \text{ impar} \\ 1 & \text{para } N \text{ par} \end{cases}$$

$$c) T_N(-W) = (-1)^N T_N(W)$$

Así T_N es par o impar de acuerdo a si N es par o impar, por consiguiente $T_N^2(\omega)$ es una función par.

La relación de pérdidas de potencia oscila entre 1 y $1 + K^2$ en la banda de paso, e incrementa monotamente para $\omega > \omega_c$. Una típica curva de respuesta es mostrada en la figura 1.1. para $N=2$. Una particularidad notable de la curva de respuesta Chebyshev comparada con la curva Butterworth es su mayor proporción de subida mas allá del punto de corte, lo cual usualmente es una característica deseada.

Para ω/ω_c grande, la relación de pérdidas de potencia para el filtro Chebyshev aproxima a:

$$P_{LR} \approx K^2 (2^{N-1} (\omega/\omega_c)^2)^N = \frac{K^2}{4} (2\omega/\omega_c)^{2N}$$

Comparada con la respuesta característica Butterworth esta es mayor por un factor 2^{2N-2} .

1.4. Diseño de filtros pasa bajo.

La relación de pérdidas de potencia del filtro pasa bajo

Butterworth y Chebyshev puede ser realizado por medio de una red escalera de capacitores e inductores en la forma ilustrada en Fig. 1.2. La impedancia de carga es escogida igual a 1 ohm, y la impedancia del generador como R. El dual del circuito de la fig. 1.2a esta en fig. 1.2b. Ambos circuitos pueden ser diseñados a dar la misma relación de pérdidas de potencia. Para respuesta Butterworth y Chebyshev en la banda de paso la red escalera es simétrica para un número impar de elementos. Los valores de los elementos en la red son denotados por g_k , y por el principio de dualidad son los mismos en ambos circuitos, mientras la impedancia R' es igual a $1/R$. Para N impar ambos R y R' igual a uno.

Sea Z_{in} la impedancia de entrada a el plano aa en fig. 1.2, el coeficiente de reflexión sera:

$$r = \frac{Z_{in} - R}{Z_{in} + R}$$

En términos de Z_{in} y R, la relación de pérdidas de potencia es:

$$\frac{P}{P_{LR}} = \frac{1}{1 - |r|^2}$$

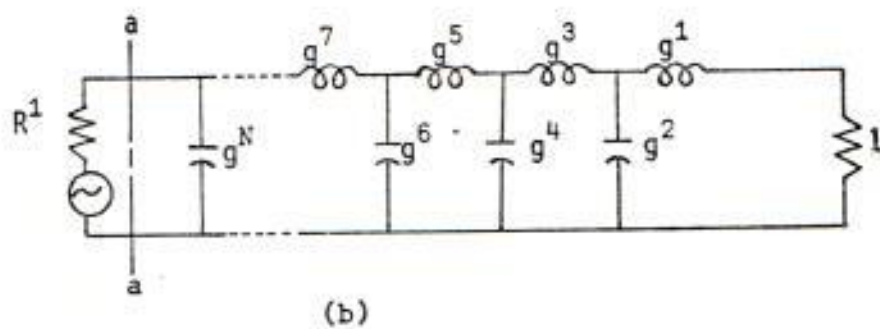
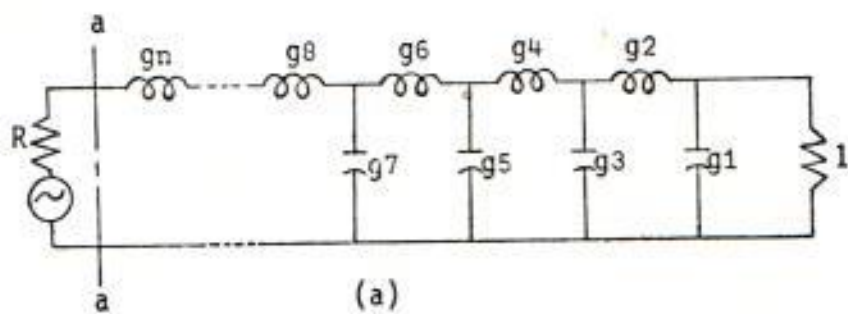


Fig. 1-2 Redes escalera del filtro prototipo pasa bajo.

$$P_{LR} = 1 + \frac{|Z_{in} - R|^2}{2R(Z_{in} + Z_{in}^*)} \quad (1.8)$$

A $\omega = 0$, todos los capacitores aparecen como impedancias infinitas y todos los inductores como impedancias cero, y por consiguiente $Z_{in} = 1$. Para un filtro Butterworth o Chebyshev con N impar nosotros debemos tener la relación de pérdidas de potencia igual a uno a $\omega = 0$; lo cual requiere que la impedancia del generador sea igual a uno. Para un filtro Chebyshev con N par, tenemos que

$$P_{LR} = 1 + K^2 \text{ a } \omega = 0, \text{ por consiguiente:}$$

$$1 + K^2 = 1 + \frac{(1 - R)^2}{4R}$$

$$R = \frac{2}{(2K^2 + 1) + (4K^2(1 + K^2))^{1/2}} = 1/R' \quad (1.9)$$

Los valores g_k de los elementos en la red escalera pueden ser obtenidos calculando Z_{in} e igualando la relación de pérdidas de potencia dada por (1.8) a la deseada relación de pérdidas de potencia con un N dado. Como ejemplo considere para el caso $N = 2$.

$$Z_{in} = \frac{1}{1 + \frac{W^2}{C}} (1 + j(WL + \frac{W^3}{LC} - WC))$$

$$Z_{in} = R + \frac{(1 - WLC)^2 + j(WL - WCR)}{1 + jWC}$$

$$PLR(W) = 1 + \frac{(1 - R)^2 + W(L^2 + C^2R - 2LC) + W^2LC}{4R}$$

Para respuesta Butterworth $P_{LR}(0) = 1$, entonces $R = 1$

$$PLR = 1 + \frac{W(L^2 + C^2 - 2LC) + W^2LC}{4}$$

Ademas debemos escoger $L^2 - 2LC + C^2 = 0$, entonces $L=C$.

Si nosotros especificamos que el corte ocurre a $W=1$ con una banda de tolerancia de K tenemos:

$$1 + K^2 W^4 = 1 + \frac{L^2 + C^2}{4} W^4$$

asi:

$$LC = 2K^2$$

$$L = C = (2K^2)^{1/2}$$

Para respuesta Chebyshev nosotros igualamos P_{LR} a:

$$1 + K^2 T^2 (W/W_c) = 1 + K^2 (2 (W/W_c)^2 - 1)^2$$

Para obtener L y C.

Para valores grandes de N este procedimiento es muy laborioso y soluciones generales han sido trabajadas.

Para la red Butterworth con una relación de pérdidas de potencia $P_{LR} = 1 + W^{2N}$ los valores de los elementos son dados por :

$$R = 1 \quad (1.10a)$$

$$g_K = 2 \operatorname{Sen} \frac{2K - 1}{2N} \pi \quad K = 1, 2, \dots, N \quad (1.10b)$$

donde g_K es el valor de inductancia en henrios o de capacitancia en faradios.

Para un filtro pasa bajo Chebyshev con $W_c = 1$, los valores de los elementos son dados por:

$$R = \frac{1}{2K^2 + 1 - 2K(1+K)^{2/2}} \quad \begin{array}{l} N \text{ impar} \\ N \text{ par} \end{array} \quad (1.11a)$$

$$(1.11b)$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \quad (1.11c)$$

$$g_k = \frac{4 a_{k-1} a_k}{b_{k-1} g_{k-1}} \quad (1.11d)$$

donde:

$$a_k = \text{Sen} \frac{2k - 1}{2N}$$

$$b_k = \gamma^2 + \text{Sen}^2 \frac{K\pi}{N}$$

$$\gamma = \text{Sen} h \frac{\beta}{2N}$$

$$\beta = \ln \frac{(1 + K^2)^{1/2} + 1}{(1 + k^2)^{1/2} - 1}$$

Valores numéricos para los g_k son dados en las Tablas II y III para N hasta 5, $W_c = 1$ y una tolerancia en la banda de paso K^2 igual a 0.0233 (0.1 db de risado en la banda de paso) para el filtro Chebyshev.

TABLA II : VALORES DE g_k PARA FILTRO BUTTERWORTH

K	N			
	2	3	4	5
1	1.414	1.00	0.765	0.618
2	1.414	2.00	1.848	1.618
3		1.00	1.848	2.000
4			0.765	1.618
5				0.618

TABLA III : VALORES g_k PARA FILTRO CHEBYSHEV ($K^2 = 0.0233$)

K	N			
	2	3	4	5
1	0.843	1.031	1.109	1.146
2	0.622	1.147	1.306	1.371
3		1.031	1.770	1.975
4			0.818	1.371
5				1.146

1.5. Transformaciones de frecuencia

El filtro pasa bajo con límite ya indicado a $\omega_c = 1$ y terminado en una impedancia de carga de 1 ohm puede ser usado como modelo para el diseño de filtros pasa alto y pasa banda con arbitraria terminación de carga resistiva. Por esta razón es referido como un filtro prototipo. Si denotamos la variable de frecuencia para el filtro prototipo pasa bajo por W' la relación de pérdidas de potencia puede ser expresada en la forma:

$$P_{LR} = 1 + P(W')^2$$

para respuesta Butterworth y Chebyshev.

Si es deseable tener una terminación de carga R_L diferente de 1 ohm, el filtro requerido es obtenido multiplicando todas las otras reactancias y la resistencia del generador por un factor R_L . Esto es, la reactancia del filtro prototipo puede ser mirada como normalizada con respecto a R_L . Los nuevos valores para las inductancias y capacitancias son:

$$j X_L' = j W L_k R_L$$

$$j B C_k' = j W C_k / R_L$$

así:

$$L' = L_k R_L \tag{1.12a}$$

$$C' = C_k / R_L \tag{1.12b}$$

$$R' = R_L R \tag{1.12c}$$

Para la discusión de transformación de frecuencia, nosotros asumiremos terminación de 1 ohm puesto que el cambio en nivel de impedancia del filtro puede ser hecho como último paso en el proceso de diseño.

Si reemplazamos la variable de frecuencia W' por una nueva variable W de acuerdo a:

$$W' = f(W)$$

entonces:

$$P_{LR} = 1 + P(W')^2 = 1 + P(f(W))^2$$

Como una función de W' ó f , esta relación de pérdidas de potencias es aquella del filtro prototipo pesa bajo, pero como una función de W tiene diferentes características, dependiendo en como $f(w)$ es escogido.

1.5.1. Expansión de frecuencia.

Si deseamos cambiar la frecuencia de corte de uno a algún otro valor W_c , nosotros escogeremos:

$$f(w) = \frac{w}{W_c}$$

así

$$P_{LR} = 1 + P\left(\frac{w}{W_c}\right)^2 \quad (1.13)$$

El corte ocurre cuando el argumento W/W_c igual a uno o $W = W_c$. Las reactancias serie o susceptancia paralela en el filtro prototipo deben ser reemplazadas por nuevas reactancias y susceptancias.

$$j X_k' = j \left(\frac{W}{W_c} \right) L_k$$

$$j B_k' = j \left(\frac{W}{W_c} \right) C_k$$

donde $W' = W/W_c$. Un examen de estas ecuaciones muestra que como función de W

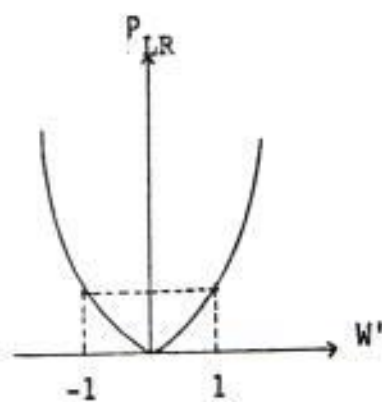
$$L_k' = L_k/W_c \quad (1.14a)$$

$$C_k' = C_k/W_c \quad (1.14b)$$

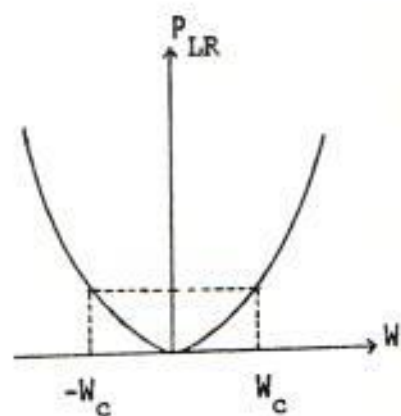
La relación de pérdidas de potencias en términos de W' y W son comparadas en fig. 1.3 a y b.

1.5.2. Transformación pasa bajo a pasa alto

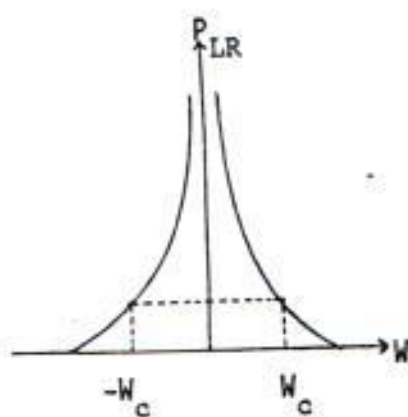
Un filtro pasa alto es obtenido escogiendo $f(w)$



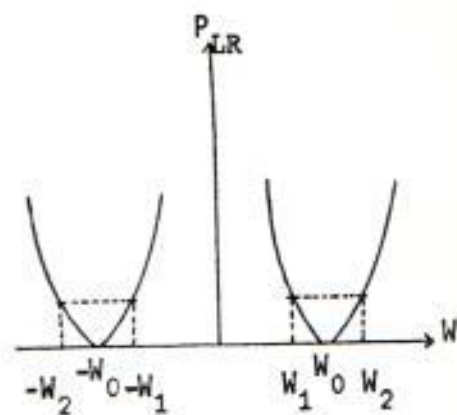
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 1-3 (a) Respuesta del filtro prototipo pasa bajo; (b) Expansión de frecuencia; (c) Transformación pasa bajo a pasa alto; (d) transformación pasa bajo a pasa banda.

igual a $-Wc/W$ a producir una relación de pérdidas de potencia:

$$P_{LR} = 1 + P \left(\frac{Wc}{W} \right)^2 \quad (1.15)$$

Esta transformación de frecuencia mapea el punto $W'=0$ en los puntos $W = \pm\alpha$, los puntos $W'=\pm 1$ en $W = \mp Wc$, y los puntos $W'=\pm\alpha$ en $W=0$. El efecto es intercambio en regiones banda de paso y banda de obstrucción, como ilustrada por fig. 1.3 a y c. A obtener la relación de pérdidas de potencia de la forma (1.15), la reactancia series y la susceptancia paralela en el nuevo filtro deben ser escogidos como sigue.

$$jXk' = -j \left(\frac{Wc}{W} \right) Lk$$

$$jBk' = -j \left(\frac{Wc}{W} \right) Ck$$

De estas ecuaciones vemos que todas las inductancias Lk deben ser reemplazadas por capacitancias Ck' y los Ck deben ser reemplazadas por inductan-

das Lk' en la manera siguiente:

$$Ck' = \frac{1}{W_0 Lk} \quad (1.16a)$$

$$Lk' = \frac{1}{W_0 Ck} \quad (1.16b)$$

1.5.3. Transformación pasa bajo a paso banda

Un filtro pasa banda se obtiene considerando el siguiente cambio de variable

$$W' = f(W) = \frac{W_0}{W_2 - W_1} \left(\frac{W}{W_0} - \frac{W_0}{W} \right) \quad (1.17b)$$

esta ecuación puede ser resuelta para W a dar

$$W^2 - W^2 (W_2 - W_1) W - W_0^2 = 0$$

$$W = W_0 \left(\frac{W_2 - W_1}{2} \right) + \left(W_0 \left(\frac{W_2 - W_1}{2} \right)^2 + \right.$$

$$\left. W_0 \right)^{1/2}$$

Si nosotros escogemos $W_0^2 = W_1 W_2$ obtenemos:

$$W = W' \frac{W_2 - W_1}{2} + \frac{1}{2} \left(W'^2 (W_2 - W_1)^2 + 4 W_1 W_2 \right)^{1/2}$$

El punto $W' = 0$ es mapeado en los puntos $W = \pm W_0$ y $W' = \pm 1$ mapea en los cuatro puntos $\pm ((W_2 - W_1)/2) \pm (W_2 + W_1)/2 = \pm W_2$ y $\pm W_1$. Así el filtro prototipo pasa banda entre ± 1 mapea en bandas de paso extendiéndose de W_1 a W_2 y $-W_1$ a $-W_2$, los cuales representan filtros pasa banda con banda central a $\pm W_0$ e igual a la media geométrica de W_1 a W_2 como en Fig. 1.3 d.

Los requeridos elementos del filtro pueden ser deducidos considerando el comportamiento de frecuencia de conexiones series y paralelos de L y C como en la Fig. 1.4.

Para circuitos series nosotros tenemos:

$$jX' = jWL + \frac{1}{jWC}$$

$$jX' = j(L/C)^{1/2} \left(W(LC)^{1/2} - 1/W(LC)^{1/2} \right)$$

y para circuitos paralelos nosotros tenemos:

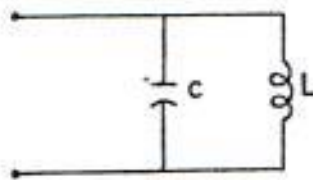
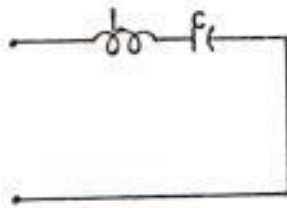


Fig. 1-4 Circuitos sintonizados serie y paralelo.

$$jB' = jWC + \frac{1}{jWL}$$

$$jB' = j(C/L)^{1/2} \left(\frac{W}{\omega_0} \right)^{1/2} - \frac{1}{W(LC)^{1/2}}$$

Si hacemos $(LC)^{1/2} = \omega_0^{-1}$ nosotros obtenemos:

$$jX' = j(L/C)^{1/2} \left(\frac{W}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{W} \right)$$

$$jB' = j(C/L)^{1/2} \left(\frac{W}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{W} \right)$$

A obtener la transformación de frecuencia requerida reemplazamos la reactancia $jX_k = jWL_k$ y la susceptancia $jB_k = jWC_k$ en el filtro prototipo por circuitos sintonizados series y paralelos tal que:

$$jX_k' = j(L_k'/C_k')^{1/2} \left(\frac{W}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{W} \right) = jL_k \frac{\omega_0}{\omega_0^2 - \omega_1^2}$$

$$\left(\frac{W}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{W} \right)$$

$$jB_k' = j(C_k'/L_k')^{1/2} \left(\frac{W}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{W} \right) = jC_k \frac{\omega_0}{\omega_0^2 - \omega_1^2}$$

$$\left(\frac{W}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{W} \right)$$

Si para circuitos series escogemos:

$$Lk' Ck' = \frac{1}{\omega_0^2} = \frac{1}{\omega_1 \omega_2} \quad (1.18a)$$

$$(Lk' / Ck')^{1/2} = \omega_0 Lk' = \frac{\omega_0 Lk}{\omega_2 - \omega_1}$$

$$Lk' = \frac{Lk}{\omega_2 - \omega_1} \quad (1.18b)$$

Para el circuito paralelo nosotros podemos escoger:

$$Lk' Ck' = \frac{1}{\omega_0^2} = \frac{1}{\omega_1 \omega_2} \quad (1.19a)$$

$$(Ck' / Lk')^{1/2} = \omega_0 Ck' = \frac{\omega_0 Ck}{\omega_2 - \omega_1}$$

$$Ck' = \frac{Ck}{\omega_2 - \omega_1} \quad (1.19b)$$

La red del filtro resultante es ilustrado en Fig. 1.5.

1.6. Inversores de impedancia y admitancia.

Un inversor de impedancia es un ideal transformador de un cuarto de onda. Una impedancia de carga conectada a un terminal es vista a la entrada como una impedancia

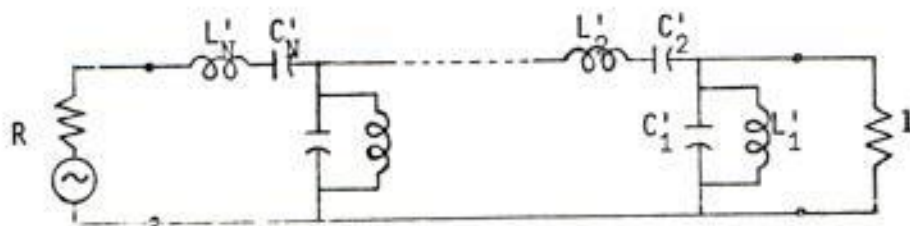


Fig. 1-5 Una red de filtro pasa banda.

Inv. No. _____

que ha sido invertida con respecto a la impedancia característica al cuadrado. Inversores de impedancia pueden ser usados a convertir una red de filtro pasa banda del tipo mostrado en Fig. 1.5 en una red conteniendo únicamente circuitos sintonizados series.

Consideremos un filtro pasa banda diseñado desde un prototipo pasa bajo de acuerdo a los métodos presentados anteriormente. Nosotros asumimos también que el nivel de impedancia ha sido ajustado así que la terminación de carga es R_L . La impedancia del generador es R_g , donde $R_g = R_L$ e igual a R_L para N impar y también para N par para los filtros Butterworth. Los parámetros de esta red son denotados por L_k' y C_k' . La red es ilustrada en la fig. 1.6a. Fig. 1.6b. ilustra una red equivalente obtenida por el uso de inversores de impedancia. El inversor entre elementos C_{k-1} , L_k y C_k , L_{k+1} tiene una impedancia característica $K_{k+1,k}$. Todas las inductancias y capacitancias son escogidas así que:

$$L_k' C_k' = L_{k+1} C_{k+1} = W_0^{-2}$$

Sin embargo para flexibilidad en el diseño, nosotros permitimos arbitrario cambio en nivel de impedancia por

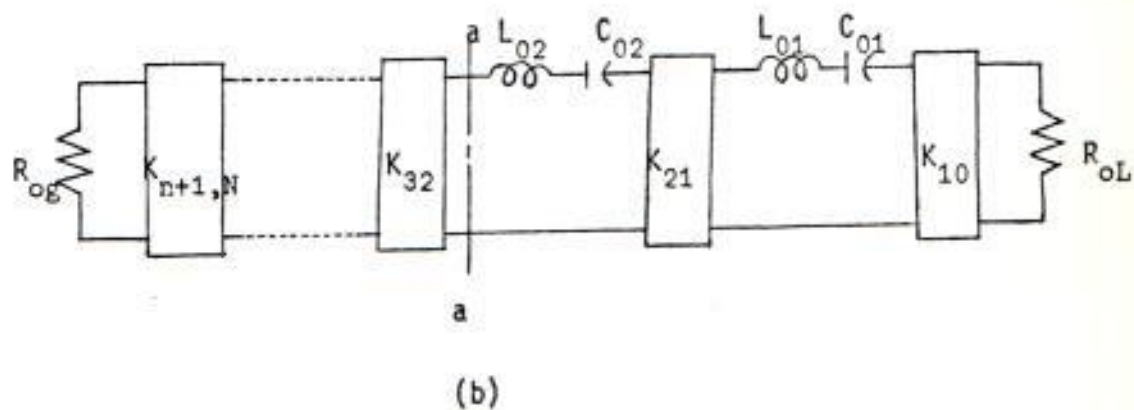
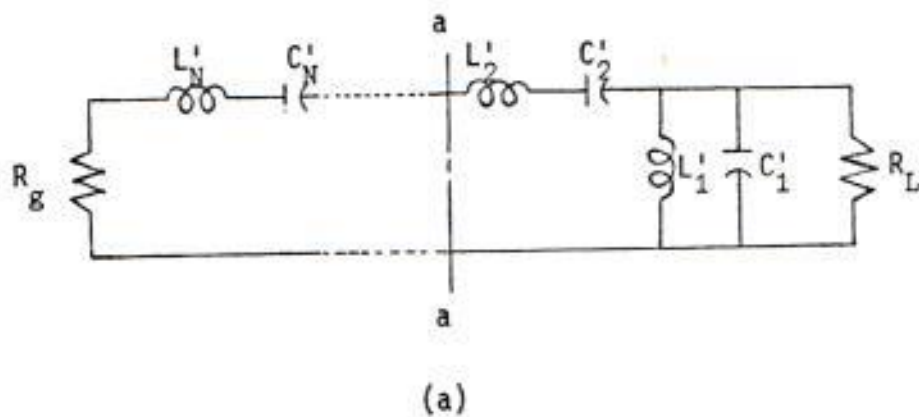


Fig. 1-6(a) Una red de filtro pasa banda; (b) Una red equivalente obtenida por uso de inversores de impedancia.

toda la red, y así todos los parámetros R_{oL} , R_{oG} y L_{oK} , $K = 1, 2, \dots, N$ pueden ser arbitrariamente escogidos. Las impedancias características de los inversores son de ese modo fijo, como el siguiente análisis muestra.

Para la red en Fig. 1.6a la impedancia de entrada al plano aa es:

$$Z_{in} = (L_2'/C_2')^{1/2} \left(j \left(\frac{W}{W_o} - \frac{W_o}{W} \right) + (C_2'/L_2')^{1/2} \frac{j\omega L_1'}{1 - (W/W_o)^2 + j\omega L_1'/R_L} \right) \quad (1.20)$$

Para el circuito de la Fig. 1.6b, la impedancia de entrada en el primer inversor es K_{1o} / R_{oL} . Sumando esto a la impedancia $j\omega L_{o1} + 1/j\omega C_{o1}$ invirtiendo con respecto a K_{21} y combinando con la impedancia $j\omega L_{o2} + 1/j\omega C_{o2}$, hallamos que la impedancia de entrada al plano aa es:

$$Z_{o,in} = (L_{o2}/C_{o2})^{1/2} \left(j \left(\frac{W}{W_o} - \frac{W_o}{W} \right) + (C_{o2}/L_{o2})^{1/2} \frac{j\omega K_{21} C_{o1}}{1 - (W/W_o)^2 + j\omega C_{o1} K_{1o} / R_{oL}} \right) \quad (1.21)$$

Cuando nosotros comparamos (1.20) con (1.21), vemos que ellas son las mismas funciones de W aparte de una constante $(L_02/C_02)^{1/2}$ en lugar de $(L_2'/C_2')^{1/2}$ lo cual representa un cambio en el nivel de impedancia, si hacemos la cantidad dentro de los corchetes la misma

$$K_{10}^2 C_01/R_0L = L_1'/R_L$$

o

$$K_{10} = (L_1' R_0L / C_01 R_L)^{1/2} = (L_01 R_0L / C_1' R_L)^{1/2} \quad (1.22)$$

En forma similar

$$(C_02/L_02)^{1/2} K_{21}^2 C_01 = (C_2'/L_2')^{1/2} L_1'$$

o

$$K_{21} = (L_02 L_01 / C_1' L_2')^{1/2}$$

Con los valores escogidos para K_{10} y K_{21} , ambas redes tienen la misma función de impedancia de entrada aparte de un cambio en el nivel de impedancia. Esta impedancia será denotada por $(L_2'/C_2')^{1/2} Z$ para la red en fig. 1.6a. y por $(L_02/C_02)^{1/2} Z$ para la red en fig. 1.6b. Si el análisis es repetido a hallar la impedancia de

entrada a la unión entre los elementos cuarto y quinto, similares resultados son obtenidos. Las impedancias requeridas son halladas reemplazando $L1'$, $C1'$ por $L3'$, $C3'$; $L2'$, $C2'$ por LN' , CN' , etc y reemplazando RL por $(L2'/C2')^{1/2} Z$ y RoL por $(Lo2/Co2)^{1/2} Z$. Así obtenemos:

$$K_{32} = (Lo3 Lo2 C2' / C3' Co2 L2')^{1/2} = (Lo2 Lo3 / L2' C2')^{1/2}$$

$$K_{43} = (Lo3 Lo4 / C3' L4')^{1/2}$$

Repetiendo el proceso de arriba, hallamos que en general para K hasta N

$$K_{k,k+1} = \begin{cases} (Lok Lok-1 / Lk' Ck-1')^{1/2} & K \text{ par} & (1.23a) \\ (Lok Lok-1 / Ck' Lk-1')^{1/2} & K \text{ impar} & (1.23b) \end{cases}$$

Para el último inversor considere primero el caso donde N es par, así que el último elemento en el filtro de fig. 1.6a. es una rama serie. Con referencia a Fig. 1.7. y por analogía con (1.20) y (1.21), las respectivas impedancias de entrada a los planos aa son:

$$Z_{in} = (L_N' / C_N')^{1/2} Z$$

$$Z_{in} = (LoN / CoN)^{1/2} Z$$

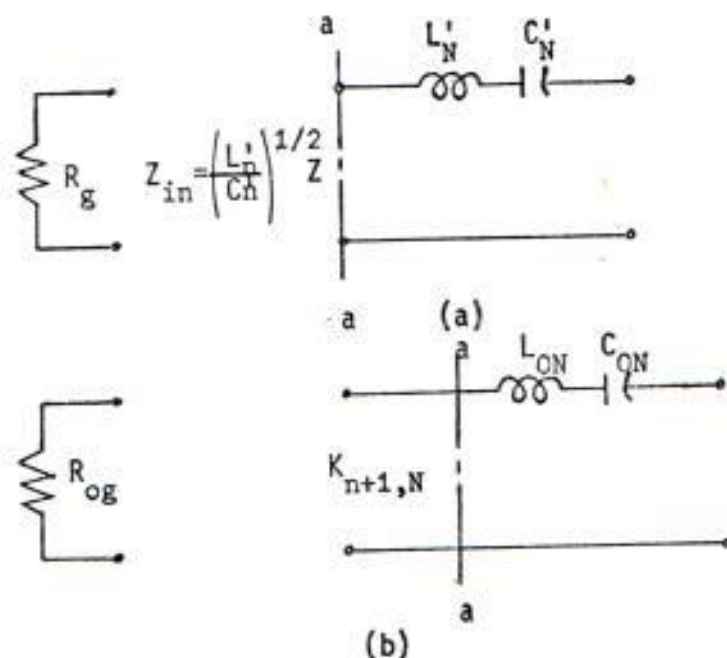


Fig. 1-7 Última sección del filtro para N par

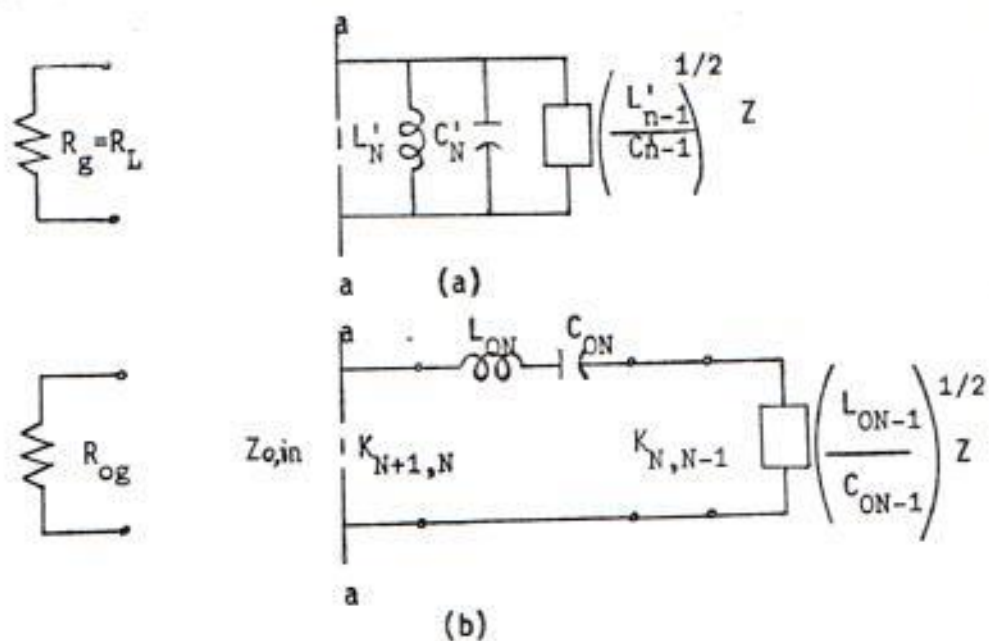


Fig. 1-8 Última sección del filtro para N impar.

La red en fig. 1.7a. es terminada en una impedancia R_g . La correcta terminación para la red en fig. 1.7b si el último inversor no es usado, será R_g multiplicado por la relación de los niveles de impedancia en las dos redes.

$$\begin{aligned} R_{og} &= R_g (L_{oN}/C_{oN})^{1/2} / (L_{N'} / C_{N'})^{1/2} \\ &= R_g (L_{oN} C_{N'} / L_{N'} C_{oN})^{1/2} \end{aligned}$$

Si un adicional inversor de impedancia es usado, nosotros podemos escoger una arbitraria terminación R_{og} , con tal que la impedancia característica $K_{N+1,N}$ es escogida así que R_{og} aparezca como una carga R_{og}' en el plano aa en Fig. 1.7b. Así

$$K_{N+1,N} = (R_{og} R_{og}')^{1/2}$$

además

$$L_{oN} C_{N'} / L_{N'} C_{oN} = L_{oN}^2 / L_{N'}^2$$

$$K_{N+1,N} = (R_{og} R_g L_{oN} / L_{N'})^{1/2} \quad N \text{ par} \quad (1.24)$$

Cuando N es impar, la última sección en el filtro proto-

tipo es una rama paralela. En este caso tenemos la situación de la fig. 1.8. Las impedancias de entrada a los planos aa son respectivamente:

$$Z_{in} = (LN'/CN')^{1/2} \left(j \left(\frac{W}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{W} \right) + \frac{1}{Z} \frac{LN' CN'-1'}{CN' LN'-1'} \right)^{-1}$$

$$Z_{o,in} = K_{N+1,N}^2 \left(\frac{CoN}{LoN} \right)^{1/2} \left(j \left(\frac{W}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{W} \right) + \frac{KN,N-1}{Z} \right)^{-2}$$

$$\left(\frac{CoN CoN-1}{LoN LoN-1} \right)^{1/2} \left(\right)^{-1}$$

Puesto que Z es la misma para ambas redes, la cantidad dentro del paréntesis es la misma para $Z_{o,in}$ como para Z_{in} , en vista de la manera en la cual $K_{N,N-1}$ es escogido (ver 1.23b). Los niveles de impedancia relativa de las dos redes son así $(LN'/CN')^{1/2}$ y $K_{N+1,N}^2 (CoN/LoN)^{1/2}$. Las dos impedancias terminales $R_g = RL$ y R_{og} deben ser proporcionales a los respectivos niveles de impedancia.

$$R_{og}/RL = K_{N+1,N}^2 (CoN CN'/LoN LN')^{1/2}$$

así:

$$K_{N+1,N} = (R_{og} LoN / RL CN')^{1/2} \quad N \text{ impar} \quad (1.25)$$

La red de la Fig. 1.6a. puede también ser convertida en una red equivalente conteniendo únicamente circuitos paralelos sintonizados por el uso de inversores de admitancia. El circuito equivalente es ilustrado en Fig. 1.9. Otra vez $L_k C_k = W_0^{-2}$, pero todos los L_k y las terminaciones resistivas R_{oL} y R_{oG} pueden ser arbitrariamente escogidos con tal que la admitancia característica $J_{k,k-1}$ de los inversores satisfagan las siguientes relaciones:

$$J_{1,0} = (C_{o1} / C_1' R_{oL} R_1)^{1/2} \quad (1.26a)$$

$$J_{k,k-1} = (C_{oK} C_{oK-1} / C_k' L_{k-1}')^{1/2} \quad K \text{ impar} \quad (1.26b)$$

$$J_{k,k-1} = (C_{oK} C_{oK-1} / L_k' C_{k-1}')^{1/2} \quad K \text{ par} \quad (1.26c)$$

$$J_{N+1,N} = (C_{oN} / C_N' R_g R_{oG})^{1/2} \quad N \text{ impar} \quad (1.26d)$$

$$J_{N+1,N} = (C_{oN} R_g / L_N' R_{oG})^{1/2} \quad N \text{ par} \quad (1.26e)$$

Note que para N impar $R_g = R_L$ en el circuito prototipo. La derivación de estas expresiones es paralela a la usada para los inversores de impedancia.

Los inversores de impedancia y admitancia usados en el análisis fueron asumidos como ideales transformadores de

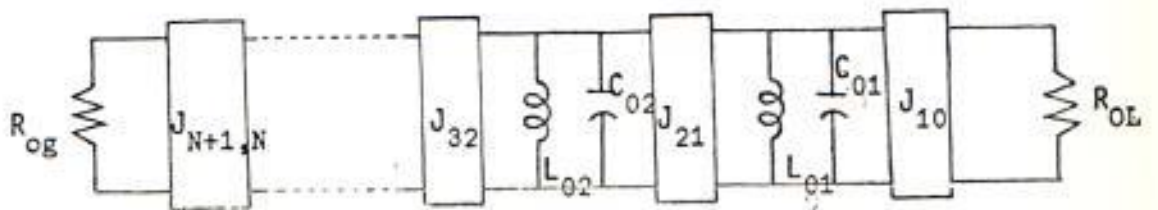


Fig. 1-9 Red de filtro equivalente obtenida por uso de inversores de admittancia.

un cuarto de onda de longitud eléctrica $\pi/2$ independiente de la frecuencia, tales inversores no existen. Sin embargo para filtros pasa banda de banda estrecha, digamos anchos de banda de 1 a 2 por ciento, una longitud de un cuarto de onda de línea de transmisión o guía de onda no se aparta apreciablemente desde los inversores ideales. En el próximo capítulo utilizamos esta técnica para el diseño de algunos filtros de microondas.

CAPITULO I I

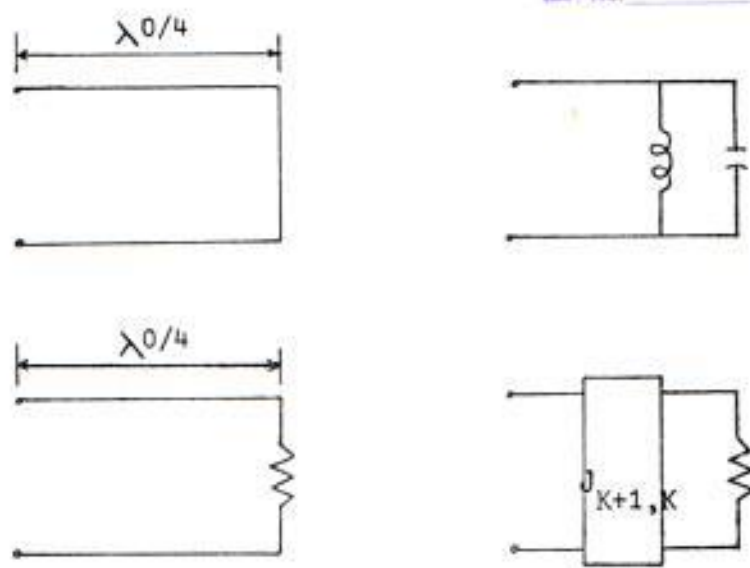
ALGUNOS EJEMPLOS DE FILTROS PARA MICROONDAS

2.1. Filtro de línea de transmisión.

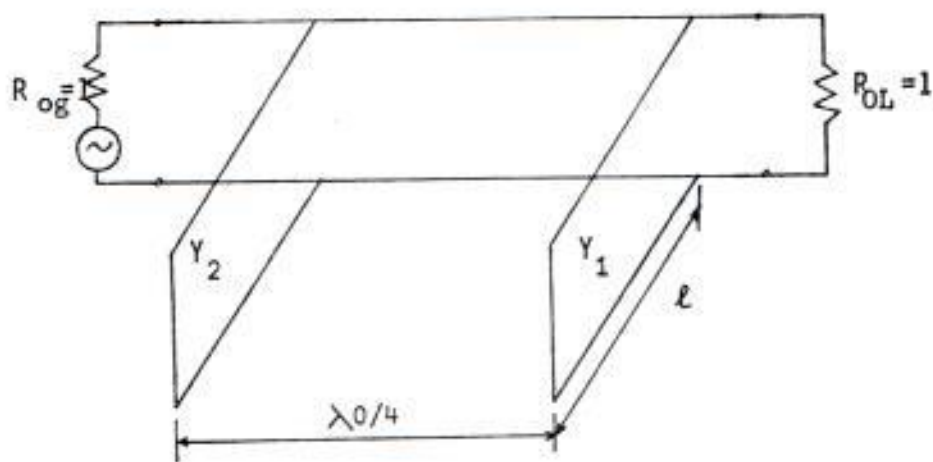
La primera aplicación es hecha al diseño de un filtro de línea de transmisión usando fragmentos (stubs) paralelos cortocircuitados acoplados a un cuarto de onda. Un filtro de dos secciones de este tipo es ilustrado en fig. 2.1. Consideraremos un filtro de banda estrecha (ancho de banda fraccional de 2 por ciento) así que las secciones de un cuarto de onda de línea de transmisión entre los fragmentos (stubs) puede ser tratado como un transformador ideal con desplazamiento de fase de 90° através de la banda de paso. Si los fragmentos cortocircuitados estan a un cuarto de onda de longitud a la frecuencia ω_0 , entonces en la vecindad de ω_0 , la admittancia de entrada al fragmento (stub) es:

$$\beta I = W \frac{1}{c} = \omega_0 \frac{1}{c} + \Delta \omega \frac{1}{c}$$

Lav. No. _____



(a)



(b)

Fig. 2-1 Filtro de línea de transmisión usando fragmentos acoplados a un cuarto de onda.

$$Y_{in} = \frac{-jY}{\tan(\omega_0 l/c + \Delta\omega l/c)} = \frac{-jY}{\tan(\pi/2 + \Delta\omega l/c)}$$

$$Y_{in} = \frac{-jY}{\frac{\tan \pi/2 + \tan \Delta\omega l/c}{1 - \tan \pi/2 \tan \Delta\omega l/c}} = -jY (-\tan \Delta\omega l/c)$$

$$Y_{in} = jY \tan \Delta\omega l/c \quad (2.1)$$

$$Y_{in} \approx jY \Delta\omega l/c = jY (\omega - \omega_0) l/c = jY \frac{\pi}{2} \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$$

Donde l es la longitud del fragmento (stub), Y es su admitancia característica y $\omega_0 l/c = \pi/2$. La admitancia de entrada de un circuito paralelo sintonizado es :

$$Y_{in} = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = j \left(\frac{C}{L} \right) \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

$$Y_{in} \approx j 2 \left(\frac{C}{L} \right) \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \quad (2.2)$$

Por consiguiente el fragmento (stub) cortocircuitado se comporta como un circuito paralelo sintonizado en la vecindad de la frecuencia para la cual es un cuarto de longitud de onda. Los fragmentos puede ser usado para los circuitos resonantes paralelos en la red del filtro

de la fig. 1.9.

Nosotros especificamos que las terminaciones del filtro son ambas iguales y también igual a la impedancia característica de la línea principal. Las impedancias características de los fragmentos serán denotados por $Z_1, Z_2, \text{etc.}$ cuando normalizadas con respecto a las impedancias terminales. En el presente caso el nivel de la impedancia a través del filtro es mantenido constante, y nosotros debemos hacer todos los $J_{k,k-1}$ igual a uno.

Para hallar los valores de los elementos en la red del filtro de fig. 1.9 nosotros hacemos uso de (1.26). Con $R_oL = R_L = 1$, hallamos desde (1.26a) que $C_{o1} = C_1'$ ya que $J_{1o} = 1$. Desde (1.26c) $C_{o2} C_{o1} = L_2' C_1'$, o $C_{o2} = L_2'$, puesto que $J_{21} = 1$. En forma similar para $J_{32} = 1$, se obtiene desde (1.26b) que $C_{o3} C_{o2} = C_3' L_2'$, o $C_{o3} = C_3'$. También se requiere que $C_{ok} L_{ok} = W_o$ así:

$$\left(\frac{C_{ok}}{L_{ok}} \right)^{1/2} = W_o C_{ok}$$

Desde (2.1) y (2.2) nosotros hallamos que la admitancia normalizada de los fragmentos (stubs) son dados por

$$Y_k = \frac{4}{\pi} \left(\frac{Cok}{Lok} \right)^{1/2} = 4 \frac{W_0}{\pi Cok}$$

$$Y_k = \frac{4}{\pi} \frac{Cok}{1} = \frac{4}{\pi} \frac{W_0 g_k}{W_2 - W_1} \quad (2.3)$$

EJEMPLO1: Para un filtro con tres elementos, especificamos los siguientes requerimientos: $f_1=1000$ Mc, $f_2=1020$ Mc. Hallar las admitancias características de los fragmentos (stubs) para respuesta Butterworth² v Chebyshev con una tolerancia en a banda de paso de $K = 0.0233$. Desde tabla II para Butterworth ($n=3$) tenemos $g_1=1$, $g_2=2$ v $g_3=1$.

$$Y_k = \frac{4}{\pi} \frac{f_0 g_k}{f_2 - f_1}$$

$$Y_1 = 64.2934 \text{ mhos}$$

$$Y_2 = 128.5868 \text{ mhos}$$

$$Y_3 = 64.2934 \text{ mhos}$$

Desde la tabla III para Chebyshev ($n=3$, $K = 0.0233$)² tenemos $g_1=1.0315$, $g_2=1.1474$ y $g_3=1.0315$

$$Y_1 = 66.3136 \text{ mhos}$$

$$Y_2 = 73.7702 \text{ mhos}$$

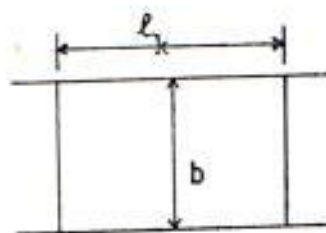
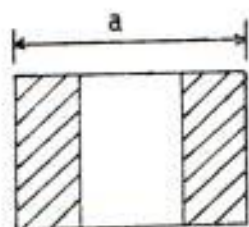
$$Y_3 = 66.3136 \text{ mhos}$$

Las requeridas admitancias características normalizadas son completamente grandes y pueden ser difíciles de obtener en la práctica. El reto a esto, los fragmentos (stubs) podrían ser hechos $3 \lambda_0/4$ de longitud, lo cual hace Y_{in} en (2.1) igual a $j \frac{3\pi}{2} Y \frac{W-W_0}{W_0}$, un incremento por un factor de 3. Esto reducirá la admitancia de fragmento por un factor de 3.

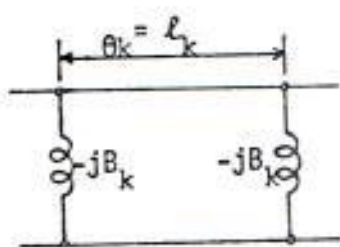
2.2. Filtro con cavidades a un cuarto de onda.

Estos filtros son similares a los filtros de línea de transmisión anteriormente discutido excepto que los fragmentos de línea de transmisión son reemplazados por cavidades. El filtro es realizado en la práctica colocando diafragmas en una guía de onda. A entender las bases para el diseño en el caso de banda estrecha, debemos primero considerar el circuito equivalente de una sección de guía de onda cargada con dos diafragmas idénticas separadas una distancia l_k , como muestra la fig. 2.2.

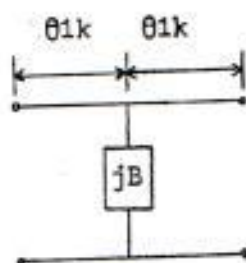
Para una guía de onda, la variable de frecuencia no es W sino $(\beta/K_0) = \beta_c$. La variable de frecuencia normalizada $W/W_0 = \lambda_0/\lambda$ es por consiguiente reemplazada por $\beta/\beta_0 =$



(a)



(b)



(c)

Fig. 2-2 (a) Guía de onda rectangular cargada con dos diafragmas inductivos en forma de cavidad; (b) circuito equivalente exacto; (c) circuito equivalente aproximado.

λ_{g0} / λ_g , donde λ_{g0} es la longitud de onda de la guía a $W=W_0$ y λ_g es el correspondiente valor a cualquier W . Consecuentemente, en todas las fórmulas del diseño, nosotros reemplazamos W por βc , donde c es la velocidad de la luz.

El circuito equivalente exacto para una guía de onda cargada con dos diafragmas inductivos idénticas con susceptancia normalizada $-jBk$ es mostrada en la fig. 2.2b. Para concordar con los métodos de diseño debemos de reemplazar el circuito equivalente exacto por un circuito paralelo aproximado. Mumford tiene mostrado que un circuito equivalente de la forma ilustrado en fig. 2.2c tiene las mismas características de frecuencia como el circuito equivalente exacto tiene sobre una banda estrecha de frecuencias alrededor de W_0 . A su vez este circuito equivalente se comporta como un circuito resonante paralelo cuyo susceptancia B esta dada por:

$$B = \left(\frac{c}{L} \right)^{1/2} \left(\frac{\beta}{\beta_0} - \frac{\beta_0}{\beta} \right)$$

Cuando un circuito resonante de este tipo es conectado a través de una línea de transmisión, es cargado por una

conductancia paralela de valor normalizado uno en cada lado. La Q (factor de calidad) cargada del circuito es así:

$$Q = \frac{1}{2} (\beta_{oc}) C = \frac{1}{2} \left(\frac{C}{L} \right)^{1/2}$$

puesto que $\beta_{oc} = (LC)^{-1/2}$. Si el circuito prototipo de la fig. 1.9 es usado, entonces para cada circuito resonante paralelo.

$$Q_k = \frac{1}{2} \left(\frac{C_{ok}}{L_{ok}} \right)^{1/2}$$

Si escogemos $C_{ok} L_{ok} = (\beta_{ok})^{-2}$, todos los $J_{k,k-1} = 1$ y $R_L = R_o L = 1$, el proceso es paralelo al anterior.

$$Q_k = \frac{1}{2} (\beta_{oc}) C_{ok} = \frac{\beta_o}{\beta_{2-1}} \frac{g_k}{2} \quad (2.4)$$

Por otro lado los valores obtenidos para Q_k por Mumford es:

$$Q_k = \frac{(B_k + 4)^{1/2}}{2}$$

$$B_k = 2 (Q_k^2 - 1) \quad (2.5)$$

El requerido espaciamiento de los diafragmas l_k a dar perfecta transmisión a través de la cavidad a $W=W_0$ es dado por :

$$\tan \beta_0 l_k = - \frac{2}{B_k}$$

$$l_k = \frac{\pi}{\beta_0} + \frac{1}{\beta_0} \arctan \left(- \frac{2}{B_k} \right) \quad (2.6)$$

Las dos secciones de línea con longitud eléctrica θ_{1k} en el circuito de la fig. 2.2c son escogidos así:

$$\beta_0 l + 2 \theta_{1k} = \theta_k + 2 \theta_{1k} = \pi \quad (2.7)$$

a la frecuencia W_0 . Estas longitudes adicionales de línea en el circuito equivalente de un cavidad particular son absorbidos y hecho parte de las líneas de acoplamiento de un cuarto de onda en el filtro.

La sección de guía de onda entre cavidad k y $k+1$ tiene una longitud eléctrica igual a $\pi/2$. Puesto que esta incluye θ_{1k+1} y θ_{1k} de las cavidades adyacentes, la longitud física de la línea de acoplamiento entre cavidades k y $k+1$ será:

$$1_{k,k+1} = \frac{1}{\beta_0} \left(\frac{\pi}{2} - \theta_{1k} - \theta_{1k+1} \right)$$

$$1_{k,k+1} = \frac{1_{k,k} + 1_{k+1,k+1}}{2} - \frac{\pi}{2\beta_0} \quad (2.8)$$

usando (2.7). Una ilustración del filtro es dado en fig. 2.3. Fórmulas para las dimensiones requeridas del diafragma a producir el valor especificado de B_k son dadas en el Apéndice B. La relación de pérdidas de potencia para el filtro es obtenido reemplazando W/W_0 por β / β_0 . Por ejemplo para un filtro Chebyshev es dado por:

$$P_{LR} = 1 + K \frac{2}{N} \left[\frac{\beta_0}{\beta_2 - \beta_1} \left(\frac{\beta}{\beta_0} - \frac{\beta_0}{\beta} \right) \right]^2$$

Donde β_2 y β_1 son los valores de β en los filos de la banda de paso. Si β_1 y β_2 son especificados, entonces

$$\beta_0 = (\beta_1 \beta_2)^{1/2}$$

EJEMPLO 2: Diseñe un filtro de tres cavidades acopladas a un cuarto de onda con las siguientes especificaciones: ancho de la guía $a = 2.286$ cm, filos de banda a $f_1 =$

10000 Hz. $\omega_2 = 10000$ Hz, banda de tolerancia $K^2 = 0.0233$, respuesta Chebyshev. Frecia para respuesta Butterworth.

La secuencia de las operaciones es la siguiente:

$$1) \theta_k = \frac{\beta_0}{\beta_1 - \beta_1} \frac{\omega_k}{2}$$

$$2) \beta_k = 2 (\omega_k - 1)$$

$$3) \alpha_k = \frac{\pi}{\beta_k} + \frac{1}{\beta_0} \arctan \alpha - \frac{2}{\beta_k}$$

$$4) \alpha_{k, k+1} = \frac{1\alpha_k + 1\alpha_{k+1} + 1}{2} - \frac{\pi}{\beta_k}$$

Desde Tabla III para Chebyshev ($n=3$, $K^2 = 0.0233$) tenemos $\omega_1 = 1.0315$, $\omega_2 = 1.1474$, $\omega_3 = 1.0315$, además $\alpha = 1.5804$, $\beta_1 = 1.6997$ y $\beta_0 = 1.6342$ rad/cm.

$$\theta_1 = 7.6971 \quad \theta_2 = 15.2637 \text{ rad/cm} \quad \theta_3 = 1.8426 \text{ cm}$$

$$\theta_4 = 8.5562 \quad \theta_5 = 17.0152 \text{ rad/cm} \quad \theta_6 = 1.9368 \text{ cm}$$

$$\theta_7 = 7.6971 \quad \theta_8 = 15.2637 \text{ rad/cm} \quad \theta_9 = 1.8426 \text{ cm}$$

$$11.2 = 0.8855 \text{ cm}$$

$$12.3 = 0.8855 \text{ cm}$$

Desde tabla II para respuesta Butterworth tenemos que $g_1 = 1$, $g_2 = 2$ y $g_3 = 1$

$Q_1 = 7.4621$	$B_1 = 14.7895$ mhos	$l_1 = 1.8401$ cm
$Q_2 = 14.9242$	$B_2 = 29.7313$ mhos	$l_2 = 1.3313$ cm
$Q_3 = 7.4621$	$B_3 = 14.7895$ mhos	$l_3 = 1.8401$ cm

$$l_{1,2} = 0.0995 \text{ cm}$$

$$l_{2,3} = 0.6995 \text{ cm}$$

2.3. Filtro con cavidades acopladas directamente.

Estos filtros tienen la ventaja que la estructura física es más compacta que la correspondiente a filtros con cavidades acopladas a un cuarto de onda. El procedimiento de diseño fue desarrollado por Cohn y es preciso para anchos de banda de hasta un 20 por ciento. Este método es basado en el uso de la red de Fig. 1.6. como un principio. Las fórmulas de diseño son presentadas sin demostración detallada.

La cavidad de guía de onda y su circuito equivalente mostrado en fig. 2.2a y b puede también ser representado por una red II con θ_k ciertamente igual a π como en fig. 2.4. El brazo serie X es así usado como el circui-

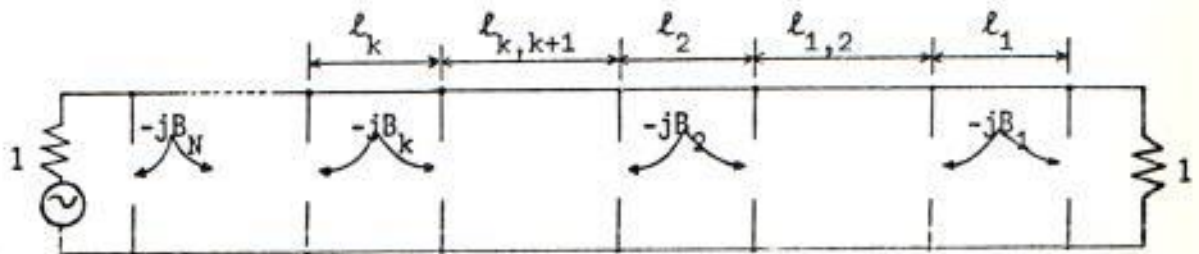


Fig. 2-3 Filtro con cavidades de guía de onda acopladas a un cuarto de onda.

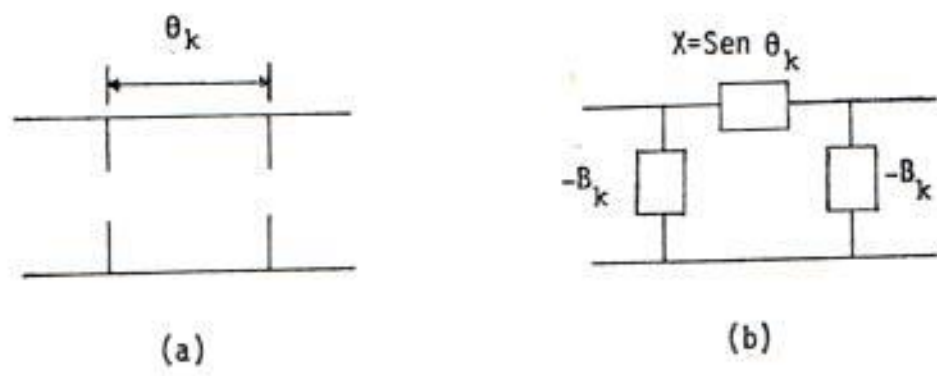


Fig. 2-4 Una cavidad de guía de onda y su circuito equivalente.

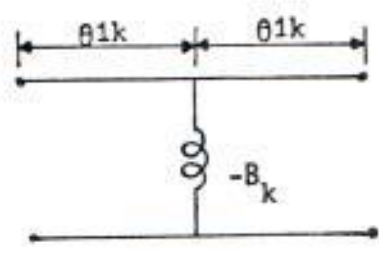


Fig. 2-5 Un inversor de impedancia.

to resonante serie en el filtro prototipo.

Como inversores de impedancias Cohn usa la reactancia inductiva paralela mas dos secciones cortas de guía de onda (líneas de transmisión equivalente), como se muestra en Fig. 2.5. Pasa este circuito las propiedades de inversores de impedancia son obtenidos si:

$$\theta_{ik} = -\frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{2}{B_k} \quad (2.9a)$$

$$B_k = \frac{1 - K_{k,k-1}^2}{K_{k,k-1}} \quad (2.9b)$$

Donde K es la impedancia característica de el inversor de impedancia de un cuarto de onda.

En la vecindad de $\omega = \omega_0$ donde $\theta_k = \pi$, la reactancia serie X se comporta como:

$$X = \text{Sen } \theta_k = \text{Sen} (\theta_k - \pi + \pi)$$

$$X = -(\theta_k - \pi) = -(\beta - \beta_0)l$$

$$X = \frac{\beta_0 - \beta}{\beta_0} = -\frac{\pi}{2} \left(\frac{\beta}{\beta_0} - \frac{\beta_0}{\beta} \right) \quad (2.10)$$

Este comportamiento de frecuencia es similar aquel para un circuito serie resonante donde:

$$X = \left(\begin{array}{c} L \\ - \\ C \end{array} \right)^{1/2} (W/W_0 - W_0/W)$$

$$X = \left(\begin{array}{c} L \\ - \\ C \end{array} \right)^{1/2} \left(\frac{\beta}{\beta_0} - \frac{\beta_0}{\beta} \right) \quad (2.11)$$

Si W/W_0 es reemplazada por la nueva variable β/β_0 .

Cuando las longitudes de línea negativa de los inversores de impedancia son absorbidos como parte de longitud de la cavidad, la longitud física de la cavidad k th llega ser:

$$l_k = \frac{\lambda_{g0}}{2} + \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} (B_{1k} + H_{1k+1})$$

$$l_k = \frac{\pi}{\beta_0} - \frac{1}{2\beta_0} \left(\tan^{-1} \frac{2}{B_k + 1} + \tan^{-1} \frac{2}{E_k} \right) \quad (2.12)$$

En el circuito prototipo de fig. 1.6 debemos escoger todos (L_{0k}/C_{0k}) igual a $\pi/2$ a obtener una correspondencia con el tipo de circuito resonante serie empleado. Además escogemos $C_{0k}L_{0k} = (\beta_{0c})^{-2}$.

Los parámetros para los inversos de impedancia son dados por (1.22), (1.23), (1.24), (1.25) así llegan hacer conocidos en términos de los C_k' y L_k' , los cuales están relacionados a los g_k en el prototipo paso bajo. De

los valores conocidos de los $K_{k+1,k}$ la susceptancia paralela B_k puede ser hallada. Soluciones generales son dadas a continuación.

$$B_1 = \frac{1 - W/g_1}{(w / g_1)^{1/2}} \quad (2.13a)$$

$$B_k = \frac{1}{W} \left(1 - \frac{W^2}{g_k g_{k-1}} \right) (g_k g_{k-1})^{1/2} \quad (2.13b)$$

$$B_{N+1} = \frac{1 - WR / g_N}{(WR / g_N)^{1/2}} \quad (2.13c)$$

Donde $W = \frac{\pi}{2} \left(\frac{\beta_2 - \beta_1}{\beta_0} \right)$ y g_k son los valores de los elementos del filtro prototipo pasa bajo. Además $R = 1$ para N impar y también para N par en el caso del filtro Butterworth, en otro caso R es dado por (1.9). El filtro es ilustrado esquemáticamente en fig. 2.6.

EJEMPLO 3: Diseñe un filtro con cinco cavidades acopladas directamente, la respuesta Chebyshev con una banda de tolerancia de $K^2 = 0.0233$. La guía de onda a ser usada tiene un ancho de $a = 2.286$ cm. La banda de paso se extiende desde $f_1 = 10000$ Mc a $f_2 = 10400$ Mc.

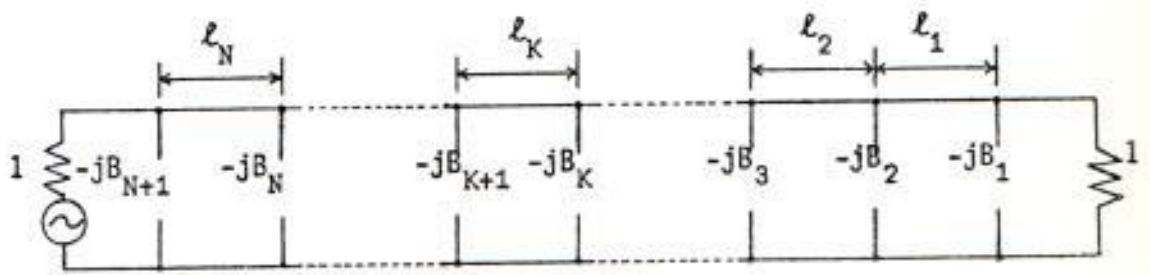


Fig. 2-6 Filtro con cavidades de guía de onda acopladas directamente.

Haciendo uso de tabla III (Chebyshev, $n=5$) tenemos:

$$\beta_1 = 1.2294 \text{ rad/cm}$$

$$\beta_2 = 1.2359 \text{ rad/cm}$$

$$\beta_3 = 1.2372 \text{ rad/cm}$$

$$N = 0.1052$$

Sucesiones inductivas

$$B_1 = 2.7775 \text{ mhos}$$

$$B_2 = 11.3058 \text{ mhos}$$

$$B_3 = 15.0767 \text{ mhos}$$

$$B_4 = 11.30737 \text{ mhos}$$

$$B_5 = 2.7775 \text{ mhos}$$

Longitud de cavidades

$$L_1 = 1.6912 \text{ cm}$$

$$L_2 = 1.8321 \text{ cm}$$

$$L_3 = 1.5442 \text{ cm}$$

$$L_4 = 1.8321 \text{ cm}$$

$$L_5 = 1.6912 \text{ cm}$$

Para ayuda rápida y práctica el procedimiento de diseño de estos tres tipos de filtros es realizado por un Sistema CAD (diseño con ayuda del computador), el mismo que se desarrolla en el siguiente capítulo.

C A P I T U L O I I I

SISTEMA CAD

3.1. Generalidades.

Diseño con ayuda del computador (CAD) esta interesado con aplicación de computadores digitales y técnicas basadas en el computador al diseño de sistemas de ingeniería. El término CAD fue usado inicialmente a describir la aplicación de computadores a cualquier cálculo de diseño , ahora toma un significado mas específico refiriendo a sistemas interactivos donde el diseñador y el computador estan trabajando a la vez en una íntima asociación. Usando sistemas CAD el ingeniero es capaz a explorar nuevas ideas y técnicas, siendo los resultados de diseño rapidamente comunicados hacia él en una forma gráfica o escrita a máquina. En esta manera, el diseñador experimentado puede pronto adquirir un fundamental entendimiento de los problemas involucrados, mientras al mismo tiempo gana valiosa experiencia de los procedimientos de diseño.

Procesamiento de información por un humano no requiere una representación formal, mientras computadoras pueden procesar información solo si es representado en alguna manera formal. El desarrollo de un lenguaje formal para representar la información es una tarea la cual en si consume recursos (gente, tiempo, dinero). Como una consecuencia diseños completos por computador sera posible solo en caso excepcionales.

En CAD el modelo conceptual de objetos debe ser mapeado en una manera formal en el circuito de computador. Este mapeo es hecho en (al menos) dos pasos:

- 1) modelo conceptual --> nivel de lenguaje
- 2) nivel de lenguaje --> circuito

Muchos lenguajes pueden ser usados para este proceso de mapeo. Diferentes lenguajes pueden ofrecer diferentes capacidades para expresar propiedades importantes de objetos relacionando al modelo conceptual. No todos seran lenguajes igualmente convenientes, frecuentemente es necesario introducir mapeos intermedios.

En la representación de objetos por datos, debe

considerarse la organización y almacenamiento de los datos principales llamada "estructura de datos". Los datos deben ser arreglados en una manera tal que permitan eficiente recuperación y procesamiento. Sobre la estructura de datos opera un conjunto finito de reglas las cuales dan una secuencia de operaciones para resolver una clase específica de problemas, esto es llamado algoritmo. Un algoritmo debe, por supuesto, siempre terminar después de un número finito de pasos, pero el número de pasos es un parámetro crítico el cual determina la eficacia del algoritmo para el computador usado. Muchos problemas pueden ser resueltos algorítmicamente, pero el tiempo requerido a calcular la respuesta puede ser tan grande que pese a los intentos y propósitos el problema permanece sin solución. Así un algoritmo práctico debe tener un razonable número de pasos finitos los cuales son ejecutados en un tiempo real. Con el objeto de disponer de suficientes instrucciones que habiliten al diseñador a entrar su problema y obtener una solución con el mínimo de conocimiento previo, es necesario establecer una comunicación directa hombre y máquina. Cuando diseñamos los procedimientos de entrada (y salida) para un paquete CAD se dice que es sistema interactivo.

Por lo tanto el diseño de un sistema CAD involucra la solución de tres problemas básicos:

- 1) La selección e implementación de una conveniente estructura de datos para la representación de sistemas modelos y parámetros de diseño.
- 2) El desarrollo de algoritmos de diseño la cual opera en la estructura de datos, a la vez con una apropiada metodología de diseño.
- 3) La provisión de una viable interfaz hombre-máquina, con verdadero problema interactivo.

El desarrollo y uso de un sistema CAD es grandemente mejorado si convenientes herramientas CAD (o máquinas CAD) están disponibles. Herramientas CAD son "cajas negras" componentes las cuales ejecutan ciertas tareas en cualquier ambiente que ellos son usados. Así, sistemas CAD pueden ser conceptualmente edificados ensamblando un número de convenientes herramientas.

3.2. Datos de entrada.

Como en todo sistema de computación, la exactitud de los

resultados depende exclusivamente de la validez de los datos con que se alimenta.

El sistema CAD desarrollado permite al usuario diseñar tres tipos de filtros de microondas cada uno de los cuales tiene su propio código numérico de elección. Los filtros disponibles son:

FILTRO	SIMBOLOGÍA
Filtro de línea de transmisión	f1
Filtro con cavidades acopladas a un cuarto de onda	fca
Filtro con cavidades acopladas directamente	fcna

Cualquiera que sea la elección del usuario, los datos que necesita el sistema como entrada son:

- La banda de paso. Contiene la frecuencia inferior y superior respectivamente.
- El ancho de la cavidad, si el filtro es realizado con cavidades.
- El número de secciones. Contiene el número de fragmentos o de cavidades.

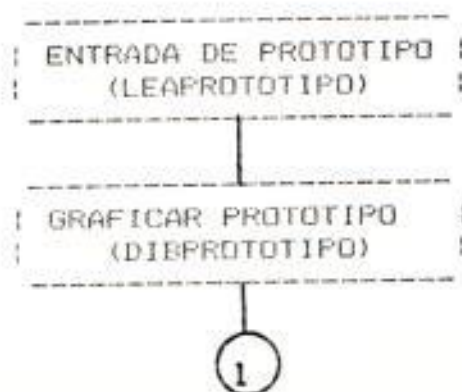
- La respuesta deseada. Contiene el código que permite escoger al usuario dos tipos de respuesta: Butterworth y Chebyshev.

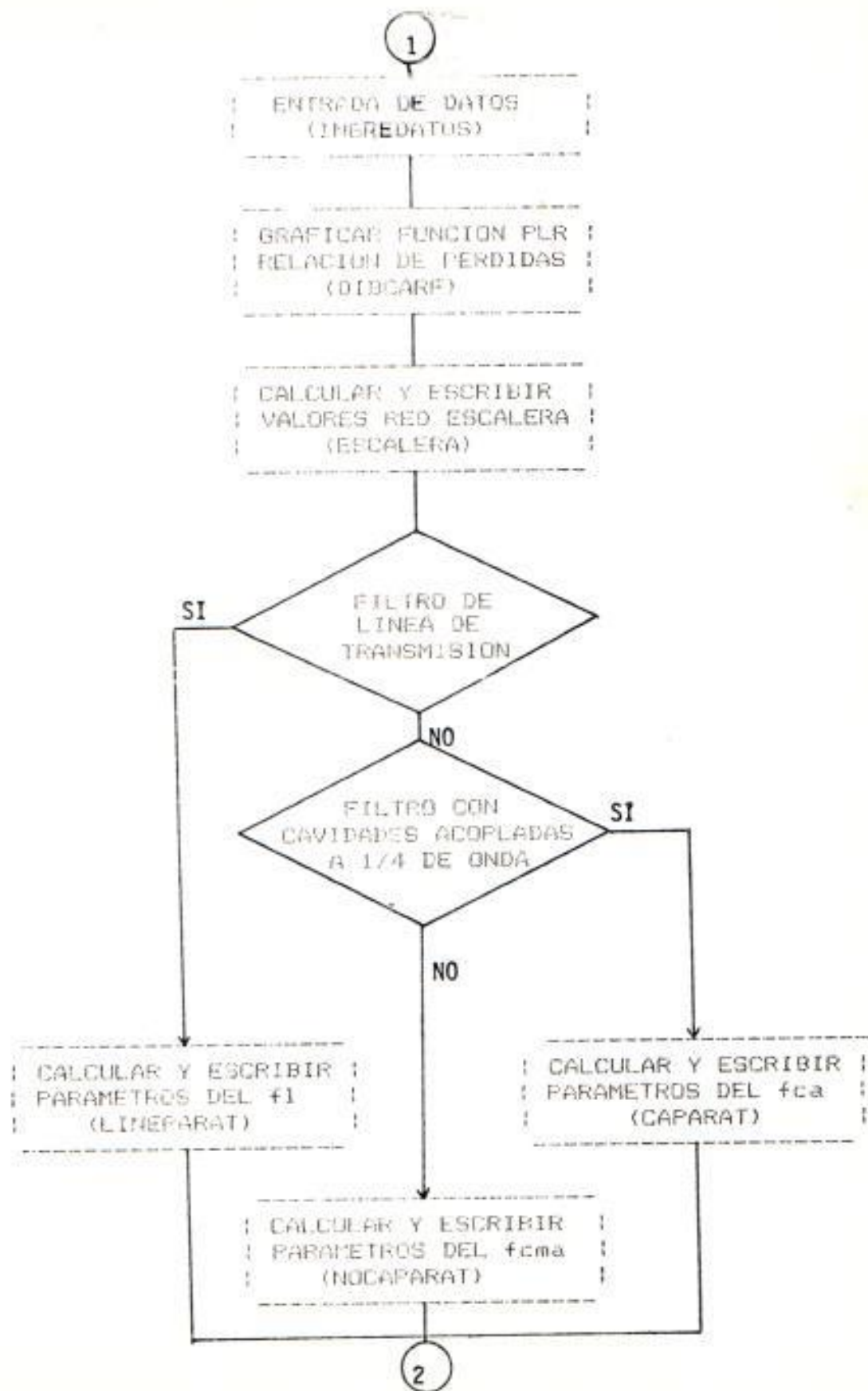
- La tolerancia en la banda de paso. Contiene el valor permitido de pérdidas de potencia (P_{LR}) en la banda de paso.

Todos los datos de entrada se almacenan en una estructura de datos estático de tipo registro llamada FILTRO.

3.3. Diagrama de flujo del Sistema.

El flujo de datos e información en el sistema puede ser representado en el siguiente diagrama el mismo que proporciona la secuencia de la ejecución de los principales programas.







3.4. Programas Principales.

A continuación se detallan la función de los principales programas del sistema de computación elaborado. Los diagramas de flujo de cada uno de ellos puede verse en Apendice C.

LEAPROTOTIPO, permite entrar el código del prototipo de filtro que se desea diseñar. Si el código no corresponde a ningún filtro el programa no continúa.

DIBPROTOTIPO, grafica en pantalla el esquema del filtro escogido según código. Muestra claramente los parámetros desconocidos o por calcular. Este programa tiene tres procedimientos importantes que son:

- Dibfiltrolinea, grafica en pantalla el esquema del filtro de línea de transmisión con fragmentos cortocircuitados de un cuarto de onda de longitud y acoplados a un cuarto de onda.

- Cadibfiltro, grafica en pantalla el filtro con

cavidades acopladas a un cuarto de onda.

-Cnadibfiltro, grafica en pantalla el filtro con cavidades acopladas directamente.

INGREDATOS, permite entrar al Sistema de Computación los datos mencionados anteriormente (requerimientos del filtro). Este programa es de carácter interactivo, es decir que cuando entran datos errados al sistema responde inmediatamente con un mensaje de error y obliga al usuario a entrar datos correctos.

DIBCARF, grafica en pantalla la respuesta de frecuencia del filtro prototipo pasa bajo que va a ser utilizado como modelo (función de relación de pérdidas de potencia P_{LR}). Este programa a su vez utiliza dos procedimientos importantes.

- Eje, traza el eje de coordenadas (x,y) con una escala 1:48 puntos de la pantalla.

-Graf, forma la curva aproximada uniendo con una recta dos puntos próximos pertenecientes a la función P_{LR} .

ESCALERA, calcula y escribe por pantalla los valores de los elementos que forman la red escalera. La red

escalera resultante puede tener dos tipos de respuesta: Butterworth y Chebyshev segun el usuario haya elegido al entrar los datos.

LINEPARAT, CAPARAT Y NOCAPARAT, calcula y escribe (por pantalla) desde los datos de entrada los valores de los parámetros de los elementos que forman el filtro de línea de transmisión, filtro con cavidades acopladas a un cuarto de onda y filtro con cavidades acopladas directamente, respectivamente.

3.5. Presentación de resultados.

Los resultados están almacenados en una estructura estática tipo arreglo llamada PARAMETRO. La longitud del arreglo está dada por la constante maxsec; inicialmente tiene una longitud de 11. Los resultados son presentados por pantalla en forma tabular. La simbología utilizada en las diferentes tablas es la siguiente:

- gk valor del elemento k en la red escalera
- Yk admitancia característica del fragmento k
- Bk susceptancia inductiva del diafragma k
- Lk longitud de la cavidad k
- Lk,k+1 longitud de acoplamiento entre cavidades K y
 K + 1.

3.6. Notas sobre la programación

Debido a que un microcomputador se puede adquirir con mayor facilidad que un computador grande el Sistema de Computación ha sido implementado en el microcomputador PC IBM de la Facultad de Ing. Eléctrica. Se tomo también en cuenta la capacidad de realizar gráficos continuos en pantalla que posee esta máquina.

En lo referente a lenguajes de programación se utilizó TURBO Pascal en todos los programas por la facilidad que presta este lenguaje en la programación y en el entendimiento de los programas, los cuales en su mayoría son de carácter interactivo puesto que permiten un dialogo entre usuario y máquina.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Luego de los resultados obtenidos al aplicar el método de pérdidas de inserción al diseño de filtros de microondas descrito, se tienen las siguientes conclusiones.

1. El presente estudio no pretende resolver el problema de diseñar filtros de microondas, tan solo trata de evitar las tediosas soluciones de campo basándose en la teoría del circuito a baja frecuencia.
2. Los resultados proporcionados por el sistema CAD desarrollado no deben ser tomados como una solución definitiva, sino que debe servir como ayuda al ingeniero planificador al momento de decidir cual de las alternativas analizadas es la mejor.
3. Usando métodos basados en el computador para la parte de cálculo del proceso de diseño (la cual cuenta solamente para un pequeño porcentaje del trabajo) es mas probable a incrementar que a decrecer el costo de diseño, pero con un incremento respetable en la producción total.

En lo concerniente al mejoramiento del presente trabajo, se recomienda:

1. El Sistema elaborado cubre solamente los filtros de tipo pasa banda. Sin embargo, se debe intentar generalizar el método con el fin de disponer de un sistema que diseñe cualquier tipo de filtro.
2. El método planteado considera que los filtros de microondas deben ser de banda estrecha. Para anchos de banda mayores al 5% se debe corregir el diseño.

B I B L I O G R A F I A

1. R. E. Collin.: Foundations for Microwave Engineering. KODAKUSHA McGraw-Hill 1966.
2. Johnson, David E.: Introduction to filter theory. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1976, 305p. (Prentice-Hall Electrical Engineering Series)
3. B.L. Matthaei, L. Young, and E.M.T. Jones.: Microwave Filters Impedance Matching Networks, and Coupling Structures, New York: McGraw Hill, 1964.
4. S.B. Cohn.: "Direct-coupled resonator filters" PROCIRE No. 45 pp 187-196, February 1957
5. Lewin, Douglas.: Computer-Aided Design of Digital Systems. New York, Crane Russak, 1977, 313p, (Computer System Engineering Series)
6. Veinott, Cyril George.: Computer-Aided Design of Electrical Machinery-Cambridge. The MIT Press, 1972-168p (Monographs in modern electrical technologys)
7. P. Grogono.: "Programacion en Pascal". Fondo Educativo Interamericano 1984.
8. T.G. Lewis.: "Pascal Programming for the Apple" 1981 by Reston Publishing Co, Inc. A Prentice - Hall Company Res-

ton, Virginia.

9. J. Encarnacao E.G. Schelechtendathl.: Computer Aided Design. Fundamentals and System Architectures. Springer-Verlag. Berlin Heidelberg. New York Tokyo. 1983.