

FILTRO PASABANDA EN EL RANGO X

Tesis previa a la obtención del título de Ingeniero en la especialización de Electrónica y Telecomunicaciones de la Escuela Politécnica Nacional

Eduardo Grijalva Pons

Quito
Junio de 1973

Certifico que este trabajo ha
sido realizado en su totalidad
por el Sr. Eduardo Grijalva Pons

A handwritten signature in blue ink that reads "Kanti Hore". The signature is written in a cursive style with a long vertical stroke for the letter 'i'.

Dr. Kanti Hore
DIRECTOR DE TESIS

A MI MADRE

I N D I C E

			<u>Página</u>
CAPITULO I		Introducción	1
	1.1	Introducción	2
	1.2	Intención y Alcance	3
CAPITULO II		Consideraciones Teóricas de un Filtro Pasabanda	6
	2.1	Introducción	7
	2.2	El Problema de Aproximación	7
	2.3	Transformación de Frecuencia	12
	2.3.1	Transformación Pasabajos-Pasaaltos	12
	2.3.2	Transformación Pasabajos-Pasabanda	14
	2.4	Función de Transferencia	19
	2.4.1	Pérdida de Inserción de Circuitos Resonantes	22
	2.5	Filtro Pasabanda	25
	2.5.1	Ramas Distribuidas	28
	2.5.2	Selectividad de las Líneas de Unión	30
	2.5.3	Cavidades Resonantes	35
	2.5.4	Obstáculos en Guías de Onda	46
	2.5.5	Síntesis del Filtro de Butterworth para Frecuencia de Microonda	53
	2.5.6	Síntesis del Filtro de Chebyshev para Frecuencia de Microonda	57
CAPITULO III		Diseño y Construcción del Filtro	62
	3	Diseño del Filtro	63

	<u>Página</u>	
3.1	Diseño del Filtro de Butterworth	64
3.1.1	Cálculo del Número de Cavidades (n)	65
3.1.2	Cálculo del Factor de Calidad del Filtro Completo (Qt)	66
3.1.3	Cálculo del Factor de Calidad de Cada Cavidad (Qr)	67
3.1.4	Reducción del Factor de Calidad en Cada Cavidad	67
3.1.5	Cálculo de las Suceptancias que Forman las Cavidades	68
3.1.6	Cálculo de la Longitud de las Cavidades	68
3.1.7	Cálculo de las Líneas de Unión	68
3.1.8	Cálculo del Diámetro del Poste	69
3.2	Diseño del Filtro de Chebyshev	70
3.2.1	Cálculo del Parámetro Qt*	71
3.2.2	Cálculo del Número de Cavidades	71
3.2.3	Cálculo del Factor de Calidad en Cada Cavidad	72
3.2.4	Reducción del Factor de Calidad en Cada Cavidad	72
3.2.5	Cálculo de las Suceptancias que Forman las Cavidades	73
3.2.6	Cálculo de la Longitud de las Cavidades	73
3.2.7	Cálculo de las líneas de Unión	73
3.2.8	Cálculo del Diámetro de los Postes	73
CAPITULO IV	Resultados Experimentales	84
4.1	Introducción	85
4.2	Respuesta del Generador	86

		<u>Página</u>
4.3	Respuesta de Frecuencia para el Filtro de Butterworth	87
4.4	Respuesta de Frecuencia para el Filtro Chebyshev	90
CAPITULO V	Conclusiones Generales	93
5.	Conclusiones	94
	Referencias	96
	Bibliografía	98

C A P I T U L O I

1.1 Introducción.

En los últimos años, probablemente después de 1968, el Departamento de Electrónica de la Escuela Politécnica Nacional ha insistido en la elaboración de tesis de grado relativas a tópicos de diseño que involucren la construcción del dispositivo en cuestión. Siguiendo tal filosofía el tema desarrollado en este trabajo, contempla el diseño y construcción de un filtro pasabanda para la banda X, a pesar de que el dispositivo terminado es solamente un pedazo de guía de onda con algunos postes metálicos soldados en el interior, el costo comercial del filtro es de unos (\$ 8.700) ocho mil setecientos sucres, en tanto el costo de construcción en el país es de unos (\$ 500) quinientos sucres; las cifras citadas expresan claramente la utilidad de las tesis de diseño.

La idea original surgió durante un trabajo de instalación de equipos de radio para un sistema multicanal en la Empresa de Telecomunicaciones y se debió a una dificultad inusitada (y lo poco frecuente) en el filtro de transmisión de un equipo para la banda de 450 MHz, que llegó de la fábrica con alineamiento defectuoso produciendo reflexión y mutilación de la banda, a pesar de que el procedimiento de alineamiento es simple (si se dispone del instrumental adecuado) se encontraron considerables dificultades en solucionar el problema debido a la falta de información, pues es costumbre generalizada de las fábricas no proporcionar ninguna información relativa al sistema de acoplamiento entre el transmisor y la antena (filtros, circulador, etc.) lo que probablemente se debe a que estos elementos no requieren mantenimiento periódico, la banda para la cual se diseñó el filtro, banda X, fue sugerida por el Dr. Kanti Hore en razón de que la Es

cuela Politécnica dispone casi exclusivamente de material e instrumentos para tal banda.

1.2 Intención y alcance

El trabajo está dividido en cinco capítulos, el primero de carácter introductorio y explicativo, el segundo sienta las bases teóricas del diseño, el tercero en el cual se realiza el diseño propiamente dicho, en el cuarto se compila los resultados experimentales y el quinto contiene las conclusiones y comentarios de los resultados obtenidos.

El segundo capítulo ha sido desarrollado con la intención de que forme una unidad independiente de tal manera que las fórmulas de diseño encontradas sean aplicables a filtros de microonda de cualquier banda en tanto las limitaciones relativas al ancho de banda se mantengan, sobre este punto es importante destacar que todo el trabajo es válido para filtros en los cuales la relación porcentual del ancho de banda pasante a la frecuencia central del filtro sea menor que el 10%.

El capítulo segundo consta de 14 secciones que comprenden los tópicos más importantes relacionados al diseño de filtros en la llamada Teoría Moderna, la Teoría Clásica no es discutida en razón de que no es utilizable para filtros de frecuencia elevada. Las primeras secciones hasta 2.3.2 tratan solamente del aspecto matemático del problema, en las secciones 2.4 a 2.5 se busca una solución eléctrica al problema ya resuelto en términos matemáticos, tal solución es una red de dos puertos formada por elementos concentrados, finitos, etc., las ecuaciones de síntesis que permiten encontrar la solución mencionada no se desarrollan en razón de que fueron encontradas en 1939 [1] y parece de poco

interés repetirlas. Es evidente que la red de parámetros concentrados no es utilizable en frecuencias de microondas. La transición del aparato matemático eléctrico para frecuencias de microondas se inicia entonces en la sección 2.5.1 simplemente por variación de las limitaciones impuestas a la red reactiva, obteniéndose primero una red de parámetros distribuidos y finalmente un dispositivo de microondas. Realmente todo el diseño se basa en el uso de un circuito mixto, de parámetros distribuidos y concentrados, que es equivalente a una cavidad resonante bajo ciertas limitaciones y por tanto las ecuaciones de diseño describen aproximadamente el comportamiento del dispositivo sobre un ancho de banda limitado; las consideraciones relativas a las limitaciones necesarias son analizadas con cuidado en la sección 2.5.3. Siguiendo el método descrito existen dos posibilidades de diseño; en la primera las cavidades que forman el filtro se acoplan directamente una a otra obteniéndose entonces el diseño óptimo en razón de que se utilizan un mínimo de componentes y el tamaño del filtro es también mínimo, en la segunda las cavidades están separadas por un pedazo de guía (de aproximadamente un múltiplo impar de un cuarto de la longitud de onda, para la frecuencia central) que sirve para evitar interacción entre una cavidad y otra de tal manera que cada cavidad puede ser alineada independientemente. Adicionalmente la tolerancia de dimensiones (tanto en la longitud de las cavidades como en los obstáculos que las forman) es notablemente mayor que para el filtro de acoplamiento directo, estas consideraciones han motivado que se analicen y construyan solamente filtros de la última clase. En cuanto a la respuesta deseada del filtro también existen varias posibilidades, se analizan dos; respuesta de Butterworth o máximamente plana y respuesta de

Chebyshev*, en la primera respuesta del filtro es plana en la banda pasante pero el rechazo es pobre para la banda suprimida, en la segunda la respuesta en la banda pasante es oscilatoria pero el rechazo es superior, adicionalmente para las mismas condiciones el filtro de Chebyshev requiere un menor número de cavidades que el de Butterworth, los dos filtros son construídos y sus ventajas relativas se comentan en el capítulo quinto.

A través de todo el trabajo se a puesto especial interés en que el significado físico del asunto en cuestión no se diluya en la matemática, por otra parte los aspectos matemáticos son tratados de manera formal si bien la parte algebraíca ha sido reducida en la comprensión de que el escrito no es de tipo didáctico.

Por último debe mencionarse que la solución apropiada para el diseño de filtros de microonda debería partir necesariamente de la aplicación directa de la teoría de Maxwell a estructuras de microonda consideradas como tales, sin embargo en este camino se presentan dificultades matemáticas todavía no resueltas de manera adecuada [2]

* Para el nombre del matemático ruso Chebyshev se ha usado la traducción inglesa que es la más sencilla y frecuente.

C A P I T U L O I I

2.1 Introducción

Los procedimientos empleados para el diseño de filtros formados por elementos concentrados son bien conocidos; a medida que la frecuencia aumenta y en particular en frecuencias de microonda ya no es posible utilizar elementos concentrados pero puede usarse con provecho la extensa teoría desarrollada, a condición de hacer las correcciones convenientes tanto en el cálculo de los elementos reactivos como en el método de acoplamiento entre las diferentes secciones del filtro.

Por este motivo se estudia con algún detalle en las secciones siguientes dos filtros, particularmente importantes en cuanto a la calidad de la respuesta obtenida y la relativa sencillez del método de síntesis, el filtro de Butterworth y el de Chebyshev los cuales serán aplicados al diseño del filtro de microonda motivo de este trabajo.

2.2 El problema de aproximación

En términos generales el problema de aproximación consiste en encontrar una función racional (físicamente realizable) que se aproxime a la función ideal deseada. En la figura 2.1 se ha dibujado una función compuerta $G(\Omega)$ (Gate Function) de variable independiente Ω cuya expresión analítica está dada por la ecuación (2.1) en la cual $\mu(\Omega)$ es la

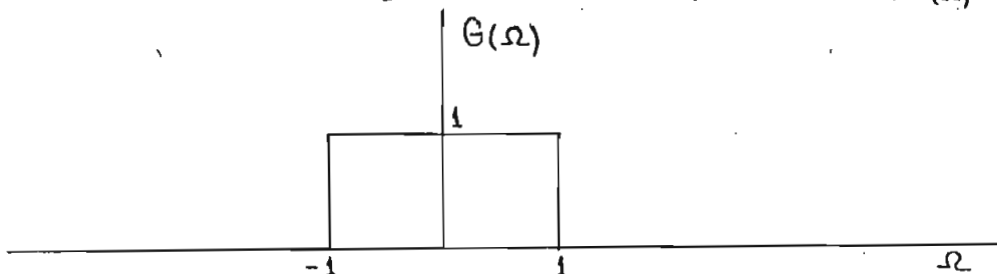


Figura 2.1 : Función compuerta como modelo ideal para un filtro pasabajos

función paso. Es fácil notar que si esta variable Ω se reemplaza por ω/ω_c en donde ω es la frecuencia angular y ω_c un valor particular de ω la función conpuerta representa entonces la respuesta ideal de un filtro pasabajos. Es obvio que tal función no es físicamente realizable debido a las dos discontinuidades en $\Omega = -1$ y $\Omega = +1$ es necesario entonces encontrar una función racional que careciendo de tales discontinuidades de una aproximación adecuada al modelo ideal.

$$G(\Omega) = \mathcal{U}_{(-\Omega)} + \mathcal{U}_{(-\Omega+1)} + \mathcal{U}_{(\Omega)} - \mathcal{U}_{(\Omega-1)} \quad (2.1)$$

La función de Butterworth, $B(\Omega)$, expresada en la ecuación (2.2) puede aportar cualquier grado de aproximación de acuerdo al valor de n escogido.

$$B(\Omega) = (1 + \Omega^{2n})^{-\frac{1}{2}} \quad n = 1, 2, 3 \dots \quad (2.2)$$

Esta función tiene algunas propiedades que interesan destacar; independientemente del valor de n todas las curvas de la familia pasan por el punto de ordenada $\sqrt{2}/2$ para $\Omega = \pm 1$, es decir en el punto de corte las curvas pasan por los puntos de media potencia, la segunda propiedad es el carácter extremadamente plano de la función para valores de Ω cercanos a cero y una tercera consecuencia de las dos primeras es la distribución no uniforme del error con relación a la función de la ecuación(2.1) en el intervalo $-1 < \Omega < 1$, las dos últimas características no son evidentes y requieren una demostración analítica.

Usando la expansión de Newton sobre la ecuación(2.2) se obtiene:

$$B(\Omega) = 1 - \frac{1}{2} \Omega^{2n} + \frac{3}{8} \Omega^{4n} - \frac{5}{16} \Omega^{8n} + \dots \quad (2.3)$$

En 2.3 es fácil notar que las $2n - 1$ derivadas de $B(\Omega)$ valen cero para $\Omega = 0$ este hecho indica que la función es casi constante e igual a 1 para valores de Ω cercanos a cero; por esta razón la función de Butterworth es llamada máximamente plana (Maximally Flat), el hecho mencionado es decir que las $2n - 1$ derivadas sean nulas en el origen incidentalmente permitirá aproximar una función paramétrica cualquiera a la condición máximamente plana. De lo dicho se deduce que el error entre la ecuación: (2.1) y la (2.2) en el intervalo $-1 < \Omega < 1$ es pequeño para valores de Ω cercanos a cero y aumenta a medida que Ω se aproxima a ± 1 es decir la distribución del error no es uniforme sobre el intervalo mencionado, esto se debe al carácter monótonico de la función de Butterworth que está completamente determinado por el término Ω^n que es en sí una función monótonica, un mejor resultado puede obtenerse reemplazando en la función de Butterworth el término Ω^n por una función $F_n(\Omega)$ que se aproxime a cero en el intervalo $-1 < \Omega < 1$ de manera oscilatoria, utilizando este reemplazo se obtiene la ecuación (2.4)

$$C_n(\Omega) = \left(1 + F_n^2(\Omega) \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.4)$$

La función de Chebyshev definida por las ecuaciones (2.5) se ajusta perfectamente al requerimiento mencionado para $F_n(\Omega)$

$$T_n(\Omega) = \frac{1}{2^{n-1}} \cos(n \cos^{-1} \Omega) \quad |\Omega| < 1$$

$$T_n(\Omega) = \frac{1}{2^{n-1}} \cosh(n \cosh^{-1} \Omega) \quad |\Omega| > 1 \quad (2.5)$$

Puesto que interesa controlar la magnitud de la oscilación dada por el término $1/2^{n-1}$ en las ecuaciones (2.5) es conveniente usar una forma modificada de la ecuación de Chebyshev reemplazando $1/2^{n-1}$ por una constante que permitirá ejercer el control mencionado, las ecuaciones (2.5) pueden escribirse entonces en la forma (2.6)

$$\begin{aligned} F_n(\Omega) &= \varepsilon \cos(n \cos^{-1} \Omega) & |\Omega| < 1 \\ F_n(\Omega) &= \varepsilon \cosh(n \cosh^{-1} \Omega) & |\Omega| > 1 \end{aligned} \tag{2.6}$$

La aproximación de Chebyshev a la función compuesta se obtiene reemplazando en la función de Butterworth el término Ω^n por la expresión (2.6) obteniéndose de esta manera las ecuaciones (2.7)

$$\begin{aligned} C_n(\Omega) &= [1 + \varepsilon^2 \cos^2(n \cos^{-1} \Omega)]^{-\frac{1}{2}} & |\Omega| < 1 \\ C_n(\Omega) &= [1 + \varepsilon^2 \cosh^2(n \cosh^{-1} \Omega)]^{-\frac{1}{2}} & |\Omega| > 1 \end{aligned} \tag{2.7}$$

Las ecuaciones (2.6) están escritas en forma trascendental pero pueden ser expandidas fácilmente usando las identidades exponenciales de Euler para $\cos \Omega$ y $\cosh \Omega$ con este procedimiento se obtiene el grupo de polinomios (2.8) que son útiles en la evaluación numérica de la curva.

$$\begin{aligned} F_1(\Omega) &= \varepsilon \Omega \\ F_2(\Omega) &= \varepsilon (2\Omega^2 - 1) \\ F_3(\Omega) &= \varepsilon (4\Omega^3 - 3\Omega) \\ F_4(\Omega) &= \varepsilon (8\Omega^4 - 8\Omega^2 + 1) \end{aligned} \tag{2.8}$$

Otra importante relación obtenida de la misma manera ya indicada es la ex puesta en la ecuación (2.9) que permite explicitar un polinomio del Chebyshev de orden n en otro de orden $2n$.

$$F_n^2(\Omega) = \frac{F_{2n}(\Omega) + 1}{2} \quad (2.9)$$

A través de los párrafos anteriores se ha visto dos maneras de aproximación a una función compuerta, también se destacó que tal función puede representar el módulo de la función de transferencia de un filtro pasabajos ideal si el eje de abscisas representa frecuencia angular, también es posible obtener otras clases más complicadas de filtros realizando algunas variaciones en el eje de abscisas, por ejemplo con referencia a la figura 2.2 es suficiente desplazar sobre el eje de abscisas la función dibujada 2.2a para obtener un filtro pasabanda como el de la figura 2.2b.

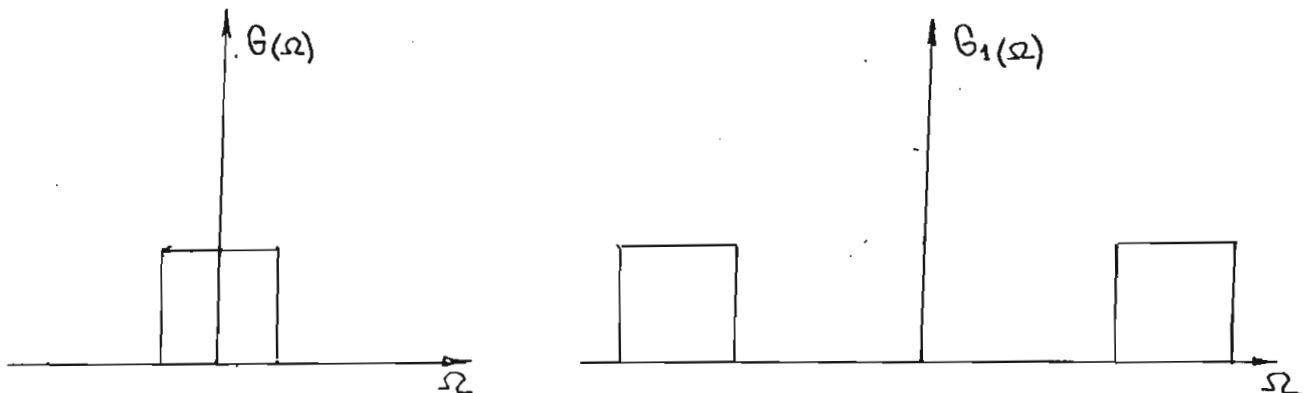


Figura: 2.2 Transformación pasabajos pasabanda.

Es de interés entonces investigar en detalle los procedimientos de transformación mencionados anteriormente.

2.3 Transformación de Frecuencia

La transformación de frecuencia es un caso particular de otro tipo más general llamado transformación conforme que implica el cambio de variable en un plano complejo, por esta razón es más fácil utilizar variables complejas y después analizar el eje de interés que en este caso será el i imaginario. Se desea entonces transformar la función de transferencia de un filtro pasabajos (a la que en el futuro se llamará simplemente pasabajos) en otra función que permita obtener filtros diferentes (pasaaltos, pasabanda, etc.) operando únicamente sobre la variable independiente.

Con este propósito la variable compleja $p = u + j\Omega$ será la variable independiente pasabajos y $z = v + j\omega$ la variable independiente del filtro deseado, es obvio entonces que Ω y ω representen frecuencia angular pero en planos complejos diferentes, se desea una función tal como w que relacione p con z permitiendo la transformación requerida

$$p = w(z) \tag{2.10}$$

El procedimiento más sencillo para encontrar $w(z)$ es analizar cual debe ser el valor de la función para valores particulares de z la primera transformación tratada ilustra el procedimiento.

2.3.1 Transformación Pasabajos - Pasaaltos.

En este caso deben cumplirse las siguientes condiciones: a) $p = 0$ para $z = \infty$; y, b) $p = \infty$ para $z = 0$ es evidente que la función requerida es:

$$p = \frac{1}{z} \tag{2.11}$$

lo que en el eje imaginario significa que:

$$\Omega = \frac{-1}{\omega} \tag{2.12}$$

Por tanto si en cualquiera de las aproximaciones a la función compuesta se reemplaza la variable Ω por la variable $-1/\omega$ la función de respuesta será la de un filtro pasaaltos tal como se ilustra en las figuras 2.3 y 2.4

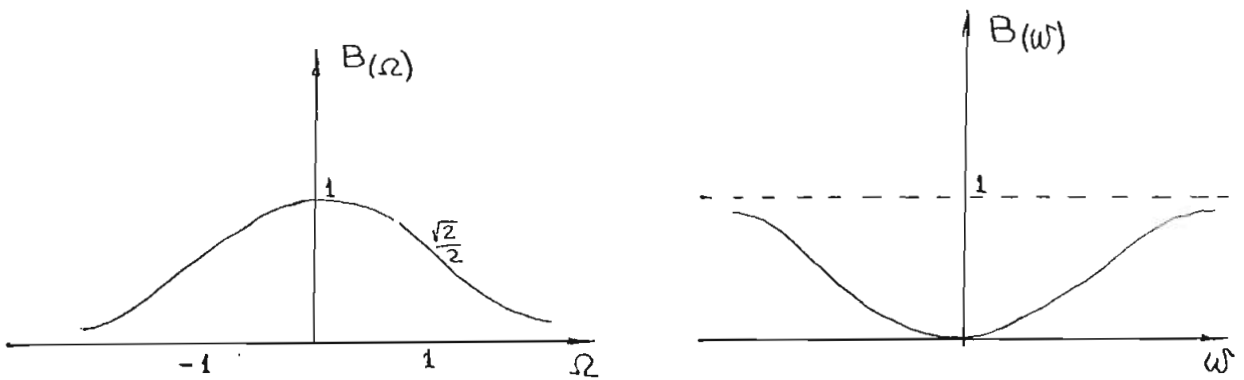


Figura: 2.3 Transformación (2.12) aplicada sobre la función de Butterworth.

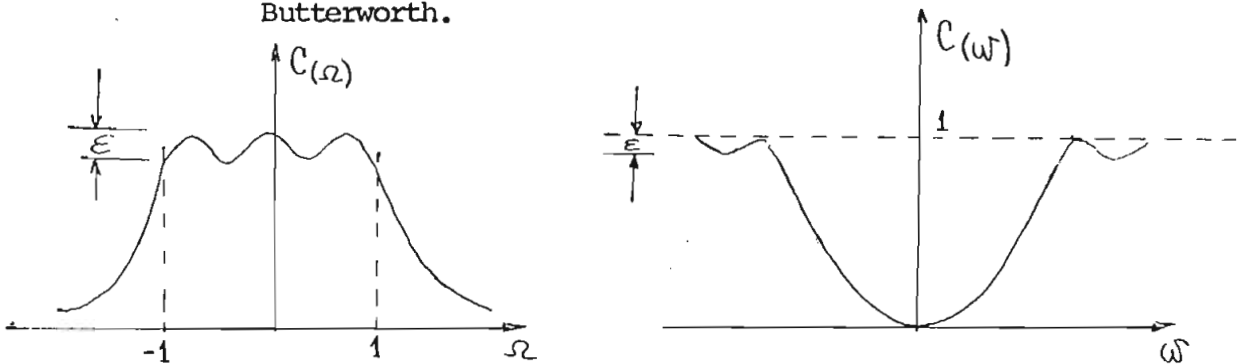


Figura: 2.4 Transformación (2.12) aplicada sobre la función de Chebyshev.

2.3.2 Transformación Pasabajos - Pasabanda.

En este caso las condiciones impuestas a la función $W(z)$ son las siguientes:

$$W(\pm j) = 0$$

$$W(0) = \infty \tag{2.13}$$

$$W(\infty) = \infty$$

La figura 2.5 ilustra la transformación requerida sobre el eje imaginario.

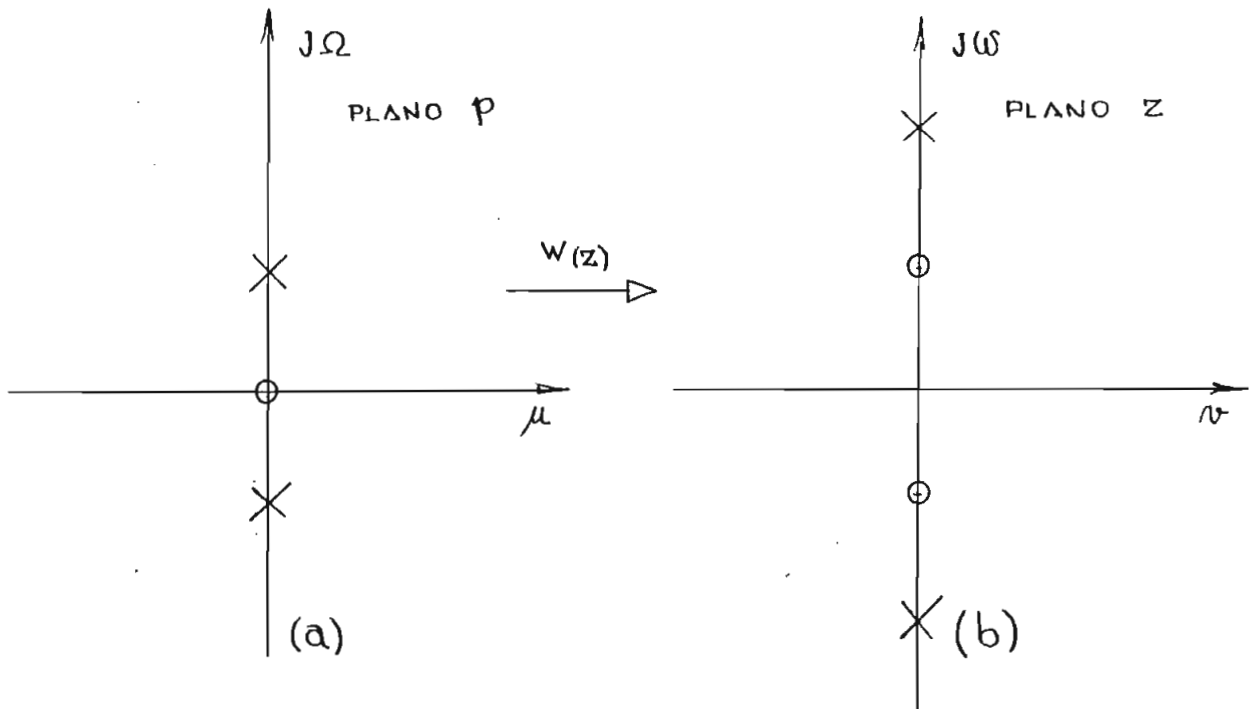


Figura: 2.5 Polos y ceros en los planos p y z.

Por inspección de la figura 2.5 se hace evidente que:

- a) Los polos y ceros de w son simples y sólo existen en el eje imaginario.
- b) Los polos y ceros se alternan en el eje imaginario.

Estas condiciones definen [3] a una función reactancia por esta razón esta transformación se usa llamar transformación de reactancia, de la figura 2.5b es fácil también determinar el valor de w en efecto es una función del tipo:

$$W(z) = K \frac{z^2 + 1}{z} \quad (2.14)$$

Haciendo en (2.14) $z = j\omega$ se obtiene:

$$W(j\omega) = jK \frac{\omega^2 - 1}{\omega} \quad (2.15)$$

y por tanto:

$$J\Omega = JK \frac{\omega^2 - 1}{\omega} \quad (2.16)$$

$$\Omega = K \frac{\omega^2 - 1}{\omega} \quad (2.17)$$

La ecuación (2.17) es la transformación buscada pero debe notarse que es una ecuación normalizada es decir la frecuencia de corte en el pasabajos es 1 rad/seg. si se desea generalizar la ecuación es necesario

sustituir Ω por Ω/Ω_c y ω por ω/ω_0 donde Ω_c es cualquier valor de frecuencia de corte en el pasabajos y ω_0 cualquier valor de frecuencia central en el pasabanda.

$$\frac{\Omega}{\Omega_c} = K \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega \omega_0} \quad (2.18)$$

En (2.18) K aparece como una constante de multiplicación pero como se verá a continuación es un parámetro fundamental del circuito, para deducir su valor es necesario analizar (2.18) cuando $\Omega/\Omega_c = \pm 1$ es decir en la frecuencia de corte del pasabajos.

$$\pm 1 = K \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega \omega_0} \quad (2.19)$$

Explicitando (2.19) para ω se obtiene:

$$\omega^2 \pm \frac{\omega_0}{K} \omega - \omega_0^2 = 0 \quad (2.20)$$

que es una ecuación de segundo grado en cuyas raíces son:

$$\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4 = \pm \omega_0 \left((2K)^{-1} \pm \left(\frac{1}{4K^2} + 1 \right)^{1/2} \right) \quad (2.21)$$

de la teoría de ecuaciones se hace evidente que:

$$\omega_2 - \omega_1 = \omega_4 - \omega_3 = \frac{\omega_0}{K} \quad (2.22)$$

$$\omega_1 \omega_2 = \omega_3 \omega_4 = \omega_0^2 \quad (2.23)$$

En (2.22) la diferencia de las raíces $\omega_2 - \omega_1$ y $\omega_4 - \omega_3$ representan el ancho de banda $\Delta\omega$ en el filtro pasabanda ya que corresponden a la frecuencia de corte $\Omega = \Omega_c$ en el pasabajos, puede escribirse entonces:

$$\omega_2 - \omega_1 = \omega_4 - \omega_3 = \Delta\omega \quad (2.24)$$

Combinando (2.22) y (2.24)

$$K = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \quad (2.25)$$

La ecuación (2.23) indica que la simetría del filtro se ha mantenido a través de la transformación, es decir la simetría con relación a $\Omega = 0$ en el pasabajos se conserva en el pasabanda pero sobre $\omega = \omega_0$ siendo ω_0 por tanto la frecuencia central del filtro, de la ecuación (2.24) se deduce que el ancho de banda ha permanecido inalterado, puede decirse entonces que la transformación deseada no ha afectado la forma de la respuesta.

Utilizando (2.25) y (2.18) puede escribirse la ecuación generalizada de la transformación requerida.

$$\frac{\Omega}{\Omega_c} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.26)$$

Puede notarse que si esta transformación se aplica al filtro de Butterworth el término $\Delta\omega$ representa el ancho de banda en los puntos de media potencia y por tanto $\omega_0/\Delta\omega$ es el factor de calidad del circuito Q, este criterio no es aplicable al filtro de Chebyshev ya que en ese caso $\Delta\omega$ no es el ancho de banda en los puntos de media potencia.

Con referencia a la transformación Pasabajos-Eliminabanda es suficiente decir que es inversa a la Pasabajos-Pasabanda y por tanto la ecuación de transformación puede escribirse directamente de (2.26)

$$\frac{\Omega}{\Omega_0} = \frac{1}{\frac{\omega_0}{\Delta\omega} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \quad (2.27)$$

Es de interés destacar que existen otros métodos de transformación, se esbozó uno posible en el párrafo explicativo de la figura 2.2 en el que se sugiere la utilización de el teorema de desplazamiento aplicable a la transformada de Fourier. Se ha utilizado la transformación de frecuencia porque el cambio de variable en la función de transferencia del filtro pasabajos puede ser interpretado directamente en las modificaciones que deben producirse tanto en la estructura como en el valor de los elementos de la red pasabajos a fin de obtener la nueva red que proporcione la respuesta requerida.

Se ha determinado hasta el momento un procedimiento matemático para encontrar una función racional que se aproxime a la respuesta ideal deseada; es decir desde el punto de vista formal se ha hecho un estudio de la respuesta, es natural que ahora se trata de la excitación y de la red que causaron tal respuesta y posteriormente de las relaciones excitación-red-respuesta. La primera parte mencionada requiere un estudio de la función de transferencia en tanto que la segunda está incluida en una teoría muy general conocida como "Síntesis".

2.4 Función de Transferencia.

En una red de dos puertos formada por elementos concentrados, finitos, lineales, pasivos y bilaterales pueden ser definidas múltiples funciones de transferencia, es de interés estudiar una en particular llamada pérdida de inserción, cuya definición será dada más adelante. En la Figura 2.6 se ha dibujado una red de baja pérdida, es decir que no contiene elementos de disipación siendo por tanto completamente reactiva se la usa llamar por esta razón red L.C., conectada en los terminales 11 a una fuente de voltaje sinusoidal de resistencia interna R_s y en los terminales 22 a una carga R_2 , tal que $R_s = R_2 = R$, si se analiza el estado estacionario; la potencia entregada por la fuente a los puntos 11 es:

$$P_{11} = |I_1|^2 R_{e} Z_{11} \quad (2.28)$$

donde $R_e Z_{11}$ es la parte real de la impedancia vista por la fuente en los puntos 11; la potencia sobre la carga es simplemente

$$P_{22} = |V_2|^2 / R \quad (2.29)$$

puesto que la red es de baja pérdida toda la potencia entregada por la

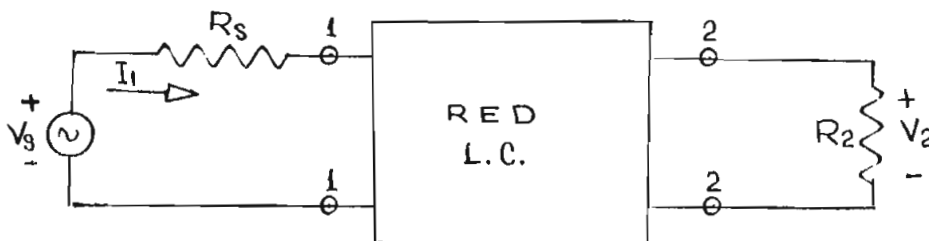


Figura: 2.6 Diagrama relativo de cálculo de la pérdida de inserción.

fuerza en 11 debe ser consumida por la carga R es decir $P_{11} = P_{22}$ y entonces:

$$\left| \frac{V_2}{I_1} \right|^2 = R \operatorname{Re} Z_{11} \quad (2.30)$$

la relación V_2/I_1 es por definición, la impedancia de transferencia por tanto:

$$\left| Z_{12} \right|^2 = R \operatorname{Re} Z_{11} \quad (2.31)$$

Cuando en la Figura 2.6 se suprime la red LC y el generador se conecta directamente a la carga de transferencia de potencia de generador hacia la carga es máxima debido a que la resistencia interna del generador es igual a la resistencia de carga y la potencia sobre la carga vale

$$P_0 = |V_s|^2 / 4R \quad (2.32)$$

por otra parte la potencia sobre la carga cuando entre el generador y la carga se intercala la red LC, como se muestra en la Figura 2.6, fue calculada en la ecuación (2.29) es evidente que P_{22} es menor que P_0 , la relación P_0/P_{22} se define como pérdida de inserción causada por la red LC usando esta definición y las ecuaciones (2.29) y (2.32) se obtiene:

$$\frac{P_0}{P_{22}} = \frac{1}{4} \left| \frac{V_s}{V_2} \right|^2 \quad (2.33)$$

Utilizando las ecuaciones (2.30) y (2.33) se obtiene:

$$\frac{P_0}{P_{22}} = \frac{|R + Z_{11}|^2}{4R \operatorname{Re} Z_{11}} \quad (2.34)$$

Por manipulación algebraica de (2.34) se obtiene otra importante relación en efecto

$$-\frac{P_{22}}{P_o} = -\frac{4R \operatorname{Re} Z_{11}}{|R + Z_{11}|^2} \quad (2.35)$$

Sumando 1 a los dos miembros de (2.35) y recordando que Z_{11} es una cantidad compleja $a + jb = Z_{11}$ se obtiene:

$$1 - \frac{P_{22}}{P_o} = \left| \frac{1 - Z_{11}/R}{1 + Z_{11}/R} \right|^2 \quad (2.36)$$

El miembro derecho de (2.36) es por definición el cuadrado del módulo del coeficiente de reflexión ρ explicitando (2.36) para P_o/P_{22}

$$\frac{P_o}{P_{22}} = \frac{1}{1 + |\rho|^2} \quad (2.37)$$

adicionalmente la ecuación (2.38) muestra una relación entre el coeficiente de reflexión y la relación de onda estacionaria S (VSWR) [4]

$$|\rho| = \frac{S-1}{S+1} \quad (2.38)$$

usando (2.37) y (2.38) es posible explicitar P_o/P_{22} como función de S

$$\frac{P_o}{P_{22}} = \frac{(S+1)^2}{4S} \quad (2.39)$$

La ecuación (2.34) muestra una relación directa entre la pérdida de inserción, la frecuencia y los parámetros de la red LC, es decir si se desea que la red LC tenga una pérdida de inserción predeterminada (utili-

$$\frac{P_o}{P_{22}} = 1 + Q_r^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2 \quad (2.42)$$

La frecuencia de corte ω_c se define como la frecuencia para la cual la potencia absorbida en la carga es la mitad de la potencia absorbida en la frecuencia de resonancia, es decir la pérdida de inserción es 2 entonces:

$$2 = 1 + Q_r^2 \left(\frac{\omega_c}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_c} \right)^2 \quad (2.43)$$

$$Q_r = \frac{1}{\frac{\omega_c}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_c}} \quad (2.44)$$

La ecuación (2.44) puede transformarse fácilmente en:

$$Q_r = \frac{\omega_o}{\omega_{c2} - \omega_{c1}} = \frac{\omega_o}{\Delta\omega} \quad (2.45)$$

en donde ω_{c2} es la frecuencia de corte superior, ω_{c1} la frecuencia de corte inferior y por tanto $\omega_{c2} - \omega_{c1}$ es el ancho de banda en los puntos de media potencia $\Delta\omega$. Se puede notar que de acuerdo a la ecuación (2.41) el Q_r del circuito y por tanto el ancho de banda del circuito dependen también de la carga. Es útil también calcular la pérdida de inserción dada por la ecuación (2.46) del circuito resonante paralelo de la figura 2.7b.

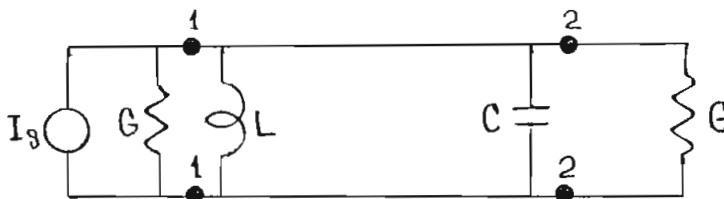


Figura: 2.7b Circuito Resonante Paralelo.

$$\frac{P_o}{P_{22}} = 1 + \left(\frac{\omega_o C}{2G}\right)^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)^2 \quad (2.46)$$

En este caso $\omega_o C/2G$ representa el Q_r del circuito y por tanto la ecuación (2.42) es también aplicable a este circuito así como también la discusión pertinente al Q_r como función de la frecuencia. La impedancia del circuito de la figura 2.7a en los puntos 11 está dada por:

$$Z_{11} = R + j 2 R Q_r \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right) \quad (2.47)$$

En tanto que la admitancia del circuito de la figura 2.7b en los puntos 11 está dada por:

$$Y_{11} = G + j 2 G Q_r \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right) \quad (2.48)$$

Las ecuaciones (2.47) y (2.48) tienen forma idéntica y también es idéntica la pérdida de inserción de los dos circuitos, siendo esta la principal ventaja del uso del factor de calidad cargado del circuito.

El material tratado hasta este punto incluye el estudio de lo siguiente: a) Problema de aproximación, sección 2.2; b) Transformación de Frecuencia, sección 2.3; c) Función de Transferencia y Tópicos relacionados al Q cargado, sección 2.4 . Es posible ahora discutir algunos aspectos relacionados con el filtro pasabanda de baja frecuencia que servirá de modelo para el diseño del filtro de microonda.

2.5 Filtro Pasabanda

En la parte final de la sección 2.3.2 y como conclusión relativa a la transformación de frecuencia se mencionó que el filtro pasabanda podía ser encontrado a partir de un modelo prototipo del filtro pasabajos. La figura 2.8 muestra un filtro pasabajos típico formado por n ramas reactivas conectadas de la manera mostrada, la impedancia de las ramas en serie es $j\Omega L$ en tanto que la de las ramas en paralelo vale $-j/\Omega C$, pa-

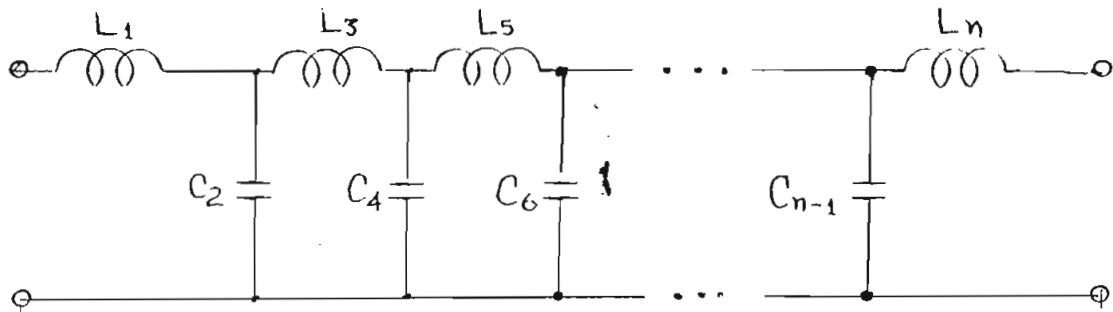


Figura: 2.8 Filtro de Pasabajos Prototipo

ra encontrar el filtro pasabanda es suficiente aplicar la transformación de frecuencia dada por (2.26); según está y siendo X_s la reactancia en serie del filtro pasabanda y X_p la reactancia en paralelo del mismo se obtiene:

$$X_s = j \frac{L \omega_0}{\Delta \omega} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = j \omega \left(\frac{L}{\Delta \omega} \right) - \frac{j}{\omega \left(\frac{\Delta \omega}{L \omega_0^2} \right)} \quad (2.49)$$

$$X_p = \frac{-j}{C \frac{\omega_0}{\Delta \omega} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} = \frac{1}{j \omega \left(\frac{C}{\Delta \omega} \right) - \frac{j}{\omega \left(\frac{\Delta \omega}{C \omega_0^2} \right)}} \quad (2.50)$$

001031

En (2.49) se puede notar que X_s está formada por un circuito serie $L_s C_s$ en el cual el inductor L_s vale $L/\Delta\omega$ y el capacitor C_s vale $\Delta\omega/L\omega_0^2$ en (2.50) X_p está formada por un circuito paralelo $L_p C_p$ en el cual el capacitor C_p vale $C/\Delta\omega$ y el inductor L_p vale $\Delta\omega/C\omega_0^2$; la transformación se ilustra en la figura 2.9.

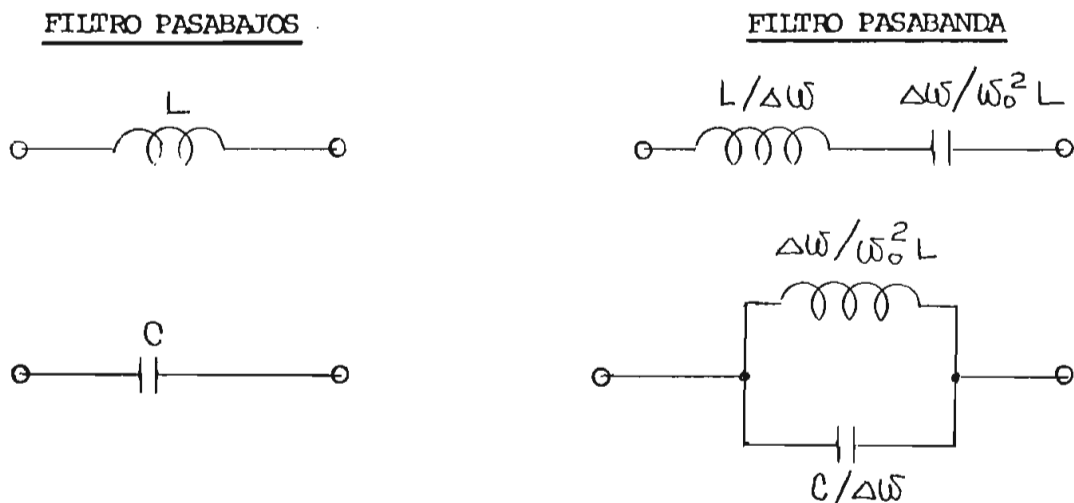


Figura: 2.9 Efecto de la Transformación pasabajos-pasabanda en los elementos de la red pasabajos.

A partir de la figura 2.8 es entonces sencillo dibujar la estructura de la red pasabanda.

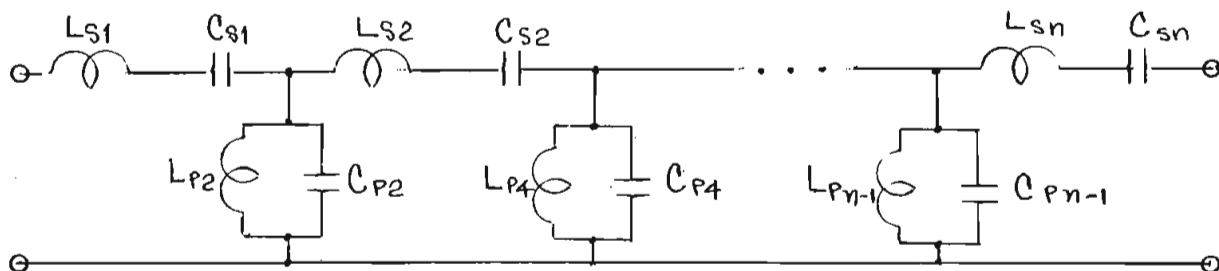


Figura: 2.10 Filtro pasabanda obtenido aplicando la transformación de frecuencia a la red de la figura 2.8.

El filtro pasabanda de la figura 2.10 está formado por n reactancias conectadas como se muestra, sobre este modelo puede aplicarse las aproximaciones de Butterworth o Chebyshev para la pérdida de la inserción es decir la aproximación de Butterworth tendrá la forma de la ecuación (2.51) y la de Chebyshev la de las ecuaciones (2.52), (2.53).

$$\frac{P_o}{P_{22}} = 1 + \Omega^{2n} \quad (2.51)$$

$$\frac{P_o}{P_{22}} = 1 + \epsilon^2 \cos^2(n \cos^{-1} \Omega) \quad \Omega < 1 \quad (2.52)$$

$$\frac{P_o}{P_{22}} = 1 + \epsilon^2 \cosh^2(n \cosh^{-1} \Omega) \quad \Omega > 1 \quad (2.53)$$

Recordando lo ya discutido en conexión con la ecuación (2.26) Q_t representa para el filtro de Butterworth el factor de calidad del filtro completo, pero no es el factor de calidad en el filtro de Chebyshev sino simplemente una relación de frecuencias, este hecho motiva que la síntesis del filtro de Chebyshev (es decir la relación explícita entre Q_t y los parámetros del filtro) sea más complicada que la síntesis para el filtro Butterworth.

El procedimiento mencionado permite realizar la síntesis de filtros de baja frecuencia, si la frecuencia aumenta de tal manera que no sea posible usar elementos concentrados (si bien las limitaciones restantes se mantienen) algunas correcciones deben realizarse, puesto que los elementos serán distribuidos. Esto se va a discutir en la próxima sección.

2.5.1 Ramas Distribuidas.

Es evidente que las ramas del filtro de la figura 2.10 pueden ser sustituidas por un circuito distribuido que presente dos de las características más importantes del circuito concentrado de baja frecuencia, es decir la transmisión selectiva de una banda de frecuencia y un desplazamiento de fase. Sin embargo, esto motiva un difícil problema en cuanto a la interconexión de las ramas del filtro, especialmente en la banda de microonda en la cual las dimensiones físicas del circuito distribuido son mayores que la longitud de onda, de tal manera que resulta imposible conectar directamente las ramas del filtro sin encontrar el complicado efecto de la impedancia mtua, una manera obvia de salvar esta dificultad consiste en separar las ramas del filtro o lo largo de la línea de transmisión o de la guía de onda de tal manera que el efecto de la impedancia mtua sea despreciable, como es bien conocido las longitudes de separación actuarán como transformadores de impedancia, esta propiedad puede ser usada con ventaja traduciéndola en una simplificación básica referente a la conexión alternada en serie y paralelo de las ramas del filtro.

Si las ramas adyacentes se separan un múltiplo impar de un cuarto de longitud de onda (la discusión referente a la longitud eléctrica necesaria para evitar el efecto de la impedancia mtua se hará más adelante) la relación entre la impedancia vista desde un extremo de la línea y la impedancia de carga está dada por la ecuación (2.54) [5]

$$Z_s Z_l = Z_0^2 \quad (2.54)$$

En la que Z_s es la impedancia de punto matriz, Z_l es la impedancia de carga y Z_o la impedancia característica de la línea, aplicando esta ecuación al circuito de la figura 2.11 en la que la impedancia de carga está formada por un circuito serie CL Z_o

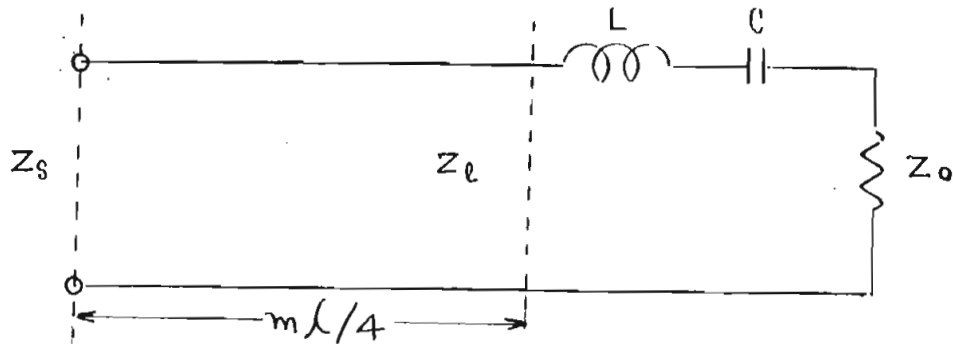


Figura: 2.11 Circuito resonante en serie conectado a una línea de $m\lambda/4$ (m impar).

De la ecuación (2.47) y haciendo $Z_{11} = Z_l$, $R = Z_o$ se obtiene:

$$Z_l = (1 + 2j\Omega) Z_o \quad (2.55)$$

Además

$$Y_s = \frac{1}{Z_s} \quad (2.56)$$

$$Y_o = \frac{1}{Z_o}$$

Con lo que la ecuación (2.54) puede escribirse en la forma:

$$Y_s = Y_o^2 Z_l \quad (2.57)$$

Combinando (2.57) y (2.55)

$$Y_s = Y_o + 2jY_o\Omega \quad (2.58)$$

La ecuación (2.58) tiene la misma forma de (2.48) esto significa que la línea de longitud $m\lambda/4$ ha transformado el circuito resonante en serie en un circuito resonante en paralelo, esta propiedad de la línea de $m\lambda/4$ (m impar) permite simular la red de la figura 2.10 que tiene ramas alternadas en serie y en paralelo, conectado solamente ramas en paralelo (o en serie) separadas $m\lambda/4$ (m impar) como se ilustra en las figura 2.12a y 2.12b.

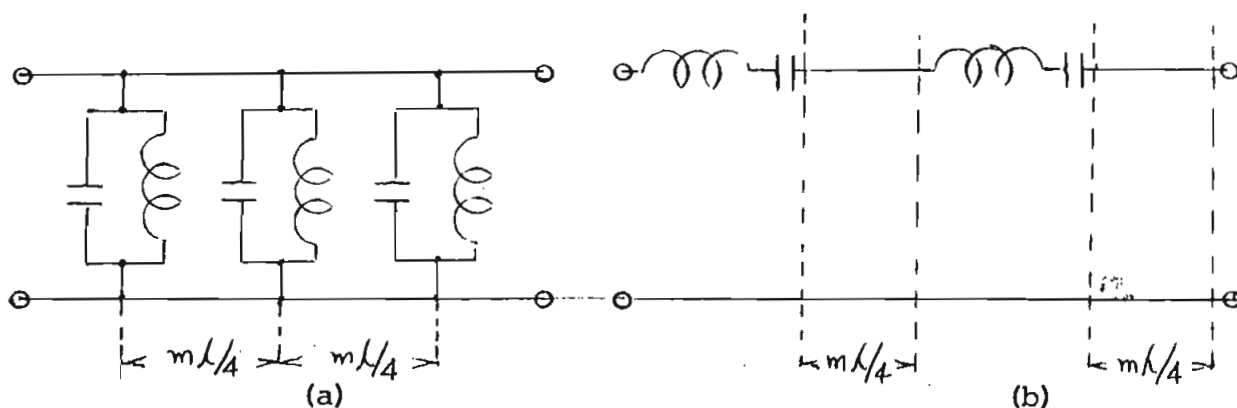


Figura: 2.12 Ilustración de la utilización de la línea de un cuarto de longitud de onda.

2.5.2 Selectividad de las líneas de unión

Las líneas de unión de longitud $m\lambda/4$ (m impar) introducen un efecto adicional al ya tratado y tal efecto consiste en alterar el factor de calidad de cada uno de los circuitos distribuidos; la manera más simple de estudiar el problema consiste en calcular la magnitud del factor de calidad de una línea $m\lambda/4$ (m impar) conectada en el un extremo a un

circuito sintonizado de constantes distribuidas tal como el de la figura 2.13; la admitancia de carga de la línea está dada por la ecuación

$$Y_e = Y_o (1 + 2 j \Omega) \quad (2.59)$$

La admitancia vista al extremo de la línea será entonces

$$\frac{Y_s}{Y_o} = \frac{Y_e \cos \theta + Y_o \operatorname{Sen} \theta}{Y_o \cos \theta + Y_e \operatorname{Sen} \theta} \quad (2.60)$$

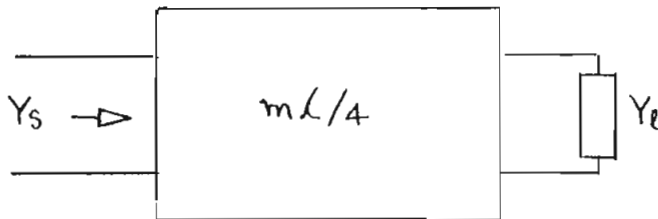


Figura: 2.13 Circuito utilizado para el cálculo de la selectividad de las líneas de unión.

El ángulo θ que aparece en (2.60) vale:

$$\theta = \beta l \quad (2.61)$$

En donde l es la longitud de la línea y β la constante de fase. Siendo la línea de una longitud $m\lambda_o/4$ (m impar) a la frecuencia ω_o el ángulo θ valdrá:

$$\theta_o = \beta_o l = m \frac{\pi}{2} \quad (2.62)$$

A una frecuencia muy cercana a ω_0 tal que $\omega/\omega_0 \doteq 1$, el ángulo $m\pi/2$ sufrirá un pequeño corrimiento de fase tal como $\delta m\pi/2$ es decir:

$$\Theta = \frac{m\pi}{2} (1 + \delta) \quad (2.63)$$

Utilizando las ecuaciones (2.61) y (2.62) en (2.63) se obtiene:

$$\delta = \left(\frac{\beta}{\beta_0} - 1 \right) \quad (2.64)$$

Reemplazando en (2.64) β y β_0 en términos de frecuencia angular:

$$\delta = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - 1 \right) \quad (2.65)$$

Recordando que $\omega_0/\omega \doteq 1$, se obtiene la expresión aproximada (2.66) [6] para δ válida en tanto la condición mencionada se cumpla.

$$\delta \doteq \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \frac{1}{2} \quad (2.66)$$

Las funciones $\text{Sen } \Theta$ y $\text{Cos } \Theta$ que aparecen en la ecuación (2.60) pueden ser calculadas usando el valor de Θ dado por (2.63) tomando en cuenta que el ángulo $m\pi\delta/2$ es muy pequeño se obtiene:

$$\text{Cos } \Theta \doteq -m\pi\delta/2 \quad (2.67)$$

$$\text{Sen } \Theta \doteq 1 \quad (2.68)$$

Las ecuaciones (2.67) y (2.68) pueden ser reemplazadas en (2.60) con estos reemplazos (2.60) puede ser arreglada en la forma:

$$\frac{Y_s}{Y_0} = \frac{j \frac{m\pi\delta}{2} Y_e}{j \frac{m\pi\delta}{2} + Y_e} + \frac{1}{Y_e + \frac{j m\pi\delta}{2}} \quad (2.69)$$

En (2.69) el primer término del miembro derecho representa un circuito serie formado por la admitancia Y_f y la suceptancia $j m \pi \delta / 2$ si la suceptancia es mucho menor que la admitancia la ecuación (2.69) toma la forma aproximada:

$$\frac{Y_s}{Y_o} \doteq j \frac{m \pi \delta}{2} + \frac{1}{Y_e + j \frac{m \pi \delta}{2}} \quad (2.70)$$

La ecuación (2.70) describe un circuito como el de la figura 2.14

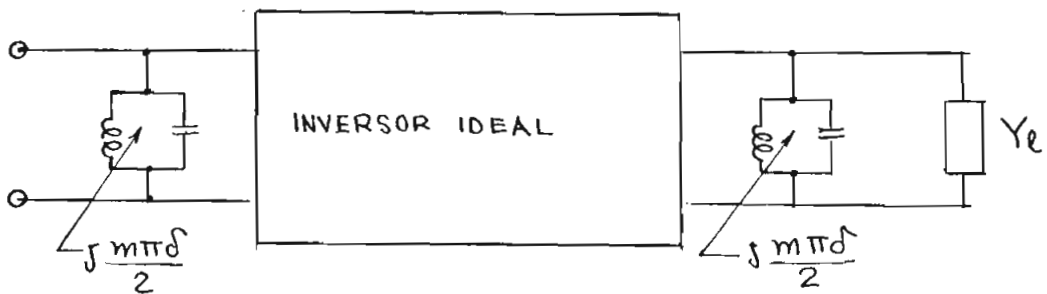


Figura: 2.14 Circuito equivalente al de la figura 2.13 para un ancho de banda pequeño.

El circuito de la figura 2.14 es particularmente útil en la interpretación del factor de calidad introducido por la línea de unión, la línea real de $m \lambda / 4$, (es decir que presenta la propiedad de inversión descrita por la ecuación (2.54) a una sola frecuencia) es reemplazada por un inductor ideal que presenta esta propiedad en un ancho de banda reducido; las suceptancias $j m \pi \delta / 2$ conectadas en paralelo a los dos extremos de la línea ideal representan un circuito sintonizado que introduce un factor de calidad adicional al de la admitancia de carga, alterando por tanto la se

lectividad de Y_e . El factor de calidad de las susceptancias $m\pi\delta/2$ puede ser calculado como sigue:

$$j \frac{m\pi\delta}{2} = j 2Q_u \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.71)$$

En (2.71) se ha utilizado simplemente la ecuación (2.48) ya deducida anteriormente, debe notarse que $m\pi\delta/2$ es una susceptancia normalizada es decir está dividida para Y_0 . En el miembro derecho de (2.71), Q_u , representa el factor de calidad de la línea de unión que debe ser calculado, lo que puede hacerse fácilmente utilizando (2.71) y (2.66) .

$$Q_u = m\pi/g \quad (2.72)$$

La ecuación (2.72) proporciona un valor cuantitativo de el factor de calidad introducido por las líneas de unión; para su deducción una serie de limitaciones han sido impuestas al filtro, pero todas las limitaciones pueden reducirse a una sola en la cual las restantes están incluidas y que se refiere a que el ancho de banda del filtro sea pequeño y más precisamente, cualquier frecuencia ω dentro de la banda analizada debe ser suficientemente cercana a la frecuencia central ω_0 tal que la relación ω_0/ω sea muy próxima a 1 . En usos normales de ingeniería para filtros en la banda X esta condición puede cumplirse satisfactoriamente ya que mientras la frecuencia central ω_0 está entre 5.2 GHz a 10.9 GHz la banda de interés será sólo de algunas centenas de megahertz.

El valor de la selectividad de las líneas de unión (2.72) será tomada en cuenta en el diseño del filtro restándola de la selectividad de los circuitos distribuidos unidos por tales líneas.

2.5.3 Cavidades resonantes.

Se mencionó ya que un circuito sintonizado de baja frecuencia podía ser reemplazado por un circuito distribuido, tal circuito en la región de microonda es la cavidad resonante, este dispositivo es intrínsecamente una red muy compleja, tiene un número infinito de frecuencias naturales de oscilación y puede oscilar en más de un modo para una frecuencia dada, estudiada como componente de circuito algunas simplificaciones pueden ser hechas.

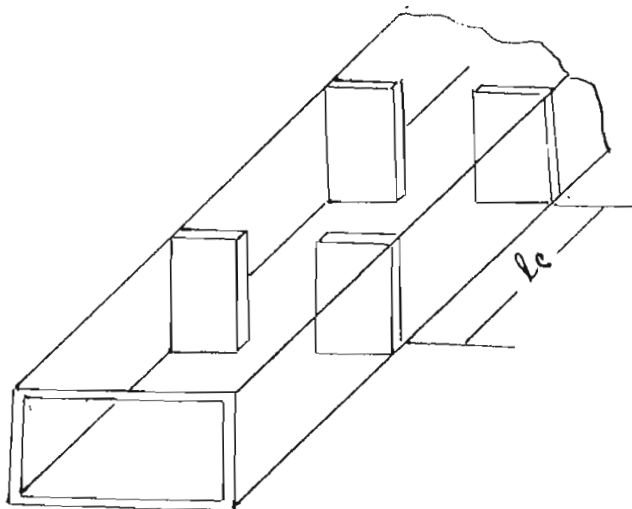


Figura: 2.15 Cavidad resonante formada por dos ventanas separadas una longitud l_c .

La figura 2.15 muestra una cavidad resonante formada por dos discontinuidades separadas una longitud l_c en una guía rectangular, (la cavidad resonante en la parte mecánica tiene una amplia gama de posibilidades, la sección transversal de la guía puede tener diferentes formas y las discontinuidades pueden obtenerse de manera diversa, en este trabajo se estudiará solamente la cavidad de la figura 2.15 ya que ésta no significa limitación al aspecto teórico del problema) esta configuración puede ser

reducida a los términos del circuito equivalente de la figura 2.16 en la cual las ventanas formadas por los obstáculos en la guía están representadas en la línea de transmisión equivalente por susceptancias en paralelo, la reactancia de tales susceptancias será inductiva si los filamentos de las ventanas son paralelos a la intensidad de campo eléctrico y será capacitiva cuando los filamentos de las ventanas son perpendiculares a la intensidad de campo eléctrico. Las ventanas inductivas son superiores a las capacitivas porque introducen pérdidas menores en el circuito y pueden soportar una cantidad mayor de potencia, adicionalmente la apertura de la ventana es mayor (para un mismo valor de susceptancia) en la inductiva lo que significa una ventaja de orden mecánico en la construcción del dispositivo.

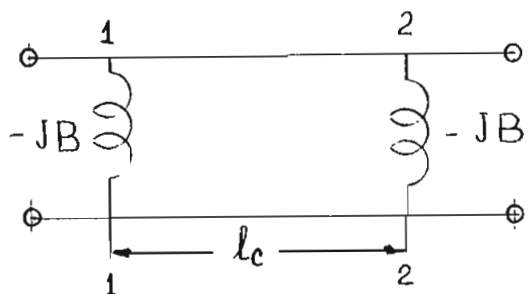


Figura: 2.16 Circuito equivalente para la configuración de la figura 2.15

El circuito equivalente de la figura 2.16 implica un conjunto de asunciones tácitas que serán analizadas a continuación, el reemplazar cada ventana por una susceptancia de valor constante indica que no existen contribuciones de voltaje en la juntura debida a las ondas de modo superior, por tanto el voltaje es solamente el de la onda dominante, la corriente de la dominante no es constante a los dos lados de la juntura por

que una parte es derivada por la reactancia, sin embargo, la corriente total debe ser constante a través de la juntura y las ondas de modo superior deben hacer contribuciones de corriente para mantener la condición mencionada, esta situación puede mantenerse si el generador y la carga están suficientemente alejados de las ventanas para evitar los efectos de los campos producidos por ondas de modo superior, ya que estos tienen frecuencias de corte superior a la dominante y se atenúan rápidamente con la longitud. En este caso es posible analizar el efecto de las discontinuidades solamente sobre la onda dominante, este hecho hace válida la representación de la cavidad resonante de la figura 2.15 por una línea de transmisión con dos susceptancias separadas una longitud l_c .

El objeto final de uso de la cavidad resonante es el de obtener una configuración equivalente a un circuito tanque de baja frecuencia como el de la figura 2.17

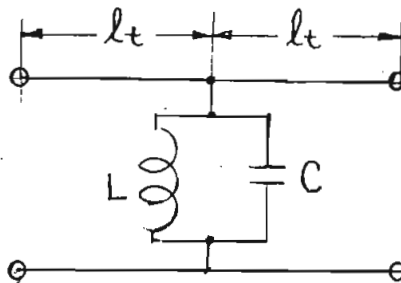


Figura: 2.17 Circuito tanque conectado en la punto medio de una línea de longitud

En la figura 2.17 se ha dibujado un circuito paralelo LC situado en el punto medio de una línea de longitud $2l_t$, esta línea $2l_t$ toma en cuenta un exceso de desplazamiento de fase asociado a la cavidad resonante este aspecto será discutido en detalle más adelante, por el momento

se dará atención al cálculo de la longitud de la cavidad l_c en términos de la longitud de onda en resonancia λ_{co} y de la susceptancia normalizada del obstáculo, esto puede hacerse, ajustando la longitud de separación de las dos susceptancias, l_c , de tal modo que la susceptancia de los puntos 22 que es inductiva sea vista en los puntos 11 como capacitiva. A tal efecto se utiliza la ecuación (2.60) en la cual $Y_s = Y_0 - jB_c$ $Y_l = Y_0 + jB_c$, a la frecuencia de resonancia ω_0 el ángulo θ toma el valor $\theta_{co} = 2\pi l_c / \lambda_{co}$.

$$Y_0 - jB = \frac{(Y_0 - jB_c) \cos \theta_{co} + jY_0 \operatorname{Sen} \theta_{co}}{Y_0 \cos \theta_{co} + j(Y_0 + jB_c) \operatorname{Sen} \theta_{co}} \quad (2.73)$$

El miembro derecho de (2.73) es una fracción compleja y puede ser escrito como la suma de la parte real y la imaginaria es decir en la forma:

$$\frac{Y_0 - jB_c}{Y_0} = \frac{Y_0^2 + j(B_c Y_0 \cos 2\theta_{co} - (B_c^2 \operatorname{Sen} \theta_{co})/2)}{B^2 \operatorname{Sen}^2 \theta_{co} - 2Y_0 B \operatorname{Sen} \theta_{co} \cos \theta_{co} + Y_0^2} \quad (2.74)$$

Esto significa que:

$$1 = Y_0^2 / B_c^2 \operatorname{Sen}^2 \theta_{co} - Y_0 B_c \operatorname{Sen} 2\theta_{co} + Y_0^2 \quad (2.75)$$

$$-\frac{B}{Y_0} = \frac{B_c Y_0 \cos 2\theta_{co} - (B_c^2 \operatorname{Sen} 2\theta_{co})/2}{B_c^2 \operatorname{Sen} \theta_{co} - Y_0 B_c \operatorname{Sen} 2\theta_{co} + Y_0^2} \quad (2.76)$$

Cualquiera de las dos últimas ecuaciones permite explicitar el valor de l_c , utilizando (2.75) se obtiene:

$$\operatorname{tg} \theta_{c0} = \frac{2}{B_c/\gamma_0} = \operatorname{tg} \frac{2\pi l_c}{\lambda_{c0}} \quad (2.77)$$

$$l_c = \frac{\lambda_{c0}}{2\pi} \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{2}{B_c/\gamma_0} \right) \quad (2.78)$$

En (2.78) la longitud de la cavidad es dada en función de la longitud de onda de la frecuencia de resonancia, λ_{c0} , y de la susceptancia.

Es posible ahora abordar el problema de la demostración de equivalencia entre las configuraciones 2.16 y 2.17. Para simplificar la terminología la configuración 2.16 será referida como "la cavidad" y los parámetros correspondientes llevarán el suscrito "c", en tanto que el circuito de la figura 2.17 se referirá como "la línea" y sus parámetros llevarán el suscrito "t" adicionalmente un segundo suscrito "o" indicará condición de resonancia para los dos circuitos.

Se debe establecer las condiciones de equivalencia, una condición sin ecuanime es que los polos y ceros de la función de transferencia sean los mismos para los dos circuitos, esta condición es difícil de aplicar por el problema que representa calcular tal función en configuraciones de parámetros distribuidos, por este motivo es necesario establecer otras condiciones alternativas, la primera es que los dos circuitos tengan la misma constante de propagación y la segunda que el factor de calidad del circuito L_c (no de "la línea") sea igual al de la cavidad, estas condiciones son necesarias pero no suficientes por lo que la equivalencia no es exacta y queda enmarcada dentro de los límites impuestos esto es: atenuación, fase, frecuencia de resonancia y ancho de banda.

La constante de propagación γ puede ser definida [7] en términos de los parámetros de admitancia de cortocircuito Y_c y circuito abierto Y_a tal como se indica en (2.79)

$$\gamma = \tanh^{-1} \sqrt{\frac{Y_a}{Y_c}} \quad (2.79)$$

Como (2.79) debe cumplirse en la línea y en la cavidad esto indica que las ecuaciones (2.80) y (2.81) deben formar un sistema simultáneo de ecuaciones.

$$Y_{ac} = Y_{at} \quad (2.80)$$

$$Y_{cc} = Y_{ct} \quad (2.81)$$

Las dos configuraciones en cuestión son simétricas por lo que es suficiente considerar solamente la mitad de cada una. Para el cálculo de los dos miembros de las dos últimas ecuaciones se usará nuevamente la ecuación (2.60) reemplazando la admitancia de carga por los valores adecuados ($Y_l = 0$, circuito abierto, $Y_l = \infty$ cortocircuito), el ángulo Θ tiene el valor dado por (2.82) para la cavidad y por (2.83) para la línea.

$$\frac{\Theta_c}{2} = \frac{2\pi}{\lambda_c} \frac{l_c}{2} \quad (2.82)$$

$$\Theta_t = \frac{2\pi}{\lambda_t} l_t \quad (2.83)$$

Debido a que los valores de admitancia y susceptancia aparecen en la forma normalizada es decir divididos por Y_0 a fin de simplificar

la nomenclatura en las ecuaciones se usarán valores normalizados marcados con asterisco ($\frac{B_c}{Y_0} = B_c^*$ etc.)

$$Y_{ac} = j \left(B_c^* + \text{tg} \frac{\theta_c}{2} \right) \quad (2.84)$$

$$Y_{at} = \frac{j \left(B_t^*/2 + \text{tg} \theta_t \right)}{1 - \frac{B_t^*}{2} \text{tg} \theta_t} \quad (2.85)$$

$$Y_{cc} = j \left(B_c^* - \text{ctg} \frac{\theta_c}{2} \right) \quad (2.86)$$

$$Y_{ct} = -j \text{ctg} \theta_t \quad (2.87)$$

reemplazando en (2.81), (2.87) y (2.86) se obtiene:

$$B_c^* - \text{ctg} \left(\frac{\theta_c}{2} \right) = - \text{ctg} \theta_t \quad (2.88)$$

en condiciones de resonancia (2.88) toma la forma:

$$B_c^* - \text{ctg} \left(\frac{\theta_{c0}}{2} \right) = - \text{ctg} \theta_{t0} \quad (2.89)$$

Utilizando la ecuación (2.78) sobre (2.89) se obtiene:

$$2 \text{ctg} \theta_{c0} - \text{ctg} \frac{\theta_{c0}}{2} = - \text{ctg} \theta_{t0} \quad (2.90)$$

de donde

$$\frac{\theta_{c0}}{2} + \theta_{t0} = \frac{\pi}{2} \quad (2.91)$$

lo que puede ser expresado en término de la longitud de onda resonante como:

$$2l_t = \frac{l_{c0}}{2} - l_c \quad (2.92)$$

la última ecuación permite calcular la longitud de la línea en términos de parámetros conocidos (l_{c0} dato y l_c de la ecuación (2.78)).

Reemplazando (2.84) y (2.85) en (2.80) y explicitando para B_t^* :

$$B_t^* = B_c^* (2 \cos \theta_c - B_c^* \operatorname{Sen} \theta_c) \quad (2.93)$$

adicionalmente de (2.77):

$$\operatorname{Sen} \theta_{c0} = \frac{2}{\sqrt{B_c^{*4} + 4}} \quad (2.94)$$

$$\cos \theta_{c0} = \frac{B_c^*}{\sqrt{B_c^{*4} + 4}} \quad (2.95)$$

con lo cual la ecuación (2.93) toma la forma

$$B_t^* = \sqrt{B_c^{*4} + 4 B_c^{*2}} \operatorname{Sen}(\theta_c - \theta_{c0}) \quad (2.96)$$

en los puntos de media potencia la susceptancia de la línea debe valer $B_t^* = \pm 2$ con lo cual el ángulo θ_c toma los valores de corte es decir θ_{c2} a la frecuencia superior y θ_{c1} a la inferior, aplicando las condiciones de media potencia a la ecuación (2.96) se obtiene:

$$\theta_{c2} = \theta_{c0} + \operatorname{Sen}^{-1} \frac{2}{\sqrt{B_c^{*4} + 4 B_c^{*2}}} \quad (2.97)$$

$$\theta_{c1} = \theta_{c0} - \text{Sen}^{-1} \frac{2}{\sqrt{B_c^{*4} + 4 B_c^{*2}}} \quad (2.98)$$

De la ecuación (2.45) es obvio que la selectividad puede también ser escrita en la forma:

$$Q_{rc} = \frac{\theta_{c0}}{\theta_{c2} - \theta_{c1}} \quad (2.99)$$

Utilizando las tres últimas ecuaciones y la ecuación (2.77), explicitando para Q_{rc} :

$$Q_{rc} = \frac{\text{tg}^{-1} \frac{2}{B_c^*}}{2 \text{Sen}^{-1} \frac{2}{\sqrt{B_c^{*4} + 4 B_c^{*2}}}} \quad (2.100)$$

Para un ancho de banda pequeño el ángulo del denominador será pequeño tal que el ángulo puede reemplazarse por el valor de su seno, en tal caso se obtiene la expresión aproximada (2.101) que permite calcular el Q de la cavidad en términos de parámetro conocidos, se repite que el valor de la susceptancia del obstáculo B_c^* es función de los parámetros geométricos como se detalla en la sección 2.5.4.

$$Q_{rc} = \frac{B_c^{*4} + 4 B_c^{*2}}{4} \text{tg}^{-1} \left(\frac{2}{B_c^*} \right) \quad (2.101)$$

En conexión con la figura 2.17 se mencionó que la línea de longitud $2 l_t$ toma en cuenta el exceso de fase de la cavidad, tal exceso de fase debe ser absorbido por la línea de unión entre una cavidad y otra, la longitud de tales líneas se escogió por razones ya mencionadas como un múltiplo impar de un cuarto de longitud de onda ($m \lambda_{c0} / 4$),

en tal análisis se trataba de un circuito de parámetros distribuidos, pero no de una cavidad resonante, por tanto una nueva corrección debe realizarse. La figura 2.18 muestra una sección de un filtro de microonda de n

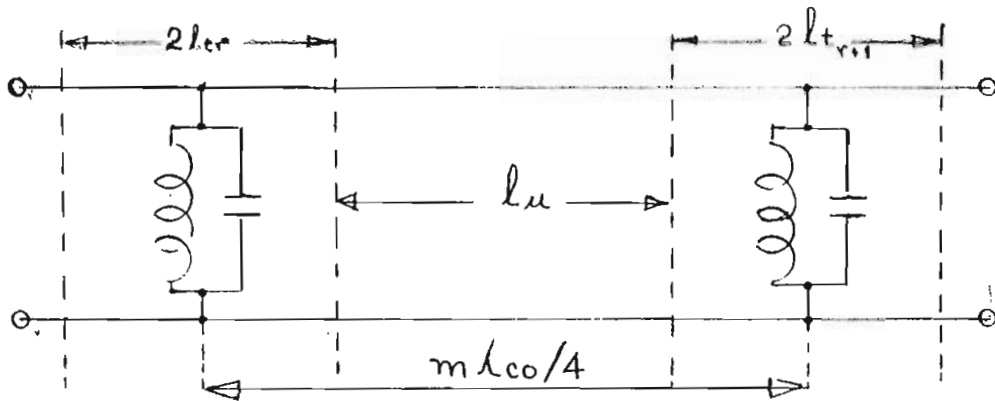


Figura: 2.18 Circuito equivalente (en el modo dominante) para una sección de filtro de microonda de n cavidades.

cavidades en el cual se han dibujado (de acuerdo al circuito equivalente de la figura 2.17) las cavidades que se encuentren en las posiciones r y $r + 1$ es obvio que la longitud de la línea de unión l_u está dada por la diferencia entre $m\lambda_{co}/4$ $l_{tr} + l_{t(r+1)}$ es decir:

$$l_u = m \frac{\lambda_{co}}{4} - l_{tr} - l_{t(r+1)} \quad (2.102)$$

Combinando las ecuaciones (2.92) y (2.102):

$$l_u = \frac{\lambda_{co}}{4} (m-2) + \frac{l_{cr} + l_{c(r+1)}}{2} \quad (2.103)$$

En (2.103) la longitud de la línea de unión está dada en términos de la longitud de onda en la cavidad para la frecuencia de resonancia y de las longitudes de las cavidades unidas por tal línea las mismas que pueden calcularse de acuerdo a la ecuación (2.78) como función de la lon

gitud de onda en la cavidad λ_{c0} y la susceptancia normalizada de los ob
táculos Bc^* .

El resultado obtenido para el Q de la cavidad en la ecuación (2.101) indica que este parámetro es finito, tal resultado es lógico pe
ro obliga a revisar con cuidado las limitaciones impuestas a la red reac
tiva (cuyo equivalente es la cavidad resonante para el circuito de micro
onda) en efecto se mencionó que esta red es de baja pérdida y más aún la ecuación (2.30) de la cual se calcula luego la pérdida de inserción y por tanto la respuesta en frecuencia del filtro fue deducida considerando que la pérdida es nula, en tal condición el factor de calidad sería infinito y el ancho de banda cero, es decir existe una clara discrepancia entre el resultado previsible y el obtenido (2.101). En el caso de la cavidad reso
nante si bien las pérdidas en el dieléctrico pueden considerarse nulas las paredes metálicas ofrecerán necesariamente una pequeña cantidad de a
tenuación, desde el punto de vista formal la cavidad puede ser resuelta en términos de las ecuaciones de Maxwell [7] considerando inicialmente que la conductividad de las paredes afecta muy poco la configuración de campos con lo cual la componente tangencial de campo magnético y por tan
to la densidad de corriente pueden calcularse, esta densidad de corriente elevada al cuadrado y multiplicada por la resistencia superficial de las paredes (no cero) daría la energía disipada en la cavidad, adiciona
lmente la energía acumulada puede ser calculada en base a la configuración de campo asumida con lo que el Q de la cavidad puede ser calculado en términos de energía. El método mencionado que contiene en sí un contra
sentido entre las premisas previas y los resultados finales, es un bien conocido procedimiento de ingeniería. Tal filosofía es aplicada al cálcu

lo del factor de calidad de la cavidad cuyo resultado es la ecuación (2.101), si bien el uso de las ecuaciones de Maxwell ha sido cuidadosamente evitado debido al complicado problema de la configuración de campo en los obstáculos, algunas de cuyas implicaciones fueron ya distritadas.

2.5.4 Obstáculos en Guías de onda

Todas las ecuaciones que permiten el diseño del filtro son en términos finales función de la susceptancia normalizada de los obstáculos que forman cavidades, se mencionó en relación a la figura 2.15, que existen varias soluciones geométricas para la formación de obstáculos algunos de los cuales se ilustran en la figura 2.19.

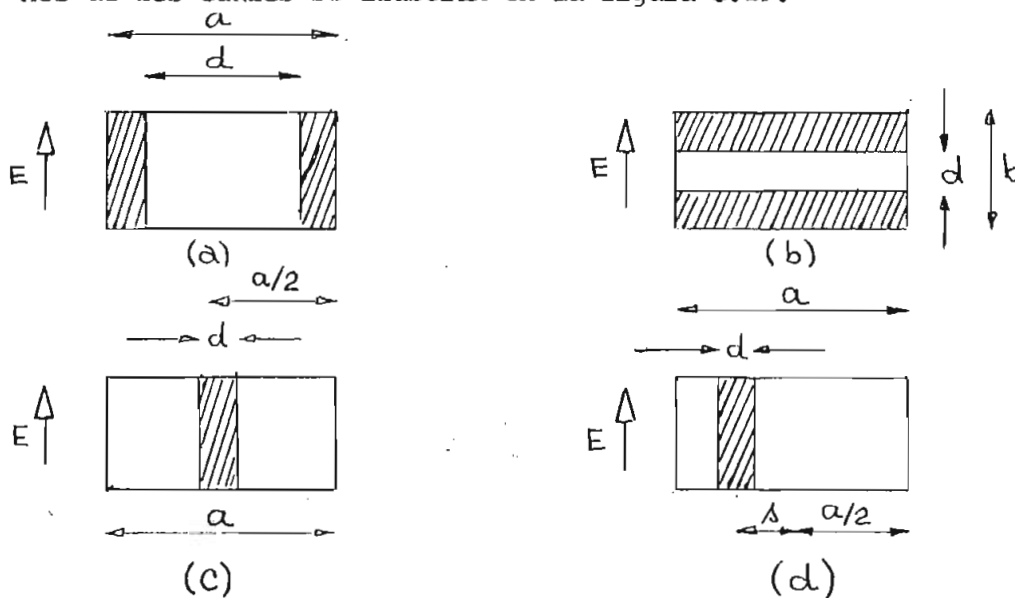


Figura: 2.19 a) Obstáculos formados por dos láminas metálicas de espesor despreciable iguales separadas (d) y paralelas a la intensidad de campo eléctrico E ;
 b) Obstáculo formado por dos láminas metálicas de espesor despreciable separadas (d) y perpendiculares a

la intensidad de campo eléctrico E;

- c. Obstáculo formado por un poste metálico de sección circular de diámetro (d) localizado en el eje longitudinal de la guía y paralelo a la intensidad de campo E;
- d. Obstáculo formado por un poste metálico de sección circular diámetro (d), localizado a una distancia (b) del eje longitudinal de la guía y paralelo a la intensidad de campo E.

Para cada una de las configuraciones dibujadas en 2.19 existe una relación matemática que expresa el valor de la susceptancia como función de los parámetros geométricos, tal relación es obtenida a partir de un modelo equivalente del obstáculo, debido a que la equivalencia no es exacta las ecuaciones obtenidas son aproximadas, un estudio detallado del problema puede encontrarse en [8]. Desde el punto de vista mecánico es mucho más sencillo utilizar postes metálicos (figuras 2.19c y 2.19d) que ventanas, por este motivo se estudian en algún detalle los obstáculos formados por postes. En conexión con la figura 2.19c el valor de la susceptancia normalizada está dada por la ecuación [9].

$$B = -\frac{2\lambda_c}{a} \frac{1}{\ln(4a/\pi d e^2)} \quad (2.104)$$

- En (2.104)
- B es la susceptancia normalizada del poste
 - λ_c la longitud de onda dentro de la guía
 - a el ancho de la guía
 - d el diámetro del poste
 - e la base de los logaritmos neperianos.

La función de la ecuación (2.104) tiene una asíntota para valores del denominador igual a cero es decir cuando

$$\frac{4a}{\pi d e^2} = 1 \Rightarrow \frac{d}{a} = \frac{4}{\pi e^2} = 0.172$$

La forma general de la curva se ilustra en la figura 2.20, de tal figura se hace evidente que la susceptancia del poste crece muy rápidamente cuando el valor d/a se acerca a 0.172, físicamente no es posible que tal curva sea discontinua y por tanto la curva no puede ser usada para valores de d/a cercanos a 0.172, para evaluar cuantitativamente el valor máximo de d/a que puede ser usado conviene analizar la variación

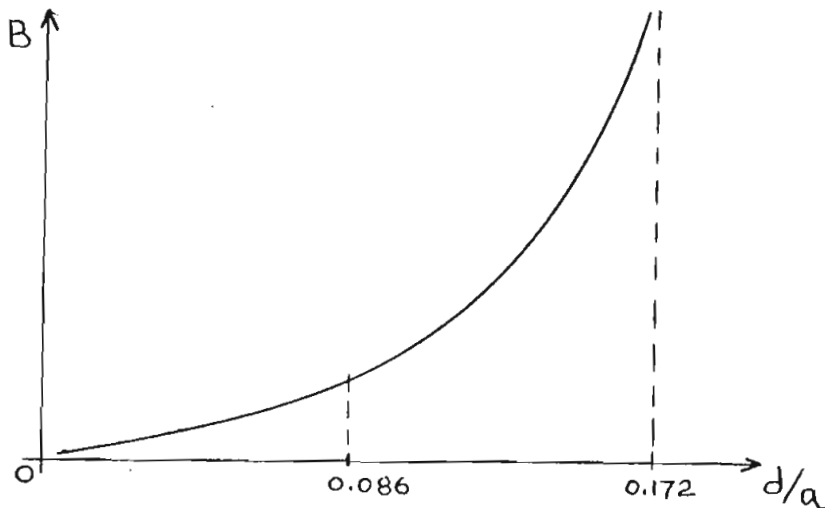


Figura: 2.20 Curva teórica de la susceptancia de un poste metálico de diámetro (d) localizado en el eje longitudinal de una guía de ancho (a).

de la pendiente; la primera derivada de la ecuación (2.104) está dada por la ecuación (2.105)

$$\frac{dB}{dd} = -\frac{2\chi_c}{a^2} \frac{1}{d} \ln^{-2}(4a/\pi d e^2) \quad (2.105)$$

reemplazando los valores numéricos en (2.105) se obtiene:

$$\frac{dB}{dd} = -k \frac{1}{d/a} \ln^{-2} \left(0.172 / \frac{d}{a} \right) \quad (2.106)$$

la ecuación (2.106) se dibuja en la figura 2.21 de acuerdo a la tabla de valores 2.1

T A B L A 2 . 1

$\frac{d}{a}$	$\frac{1}{d/a}$	$\frac{0.172}{d/a}$	$\ln \frac{0.172}{d/a}$	$\ln^2 \frac{0.172}{d/a}$	$\ln^{-2} \frac{0.172}{d/a}$	$\frac{a}{d} \ln^{-2} \frac{0.172}{d/a}$
$\frac{7 \times 0.172}{8}$	6.62	8/7	0.133 53	0.0176	56,81	376.08
$\frac{6 \times 0.172}{8}$	7.72	8/6	0,287 68	0,0923	12,15	93,91
$\frac{5 \times 0.172}{8}$	9,28	8/5	0,47000	0,2209	4,52	41,94
$\frac{4 \times 0.172}{8}$	11,60	8/4	0,69315	0,480	2,08	24,12
$\frac{3 \times 0.172}{8}$	15,46	8/3	0,98083	0,960	1,041	16,04
$\frac{2 \times 0.172}{8}$	23,20	8/2	1,38629	1,904	0,526	12,20
$\frac{1 \times 0.172}{8}$	46,40	8/1	2,07944	4,32	0,231	10,71

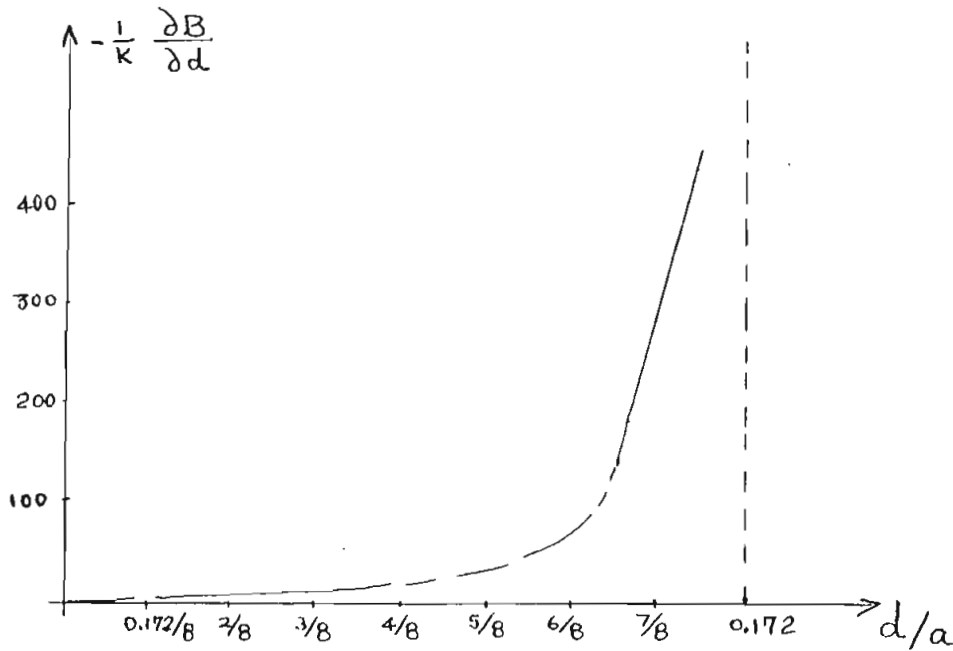


Figura: 2.21 Curva de la pendiente de la susceptancia de un poste cilíndrico de diámetro d localizado en el centro de una guía de ancho (a) .

Se puede notar en la figura 2.21 que la pendiente de la curva tiene variaciones pequeñas para valores de d/a menores que $0.172/2 = 0.086$ en tanto que con valores de d/a mayores que 0.086 se aproxima rápidamente al punto de discontinuidad en el que la pendiente es infinita.

El análisis anterior permite concluir que la ecuación (2.104) podrá ser usada con aproximación adecuada solamente para valores de d/a menores que 0.086 , en efecto una evaluación experimental [10] de la susceptancia como función del parámetro d/a en la banda de 4.000 MHz indica que el error entre la curva experimental y la teórica es menos que un 20% para valores de d/a menores que 0.08 .

Por otra parte la susceptancia del poste es también función de la posición del poste con relación al eje longitudinal de la guía, es obvio que el valor máximo de la susceptancia se obtiene con el poste sobre el eje de la guía y que va decreciendo continuamente a medida que se acerca a las paredes laterales de la guía hasta llegar a cero para $s = \frac{a}{2}$, en conexión con la figura 2.19d la ecuación de la susceptancia para tal configuración está dada por la ecuación (2.107) [11]

$$B = - \frac{2\epsilon_c \cos^2(\pi s/a)}{a \ln\left(\frac{4a}{\pi d e^2} \cos \frac{\pi s}{a}\right)} \quad (2.107)$$

En (2.107) además de los parámetros ya descritos en relación a la ecuación (2.104) aparece el parámetro (s) que indica el desplazamiento lateral del poste con relación al eje longitudinal de la guía, también en este caso la ecuación es aproximada y es necesario analizar el orden del error cometido, primero se debe conocer la forma general de la curva a tal objeto es necesario conocer los máximos y mínimos de la ecuación y los puntos de discontinuidad, debido a que existen dos variables independientes (d) y (s) es necesario tomar las derivadas parciales de (2.107)

$$\frac{\partial B}{\partial d} = - \frac{2\epsilon_c \cos^2(\pi s/a)}{a \left[\ln\left(\frac{4a}{\pi d e^2}\right) \cos \frac{\pi s}{a} \right]^2} \quad (2.108)$$

$$\frac{\partial B}{\partial\left(\frac{\pi s}{a}\right)} = - \frac{2\epsilon_c \cos \frac{\pi s}{a} \operatorname{sen} \frac{\pi s}{a}}{a \left[\ln\left(\frac{4a}{\pi d e^2}\right) \cos \frac{\pi s}{a} \right]^2} \left[\frac{1}{2} - \ln\left(\frac{4a}{\pi d e^2} \cos \frac{\pi s}{a}\right) \right] \quad (2.109)$$

De (2.108) se hace evidente que con relación a (d) la curva es

monotónica, la ecuación (2.109) permite calcular los puntos de inflexión de la curva cuando (β) es la variable en efecto, de (2.109) se obtiene:

$$\cos \frac{\pi \Delta_{mx}}{a} = \frac{\pi e^{2.5} d}{4a} \quad (2.110)$$

$$\frac{\pi \Delta_{mx}}{a} = \text{Arc Cos} \frac{\pi e^{2.5} d}{4a} \quad (2.111)$$

Otro punto importante es aquel para el cual el denominador de (2.107) se hace cero, en esta condición la susceptancia es infinita

$$\frac{\pi \Delta_0}{a} = \text{Arc Cos} \frac{\pi e^2 d}{4a} \quad (2.112)$$

Si se mantiene constante el diámetro y sólo se varía (β) la curva tiene la forma de la figura 2.22

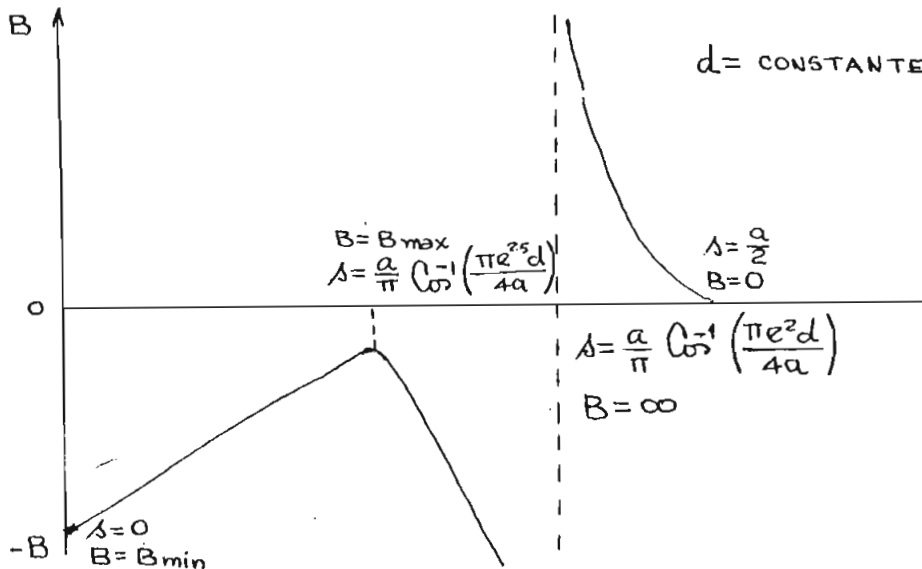


Figura: 2.22 Curva descrita por la ecuación (2.107) cuando el diámetro (d) se mantiene constante y sólo se varía el desplazamiento (β) del poste con relación al eje longitudinal de la guía

De la figura 2.22 se hace evidente que existe una discontinuidad cuando (λ) toma el valor (λ_0) dado por la ecuación (2.112) físicamente esto no es posible, sin embargo la curva es útil en el intervalo de $\lambda = 0$ (condición para la que se obtiene la ecuación (2.104) a partir de (2.107)) $\Rightarrow \lambda = \lambda_{\max}$ dado por la ecuación (2.111), pues en tal intervalo la curva decrece de un valor máximo y se aproxima a cero como fue previsto. Debido a que la función coseno no puede ser mayor que uno, de la ecuación (2.110) se deduce una limitación para el parámetro d/a en efecto:

$$\left[\frac{d}{a} \right]_{\max} < \frac{4}{\pi} e^{-2.5} \quad (2.113)$$

La bondad del análisis teórico realizado para las ecuaciones (2.104) y (2.107) se reflejará evidentemente en los resultados experimentales obtenidos para los filtros, resultado que se comenta en el Capítulo IV.

2.5 Síntesis del filtro de Butterworth para frecuencia de microonda.

La estructura general de un filtro de microonda en términos del circuito equivalente deducido en las secciones precedentes se muestra en la figura 2.23

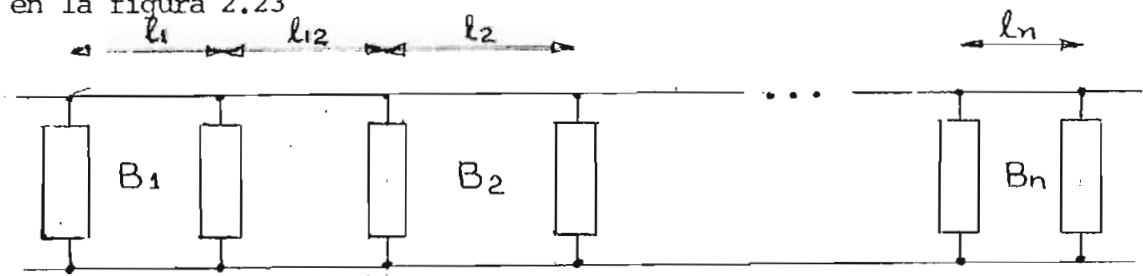


Figura: 2.23 Estructura general de un filtro de microonda de n cavidades

Las ecuaciones (2.51) y (2.26) expresan la pérdida de inserción para un filtro con característica de Butterworth, la variable Ω que aparecen en esas ecuaciones fue deducida para un filtro de baja frecuencia, por este motivo es necesario analizar esta variable con ayuda de las ecuaciones deducidas en la sección 2.5.3. Combinando las ecuaciones (2.82) y (2.86) se obtiene:

$$B_t^* = \sqrt{B_c^{*4} + 4 B_c^{*2}} \operatorname{Sen} \left[\frac{2\pi l_c}{\lambda_{co}} \left(\frac{\lambda_{co} - \lambda_c}{\lambda_c} \right) \right] \quad (2.114)$$

Esta ecuación describe la susceptancia normalizada de una cavidad resonante (realmente de su circuito equivalente) a una distancia l_t dentro de la misma, ver figura 2.17, en función de la susceptancia normalizada de los obstáculos que la forman, B_c^* , la longitud de la cavidad, l_c , la longitud de onda para la frecuencia resonante λ_{co} y la longitud de onda.

Si λ_c es lo bastante próxima a λ_{co} (es decir el ancho de banda considerado es pequeño) de tal manera que el seno del ángulo $\frac{2\pi l_c}{\lambda_{co}} \left(\frac{\lambda_{co} - \lambda_c}{\lambda_c} \right)$ pueda ser reemplazado por el valor del ángulo se obtiene la expresión a aproximada (2.115)

$$B_t \doteq \sqrt{B_c^* + 4 B_c^{*2}} \frac{2\pi l_c}{\lambda_{co}} \left(\frac{\lambda_{co} - \lambda_c}{\lambda_c} \right)$$

Utilizando la ecuación (2.101) se tiene

$$B_t \doteq 2 \left[Q_{rc} \frac{2(\lambda_{co} - \lambda_c)}{\lambda_c} \right] \quad (2.116)$$

En donde Q_{rc} representa el factor de calidad cargado de la cavidad, la expresión para la susceptancia de un circuito resonante de ba

ja frecuencia fue calculada en la ecuación (2.48)

$$B = 2 \left[Q_r \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] \quad (2.117)$$

En donde Q_r es el factor de calidad cargado del circuito resonante (ver figura 2.7b)). La analogía entre las dos expresiones es evidente, el término entre corchetes que aparecen en (2.117) es la variable Ω que aparece en la ecuación (2.26) como resultado de la transformación de frecuencia, el término entre corchetes de (2.116) representa entonces la variable Ω para el filtro de microonda, consecuentemente la pérdida de inserción para este filtro está dada por la ecuación (2.118)

$$\frac{P_0}{P_{22}} = 1 + \left(2Q_t \frac{\lambda_{co} - \lambda_c}{\lambda_c} \right)^{2n} \quad (2.118)$$

La deducción de la pérdida de inserción se basa solamente en analogía entre dos circuitos que deben cumplir idénticas funciones pero en rangos de frecuencia diferentes. En la ecuación (2.118) la variable no es la frecuencia sino la longitud de onda dentro de la cavidad, los dos parámetros están relacionados por la ecuación (2.119)

[12]

$$\lambda_c = \frac{c}{\sqrt{f^2 - f_{cw}^2}} \quad (2.119)$$

En donde c es la velocidad de la luz en el vacío y f_{cw} la frecuencia de corte de la guía de onda utilizada para formar la cavidad, Un análisis completo pero empírico de la corrección de la variable Ω se encuentra en [13]

En la ecuación (2.118) n representa el número de cavidades que forman el filtro, todas las cavidades están sintonizadas a la frecuencia central del filtro, pero el factor de calidad de cada cavidad varía de acuerdo a la ecuación (2.120) [14]

$$Q_r = Q_t \operatorname{Sen} \left(\frac{2r-1}{2n} \pi \right) \quad (2.120)$$

En donde Q_t es el factor de calidad del filtro completo, n es el número de cavidades, r es el ordinal que indica la posición de la cavidad en el filtro y Q_r es el factor de calidad de la cavidad que se encuentra en la posición r . La ecuación (2.118) tiene dos incógnitas Q_t y n , naturalmente estas dos incógnitas pueden ser encontradas utilizando las condiciones específicas impuestas al filtro, estas condiciones son en general dos, una que se refiere a la banda pasante y otra a la banda rechazada y pueden ser dadas en términos de la pérdida de inserción, P_0/P_{22} , de la relación de onda estacionaria, S , o del coeficiente de reflexión, ρ , por tanto se deberán usar las ecuaciones auxiliares (2.51), (2.39) o (2.37) respectivamente y de acuerdo a los términos propuestos en la especificación del filtro. El valor resultante para n que resulte de la solución de las dos ecuaciones simultáneas que se obtiene al aplicar las dos condiciones de especificación a la ecuación (2.118) puede ser fraccionario en ese caso se escogerá el valor de n inmediatamente superior, con ese valor se calcula Q_t y luego los Q_r de acuerdo a la ecuación (2.120) esto asegura que la respuesta del filtro sea mejor que la especificada. Conociendo el número de cavidades y el factor de calidad de cada una, procede entonces realizar la corrección del factor de calidad debido a las líneas de unión, ecuación (2.72), para después calcular el valor de

suceptancias y la longitud de cada cavidad, ecuaciones (2.101) y (2.78) la longitud de las líneas de unión está dada por la ecuación (2.103) y por último la forma y tamaño de los obstáculos se calcula de acuerdo a lo discutido en la sección 2.5.4 En estas condiciones la síntesis del filtro está completa.

2.5 Síntesis del filtro de Chebyshev para frecuencia de microonda.

Las ecuaciones (2.52) y (2.53) expresan la pérdida de inserción de un filtro con característica de Chebyshev, la figura 2.23 muestra la estructura general del dispositivo, el siguiente paso consisten en encontrar relaciones explicitas para el tamaño de las cavidades y los obstáculos que las forman. Una corrección a la variable es también posible si bien de manera empírica y la mejora en la respuesta obtenible debida a la corrección de Ω es pequeña cuando el ancho de banda es reducido, por tales motivos no se realiza ninguna corrección en la variable Ω Como ya fue indicado en el Capítulo I se utilizarán solamente las ecuaciones finales de síntesis, una descripción completa del proceso de síntesis puede encontrarse en: [15], si bien la nomenclatura usada en adelante ha sido tomada de [16]

El parámetro \mathcal{E} que aparece en (2.52) y (2.53) indica el grado de oscilación permitido en la banda pasante e influye naturalmente en la banda rechazada, para utilizar las ecuaciones normales de síntesis es necesario reemplazar \mathcal{E} por otra variable como se indica en (2.121) con lo cual las ecuaciones para la pérdida de inserción toman la forma:

$$\mathcal{E}^2 = 10^{A_n/10} - 1 \quad A_n \text{ en dB} \quad (2.121)$$

$$\frac{P_o}{P_{22}} = 1 + \left(10^{A_n/10} - 1\right) \cos^2 \left(n \cos^{-1} \Omega\right) \quad |\Omega| < 1 \quad (2.122)$$

$$\frac{P_o}{P_{22}} = 1 + \left(10^{A_n/10} - 1\right) \cosh^2 \left(n \cosh^{-1} \Omega\right) \quad |\Omega| > 1 \quad (2.123)$$

$$\Omega = Q_t^* \left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right) \quad (2.124)$$

En (2.122) y (2.123) n representa el número de cavidades que forman el filtro, Q_t^* es una relación de frecuencias, como se especifica en (2.125), tal relación puede ser comprendida con ayuda de la figura 2.24

$$Q_t^* = \frac{1}{\frac{f_{P2}}{f_o} - \frac{f_o}{f_{r2}}} \quad (2.125)$$

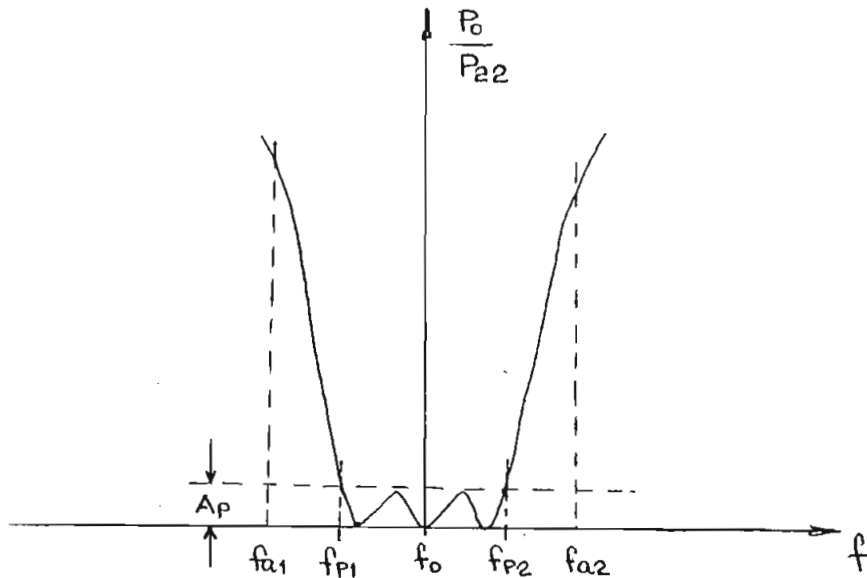


Figura: 2.24 Respuesta de frecuencia de un filtro con característica de Chebyshev.

De la figura 2.24 es claro que Q_t^* no es el factor de calidad del filtro. Sin embargo el factor de calidad de cada cavidad, Q_r , puede ser definido en función de Q_t^* como se indica en las ecuaciones (2.126) y (2.127)

$$Q_r = \frac{2a_{r-1} a_r}{b_{r-1} g_{r-1}} Q_t^* \quad (2.126)$$

$$Q_r = \frac{2a_{r-1} a_r}{b_{r-1} g_{r-1} R} Q_t^* \quad (2.127)$$

La ecuación (2.126) se usa cuando el número de cavidades es impar y (2.127) cuando el número de cavidades es par. Los parámetros a , b , g y R están definidos por las ecuaciones (2.128) a (2.134)

$$a_r = \text{Sen} \frac{2r-1}{2n} \pi \quad (2.128)$$

$$b_r = \alpha^2 + \text{Sen}^2 \frac{\pi r}{n} \quad (2.129)$$

$$\alpha = \text{Senh} \frac{\varphi}{2n} \quad (2.130)$$

$$\varphi = \ln \coth \frac{An}{17.37} \quad (2.131)$$

$$R = \text{tgh}^2 \frac{\varphi}{4} \quad (2.132)$$

$$g_1 = \frac{2\alpha_1}{\varphi} \quad (2.133)$$

$$g_n = R g_1 \quad (2.134)$$

Con referencia a las ecuaciones (2.122) y (2.123) las variables independientes son Q_t^* , A_p y n ; Q_t^* depende solamente del ancho de banda pasante del filtro, A_p del rizado permitido en esa banda y n se deduce del rechazo exigido al filtro, es por tanto suficiente especificar una condición para la banda pasante y otra para la banda rechazada, como en el caso del filtro de Butterworth tales condiciones pueden estar dadas en términos de la pérdida de inserción (P_o/P_{22}), la relación de onda estacionaria (S), o el coeficiente de reflexión (ρ), las ecuaciones (2.52) (2.53), (2.37) o (2.39) se aplican entonces de acuerdo a los términos propuestos. El valor de Q_t^* se calcula directamente de la ecuación (2.125); el valor de n no puede ser explicitado directamente por lo que se hace necesario aplicar la condición de rechazo suponiendo que el filtro requiere dos cavidades luego tres etc., hasta alcanzar un rechazo igual o mayor al requerido. Conocidos Q_t^* y n se debe calcular el factor de calidad de cada cavidad, Q_r , después de lo cual se procede de acuerdo a lo discutido en conexión con el filtro de Butterworth.

En casos prácticos el número de cavidades requeridas no será mayor que cinco, por este motivo se presenta en las ecuaciones siguientes a modo de resumen el cálculo del factor de calidad para filtros de tres a cinco cavidades.

a. Tres cavidades.

$$Q_1 = Q_3 = \frac{d_1}{\alpha} Q_t^* \quad (2.135)$$

$$Q_2 = \frac{a_2 \alpha}{b_1} Q_t^* \quad (2.136)$$

b. Cuatro cavidades

$$Q_1 = Q_4 = \frac{a_1}{\alpha} Q_t^* \quad (2.137)$$

$$Q_2 = Q_3 = \frac{a_3 b_1}{b_2 \alpha} Q_t^* \quad (2.138)$$

c. Cinco cavidades

$$Q_1 = Q_5 = \frac{a_1}{\alpha} Q_t^* \quad (2.139)$$

$$Q_2 = Q_4 = \frac{a_2 \alpha}{b_1} Q_t^* \quad (2.140)$$

$$Q_3 = \frac{a_3 b_1}{b_2 \alpha} Q_t^* \quad (2.141)$$

C A P I T U L O I I I

3. Diseño del Filtro

El diseño del filtro se reduce a la aplicación de las ecuaciones de síntesis encontradas en el Capítulo II, a condiciones específicas; tales condiciones son las siguientes:

- a. Frecuencia central (f_0) 9.5 GHz
- b. Pérdida de inserción a ± 0.25 GHz de la frecuencia central 1dB.
- c. Pérdida de inserción a ± 0.50 GHz de la frecuencia central 20 dB.

La relación porcentual del ancho de banda del filtro (0.5 GHz) a la frecuencia central (9.5 GHz) es de 5.6% este valor determina que el filtro pueda ser considerado de banda estrecha, condición necesaria para que las ecuaciones de diseño del Capítulo II puedan ser aplicadas.

La guía de onda necesaria para la construcción del filtro es la WR-90 , cuyo rango utilizable [17] de frecuencia es de 8.20 - 12.40 GHz, la frecuencia de corte es 6.56 GHz y las dimensiones de esta guía se ilustran en la figura 3.1

Las condiciones indicadas a, b, c se aplican al diseño de dos filtros, uno con característica de Butterworth y otro con característica de Chebyshev, los cuales se calculan por separado.

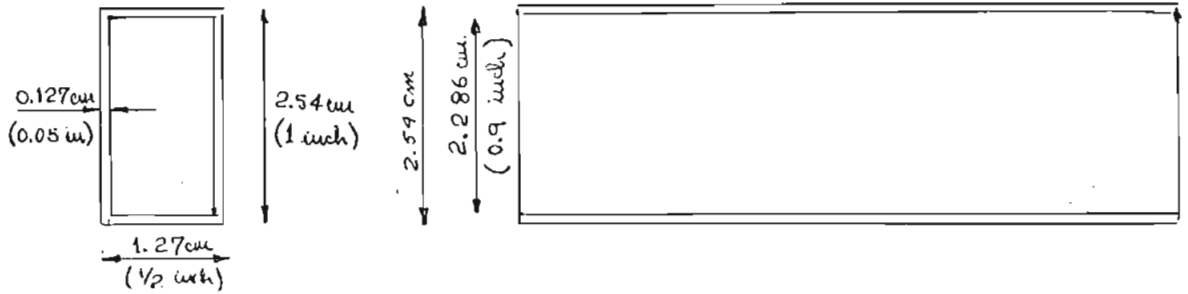


Figura: 3.1 Dimensiones geométricas de la guía WR-90

3.1 Diseño del Filtro de Butterworth

La figura 3.2 ilustra la respuesta requerida en términos de la pérdida de inserción.

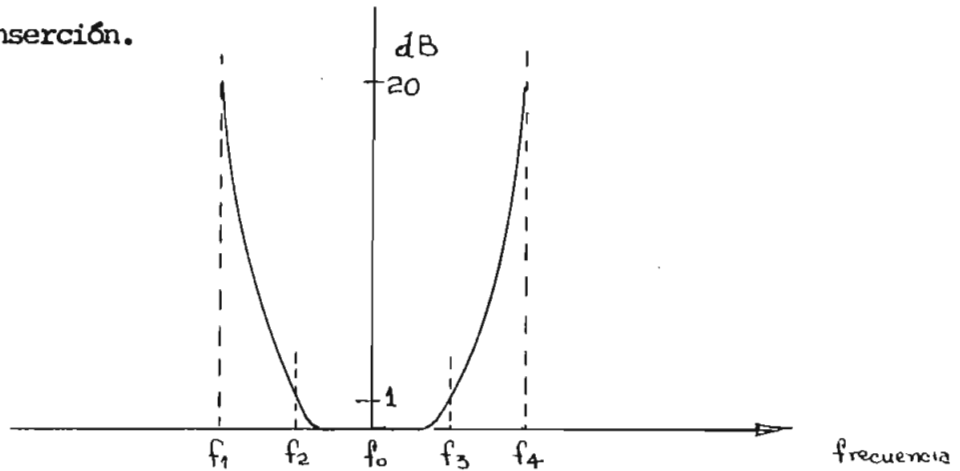


Figura: 3.2 Respuesta requerida para el filtro de Butterworth.

En conexión con esta figura los siguientes valores son aplicables:

$$f_1 = 9.00 \text{ GHz}$$

$$f_3 = 9.75 \text{ GHz}$$

$$f_2 = 9.25 \text{ GHz}$$

$$f_4 = 10.00 \text{ GHz}$$

$$f_0 = 9.50 \text{ GHz}$$

Es necesario calcular la longitud de onda de estas frecuencias

dentro de la guía, λ_c , porque la pérdida de inserción está dada como función de la longitud de onda, para esto se usa la ecuación (2.119) en la cual $f_{ow} = 6.56$ Ghz, la velocidad de la luz se toma $c = 300.000$ km/seg. y f_0 es la ya indicada arriba, con estos valores se obtiene:

$$\lambda_{c0} = 4.368 \text{ cm} \quad , \quad \lambda_{c4} = 3.914 \text{ cm} \quad , \quad \lambda_{c3} = 4.158 \text{ cm}$$

La pérdida de inserción P_0/P_{22} está dada en la forma $10 \log (P_0/P_{22})$ y es 1 dB a la frecuencia f_3 y 20 dB a la frecuencia f_4 por lo tanto el valor de P_0/P_{22} a las frecuencias indicadas es

$$\left. \frac{P_0}{P_{22}} \right|_{f=f_3} = 1.25 \quad \quad \left. \frac{P_0}{P_{22}} \right|_{f=f_4} = 100$$

3.1.1 Cálculo del número de cavidades (n)

Aplicando las dos condiciones de especificación a la ecuación de respuesta del filtro (2.118) se obtienen las ecuaciones simultáneas (3.1) y (3.2).

$$\left. \frac{P_0}{P_{22}} \right|_{f=f_3} = 1 + \left(2Q_t \frac{\lambda_{c0} - \lambda_{c3}}{\lambda_{c3}} \right)^{2n} = K_3 \quad (3.1)$$

$$\left. \frac{P_0}{P_{22}} \right|_{f=f_4} = 1 + \left(2Q_t \frac{\lambda_{c0} - \lambda_{c4}}{\lambda_{c4}} \right)^{2n} = K_4 \quad (3.2)$$

Explicitando n de estas dos ecuaciones se obtiene la ecuación

$$n = \frac{1}{2} \frac{\lg \left(\frac{K_4 - 1}{K_3 - 1} \right)}{\lg \left(\frac{\lambda_{c0} - \lambda_{c4}}{\lambda_{c0} - \lambda_{c3}} \right)} \quad (3.3)$$

Reemplazando los valores numéricos en (3.3) se tiene:

$$n \doteq 4.8$$

El valor entero más próximo es $n = 5$ por tanto el número requerido de cavidades es cinco.

3.1.2 Cálculo del factor de calidad del filtro completo Q_t

Explicitando el valor de Q_t de las ecuaciones (3.1) y (3.2)

$$Q_t \Big|_{f=f_3} = \frac{\sqrt[10]{K_3-1}}{2(\lambda_{c0}-\lambda_{c3})} \lambda_{c3} \quad (3.4)$$

$$Q_t \Big|_{f=f_4} = \frac{\sqrt[10]{K_4-1}}{2(\lambda_{c0}-\lambda_{c4})} \lambda_{c4} \quad (3.5)$$

Estas dos ecuaciones dan un mismo valor para Q_t cuando $n = 4.8$, pero con $n = 5$ el valor obtenido para Q_t es ligeramente diferente de la una ecuación a la otra, si se usa la ecuación (3.4) el ancho de banda obtenido será mayor que 0.5 GHz a 1 dB, si se usa (3.5) el rechazo del filtro será mayor que 20 dB a ± 0.5 GHz de la frecuencia central, no es posible asegurar que las dos condiciones se cumplan simultáneamente, por esta razón se utiliza para Q_t el valor medio de los dos obtenibles esto es:

$$Q_t = \frac{1}{2} \left(Q_t \Big|_{f=f_3} + Q_t \Big|_{f=f_4} \right) \quad (3.6)$$

Reemplazando los valores numéricos en (3.6)

$$Q_t = 8.41$$

3.1.3 Cálculo del factor de calidad de cada cavidad Q_r .

El Q_r de cada cavidad se calcula de acuerdo a la ecuación de cada cavidad se calcula de acuerdo a la ecuación (2.120) en la cual $Q_t = 8.41$, $n = 5$ y r varía de 1 a 5 con lo que

$$Q_1 = Q_5 = 8.41 \operatorname{Sen} 18^\circ = 2.56$$

$$Q_2 = Q_4 = 8.41 \operatorname{Sen} 48^\circ = 5.038$$

$$Q_3 = 8.41 \operatorname{Sen} 90^\circ = 8.41$$

3.1.4 Reducción del factor de calidad de cada cavidad.

Se usarán líneas de unión de $3l_{co}/4$ de acuerdo a la ecuación (2.72) estas líneas introducen un factor de calidad de $3\pi/8$, las cavidades 1 y 5 se conectan a una sola línea de unión cada una por lo que la reducción del factor de calidad es entonces $3\pi/8$, las cavidades restantes se conectan a dos líneas de unión cada una y la reducción del factor de calidad es $2 \times 3\pi/8$ el suscrito b se usará para indicar que la corrección mencionada se ha realizado.

$$Q_{1b} = Q_{5b} = Q_1 - 3\pi/8 = 1.39$$

$$Q_{2b} = Q_{4b} = Q_2 - 6\pi/8 = 3.86$$

$$Q_{3b} = Q_3 - 6\pi/8 = 6.06$$

3.1.5 Cálculo de las susceptancias que forman las cavidades.

Conocido el factor de calidad de cada cavidad es posible calcular el valor de las susceptancias necesarias de acuerdo a la ecuación (2.101) esta ecuación ha sido dibujada en las figuras 3.3a y 3.3b para dos rangos diferentes de Q, de la figura 3.3a se obtiene:

$$\begin{aligned} B_1^* &= B_5^* = -1.105 \\ B_2^* &= B_4^* = -2.165 \\ B_3^* &= -2.800 \end{aligned}$$

3.1.6 Cálculo de la longitud de las cavidades.

Para el cálculo de la longitud de las cavidades se utiliza la ecuación (2.78) en la cual $l_{co} = 4.38$ cm.

$$l_r = \frac{4.38}{2\pi} \left(\pi - \text{Arctg} \frac{2}{B_r} \right) \quad (3.7)$$

Reemplazando los valores numéricos se obtiene:

$$\begin{aligned} l_1 &= l_5 = 1.667 \text{ cm.} \\ l_2 &= l_4 = 1.841 \text{ cm.} \\ l_3 &= 1.882 \text{ cm.} \end{aligned} \quad (3.8)$$

3.1.7 Cálculo de las líneas de unión.

El cálculo de las líneas de unión se realiza de acuerdo a la ecuación (2.103) en la cual $m = 3$ y $l_{co} = 4.38$

$$l_u = 4.38/4 + l_{cr} + l_c (r+1) \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} l_{12} &= l_{45} = 2.84 \text{ cm.} \\ l_{23} &= l_{34} = 2.95 \text{ cm.} \end{aligned} \tag{3.10}$$

3.1.8 Cálculo del diámetro del poste

El cálculo del diámetro del poste a usarse presenta una dificultad especial, si bien pueden ser calculados postes centrados de acuerdo a la ecuación (2.104) o postes descentrados de acuerdo a la ecuación (2.107); la construcción mecánica es difícil tomando en cuenta que se requiere una precisión de una décima de milímetro, para salvar esta dificultad se usan postes de diámetro conocido, alambre de cobre o brocas de acero, desplazados del centro, para los valores requeridos de susceptancia son necesarios dos clases de postes en alambre o dos clases de postes en brocas de acero; las figuras 3.4 y 3.5 muestran la variación de la susceptancia con el desplazamiento lateral del poste para alambre AWG # 16 y AWG # 20, la figura 3.6 para brocas de acero de 1/32 de pulgada y 3/64 de pulgada, se prefirió utilizar postes de alambre en razón de la conductividad superior del cobre sobre el acero, la ventaja del uso de postes de acero se traduce en una precisión mayor en la colocación del poste ya que el agujero tiene exactamente el mismo diámetro del poste. Los postes requeridos en las condiciones mencionadas son las siguientes:

- a. Para las cavidades 1 y 5 postes de alambre AWG # 20 desplazados 0,7924 cm. del eje longitudinal de la gufa.
- b. Para las cavidades 2 y 4 postes de alambre AWG # 20 desplazados 0,3047 cm. del eje longitudinal de la gufa.

- c. Para la cavidad 3 postes de alambre AWG # 16 desplazados 0,4648 cm. del eje longitudinal de la guía.

Conocidos los diámetros de los postes, la longitud de la cavidad y la longitud de las líneas de unión el diseño del filtro está completo la figura 3.7 muestra un corte transversal del filtro, tal figura fue entregada a un mecánico de precisión para su ejecución. Los flanjos del filtro fueron trabajados en bronce fosforado, los postes y los flanjos fueron soldados a la guía con suelda de plata, el acabado se realizó con pintura granulada gris, la fotografía 3.8 muestra el trabajo terminado.

3.2 Diseño del filtro de Chebyshev.

La respuesta requerida para este filtro se muestra en la figura

3.9

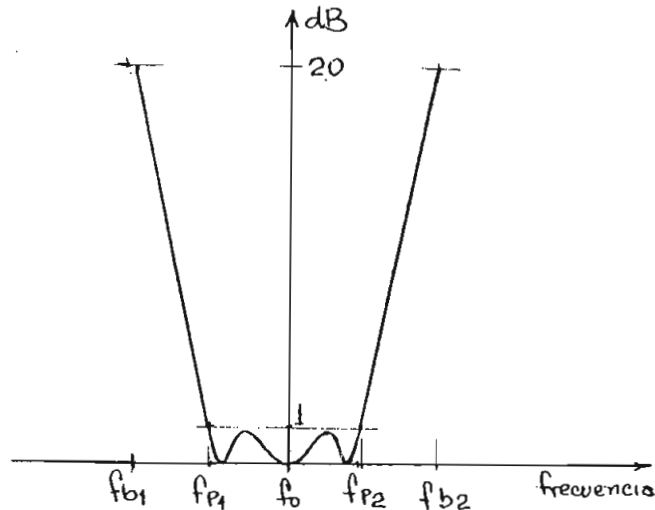


Figura 3.9 Respuesta requerida para el filtro de Chebyshev.

En conexión con la figura 3.9 los siguientes valores son aplicables:

$$\begin{aligned} f_{b1} &= 9.00 \text{ GHz} & f_{p2} &= 9.75 \text{ GHz} \\ f_{p1} &= 9.25 \text{ GHz} & f_{b2} &= 10.00 \text{ GHz} \\ f_o &= 9.50 \text{ GHz} \end{aligned}$$

Las ecuaciones de síntesis permiten obtener la respuesta deseada en (3.11) y (3.12)

$$\left. \frac{P_o}{P_{22}} \right|_{f=f_{p2}} = 1 + \cos^2 \left(n \cos^{-1} \Omega(f_{p2}) \right) \quad (3.11)$$

$$\left. \frac{P_o}{P_{22}} \right|_{f=f_{b2}} = 1 + \cosh^2 \left(n \cosh^{-1} \Omega(f_{b2}) \right) \quad (3.12)$$

3.2.1 Cálculo del parámetro Q_t^*

Aplicando los valores numéricos a la ecuación (2.125) se obtiene:

$$Q_t^* = 19.038$$

3.2.2 Cálculo del número de cavidades

No es posible explicitar el valor de n directamente de las ecuaciones (3.11) o (3.12), para determinar el valor de n puede calcularse la atenuación en la banda rechazada para la condición de rizado requerido en la banda pasante, primero con n igual dos, luego tres etc. hasta alcanzar la atenuación requerida, esto requiere el cálculo del parámetro Ω el cual se obtiene de la ecuación (2.124) en la cual $Q_t^* = 19.038$ y $f_{b2} = 10 \text{ GHz}$.

$$\Omega = 1.9539$$

T A B L A 3.1

n	$\frac{A}{n \cosh^{-1}}$	$\cosh A$	$\cosh^2 A$	$(\frac{1}{4}) \cosh^2 A$	P_0 / P_{22}
2	2.56 ✓	6.506	42.328	10.582	11.582
3	3.48	23.302	542.982	135.745	136.745

De la tabla 3.1 se hace evidente que la pérdida de inserción a 0.5 GHz de la frecuencia central es 136.745 (21.3 dB) con tres cavidades como la pérdida de inserción requerida es 100 (20 dB) es suficiente utilizar un filtro de tres cavidades.

3.2.3 Cálculo del factor de calidad de cada cavidad.

Para el cálculo de Q_r se utiliza el conjunto de ecuaciones (2.135) y (2.136) con lo cual:

$$Q_1 = Q_3 = 19.257$$

$$Q_2 = 9.446$$

3.2.4 Reducción del factor de calidad de cada cavidad.

Se usan líneas de unión de $3 \lambda_{co}/4$, se aplica también en este caso lo mencionado en la sección 3.1.4 con lo cual:

$$Q_1 = Q_{3b} = Q_1 - 3 \pi / 8 = 18.079$$

$$Q_{2b} = Q_2 - 6 \pi / 8 = 7.110$$

3.2.5 Cálculo de las susceptancias que forman las cavidades

De la figura 3.3 se obtiene:

$$B1^* = B3^* = - 4.950$$

$$B2^* = - 3.050$$

3.2.6 Cálculo de la longitud de las cavidades

Utilizando la ecuación (3.7) para los dos valores de B_r^* encontrados se tiene:

$$l_1 = l_2 = 2.756 \text{ cm.} \tag{3.13}$$

$$l_3 = 2.559 \text{ cm.}$$

3.2.7 Cálculo de las líneas de unión

Este cálculo se realiza de acuerdo a la ecuación (2.103) en la cual $n = 3$, $l_{c0} = 4.38$ y l_r dado por (3.13) reemplazando los valores numéricos se obtiene:

$$l_{12} = l_{23} = 2.658 \text{ cm.} \tag{3.14}$$

3.2.8 Cálculo del diámetro de los postes

Las consideraciones hechas en la sección 3.1.8 son también válidas en este caso, sin embargo, el diámetro de los postes centrados necesarios coincide con suficiente aproximación con el diámetro de alambre AWG standard por este motivo se utilizan esta clase de postes, reemplazando los valores numéricos en la ecuación (2.014) se obtiene:

$$d_1 = d_3 = 0.183 \text{ cm.}$$

$$d_2 = 0.217 \text{ cm.}$$

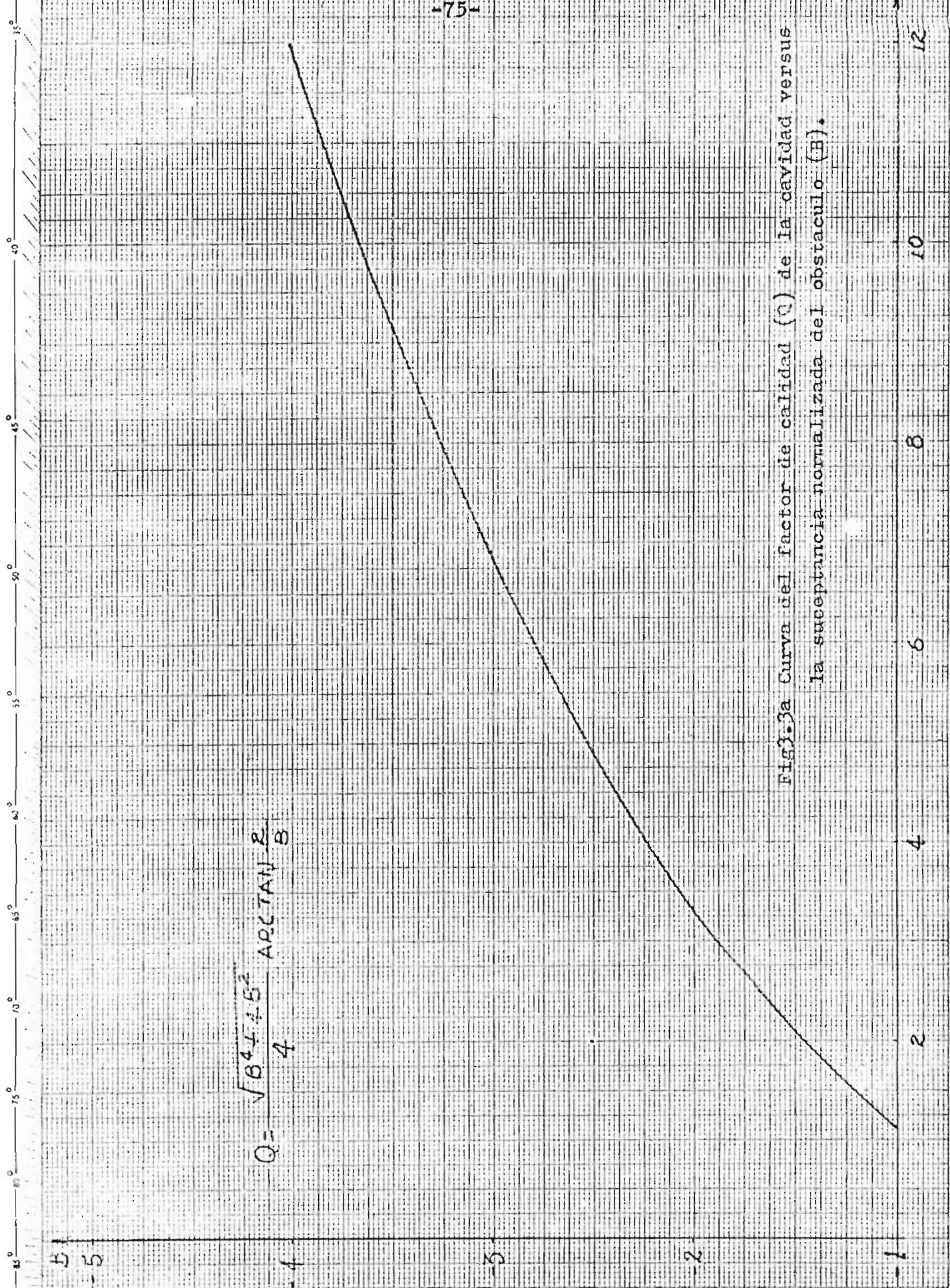
(3.15)

El alambre AWG # 13 tiene un diámetro de 0,1828 cm. y el alambre AWG # 11 tiene un diámetro de 0,230 cm. el error cometido usando alambre AWG # 13 para los postes d_1 y d_3 es de 0.71% en tanto que el uso de alambre AWG # 11 para los postes d_2 causa un error de 6%, las dos aproximaciones son suficientes considerando que la ecuación (2.104) puede introducir un error del 20% entre los valores calculados y lo experimentado.

Para las cavidades 1 y 3 se usan postes centrados de alambre AWG # 13.

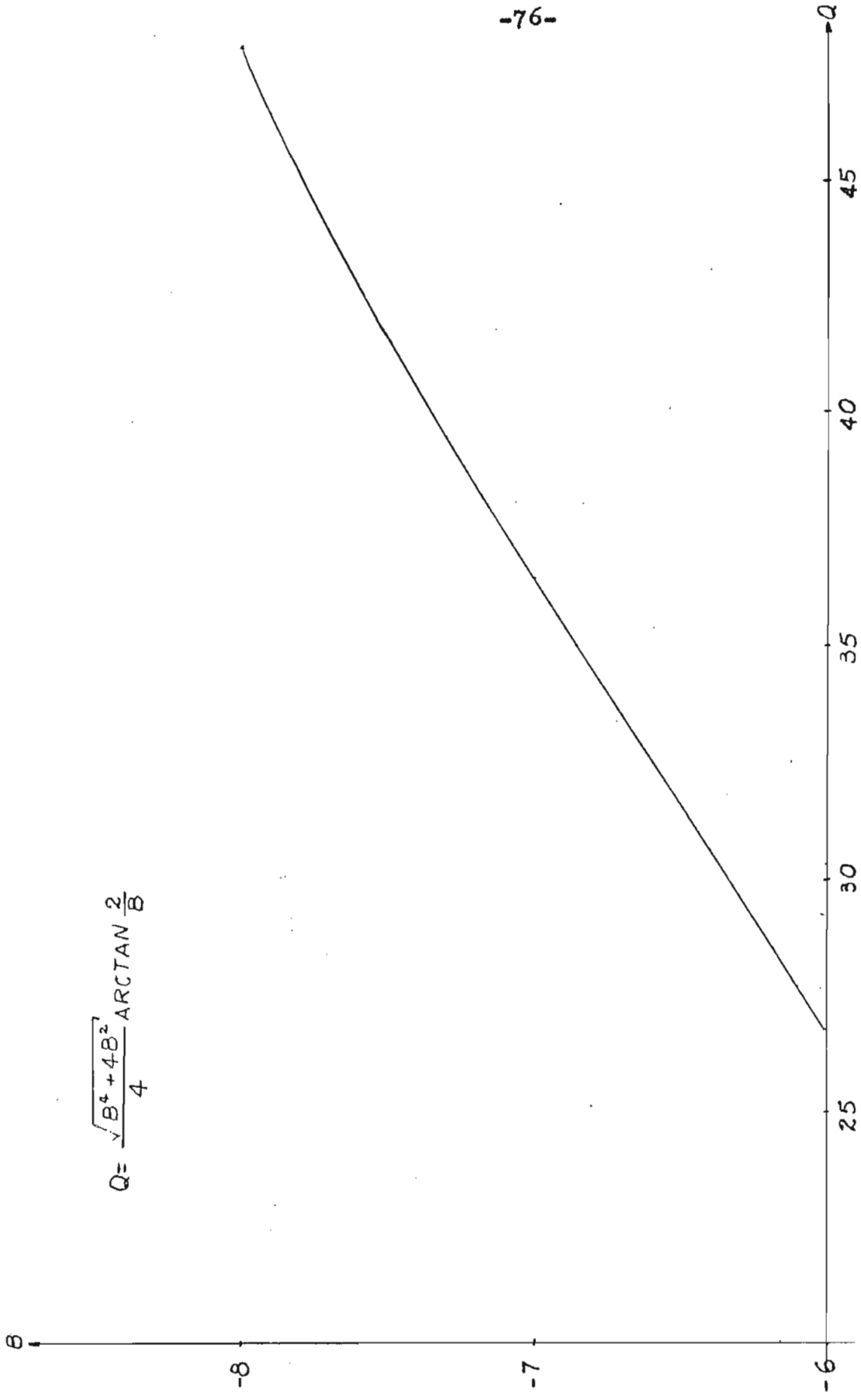
Para la cavidad 2 se usan postes centrados de alambre AWG # 11.

Conocidos los diámetros de los postes, el número de cavidades la longitud de cada una y la longitud de las líneas de unión el diseño del filtro es tan completo, la figura 3.10 muestra un corte transversal del filtro, tal figura fue entregada a un mecánico de precisión, para su ejecución. Los flanjos del filtro fueron trabajados en bronce fosfórico, los postes y los flanjos fueron soldados a la guía con suelda de plata, el acabado se realizó con pintura granulada gris, la fotografía 3.11 muestra el trabajo terminado.



$$Q = \frac{\sqrt{B^4 + 4.5^2}}{4} \text{ ARCTAN } \frac{B}{4}$$

Fig. 3a Curva del factor de calidad (Q) de la cavidad versus la susceptancia normalizada del obstaculo (B).



$$Q = \frac{\sqrt{B^4 + 4B^2}}{4} \text{ ARCTAN } \frac{2}{B}$$

Figura 3.3b Curva del factor de calidad (Q) de la cavidad versus la suceptancia normalizada del obstáculo (B^*)

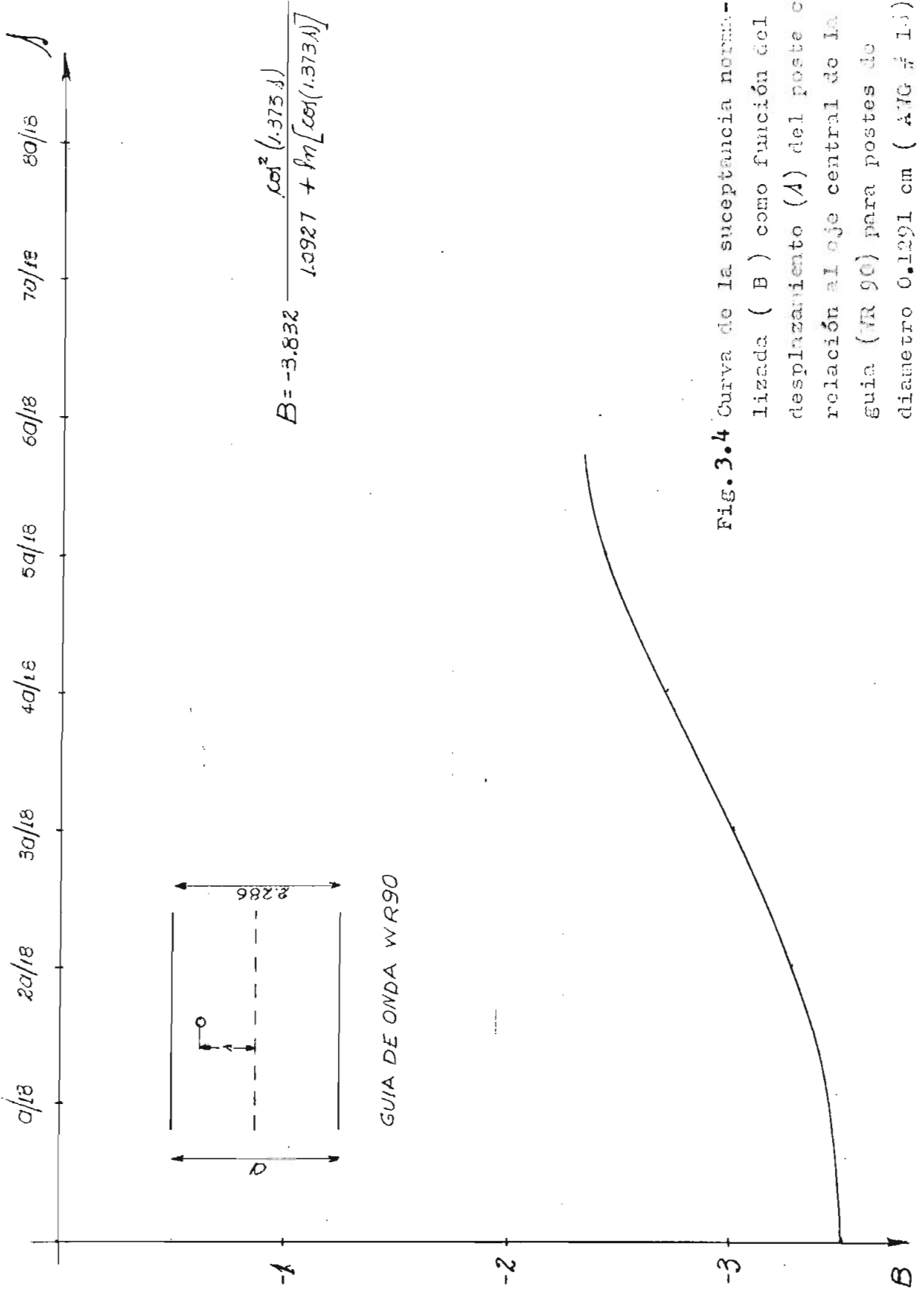


Fig. 3.4 Curva de la susceptancia normalizada (B) como función del desplazamiento (A) del poste con relación al eje central de la guía (WR 90) para postes de diámetro 0.1291 cm (AVG # 1.5)

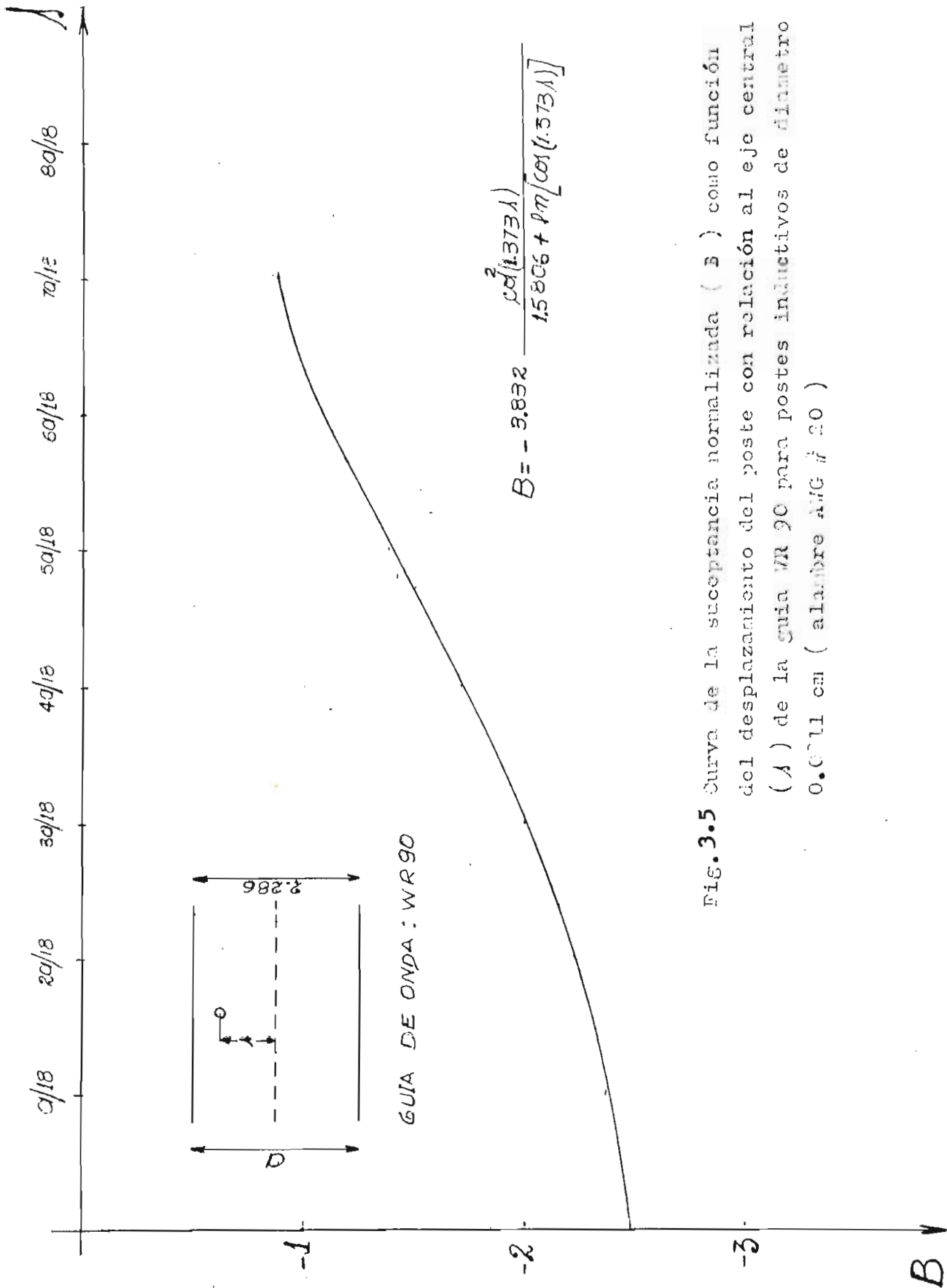


FIG. 3.5 Curva de la susceptancia normalizada (B) como función del desplazamiento del poste con relación al eje central (A) de la guía WR 90 para postes inductivos de diámetro 0.0711 cm (alambre AWG # 30)

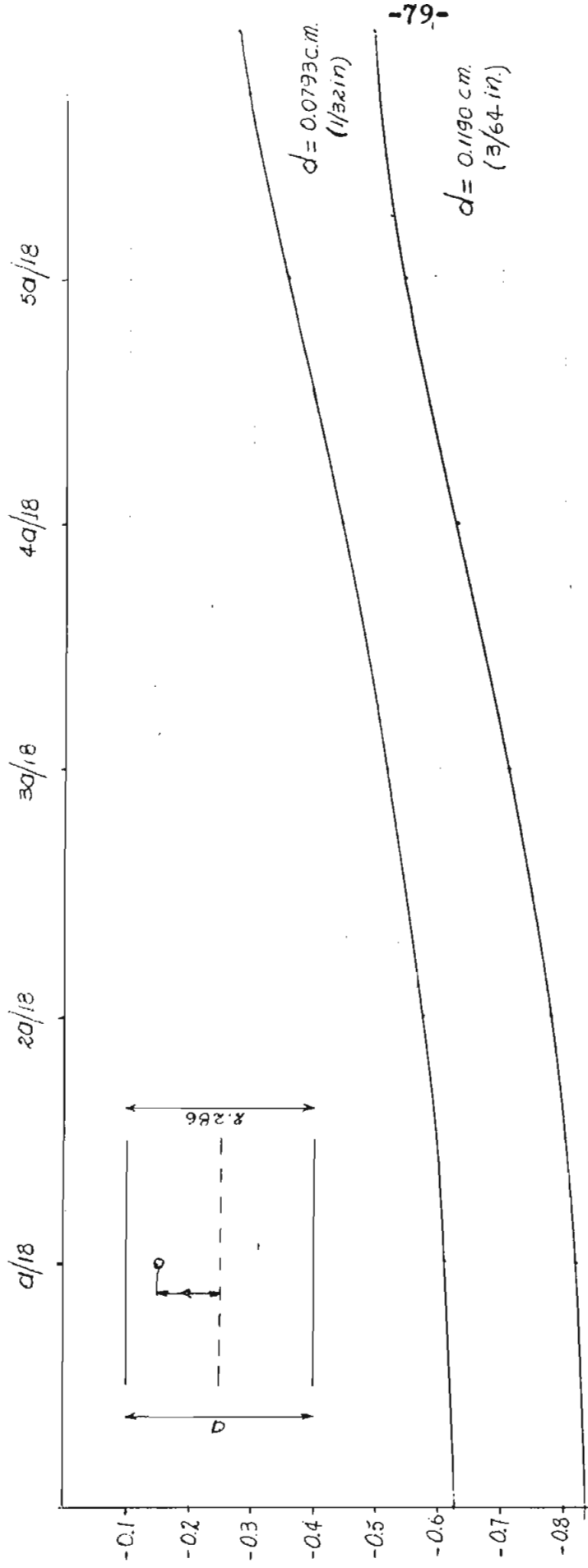


FIG. 3.6 Curva de la susceptancia normalizada (B) como
 como función del desplazamiento (a) del poste
 con relación al eje central de la guía (WR 90)
 para postes inductivos de 1/32 y 3/64 de pulg.-
 da.

$B = - 3.832 K$

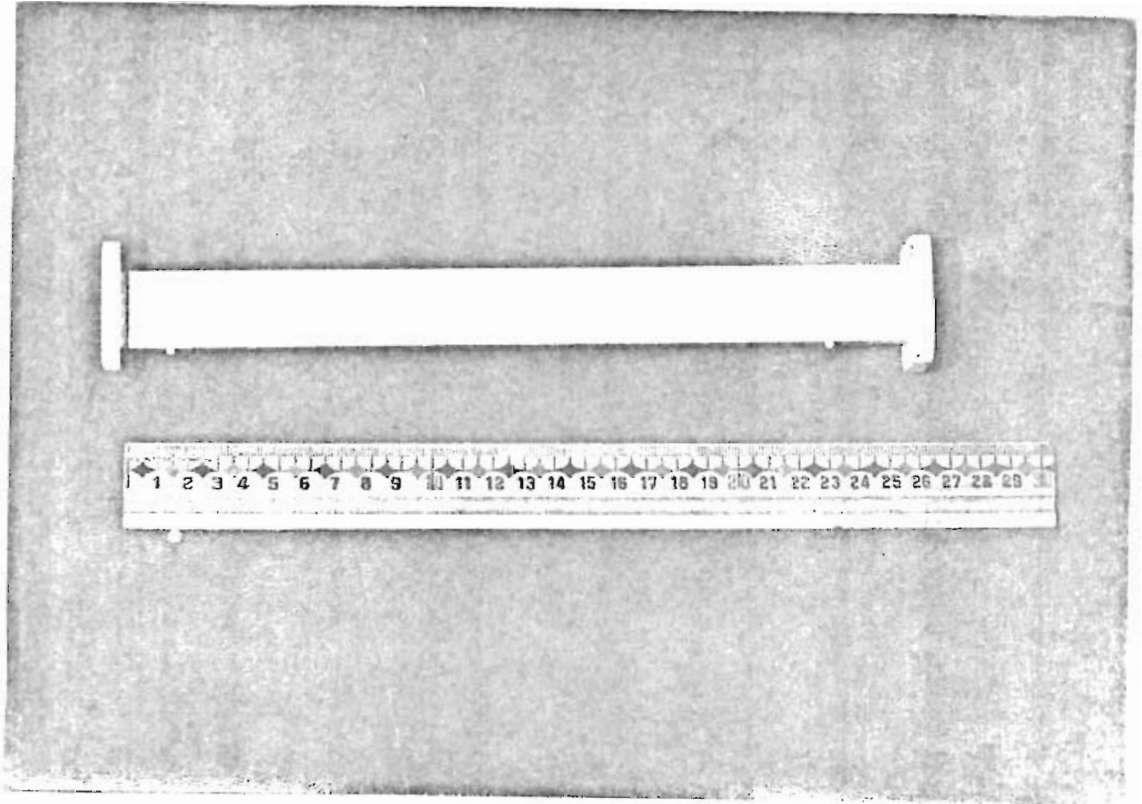


Figura: 3.8 Aspecto externo del filtro de Butterworth terminado

TODAS LAS DIMENSIONES EN Cm.
ESCALA 1:1

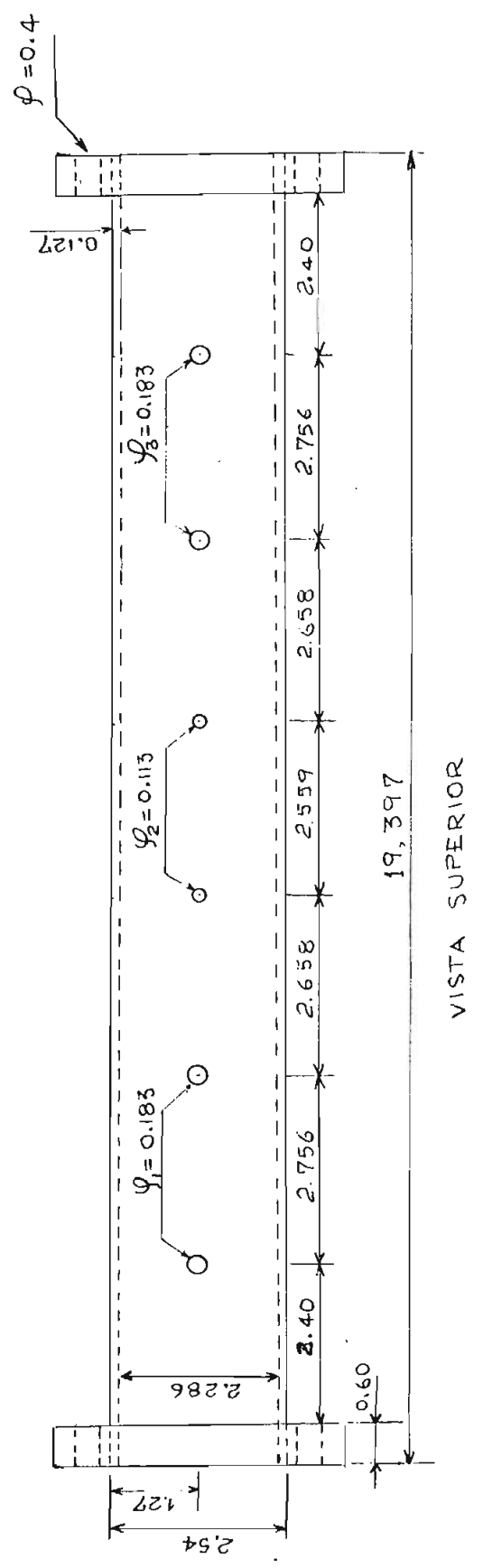
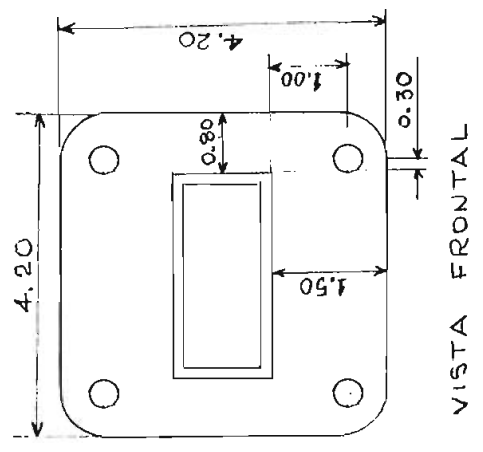


FIG. 3.10 DISEÑO MECANICO DEL FILTRO DE CHEBYCHEV

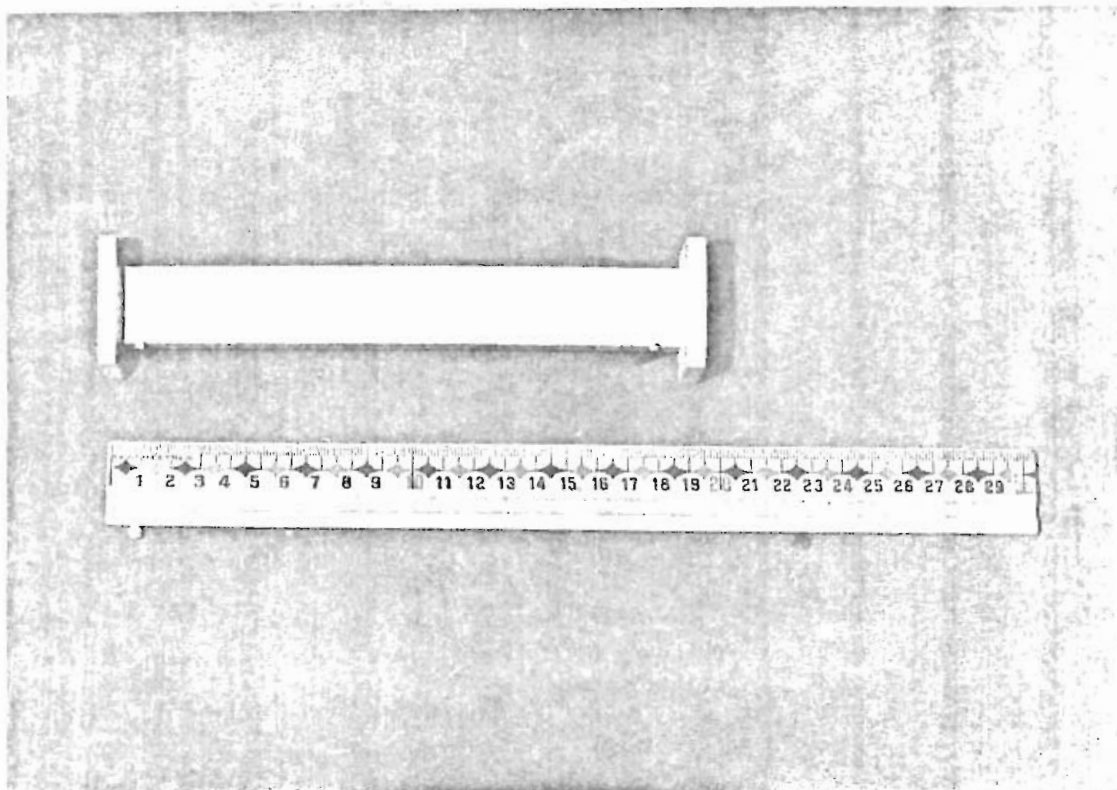


Figura: 3.11 Aspecto externo del filtro de Chebyshev terminado.

C A P I T U L O I V

4.1 Introducción

En el presente Capítulo se trata de determinar las características obtenidas para los dos dispositivos construidos mediante un procedimiento de medición adecuada. Los instrumentos disponibles en la Escuela Politécnica Nacional permiten únicamente obtener la respuesta de los filtros punto a punto.

Debido a que el generador de Banda X no presenta una respuesta plana con relación a la frecuencia; debe obtenerse primero la respuesta del generador conectado directamente a la carga, la figura 4.1 muestra el arreglo de medición necesaria.

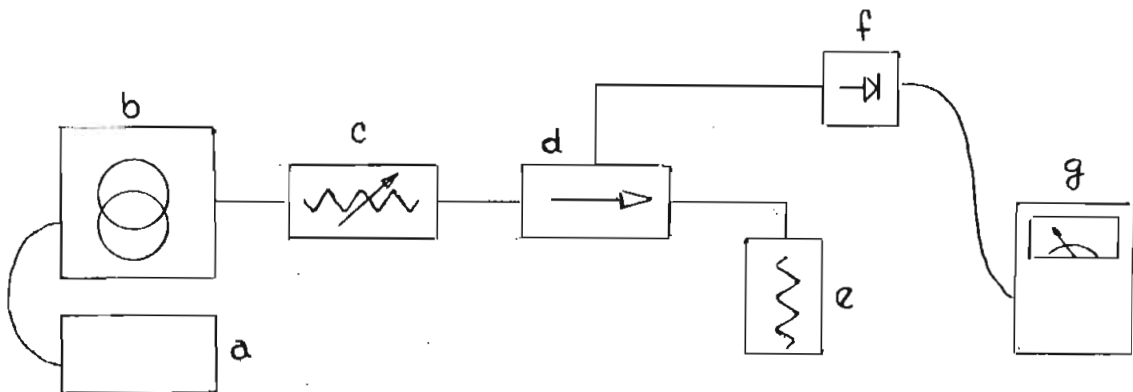


Figura: 4.1 Arreglo de medición para la obtención de la respuesta de frecuencias del generador.

En la figura 4.1 la siguiente descripción de instrumentos es aplicable:

a)	Fuente de poder del Klystrom	Silver Lab.	Tipo SL 5405B
b)	Generador de potencia	Silver Lab.	Tipo SL 5660C
c)	Atenuador	Silver Lab.	Tipo 5830/2

d) Acoplador direccional	Heweltt Packard	Tipo X 752A
e) Carga	Telco 103	
f) Detector	Silver Lab.	
g) Medidor de VSWR	Silver Lab.	Tipo S 15400D

El atenuador incorporado al generador de microondas (b) y el atenuador variable externo (c), sirven para fijar el nivel de energía adecuado de tal manera que la detección en el medidor (g) pueda hacerse con facilidad sin sobrecargar el diodo (f).

4.2 Respuesta del Generador

Usando el arreglo de medición indicado en 4.1 se obtuvieron los resultados mostrados en la tabla 4.1, con estos datos se grafizó la figura 4.2

T A B L A 4. 1

FRECUENCIA EN GHz	NIVEL RELATIVO EN DB
9.5	0.0
9.6	0.0
9.7	- 3.5
9.75	- 7.5
9.8	- 10.0
9.9	- 4.0
10	- 1.0

No se obtuvieron lecturas para frecuencias menores que 9.5 GHz porque el generador trabaja adecuadamente sólo entre 9.3 y 10.5 GHz (Información proporcionada por el personal de Laboratorio), en estas condiciones la única solución posible es obtener la respuesta para la mitad de la banda analizada es decir, entre 9.5 y 10 GHz, suponiendo que la otra mitad, de 9 a 9.5, es simétrica.

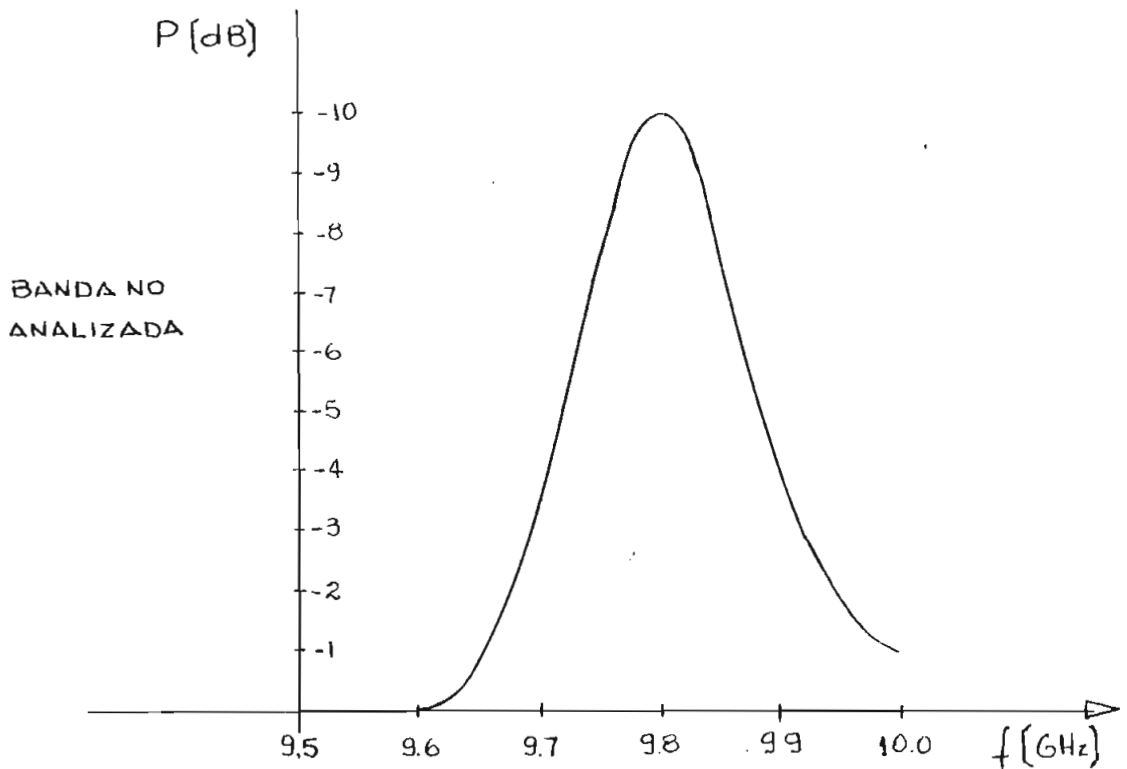


Figura: 4.2 Respuesta de frecuencia del Generador tipo SL 5660C.

Para cada punto de medición se realizaron dos ajustes: uno del acoplamiento entre el generador y la carga, para asegurar que la transferencia de potencia sea máxima en cada frecuencia, y otro variando la posición del diodo en la cavidad detectora f para asegurar que la reflexión sea mínima.

4.3 Respuesta de frecuencia para el filtro de Butterworth

La respuesta del filtro puede obtenerse utilizando el arreglo de la figura 4.1 conectando el dispositivo en el atenuador variable c, y el acoplador direccional d, es decir como se indica en la figura 4.3

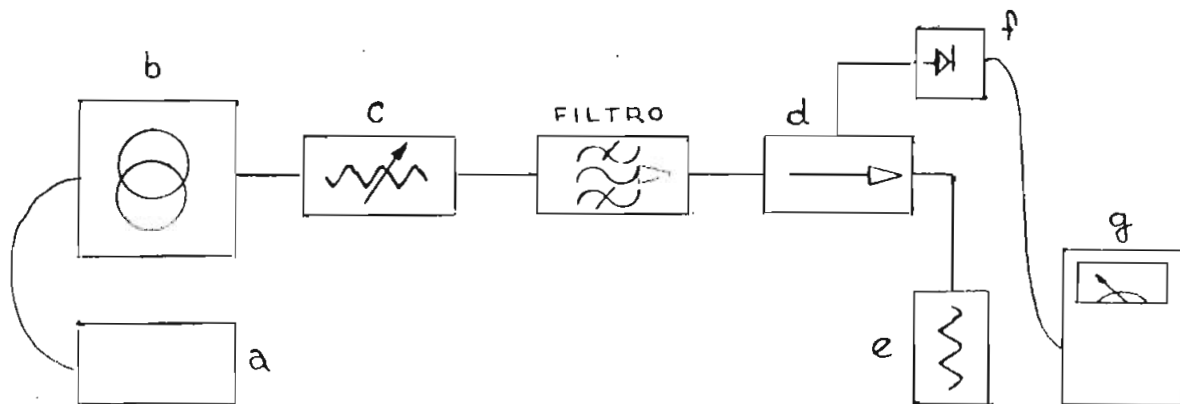


Figura: 4.3 Arreglo de medición usado para la obtención de la respuesta de frecuencia del filtro.

Los datos obtenidos se anotan en la tabla 4.2 y un gráfico de estos datos se muestran en la figura 4.4

T A B L A 4 . 2

<u>FRECUENCIA EN GHz</u>	<u>NIVEL RELATIVO EN dB</u>
9.5	0.0
9.6	- 0.5
9.7	- 3.5
9.75	- 9.5
9.8	- 13.5
9.9	- 10.5
10	- 19.5

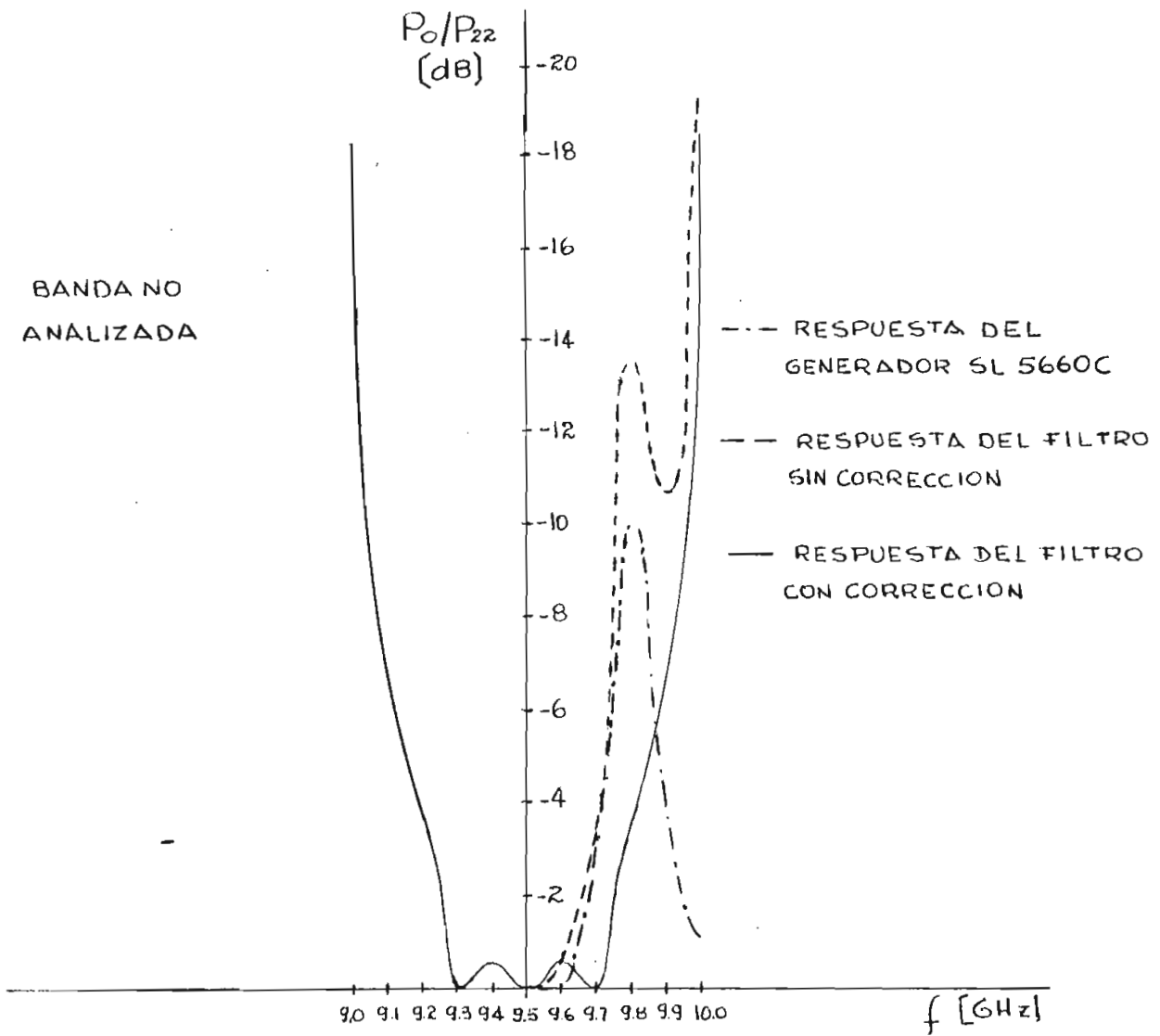


Figura: 4.4 Respuesta de frecuencia del filtro de Butterworth sin corrección.

La pérdida de inserción del filtro se obtiene entonces como la diferencia entre la respuesta del generador figura 4.2 y la respuesta del filtro figura 4.3

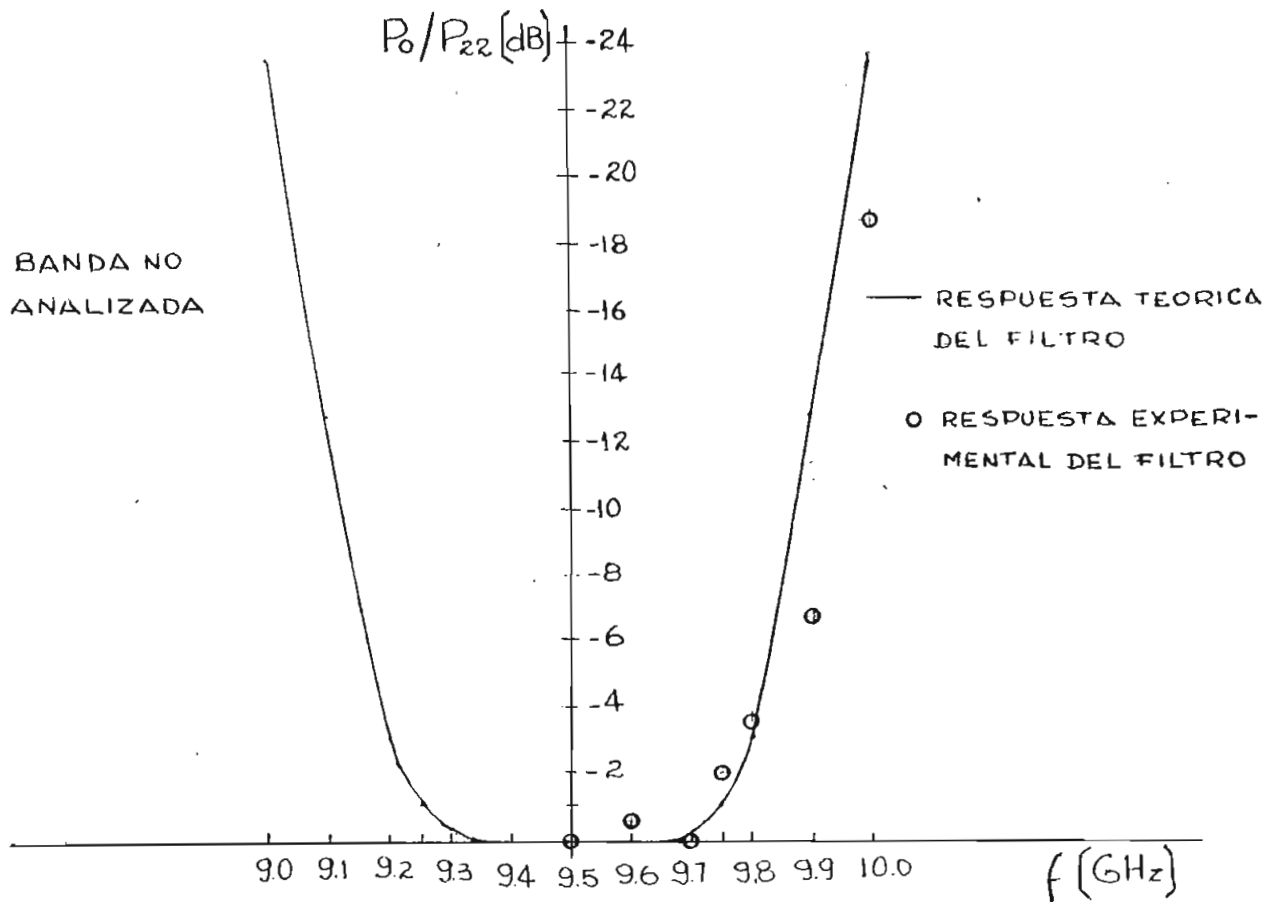


Figura: 4.5 Respuesta del filtro de Butterworth en términos de pérdida de inserción.

4.4 Respuesta de Frecuencia para el filtro de Chebyshev

La respuesta del filtro se obtuvo con el arreglo de medición mostrado en la figura 4.3. Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 4.3. Un gráfico de tales datos está dibujado en la figura 4.6

T A B L A 4. 3

FRECUENCIA EN GHz	NIVEL RELATIVO EN dB
9.5	0.0
9.6	- 1.5
9.7	- 4.0
9.75	- 9.5
9.8	- 15.0
9.9	- 18.0
10	- 22

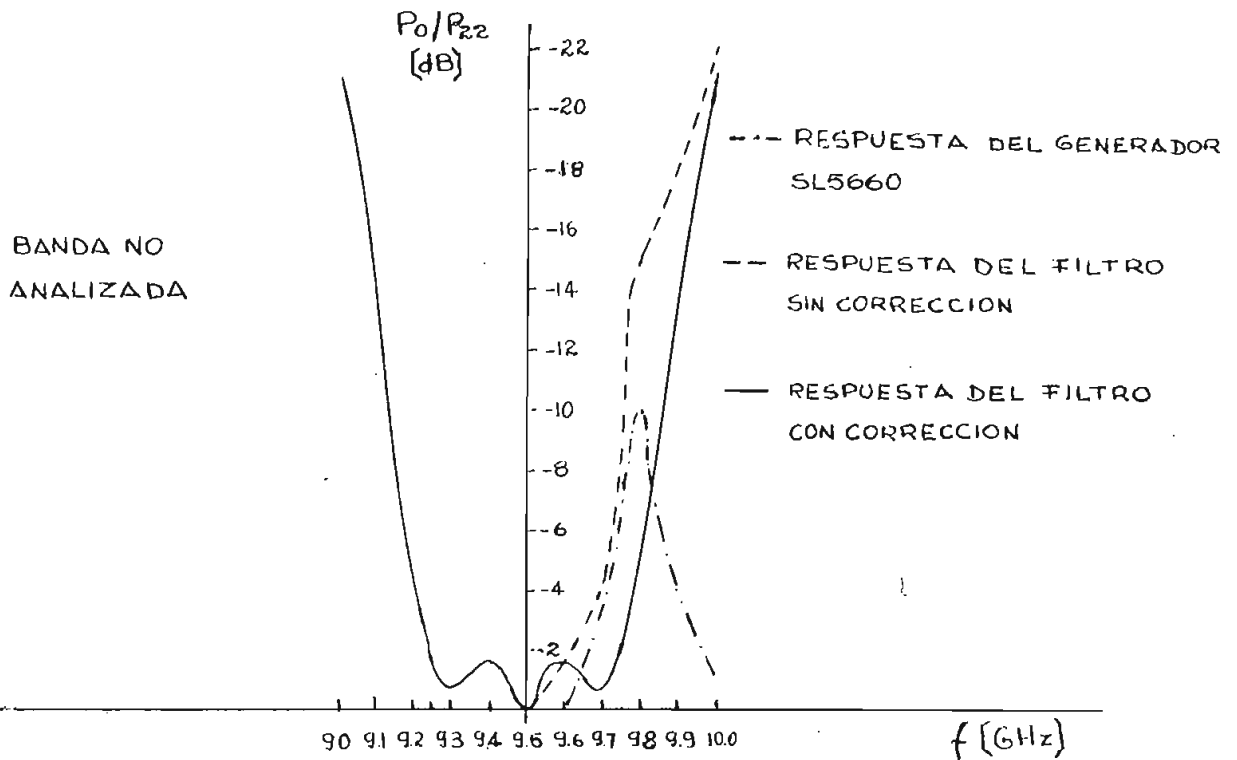


Figura: 4.6 Respuesta de frecuencia del filtro de Chebyshev sin corrección

La pérdida de inserción del filtro se obtiene como la diferencia entre la respuesta del generador figura 4.2 y la respuesta del filtro figura 4.6. El resultado es la figura 4.7

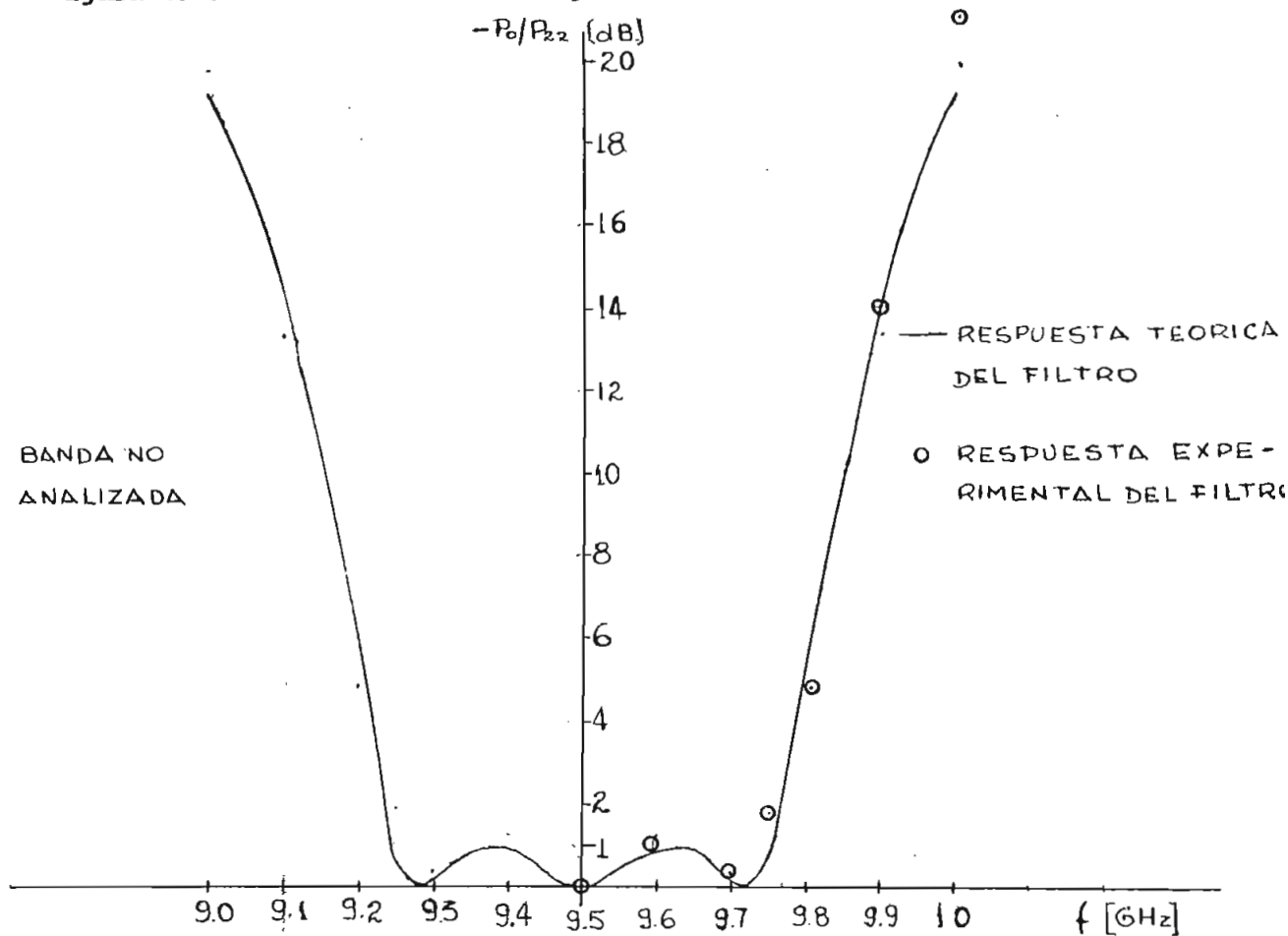


Figura: 4.7 Respuesta de frecuencia del filtro de Chebyshev en términos de la pérdida de inserción.

C A P I T U L O V

5. Conclusiones

Los resultados obtenidos son evidentes cuando se mira las figuras 4.5 y 4.7 es decir la respuesta de los dos filtros construídos en bastante cercana a la curva teórica en cada caso, el método de diseño requiere en términos finales la construcción de cavidades para ciertos valores de selectividad (Q) determinados, la mayor dificultad del método consiste en el cálculo de los obstáculos que deben formar las cavidades mencionadas, como ya fue explicado se escogieron postes cilíndricos para simplificar el montaje mecánico, sin embargo las ecuaciones de dimensionamiento de los postes son aproximadas, lo que motiva que el diseño se debilite en la etapa final, el otro camino posible consiste en obtener curvas experimentales que expresen la susceptancia de los postes como función del diámetro y de la posición con relación al eje longitudinal de la guía, este trabajo por su extensión está fuera del alcance de esta tesis. Con la salvedad explicada, el procedimiento de diseño es simple, las fórmulas de fácil aplicación y sumamente flexibles pues permiten el diseño de una variedad apreciable de filtros, la única limitación real de este método es el ancho de la banda o mejor la relación porcentual del ancho de banda considerado a la frecuencia central del filtro, desafortunadamente el error no puede ser evaluado cuantitativamente como función del parámetro mencionado porque esto incluye una complicación en el desarrollo matemático que anula la simplicidad del método, únicamente puede decirse que la respuesta se deteriora rápidamente cuando la relación ω/ω_0 se aleja de 1, donde ω_0 es la frecuencia central del filtro y ω cualquier frecuencia dentro del ancho de banda considerado.

Se ha mencionado ya en el Capítulo I, que las fórmulas de diseño son válidas para filtros en los cuales el parámetro ancho de banda a frecuencia central es menor que el 10% lo que significa que la relación ω/ω_0 vale 0,909, es decir es 91 milésimas menor que la unidad, si bien no es posible evaluar el error causado en la respuesta es claro que esta cantidad (0,909) es bastante próxima a 1, de tal manera que puede esperarse que la función de respuesta será bastante cercana a la respuesta teórica, es evidente que el valor mencionado 10% no constituye un límite absoluto pero debe esperarse que pasado este valor la respuesta obtenida difiera notablemente de la curva teórica. En el diseño de los dos filtros de esta tesis el parámetro mencionado alcanza el 5,6% y puede notarse que existe ya una desviación entre la curva experimental y la teórica, si bien es cierto que no puede evaluarse cuantitativamente que parte del error es introducido por el método en sí y que parte por el dimensionamiento defectuoso de los postes.

REFERENCIAS

- [1] DARLINTON S. "Synthesis of Reactance 4-Poles Which Produce Prescribed Insertion Loss Characteristics". Journal of Math. and Phys, Vol 18, p.p 2.57-353. Septiembre (1939).
- [2] RAGAN G. "Microwave Transmission Circuits" 1era. Ed., New York, Dover Publications Inc., (1965), p.p 643
- [3] WEINGBERG. L. "Network Analysis and Synthesis" 1era. Ed., New York, Mc Graw-Hill Book Co. (1962), p.p 209
- [4] SKILLING. H. "Electric Transmission Lines" 1era. Ed. New York, Mc Graw-Hill Book Co., (1951), p.p 333
- [5] Idem. [4] p.p 313
- [6] EVERITT. W. E AND ANNER. G.E. "Communication Engineering". 3era. Ed., Tokyo, Mc Graw-Hill Book Co., (1956), p.p 145
- [7] Idem [6] p.p 251
- [7] ATWATER. H.A. "Introduction to Microwave Theory" 1era. Ed., Tokyo, Mc Graw-Hill Book Co., (1962), p.p 144-146
- [8] MARCUVITZ .N. "Waveguide Handbook" 1era. Ed., New York, Dover Publications Inc., (1965), p.p 217-335
- [9] MUMFORD .W.W. "Maximally Flat Filters in Waveguide" Bell System Technical Journal, Vol. 27, p.p 704 . Octubre (1948)

- [10] Idem. [9] p.p 705
- [11] Idem. [9] p.p 705
- [12] GIOSE .R.N. "Microwave Circuit Theory and Analysis" . 1era. Ed.,
New York, Mc Graw-Hill Book Co. (1963), p.p 86
- [13] COHN .S.B. "Direct Coupled Resonator Filters" Proceedings of the
IRE, Vol. 45 , p.p 187-196. Febrero (1957)
- [14] Idem. [9] p.p 690
- [15] GROSSMAN .A.J "Synthesis of Thebycheff Parameter Symmetrical
Filters". Proceedings of the IRE, Vol. 45, p.p 454-473. Abril (1957)
- [16] FORTE .S.S "The Desing of Band-Pass Filters in Waveguides".
The Marconi Review, Second Quarter, p.p 98-115. Abril (1959)
- [17] ITT Staff "Reference Data for Radio Enginners". 5ta. Ed., Indianápolis
Howard .W. Sams. Co. (1970), p.p 23-8

BIBLIOGRAFIA

SOUTHWORTH G.C. "Principles and Applications of Waveguide Transmission".

5ta. Ed., New York, D. Van Nostrand Co. Inc., (1961)

SHELKUNOFF .S.A. "Electromagnetic Waves" 11va. Ed., New York, D.

Van Nostrand Co. Inc. (1964)

JORDAN E.C. "Electromagnetic Waves an Radiating Systems" 10 ma. Ed.

New Jersey, Prentice-Hall Inc. (1964)

GUILLEMIN .E. "Synthesis of Passive Networks" 3era. Ed., New York,

John Wiley and Son Inc. (1962)

REED J. "Low Q Microwave Filters" Proceedings of the IRE, Vol. 38,

p.p 793-796. Julio (1950)

MUMFORD .W.W. "Maximally Flats Filters In Waveguide". Bell System

Technical Journal, Vo. 27, p.p 648-714. Octubre (1948)