

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA & COMUNICAÇÕES

ABRIL 1976
1976 *8 +*

FILTRO PASSA-BANDA DE FAIXA LARGA
PARA
UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO POR LASER

por
JOÃO BAPTISTA TADANOBU YABUUTI

ORIENTADOR : PROF.DR. DAVID ANTHONY ROGERS

Tese de mestrado apresentada à Faculdade de
Engenharia da UNICAMP

Dezembro 1975

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador Prof. Dr. David Anthony Rogers pela dedicada atenção e interesse dispensado durante a realização deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Attílio José Giarola pelas proveitosas sugestões e discussões para a elaboração desta tese.

Ao Conselho Nacional de Pesquisas pelo apoio financeiro, para a execução desta tese.

Ao colega Daniel Camilo pela elaboração do trabalho de computação e às Srtas. Ivani, Vilma, Helena e Alice pela datilografia.

Aos colegas que, de alguma forma, colaboraram para a elaboração deste trabalho.

SUMÁRIO

Este trabalho consiste de projeto e construção de filtros passa-banda de faixa larga em frequências de microondas.

Um filtro protótipo passa-baixa foi primeiramente estabelecido - como padrão. Isto foi feito devido ao fato da característica de atenuação do filtro passa-baixa se manter quando se passa ao filtro passa-banda através de uma transformação de frequência. A seguir procurou-se estabelecer uma configuração em "strip-line", de fácil construção, que permitisse uma faixa de passagem larga. A configuração que se mostrou mais adequada foi a interdigital.

Nos projetos de filtros de faixa-larga, as equações de projeto - tornam-se menos precisas devido às aproximações envolvidas no procedimento. Estas aproximações tornam-se, no entanto, necessárias para facilitar o seu estudo e para a obtenção de circuitos equivalentes. Os elementos de um filtro são forçados a concordarem com os elementos correspondentes à do protótipo passa-baixa nas frequências chaves.

O primeiro filtro interdigital passa-banda projetado desta maneira apresentou a resposta característica de atenuação fora das especificações desejadas. Este filtro foi projetado para (1) uma faixa de passagem de 1,0 GHz centrada em 1,5 GHz e (2) atenuação máxima dentro da banda passante de 0,10 dB. Outro filtro foi construído já prevendo as discrepâncias observadas anteriormente. Foi projetado para (1) uma faixa de passagem de 1,20 GHz centrada em 1,65 GHz e (2) atenuação máxima dentro da banda passante de 0,01 dB.

Medidas iniciais indicaram o deslocamento da banda passante para frequências superiores às desejadas. Foram empregados parafusos de sintonia para a compensação das capacitâncias de franjas nas extremidades livres das linhas ressonantes. A resposta final obtida é satisfatória e coerente com as tolerâncias de projeto utilizadas.

Embora se tenham projetado e construído filtros para operarem em uma faixa específica de frequências, a extensão deste trabalho para a construção de filtros em outras frequências e com outras características, deve ser possível sem maiores dificuldades. Este trabalho também evidencia alguns detalhes de projeto que são de alta importância para a obtenção de resultados práticos os mais próximos possíveis dos desejados.

ÍNDICE

		Páginas
	SUMÁRIO.....	01
	ÍNDICE.....	03
	LISTA DAS FIGURAS.....	05
	LISTA DAS TABELAS.....	07
I.	- INTRODUÇÃO.....	09
II.	- FILTRO PASSA-BAIXA.....	11
	II.1 - Característica do filtro, função de transferência.....	11
	II.2 - Filtro protótipo passa-baixa.....	12
	II.3 - Transformação de frequência.....	17
III.	- FILTRO PASSA-BANDA.....	19
	III.1- Filtro de linhas ressonantes de meio comprimento de onda acopladas em paralelo.....	20
	III.2- Filtro de linhas ressonantes em forma de pente Filtro "comb-line".....	22
	III.3- Filtro interdigital.....	24
	III.4- Filtro de linhas ressonantes em forma de grampo Filtro "hairpin-line".....	27
	III.5- Escolha da configuração do filtro passa-banda..	33
IV.	- FILTRO PASSA-BANDA INTERDIGITAL.....	37
	IV.1 - Impedâncias características da linha no modo par e ímpar.....	37
	IV.2 - Capacitância total de uma linha.....	39

IV.3 - Capacitâncias próprias e mútuas.....	37
IV.4 - Determinação das larguras das linhas "strips" ressonantes.....	38
IV.5 - Circuito equivalente e as equações de projeto do filtro interdigital de faixa larga.....	39
V. - FILTRO INTERDIGITAL PRÁTICO.....	46
V.1 - Determinação teórica da característica do filtro	46
V.2 - Estudo das dimensões versus parâmetros do filtro	47
V.2-1 - Variação das dimensões do filtro com o fator de escala de admitância: "h" ou fator de mérito: "Q"	47
V.2-2 - Variação das dimensões do filtro com o número de elementos ressonantes.....	48
V.2-3 - Variação das dimensões do filtro com a "ondulação" ou "ripple" na banda passante.....	51
V.2-4 - Variação das dimensões do filtro com o "fractional bandwidth".....	51
V.2-5 - Variação das dimensões do filtro com a relação: (t/b).....	52
V.3 - Filtro interdigital com 5 linhas ressonantes....	53
V.4 - Filtro interdigital com 9 linhas ressonantes....	55
VI - CONCLUSÃO.....	57
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	57

LISTA DAS FIGURAS

FIGURA		Páginas
(I.1-1)	- Diagrama de bloco do transmissor.....	13
(II.1-1)	- Característica de atenuação do filtro passa-baixa de (a)- Tchebyscheff e (b)- Butterworth.....	14
(II.2-1)	- Característica de atenuação do filtro passa-baixa de Tchebyscheff (n = 7)	12
(II.2-2)	- Filtro protótipo passa-baixa.....	15
(II.2-3)	- Dual da figura (II.2-2).....	15
(III.0-1)	- Característica de atenuação do filtro passa-banda....	17
(III.1-1)	- Acoplamento em paralelo das linhas ressonantes de meia-onda.....	17
(III.1-2)	- Acoplamento das linhas em paralelo por sobreposição..	17
(III.1-3)	- Acoplamento em paralelo das linhas compensadas.....	18
(III.2-1)	- Filtro "comb-line".....	18
(III.3-1)	- Configuração do filtro interdigital.....	19
(III.4-1)	- Filtro "hairpin-line".....	20
(III.4-2)	- Filtro híbrido : figuras (III.4-1) + (III.1-1).....	25
(IV.0-1)	- Filtro interdigital (a)- com linhas terminais em curto e (b)- com linhas terminais em aberto.....	21
(IV.1-1)	- Distribuição do campo elétrico (a)- modo par e (b)- modo ímpar.....	21
(IV.1-2)	- Filtro interdigital ilustrando as várias capacitâncias.....	22
(IV.3-1)	- Capacitâncias próprias e mútuas.....	22
(IV.5-1)	- Circuito equivalente do filtro interdigital de faixa larga.....	23
(IV.5-2)	- Equivalência entre linhas.....	23
(IV.5-3)	- Capacitância nas extremidades das linhas ressonantes.	24
(IV.5-4)	- Circuito equivalente do filtro interdigital de faixa larga.....	25
(IV.5-5)	- $C_{fp}^2/\epsilon \times (s/b)$ e $C/\epsilon \times (s/b)$, em função de (t/b) ...	26
(IV.5-6)	- $C_p^2/\epsilon \times (t/b)$ para uma linha retangular isolada.....	26
(V.1-1)	- Característica de atenuação (analítica) do filtro in-	

	terdigital com 5 linhas ressonantes.....	48
(V.3-1)	- Filtro interdigital passa-banda com 5 linhas ressonantes.....	55
(V.3-2)	- Característica do filtro : A (dB) x f (GHz)	57
(V.4-1)	- Filtro interdigital com 9 linhas ressonantes.....	65
(V.4-2)	- Resultados iniciais do filtro na figura (V.4-1) para tres (3) valores de espaçamento "e" indicado na figura (IV.5-3)	67
(V.4-3)	- Resposta do filtro na porta (1) : VSWR versus frequência (GHz)	68
(V.4-4)	- Resposta do filtro : Atenuação (dB) versus frequência (GHz).....	69
(V.4-5)	- Resposta característica do filtro : perda por inserção (dB) versus frequência (GHz).....	70

LISTA DAS TABELAS

TABELA		Páginas
(II.2-1)	- Fórmulas para determinar os elementos do filtro passa-baixa de Tchebyscheff.....	61
(IV.5-1)	- Procedimento de projeto do filtro interdigital passa-banda de faixa larga.....	62
(V.2-1)	- Dimensões do filtro versus fator de escala de admitância.....	63
(V.2-2)	- Dimensões do filtro versus número de linhas ressonantes.....	64
(V.2-3)	- Dimensões do filtro versus "ripple" na banda passante.....	65
(V.2-4)	- Dimensões do filtro versus "fractional bandwidth".....	66
(V.2-5)	- Dimensões do filtro versus relação (t/b).....	67
(V.3-1)	- Dimensões do filtro na figura (V.3-1).....	68
(V.4-1)	- Dimensões do filtro na figura (V.4-1).....	69
(V.4-2)	- Resposta do filtro em VSWR e Atenuação (dB) nas portas (1) e (2) versus frequência (GHz).....	70

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

A crescente demanda para a multiplicação do número de canais de comunicação tem realçada a necessidade de desenvolvimento de sistemas de microondas de faixa-larga. Conhecedor desta necessidade, o Instituto de Física da Universidade Estadual de Campinas vem desenvolvendo estudos e pesquisas relacionadas com um sistema de comunicação por laser em convênio com a TELEBRÁS. Neste sistema, o transmissor e o receptor deverão ser projetados e construídos, em colaboração com o Departamento de Eletrônica & Comunicações da Faculdade de Engenharia da UNICAMP. O transmissor proposto está esquematizado na figura (I.1-1).

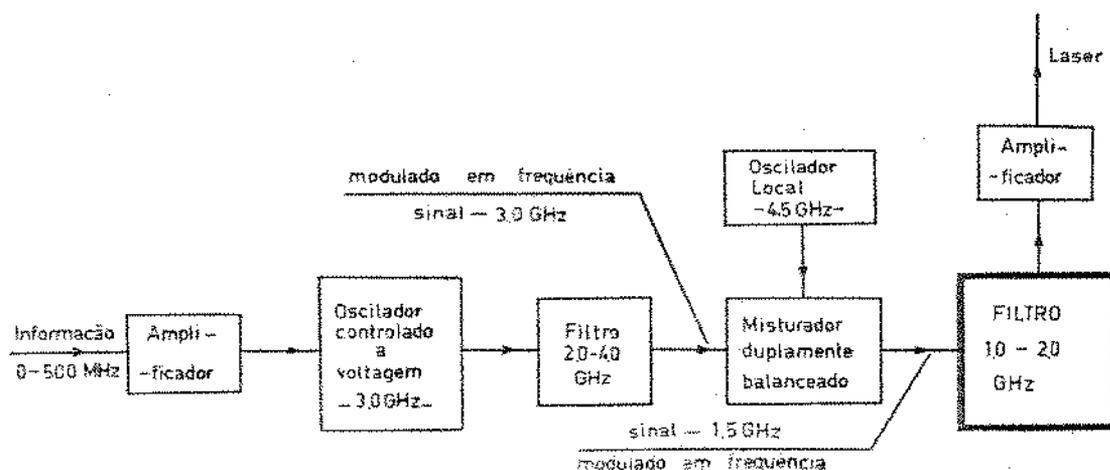


Figura (I.1-1) - Diagrama de bloco do transmissor

Num sistema como este, os sinais provenientes das várias subestações do centro urbano ou de outros sub-centros podem ser combinados por multiplexagem em frequência em um único sinal de informação com uma faixa de passagem da ordem de 500 MHz. Este sinal é amplificado e depois levado a um oscilador controlado a voltagem (oscilador controlado por varactor) na frequência de 3,0 GHz para se obter a modula-

ção em frequência. Este sinal modulado em frequência, depois de filtrado (filtro passa-banda de 2,0 - 4,0 GHz) é aplicado a um misturador duplamente balanceado que também recebe um sinal na frequência de 4,5 GHz de um oscilador local.

Com o uso da frequência de oscilador local mais alta que a do sinal de microondas se obtém uma redução dos sinais espúrios gerados na faixa de passagem de interesse⁽¹⁾. O misturador duplamente balanceado, além de reduzir os sinais espúrios, elimina, em condições ideais, todos os produtos de intermodulação que derivam das harmônicas pares dos osciladores.

Um sinal modulado em frequência com uma frequência portadora de 1,5 GHz é então obtido por batimento dos dois sinais provenientes do gerador e oscilador local. Batimentos fora de faixa de interesse são eliminados por uma filtragem - filtro de 1,0 - 2,0 GHz. E, por fim, o sinal filtrado é novamente amplificado e levado ao laser.

Este trabalho consiste do projeto e desenvolvimento de um dos elementos de filtragem, do filtro passa-banda de faixa-larga (1,0 GHz) com a banda passante centrada em 1,5 GHz. Este filtro poderá ser usado não só no sistema transmissor, mas também no sistema receptor.

Um primeiro filtro passa-banda é projetado com as especificações desejadas. Um segundo filtro é realizado já prevendo a distorção na resposta característica de atenuação tais como a contração na faixa de passagem e aumento de atenuação na banda passante. Embora os filtros projetados e construídos tenham sido para operação na faixa de frequência de 1 a 2 GHz os resultados irão fornecer informações úteis para a realização do filtro passa-banda usado na entrada do misturador - filtro de 2,0 - 4,0 GHz.

No capítulo II é feito um estudo no sentido de se escolher a mais conveniente característica de atenuação do filtro protótipo passa-baixa. Por uma transformação de frequência adequada do protótipo é obtido o filtro passa-banda com as mesmas características do filtro passa-baixa.

No capítulo III é apresentada uma análise dos principais filtros passa-banda do tipo "strip-line", destacando-se as propriedades ou fatores princi-

pais que os caracterizam. Vários outros filtros são igualmente possíveis mas foram deixados de lado por não apresentarem maiores vantagens daqueles mencionados aqui. Inúmeros estudos têm sido realizados por vários autores e a experiência parece indicar que os filtros com a configuração "strip-line", na frequência de microondas, são os que apresentam melhor desempenho.

No capítulo IV são mencionadas várias aproximações que são feitas para a obtenção das equações de projeto e é apresentado o procedimento de projeto do filtro interdigital de faixa-larga.

Nos capítulos finais são apresentados um desenvolvimento prático do filtro, o comportamento do filtro em função da faixa de passagem ou "fractional bandwidth", em função do número de elementos ressonantes, em função do "ripple" na banda passante, etc., e a conclusão em termos dos resultados práticos.

CAPÍTULO II

FILTRO PASSA-BAIXA

II.1 - CARACTERÍSTICA DO FILTRO; FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA.

Os filtros passa-banda apresentados no capítulo III são resultados de uma transformação conveniente do filtro protótipo passa-baixa a ser selecionado neste capítulo. Como a característica deste se mantém pela transformação de frequência no filtro passa-banda, é de interesse que se faça primeiro a seleção da função de transferência para um filtro passa-baixa. Como, em geral, a característica de fase da função de transferência é de valor secundário, somente a característica de atenuação da função de transferência será especificada.

Poder-se-ia obter um filtro com a característica de atenuação de Tchebyscheff, de Butterworth, elíptica ou uma outra qualquer, entretanto a forma de resposta mais usada é a de Tchebyscheff ou de Butterworth⁽²⁾. De certa forma, é dada a preferência à característica de atenuação de Tchebyscheff, pois para uma mesma atenuação máxima na banda passante e igual número de elementos reativos do protótipo, apresenta uma maior taxa de corte, ou seja, uma região de transição menor, na característica de atenuação (Fig. II.1-1).

Um filtro protótipo com a característica de Tchebyscheff desempenha uma mesma função com um menor número de elementos do que o filtro de Butterworth para satisfazer as mesmas especificações⁽³⁾. Entretanto, se esses elementos reativos apresentarem apreciáveis perdas por dissipação, ela será mais crítica num filtro de Tchebyscheff. Matthaei et al.⁽⁴⁾ fornece várias fórmulas para estimar os efeitos de perda por dissipação do protótipo passa-baixa.

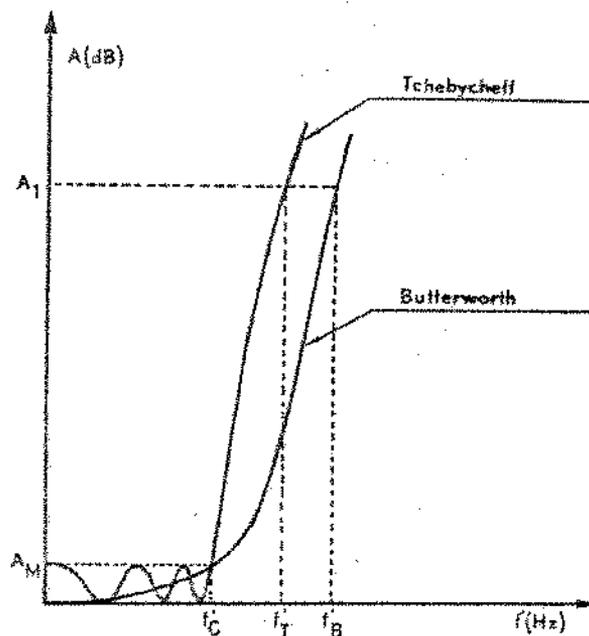


Figura (II.1-1)- Característica de atenuação do filtro passa-baixa:
 (a) - Tchebyscheff
 (b) - Butterworth

II.2 - FILTRO PROTÓTIPO PASSA-BAIXA.

O filtro protótipo poderia ser representado por um transformador de um quarto de onda. Isto nos irá fornecer especificações de projeto mais rigorosas, com a desvantagem de que o seu projeto numérico irá requerer uma maior precisão aritmética. O mais vantajoso seria o emprego do filtro passa-baixa com elementos reativos discretos, já que existem fórmulas explícitas que caracterizam o protótipo. Originalmente esses valores dos elementos do protótipo eram obtidos pelo método de síntese de circuitos. Atualmente existe preferência do uso de equações que permitam determinar os valores dos elementos convenientemente por meio do computador. Também já existem inúmeras tabelas que simplificam bastante o projeto do filtro⁽²⁾.

Para o filtro protótipo com a característica de atenuação de Tchebyscheff, os valores dos elementos com cargas resistivas nos terminais de entrada e de saída podem ser determinados empregando as fórmulas selecionadas na tabela (II.2-1)⁽²⁾. Geralmente os valores dos elementos do protótipo são todos normalizados tais que:

$$g_0 = 1 \quad \text{e} \quad w'_1 = 1 \quad \text{(II-1)}$$

e isto permite realizar facilmente as mudanças a outros níveis de impedância e escalas de frequência. A resposta normalizada resultante, teoricamente, é da forma mostrada na figura (II.2-1), tendo uma atenuação máxima, "ripple", de A_M (dB) na banda passante. Os valores normalizados dos elementos se encontram tabelados para vários valores de "ripple" (A_M) e $n = 1, 2, 3, \dots, 15$ elementos⁽²⁾.

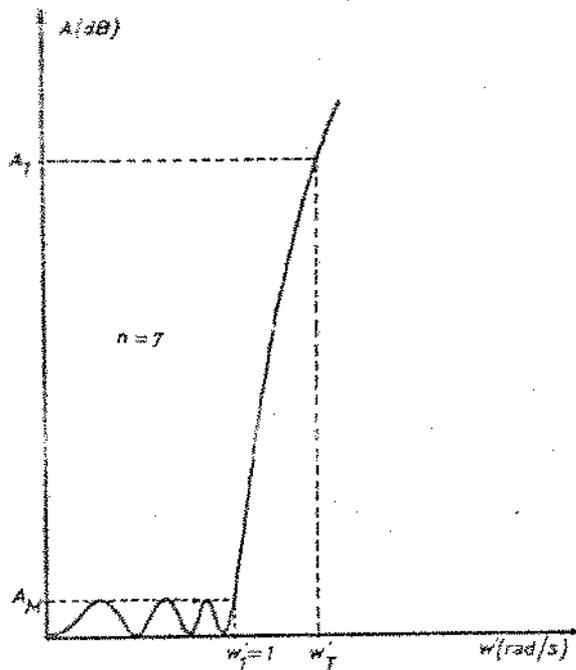


Figura (II.2-1) - Característica de atenuação do filtro passa-baixa de Tchebyscheff ($n = 7$).

TABELA (II.2-1)

$$g_1 = 2 \cdot a_1 / \gamma$$

$$g_k = 4 \cdot a_{k-1} \cdot a_k / b_{k-1} \cdot g_{k-1} \quad , \quad k = 2, 3, \dots, n$$

(II-2)

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & , \text{ para "n" ímpar} \\ \coth^2(\beta/4) & , \text{ para "n" par} \end{cases}$$

onde: $\beta = \ln(\coth(A_M/17,37))$

$\gamma = \sinh(\beta/2 \cdot n)$

$a_k = \sin((2 \cdot k - 1) \cdot \pi / 2 \cdot n) \quad , \quad k = 1, 2, \dots, n$

$b_k = \gamma^2 + \sin^2(k \cdot \pi / n)$

Representando por: $g_0, g_1, g_2, \dots, g_n, g_{n+1}$, os valores dos elementos (mesma nomenclatura do Matthaei et al.), o filtro protótipo passa-baixa com elementos discretos é mostrado na figura (II.2-2), onde:

$$g_0 = \begin{cases} \text{resistência do gerador se "g}_1\text{" for o valor de uma capacitância} \\ \text{ou} \\ \text{condutância do gerador se "g}_1\text{" for o valor de uma indutância} \end{cases}$$

$$g_k \quad \left\{ \begin{array}{l} k = 1 \text{ a } n \end{array} \right. = \begin{cases} \text{capacitância de um capacitor em paralelo} \\ \text{ou} \\ \text{indutância de um indutor em série} \end{cases}$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} \text{condutância da carga se "g}_n\text{" for o valor de uma indutância} \\ \text{ou} \\ \text{resistência da carga se "g}_n\text{" for o valor de uma capacitância} \end{cases}$$

A forma dual para o circuito da figura (II.2-2) pode ser usado desde que ela apresente uma mesma função de transferência, como mostrado na figura (II.2-3).

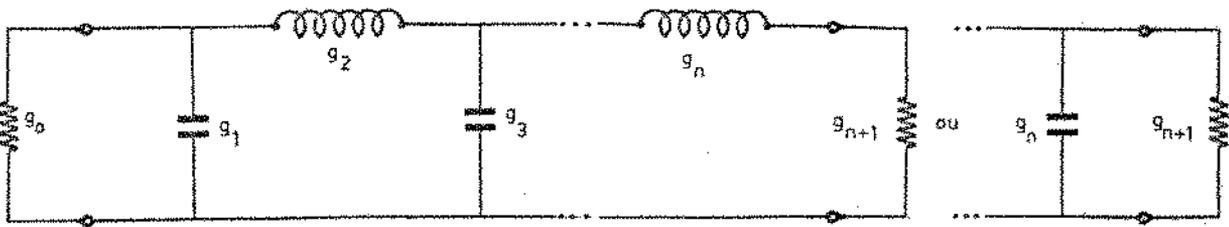


Figura (II.2-2) - Filtro protótipo passa-baixa

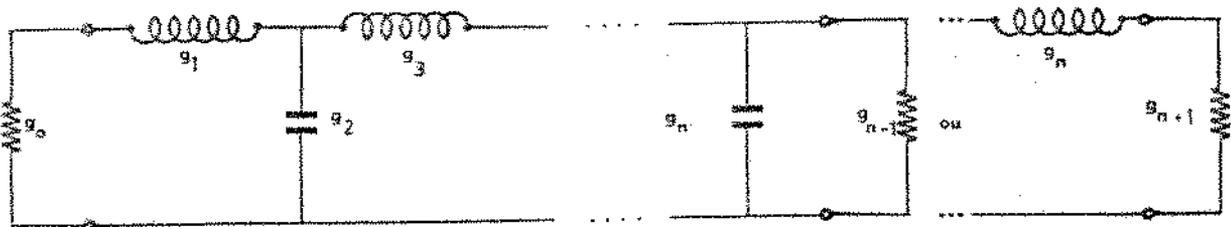


Figura (II.2-3) - Dual da figura (II.2-2)

Esses circuitos são recíprocos e assim sendo, tanto o resistor da direita quanto o da esquerda podem ser definidos de forma a possuírem valores iguais ao da resistência interna do gerador.

A característica de atenuação: A em dB do filtro protótipo de Tchebyscheff é dada por:

$$A(\omega') = 10 \cdot \log \{ 1 + \epsilon \cdot \cos^2 (n \cdot \cos^{-1} (\omega' / \omega'_1)) \}, \quad \omega' \geq \omega'_1 \quad (\text{II-3})$$

$$A(\omega') = 10 \cdot \log \{ 1 + \epsilon \cdot \cosh^2 (n \cdot \cosh^{-1} (\omega' / \omega'_1)) \}, \quad \omega' \geq \omega'_1$$

onde: $\epsilon = \text{antilog}(A_M/10) - 1 = 10^{A_M/10} - 1$

Nesta característica, para um "n" par ocorrerá "n/2" vezes onde a atenuação é nula (A = 0) e para "n" ímpar teremos "(n+1)/2" vezes onde A = 0. Também, com "n" par teremos uma atenuação máxima na origem (w' = 0) e para valor de "n" ímpar, teremos uma atenuação mínima na origem. A característica de atenuação do filtro protótipo de Tchebyscheff, fora da banda passante, para vários valores de ondulação (0,01 a 3,00 dB) pode ser encontrada no Matthaei et al.⁽²⁾.

O filtro protótipo projetado desta maneira, isto é, resistências terminais nas extremidades (R'₀ e R'_{n+1}) e com A = 0 dB em uma ou mais frequências na banda passante, resulta numa forma simétrica se "n" for ímpar e assimétrica se "n" for par. Uma metade do circuito será a recíproca da outra metade a menos de uma constante: K, dada por:

$$K = \sqrt{R'_0 \cdot R'_{n+1}} \quad (\text{II-4})$$

Então, se Z_k for a impedância de um ramo do filtro,

$$Z_{n+1-k} = K^2 / Z_k \quad (\text{II-5})$$

será a impedância do ramo dual na outra ponta-do filtro. Portanto, a segunda metade do filtro protótipo pode ser determinada a partir da primeira metade⁽²⁾.

O filtro protótipo passa-baixa de Tchebyscheff é, entre vários tipos de filtros padrão, preferido devido a sua simplicidade e versatilidade. Tendo-se o valor de ondulação ("ripple") na banda passante e a característica de atenuação ou a atenuação requerida a uma certa frequência fora da banda passante, pode-se determinar o número de polos "n" do protótipo. Depois com o valor de A_n especificado e o valor de "n" determinado, os valores dos elementos do protótipo são obtidos por tabelas.

Num filtro de Tchebyscheff, o número de ondulações na banda passante é igual ao número de elementos reativos ou elementos ressonantes empregados e a taxa de crescimento de atenuação fora da banda passante depende não apenas do número de polos ou elementos ressonantes, mas também do valor de ondulação estabelecido.

A técnica de projeto desses filtros é baseada nos resultados de problemas de aproximação, ou seja, de aproximação fisicamente realizável de uma característica do circuito ideal. Donde, se uma dada característica é o resultado de um problema de aproximação, ela pode ser considerada fisicamente realizável⁽³⁾.

A impedância característica de uma linha, por exemplo, é calculada pela técnica de mapeamento conforme⁽⁵⁾ com a hipótese de que os condutores sejam perfeitos, o meio entre os condutores seja sem perda, as dimensões da seção transversal sejam bem menores do que o comprimento de onda de transmissão, a linha seja homogênea e apenas a onda TEM se propaga ao longo da linha⁽⁶⁾.

O aumento de atenuação na banda passante do protótipo devido aos elementos dissipativos será o mesmo de atenuação na banda passante do filtro de microondas devido aos valores finitos de Q's dos elementos ressonantes na frequência correspondente. Matthaei et al.⁽⁴⁾ apresenta como estimar o valor de Q sem carga das linhas ressonantes.

II.3 - TRANSFORMAÇÃO DE FREQUÊNCIA

Uma vez realizado um filtro protótipo passa-baixa, o próximo passo é efetuar uma transformação de frequência para se obter um filtro de microondas passa-banda. A transformação é do tipo:

$$\frac{w'}{w_1} = F (W, w/w_0) \quad (II-6)$$

onde: $W = W(w_1, w_2)$, $w_0 = w_0(w_1, w_2)$ e w', w_1, w, w_1, w_2 , se encontram definidos nas figura (II.2-1) e (III.0-1).

A escolha da função: $F(W, w/w_0)$ depende da faixa de passagem ou "fractional bandwidth": W e da estrutura do filtro passa-banda de microondas. Uma função F qualquer pode muito bem convir para um tipo de filtro e não ser uma transformação adequada para um outro tipo.

Uma transformação exata da característica de atenuação do protótipo ao correspondente filtro passa-banda é dada por⁽⁷⁾:

$$\frac{w'}{w_1} = \frac{1}{W} \left(\frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right) \quad (\text{II-7})$$

onde: $W = (w_2 - w_1) / w_0$ e $w_0 = w_1 \cdot w_2$

Esta transformação tem sido adequada apenas para se obterem filtros passa-banda de faixa estreita. Uma transformação aproximada do protótipo tem apresentado melhores resultados na obtenção do correspondente filtro de microonda de faixa larga ou moderada. Para uma configuração interdigital, a transformação aproximada, conveniente e razoavelmente precisa é dada por⁽⁸⁾:

$$\frac{w'}{w_1} = \frac{2}{W} \left(\frac{w - w_0}{w_0} \right) \quad (\text{II-8})$$

onde: $W = (w_2 - w_1) / w_0$ e $w_0 = (w_2 + w_1) / 2$

Embora ela seja teoricamente uma transformação de banda estreita, na prática tem apresentado bons resultados na realização de filtro passa-banda de faixa larga ou moderada. Os resultados desta seção e da seção II.2 serão usados nos capítulos seguintes.

CAPÍTULO III

FILTRO PASSA-BANDA

No capítulo anterior foi selecionado um filtro protótipo passa-baixa com a característica de Tchebyscheff apresentando uma certa atenuação máxima na banda passante e também um certo valor de atenuação numa frequência já fora da banda passante. Uma transformação adequada do protótipo nos leva a um filtro de microondas nas mesmas características, centrada a uma frequência desejada (figura III.0-1). As configurações mais comuns do filtro passa-banda em frequências de microondas, cada qual com suas vantagens e desvantagens, são do tipo "strip-line". Algumas delas são apresentadas a seguir embora as outras configurações sejam igualmente possíveis.

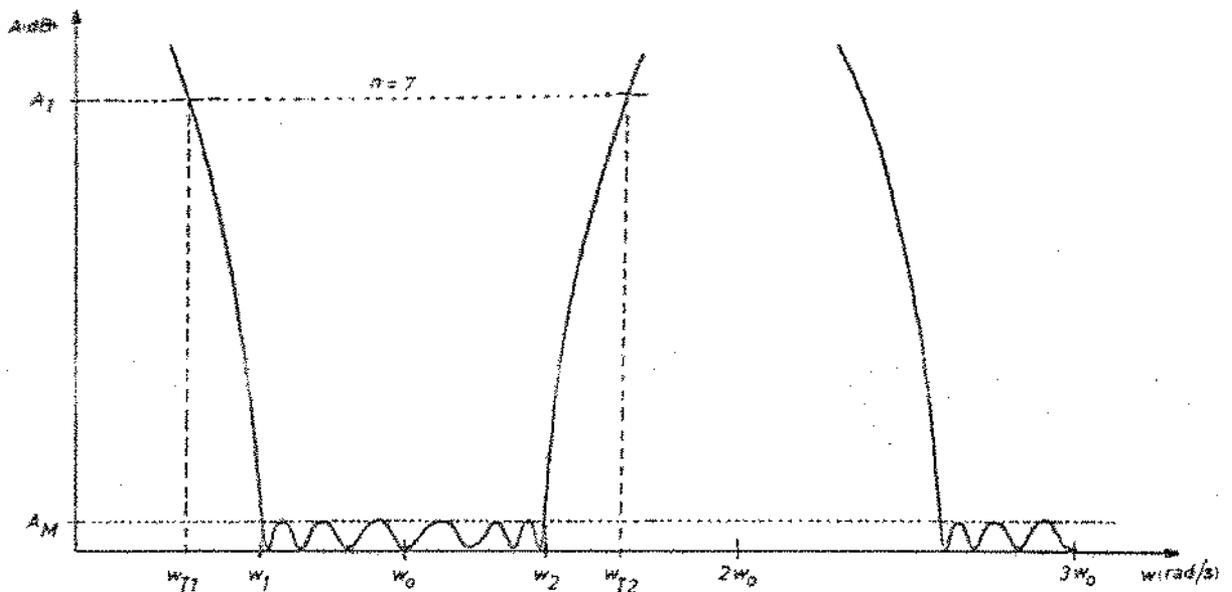


Figura (III.0-1) - Característica de atenuação do filtro passa-banda.

III.1 - FILTRO DE LINHAS RESSONANTES DE MEIO COMPRIMENTO DE ONDA ACOPLADAS EM PARALELO

É um tipo de filtro que consiste de uma série de condutores "strips" acoplados em paralelo por um quarto de seu comprimento, tal como ilustrado na figura (III.1-1). Nesta configuração pode-se obter um filtro de tamanho reduzido; o intervalo entre as linhas ressonantes no acoplamento é maior do que nos acoplados das linhas ressonantes em série permitindo tolerância mecânica maior para uma dada faixa de passagem ou faixas maiores para uma dada tolerância; resposta característica simétrica; a segunda banda passante centrada a 3 vezes a frequência central da primeira banda passante (ω_0).

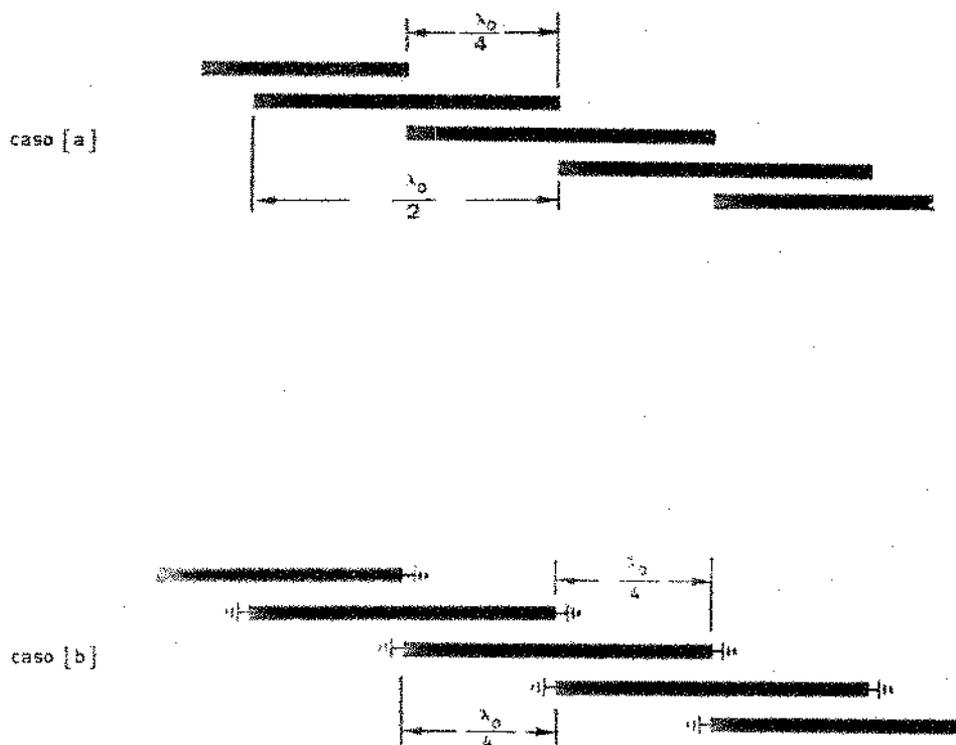


Figura (III.1-1) - Acoplamento em paralelo das linhas ressonantes de meia-onda.

Entretanto tal configuração está sujeita a respostas espúrias da faixa estreita em torno de $2.w_0$ e uma região de transição maior entre bandas devido ao polo de atenuação de primeira ordem em $w = 0$ e $w = 2.w_0$. Para um acoplamento como a figura (III.1-1a) requer o emprego de materiais dielétricos como suporte mecânico (perda no dielétrico). É particularmente fácil a sua construção em circuito impresso para um "fractional bandwidth" de até aproximadamente 15%. Além deste valor, em algumas situações, as linhas podem tornar-se longas e finas dificultando a sua realização prática. Cohn ⁽⁹⁾ tem alcançado bons resultados para um "fractional bandwidth" de até 30% com esta configuração.

Para se obter filtro com faixas mais largas, uma opção seria sobrepor as linhas como mostrado na figura (III.1-2) e outra seria a realização do filtro tal como na figura (III.1-1b) com barras ressonantes de seção transversal retangular que permitem acoplamentos mais fortes, além de dispensar o uso de suporte dielétrico.

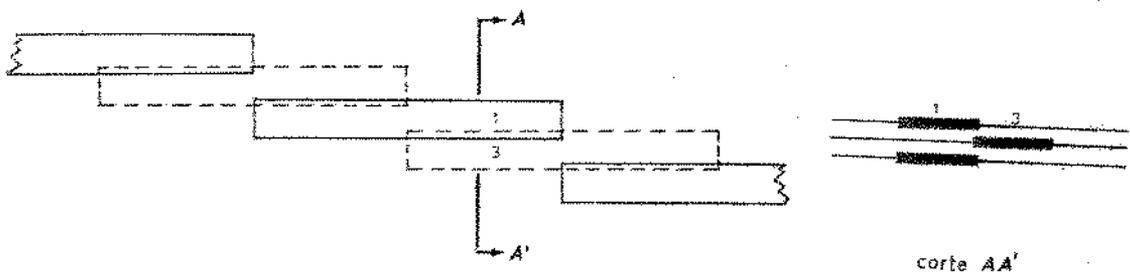


Figura (III.1-2) - Acoplamento das linhas em paralelo por sobreposição.

Um passo importante no projeto de filtros com essas configurações tem sido a alteração no comprimento das linhas ressonantes para compensar o efeito de capacitância de franja nas pontas. Em um projeto normal, um dos inconvenientes tem sido o deslocamento da frequência cnetral da banda passante. Este problema foi resolvido encurtando-se as linhas ⁽¹⁰⁾. A figura (III.1-1a) modificada está mostrada na figura (III.1-3).

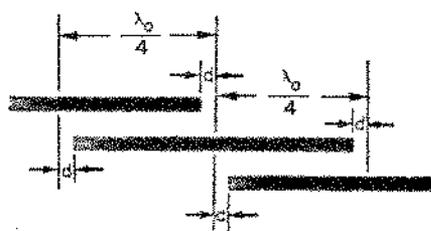


Figura (III.1-3) - Acoplamento em paralelo das linhas compensadas

III.2 - FILTRO DE LINHAS RESSONANTES EM FORMA DE PENTE - FILTRO "COMB-LINE"

A configuração do filtro "comb-line" está ilustrado na figura (III.2-1). As linhas internas são ressonantes, apresentando-se em curto de um mesmo lado da extremidade e uma carga capacitiva na outra. As linhas terminais funcionam simplesmente como transformadores de impedância. O acoplamento entre linhas ressonantes se deve ao campo de franja, predominantemente magnético.

A presença de carga capacitiva numa das extremidades resulta em linhas cujo comprimento é menor que um quarto do comprimento de onda na frequência central da banda passante. Na ausência de qualquer carga reativa na extremidade da linha, a estrutura é totalmente parabanda pois os efeitos magnéticos e elétricos de acoplamento se cancelam⁽¹¹⁾. O comprimento da linha ressonante: $(L < \lambda_0/4)$ depende da carga capacitiva, assim como a segunda banda passante do filtro. A grande vantagem desses filtros é um largo parabanda depois da primeira banda passante, além de serem bem compactos, mecânicamente. Eles não requerem suportes dielétricos eliminando, portanto, a presença de possíveis perdas em dielétrico.

Podem-se projetar filtros "comb-line" (figura III.2-1) de um modo mais compacto que os filtros interdigitais (item III.3). Os valores dos Q's das linhas ressonantes são, algumas vezes, menores do que numa configuração interdigital

acarretando uma perda maior na banda passante do filtro.

Em recentes projetos, Wenzel tem apresentado projeto de filtros com essa configuração para uma faixa de 40%. Em geral o filtro passa-banda com a presente configuração é bom apenas para um "fractional bandwidth" tipicamente em torno de 15%.

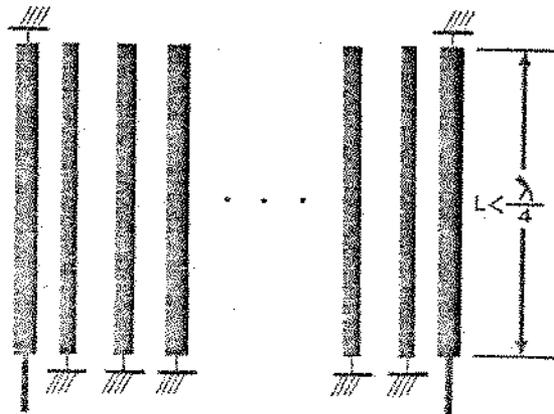


Figura (III.2-1) - Filtro "Comb-line" (11)

III.3 - FILTRO INTERDIGITAL

A estrutura de um filtro interdigital consiste de linhas "strips" ressonantes no modo TEM, acoplados em paralelo entre dois planos "terra". Cada elemento ressonante apresenta um comprimento de um quarto de onda na frequência central da banda passante. Uma das extremidades está em aberto e a outra aterrada tal como ilustrada na figura (III.3-1). O campo de franja é responsável pelo acoplamento entre as linhas adjacentes. O acoplamento capacitivo entre as linhas não adjacentes é desprezado para simplificar o circuito equivalente do filtro.



Figura (III.3-1) - Configuração do filtro interdigital

Esse tipo de configuração permite projetarmos filtros passa-banda de faixa larga ou estreita por um procedimento de projeto aproximado⁽¹²⁾ ou exato⁽¹³⁾. Fontes recentes informam que Horton e Wenzel obtiveram tabela para o projeto de filtro interdigital de até 23 linhas porém ainda não publicados. Cristal⁽¹⁴⁾ também propôs novas equações de projeto aproximado do filtro cujo procedimento é quase idêntico àquele descrito por Methaei et al.⁽¹²⁾

Um filtro com a configuração interdigital apresenta uma série de atrativos ou vantagens. (1) Apresenta uma estrutura bem compacta que dispensa os suportes dielétricos, para a fixação das linhas, (2) os espaçamentos entre as linhas ressonantes são relativamente grandes que permitem maiores tolerâncias na sua construção para uma dada faixa de passagem específica, (3) polos de atenuação de múltipla ordem (3a. ordem) em d.c. e nos múltiplos pares da frequência central da primeira banda passante, permitem um corte rápido na resposta característica de atenuação fora da banda passante, (4) a resposta do filtro é livre de qualquer resposta espúria e a segunda banda passante fica centrada em torno de 3 vezes a frequência central da primeira banda passante. Nas configurações apresentadas no item (III.1), qualquer pequeno desajuste entre as linhas leva a resposta espúria na característica do filtro.

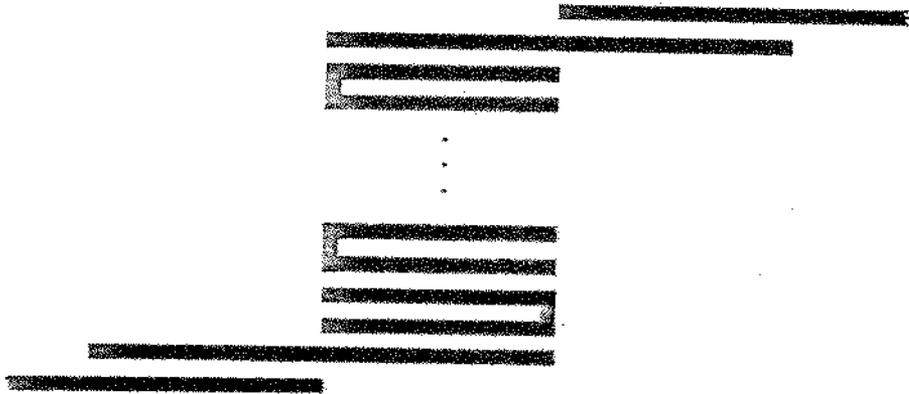


Figura (III.4-2) - Filtro híbrido: figuras (III.4-1) + (III.1-1)

III.5 - ESCOLHA DA CONFIGURAÇÃO DO FILTRO PASSA-BANDA

A maioria dos filtros em microondas é construído na forma "strip-line" embora possa ser construído igualmente na forma coaxial. Entre muitas vantagens, a primeira forma é aquela que permite construí-la de maneira mais fácil.

Mesmo entre os filtros construídos na forma "strip-line", cada qual apresenta as suas vantagens e desvantagens, dependendo de para quais características específicas o filtro deve ser projetado. Aquelas configurações mostradas nas figuras nos itens (III.1) a (III.4) são as mais comumente encontradas na prática.

Todos os filtros apresentam, pelo menos, uma frequência para a qual a característica de atenuação é infinita, ou melhor, seria, se não houvesse perda por dissipação. Estes pontos conhecidos como polos de atenuação podem ser de ordem primeira ou de múltipla ordem e quanto maior for a ordem, dele menor será a região de transição entre o para-banda e o passa-banda. Isto serve como indicador da

intensidade relativa do para-banda em vários intervalos de frequência. Aqueles filtros com polos de primeira ordem sempre estão sujeitos às respostas indesejáveis de faixa-estreita, além de serem muito sensíveis ao aumento do "fractional bandwidth" ou faixa de passagem. Assim, é desejável que se projete um filtro com polos de múltipla ordem caso a intenção seja a de se projetar um filtro de faixa larga.

Outro fator que pode ser decisivo para a caracterização do filtro é a perda ôhmica no filtro. É desejável que o filtro apresente uma perda tão pequena quanto possível, ou seja, que as linhas ressonantes apresentem alto valor de "Q", sem carga. Os melhores valores de "Q's" são observados em guias de ondas ou cavidades ressonantes, entretanto estes elementos ressonantes são relativamente volumosos, além de terem grandes possibilidades de propagação de ondas de ordem mais elevada. Isto limita o intervalo de frequência em dispositivos usando estes elementos ressonantes. Por exemplo, o guia de onda ressonante é interessante ser usado em filtros de faixa bem estreita. Para o caso de filtros "strip-line", o filtro interdigital apresenta um dos melhores valores para "Q".

Para um certo número de elementos ressonantes, um aumento na faixa de passagem implica na redução de atenuação no para-banda que se segue à primeira banda-passante. Isto pode trazer sérias consequências, principalmente em projetos de filtros de faixa-larga. A segunda banda-passante, tipicamente centrada em uma frequência três vezes maior que a frequência central da banda desejada, poderá também tornar-se importante no projeto. Em geral, uma atenuação maior no para-banda é obtida aumentando-se o número de linhas ressonantes.

Em algumas configurações são usados materiais dielétricos para fornecerem suporte mecânico às linhas ressonantes (estruturas fracas). Isto acarreta perdas no dielétrico e tende a piorar o valor de "Q" dos elementos ressonantes. Caso seja imprescindível o uso de dielétricos, uma correção nas dimensões das linhas torna-se necessária para compensar o efeito dielétrico sobre a velocidade de propagação e impedância da linha⁽¹⁸⁾.

De um estudo comparativo entre vários filtros, o filtro com a configuração interdigital satisfaz melhor o nosso objetivo pois ele conduz a: (1) filtro passa-banda de faixa-larga, (2) pequena perda por dissipação, (3) estrutura compacta sem a necessidade de materiais dielétricos como suportes, (4) fácil constru-

ção e muitos outros pontos favoráveis além da sua simplicidade e versatilidade no procedimento de projeto. As equações de projeto de vários filtros citados podem ser encontrados nas referências citadas mas pode-se dizer que em linhas gerais, o procedimento de projeto de cada um deles é praticamente o mesmo.

No capítulo seguinte, o filtro com a configuração interdigital é estudado em maiores detalhes.

CAPÍTULO IV

FILTRO PASSA-BANDA INTERDIGITAL

A estrutura do filtro interdigital, a ser construída, consistirá de elementos ressonantes do tipo "strip-line" no modo TEM entre dois planos chamados "terra", acoplados em paralelo. Cada elemento ressonante terá um comprimento de um quarto do comprimento de onda na frequência central da banda-passante, e cada um ficará com uma extremidade aberta e a outra em curto com o plano "terra", tal como está esquematizado na figura.(IV.0-1).

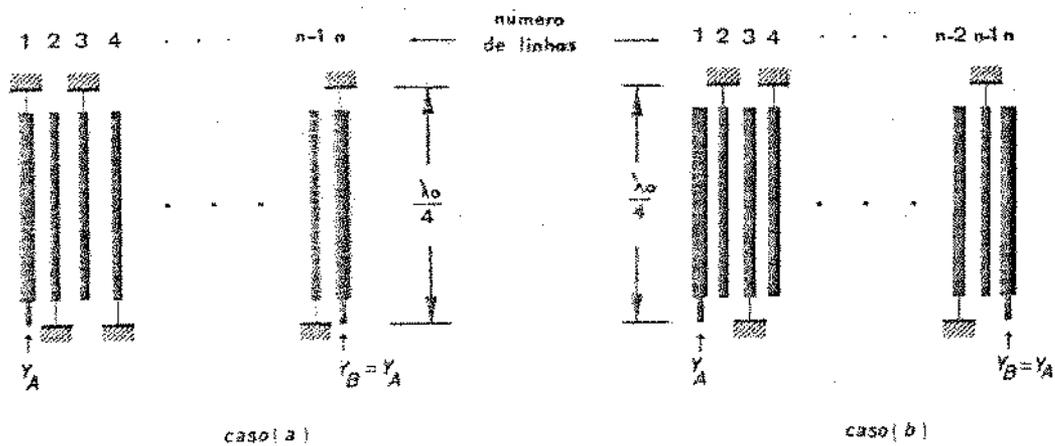


Figura (IV.0-1): Filtro interdigital

- (a) - com linhas terminais em curto
- (b) - com linhas terminais em aberto

No caso (a) da figura (VI.0-1), as linhas "1" e "n" funcionam como transformadores de impedância, ou seja, casador de impedância de entrada: Z_A ou de saída: $Z_B = Z_A$ com a linha ressonante adjacente enquanto que no caso (b) todas as linhas são ressonantes. Então de um protótipo passa-baixa de "n" elementos reativos (Capítulo II), para o caso (a) resulta um filtro interdigital de (n + 2) linhas

e, para o caso (b), num filtro de apenas "n" linhas. O primeiro caso é um esquema representativo de um filtro de faixa estreita ou moderada e o segundo caso, de um filtro interdigital passa-banda de faixa larga ou moderada⁽¹²⁾.

Embora o projeto de ambos os casos mostrados na figura (IV.0-1) tenha um procedimento análogo, o uso do procedimento de um no projeto de outro resulta em uma série de inconveniências práticas. Quando o caso (a) é obtido empregando-se o procedimento de projeto de filtro de faixa larga, as linhas terminais apresentam impedâncias extremamente altas, tornando difícil o casamento de impedâncias. Por outro lado, se o filtro de faixa-larga for obtido empregando-se o procedimento do projeto do filtro de faixa estreita ou moderada, além das linhas "2" e "(n - 1)" se tornarem muito finas, os espaçamentos entre as linhas "1" e "2" e entre "(n - 1)" e "n" tornarem-se inconvenientemente estreitos. Com isto as tolerâncias de projeto de um filtro para certos valores de "fractional bandwidth" se tornam impraticáveis.

IV.1 - IMPEDÂNCIAS CARACTERÍSTICAS DAS LINHAS NO MODO PAR E IMPAR

O acoplamento entre as linhas adjacentes é obtido por meio de campos de "franja", tal como ilustrado na figura (IV.1-1). Como resultado, fortes acoplamentos são obtidos e a característica dessas linhas acopladas pode ser especificada em termos de suas impedâncias par (Z_{op}) e ímpar (Z_{oi}). Z_{op} é a impedância característica da linha à "terra" quando correntes iguais fluem nas duas linhas e a distribuição do campo resultante neste caso, está mostrada na figura (IV.1-1a). Z_{oi} é a impedância característica da linha à "terra" quando correntes iguais e opostas fluem nas linhas e a sua distribuição do campo está ilustrada na figura (IV.1-1b).

Os valores dessas impedâncias podem ser determinados pelas equações:

$$\epsilon_r \cdot Z_{op} = 376.7 / (C_{tp}/\epsilon) \quad (IV-1)$$

$$\epsilon_r \cdot Z_{oi} = 376.7 / (C_{ti}/\epsilon)$$

onde: ϵ_r = permitividade relativa do meio de propagação

$$\epsilon = 8,85 \cdot \epsilon_r \text{ pF/m}$$

C_{tp} = capacitância total de uma linha excitada no modo par

C_{ti} = capacitância total de uma linha excitada no modo ímpar

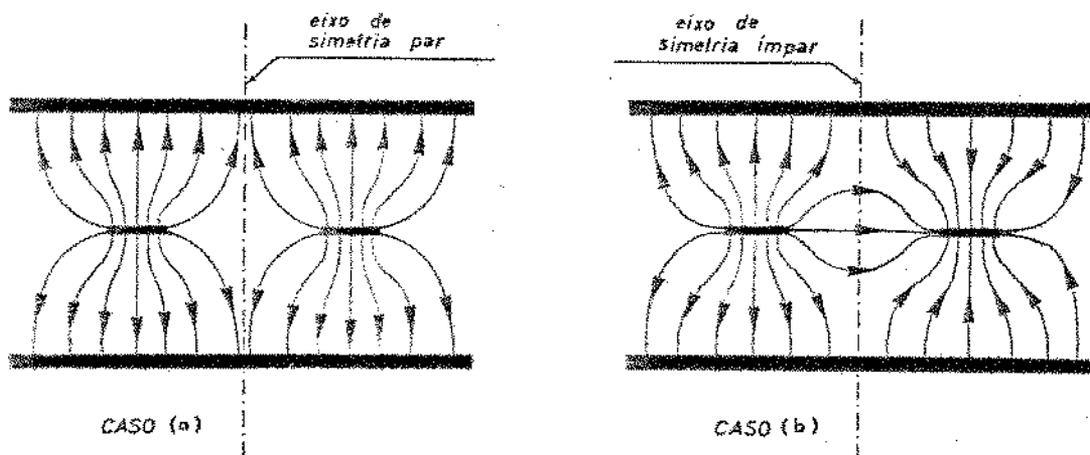


Figura (IV.1-1) - Distribuição do campo elétrico

(a) - Modo par: (p)

(b) - Modo ímpar: (i)

A capacitância total de uma linha pode ser expressa em termos das capacitâncias de "franja": C'_{fp} ou C'_{fi} ou C'_f e das capacitâncias entre planos paralelos (linha e terra): C_p , que estão ilustrados na figura (IV.1-2).

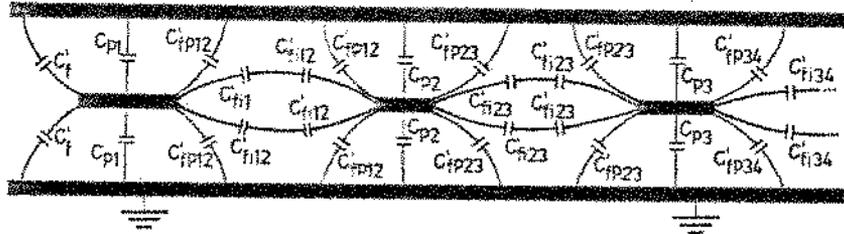


Figura (IV.1-2) - Filtro interdigital ilustrando as várias capacitâncias

IV.2 - CAPACITÂNCIA TOTAL DE UMA LINHA

A capacitância total de uma linha, por exemplo a linha "2" na figura (IV.1-2), no modo par é dada por:

$$C_{tp(2)} = 2 \cdot (C_p(2) + C'_{fp(12)} + C'_{fp(23)}) \quad (IV-2)$$

e no modo Ímpar é dado por:

$$C_{ti(2)} = 2 \cdot (C_p(2) + C'_{fi(12)} + C'_{fi(23)}) \quad (IV-3)$$

onde: $C_p/\epsilon = 2 \cdot w/(b - t)$ = capacitância entre planos paralelos por unidade de comprimento da linha C'_{fp} e C'_{fi} são as capacitâncias de "franja" no modo par e ímpar respectivamente, por unidade de comprimento da linha⁽¹⁸⁾.

G
 sos na forma normal
 seria dada na forma
 malizada, no modo p
 da por:

$$C_{tp(k)}/\epsilon$$

e, no modo ímpar, t

IV.3 - CAPACITÂNCIA

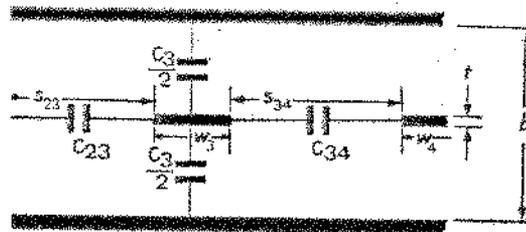
A
 zadas em termos das
 e das capacitâncias
 linhas adjacentes "

lores de capacitância são encontrados expres-
 , a capacitância total da linha⁽²⁾ no modo par
 uma expressão para a capacitância total nor-
 ma das linhas da figura (IV.1-2) pode ser da-

$$[C'_{fp(k,k+1)}/\epsilon) + (C'_{fp(k-1,k)}/\epsilon)] \quad (IV-4)$$

ndice (p) por (i) na expressão acima.

características de uma linha interdigital são caracteri-
 zadas por unidade de comprimento da linha: "C_k"
 e de comprimento da linha: "C_{k,k+1}" entre as
 como ilustrado na figura (IV.3-1).



F
 pacitâncias próprias e mútuas

de comprimento
dada por:

C

$$C_{tp(2)} = C_2 \quad (IV-5)$$

e no modo ímpar

C_{12}

(IV-6)

$$C_{12} + 2 \cdot C_{23}$$

podemos ter:

$$) + C'_f + C'_{fp(12)}$$

que substituída

ta:

$$C'_f + C'_{fp(12)} \quad (IV-7)$$

(IV-2) em (IV-5

nha "2" podemos ter com a substituição de

$$C'_{fp(12)} + C'_{fp(23)} \quad (IV-8)$$

capacitâncias própr
capacitâncias entre

IV-8) nos permitem a determinação das capa-
o das capacitâncias de "franja" e das capa-
linhas excitadas no modo par.

Do mesmo modo para a linha "1", pela fórmula (IV-3), podemos escrever:

$$C_{ti(1)} = 2 \cdot (C_{p(1)} + C'_f + C'_{fi(12)}) \quad (IV-9)$$

Substituindo as fórmulas (IV-9) e (IV-7) na primeira equação da fórmula (IV-6), tem-se:

$$C_{13} = C'_{fi(12)} = C'_{fp(12)} \quad (IV-10)$$

e a substituição das fórmulas (IV-3), (IV-8) e (IV-10) na segunda equação da fórmula (IV-6), permite escrever:

$$C_{23} = C'_{fi(23)} - C'_{fp(23)} \quad (IV-11)$$

As fórmulas (IV-10) e (IV-11) mostram que a capacitância mútua entre duas linhas é dada pela diferença das capacitâncias de "franja" quando as linhas são excitadas no modo par e ímpar. Esta diferença entre a capacitância de "franja" com as linhas excitadas no modo ímpar e a capacitância de "franja" com as linhas excitadas no modo par é denotado por: ΔC .

Generalizando as capacitâncias próprias e mútuas, na forma normalizada, teremos:

$$C_{k/\epsilon} = 2 \cdot \left[(C_{p(k)}/\epsilon) + (C'_{fp(k,k+1)}/\epsilon) + (C'_{fp(k-1,k)}/\epsilon) \right] \quad (IV-12)$$

$$C_{k,k+1}/\epsilon = (\Delta C)_{k,k+1}/\epsilon = (C'_{fi(k,k+1)}/\epsilon) - (C'_{fp(k,k+1)}/\epsilon) \quad (IV-13)$$

para $k = 1, 2, 3, 4, \dots, n$

IV.4 - DETERMINAÇÃO DA LARGURA DAS LINHAS "STRIPS" RESSONANTES

As linhas ressonantes do filtro interdigital estão centradas entre os planos "terra" e uma relação "(t/b)" é medida em toda a extensão do filtro, após uma escolha conveniente para os valores de "t" ou "b". Para facilitar o cálculo das dimensões das linhas é feita a hipótese de que a capacitância C_k entre uma linha e o plano "terra" será inteiramente devido à capacitância $C_{p(k)}$ entre os planos paralelos. Então:

$$C_k/2 = C_{p(k)} = w_k \cdot 2 \cdot \epsilon / (b-t)$$

ou

$$w_k/b = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{t}{b}\right) \frac{C_{p(k)}}{\epsilon}$$

Substituindo a fórmula (IV-12), teremos:

$$\frac{w_k}{b} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 - \frac{t}{b}\right) \cdot \left[\frac{1}{2} \frac{C_k}{\epsilon} - \frac{C'_{fp(k-1,k)}}{\epsilon} - \frac{C'_{fp(k,k+1)}}{\epsilon} \right] \quad (IV-14)$$

para $k = 1, 2, 3, \dots, n$

Esta fórmula é válida somente quando:

$$\frac{w_k}{b} > 0,35 / \left(1 - \frac{t}{b}\right)$$

Isto ocorre quando a interação entre os campos de "franja" é desprezível e o seu efeito pode ser desprezado no cálculo geral de capacitância total. Caso a condição acima não seja satisfeita, um novo valor de " w'_k / b " deve ser determinado por:

$$\frac{w'_k}{b} = \frac{w'_k}{b} = \frac{0,07 \left(1 - \frac{t}{b} \right) + \frac{w_k}{b}}{1,20} \quad (\text{IV-15})$$

desde que⁽¹⁹⁾: $0,1 \left(1 - \frac{t}{b} \right) < \frac{w'_k}{b} < 0,35 \left(1 - \frac{t}{b} \right)$

IV.5 - CIRCUITO EQUIVALENTE E AS EQUAÇÕES DE PROJETO DO FILTRO INTERDIGITAL DE FAIXA LARGA

O circuito equivalente aproximado⁽²⁰⁾ do filtro interdigital de faixa larga ilustrado na figura (IV.5-1) é a representação que tem fornecido bons resultados experimentais, tanto para filtros interdigitais de faixa estreita, quanto para os de faixa-larga. E nas figuras (IV.5-2)-(a) e (b), estão mostradas as equivalências⁽²¹⁾ empregados entre as linhas "strips" acopladas em paralelo e as linhas "strubs" do circuito equivalente.

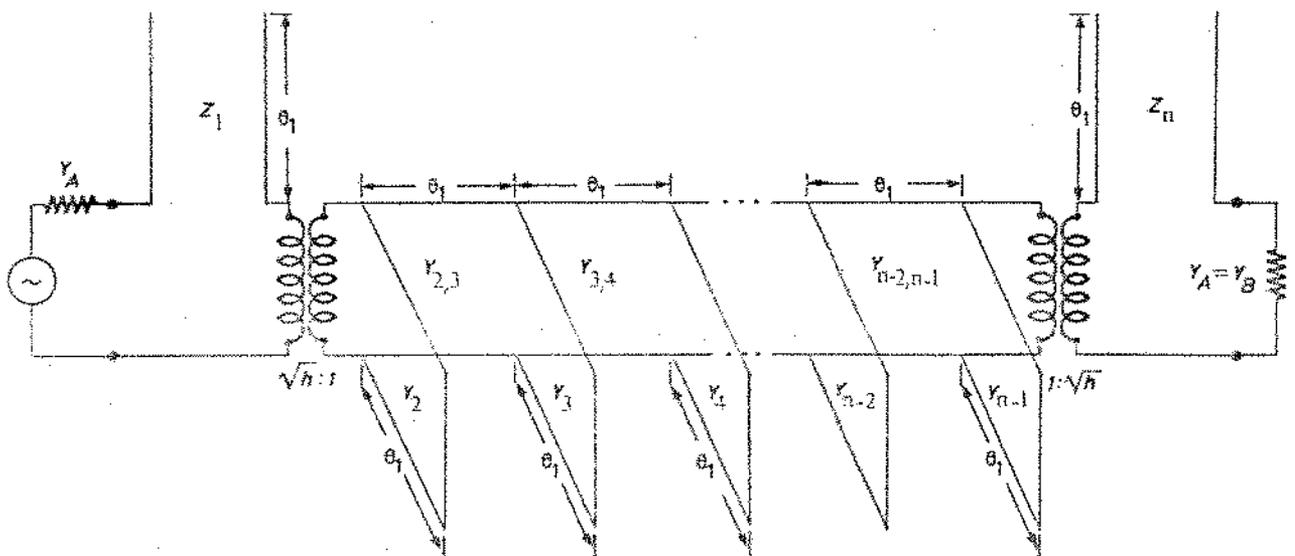
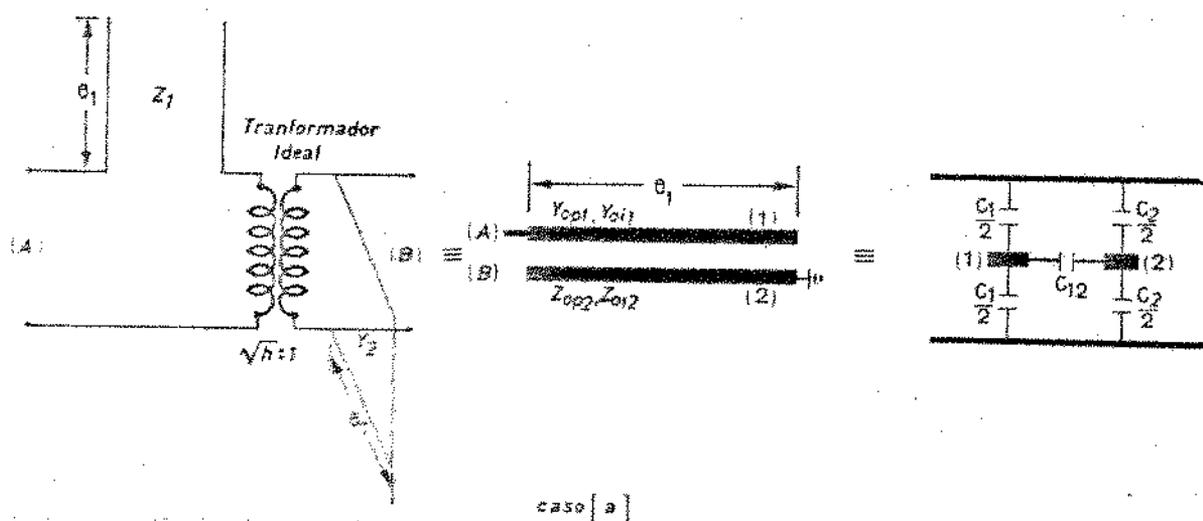


Figura (IV.5-1) - Circuito equivalente do filtro interdigital de faixa larga

Os parâmetros definidos na figura (IV.5-1) são determinados em função dos parâmetros que definem o filtro protótipo passa-baixo (Figura II.2-2) e dos parâmetros $J_{k,k+1}$ ($k = 2, 3, \dots, n-2$) que são introduzidos no projeto apenas por conveniência. Os parâmetros $J_{k,k+1}$ são denominados inversores de admitância⁽²²⁾ que comportam como linhas de um quarto do comprimento de onda com admitâncias características $J_{k,k+1} = Y_{k,k+1}$ ($k = 2, 3, \dots, n-2$) e nos permite fazer um tratamento do circuito equivalente apenas em termos das capacitâncias. $Y_{k,k+1}$ é a admitância característica da linha de conexão entre os "stubs"; k e $k+1$; $Z_1, Y_2, Y_3, \dots, Y_{n-1}, Z_n$ representam as impedâncias e admitâncias características dos "stubs" e θ_1, h são o comprimento elétrico das linhas e fator de escala de admitância, respectivamente.

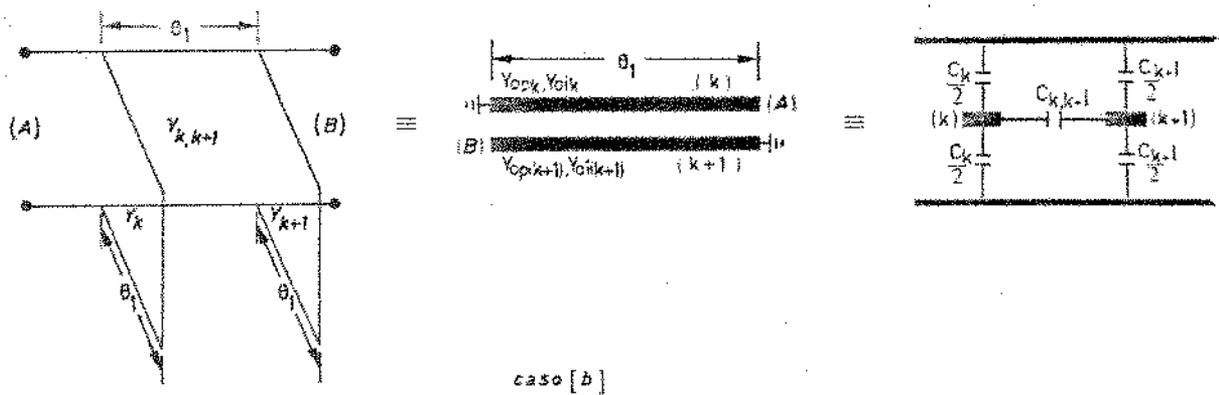


$$Z_1 = 2 / (Y_{opt} + Y_{oi1}) = 1 / (C_1 + C_2)$$

$$Y_2 = 2 / (Z_{op2} + Z_{oi2}) = \nu (C_2 + \sqrt{h} \cdot C_1)$$

$$\frac{1}{\sqrt{h}} = 1 + \frac{C_1}{C_{12}}$$

Figura (IV.5-2) - Equivalência entre Linhas



$$Y_{k,k+1} = [Y_{oik} - Y_{opk}] / 2 = v C_{k,k+1} = J_{k,k+1}$$

$$Y_k = Y_{opk} = v C_k \quad \left. \vphantom{Y_k} \right\} k = 1, 2, 3, \dots, n$$

Figura (IV.5-2) - Equivalência entre linhas

As seções extremas na figura (IV.5-1) são projetadas (Z_1/Z_A e Z_n/Z_A na tabela IV.5-1) forçando os "stubs", sobre uma base normalizada, a terem reatâncias em $w = w_0$ e $w = w_1$ que são as mesmas dos elementos correspondentes do protótipo passa-baixa em $w = 0$ e $w = w'_1$, respectivamente. A determinação dos elementos das várias seções do circuito equivalente é das seções correspondentes do filtro protótipo passa-baixa são forçados a concordarem nas frequências chaves⁽²³⁾.

A capacitância por unidade de comprimento da linha "stub" é a mesma capacitância por unidade de comprimento entre a correspondente linha "strip" e o plano "terra". Do mesmo modo, a capacitância por unidade de comprimento entre as linhas "strips" adjacentes é a mesma capacitância por unidade de comprimento da linha de conexão entre dois "stubs". Empregando-se as equivalências ilustradas nas figuras (IV.5-2)-(a) e (b) podem-se calcular os valores dessas capacitâncias. Na tabela (IV.5-1), esses parâmetros são apresentados na forma normalizada, apenas por questão de simplicidade.

As dimensões das linhas ressonantes e dos espaçamentos entre elas são determinados por estas capacitâncias. As curvas obtidas por Getsinger através da técnica de transformações conformes⁽¹⁸⁾ e as formulas dadas nas seções (IV.3) e

(IV.4) permitem uma determinação direta das dimensões do filtro interdigital.

O circuito equivalente do filtro interdigital de faixa-larga, incluindo a capacitância entre a extremidade livre da linha ressonante e o plano "terra" lateral, está mostrado na figura (IV.5-4). Analiticamente é possível, de um modo grosseiro, calcular esta capacitância e depois determinar o espaçamento: e (Figura IV.5-3) empregando adequadamente o gráfico fornecido por Getsinger. Porém, na prática, o espaçamento pré-estabelecido tem-se mostrado excessivo, principalmente nos projetos de filtros de faixa-larga, onde as linhas ressonantes são de dimensões relativamente pequenas. Em casos como estes, geralmente são usados parafusos de sintonia para ajuste fino, ou seja, são usados recursos práticos para a centralização da banda-passante na frequência central desejada e pequenas correções nos "ripples" dentro da banda.

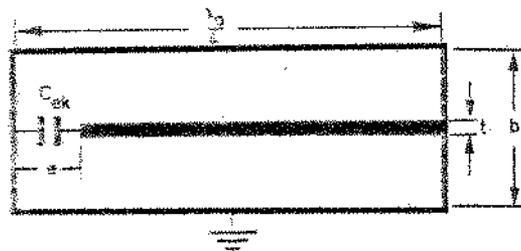


Figura (IV.5-3) - Capacitância nas extremidades das linhas ressonantes

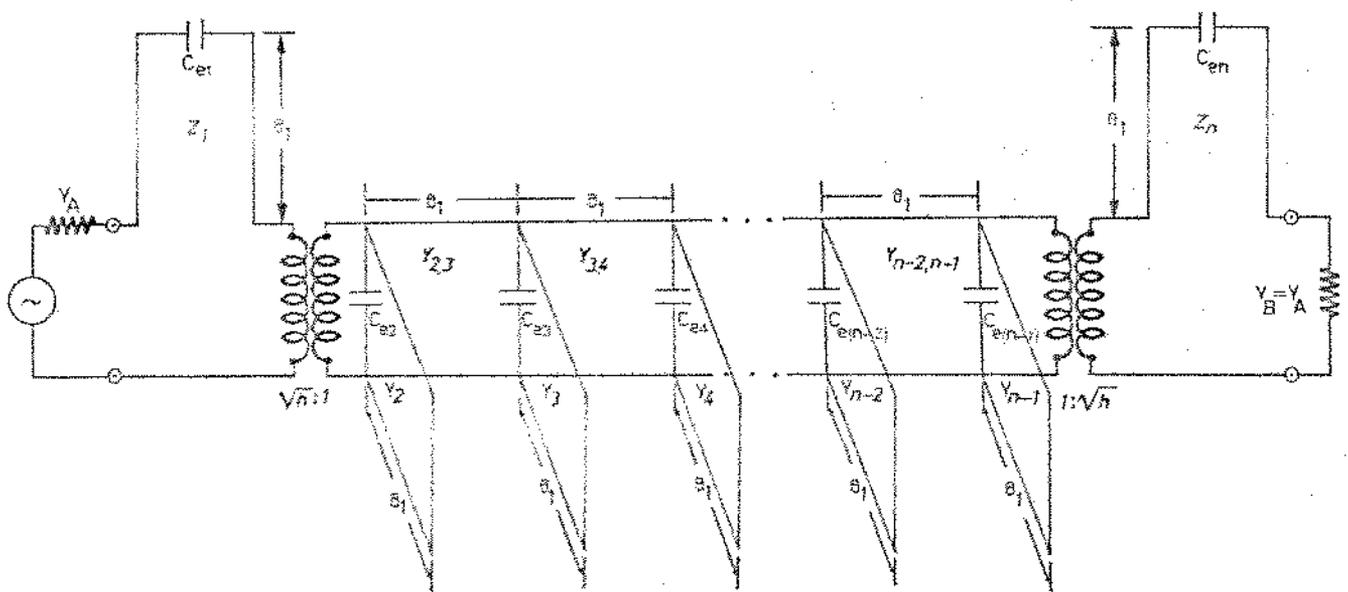


Figura (IV.5-4) - Circuito equivalente do filtro interdigital de faixa larga

Devido às várias aproximações realizadas no procedimento de projeto do filtro interdigital, as equações não são exatas, mas nos fornecem precisões suficientes para a maioria das aplicações práticas. Para o projeto de filtro de faixa-larga, essas equações⁽¹²⁾ foram reescritas na tabela (IV.5-1).

TABELA (IV.5-1)

- Seleção de um protótipo passa-baixa com o requerido valor de "n", representando o número de elementos reativos (número de linhas ressonantes no filtro passa-banda) e requerido valor de "ripple" (atenuação máxima dentro da banda-passante): A_M . Em outras palavras, determinação dos valores dos parâmetros do protótipo⁽²⁾ $g_1, g_2, g_3, \dots, g_n$

- Transformação conveniente ao filtro passa-banda:

$$w'/w_1' = (2/W) \cdot (w - w_0) / w_0$$

$$W = (w_2 - w_1) / w_0 \quad (IV-16)$$

$$w_0 = (w_1 + w_2) / 2$$

- Parâmetros do circuito equivalente (figura IV.5-1) usados na determinação das capacitâncias.

$$g_1 = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{w_1}{w_0} = \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \frac{W}{2}\right)$$

$$\frac{J_{k,k+1}}{Y_A} \Big|_{k=2 \text{ a } n-1} = \frac{g_2}{g_0 \sqrt{g_k \cdot g_{k+1}}}$$

$$\frac{J_{n-2,n-1}}{Y_A} = \frac{1}{g_0} \cdot \sqrt{\frac{g_2 \cdot g_0}{g_{n-2} \cdot g_{n+1}}}$$

$$N_{k,k+1} \Big|_{k=2 \text{ a } (n-2)} = \sqrt{\left(\frac{J_{k,k+1}}{Y_A}\right)^2 + \left(\frac{w_1' \cdot g_2 \cdot \tan \theta_1}{2 \cdot g_0}\right)^2}$$

(IV-19)

$$\frac{Z_1}{Z_A} = w_1' \cdot g_0 \cdot g_1 \cdot \tan \theta_1$$

$$\frac{Y_2}{Y_A} = \frac{w_1' \cdot g_2}{2 \cdot g_0} \tan \theta_1 + N_{2,3} - \frac{J_{2,3}}{Y_A}$$

$$\frac{Y_k}{Y_A} \Big|_{k=3 \text{ a } (n-2)} = N_{k-1,k} + N_{k,k+1} - \frac{J_{k-1,k}}{Y_A} - \frac{J_{k,k+1}}{Y_A}$$

$$\frac{Y_{n-1}}{Y_A} = \frac{w_1' (2 \cdot g_0 \cdot g_{n-1} - g_2 \cdot g_{n+1})}{2 \cdot g_0 \cdot g_{n+1}} \tan \theta_1 +$$

$$+ N_{n-2, n-1} - \frac{J_{n-2, n-1}}{Y_A} \quad \left. \vphantom{\frac{Y_{n-1}}{Y_A}} \right\} \text{(IV-20)}$$

$$\frac{Z_n}{Z_A} = w_1' \cdot g_n \cdot g_{n+1} \cdot \tan \theta_1$$

- Capacitâncias próprias normalizadas:

$$\frac{C_1}{\epsilon} = \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot Y_A \cdot \frac{(1 - \sqrt{h})}{(Z_1/Z_A)}$$

$$\frac{C_2}{\epsilon} = \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot Y_A \cdot h \cdot \left(\frac{Y_2}{Y_A}\right) - \sqrt{h} \left(\frac{C_1}{\epsilon}\right)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{C_k}{\epsilon} \Big|_{k=3 \text{ a } (n-2)} &= \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot Y_A \cdot h \cdot \left(\frac{Y_k}{Y_A} \right) \\ \frac{C_{n-1}}{\epsilon} &= \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot Y_A \cdot h \cdot \left(\frac{Y_{n-1}}{Y_A} \right) - \sqrt{h} \left(\frac{C_n}{\epsilon} \right) \\ \frac{C_n}{\epsilon} &= \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot Y_A \cdot \frac{(1 - \sqrt{h})}{(Z_n/Z_A)} \end{aligned} \right\} \text{(IV-21)}$$

onde "h" é o fator de escala de admitância, sem dimensão, cujo valor é escolhido para dar um nível de admitância conveniente dentro do filtro. Matthaei et al. sugerem que, num projeto de filtro de faixa-larga, "h" seja escolhido de tal modo que:

$$\left. \begin{aligned} 2 \cdot \frac{C_{k-1,k}}{\epsilon} + \frac{C_k}{\epsilon} + 2 \frac{C_{k,k+1}}{\epsilon} &= 5,86 \quad \text{(IV-22)} \\ &\left| \begin{array}{l} k=n/2, n=\text{par} \\ k=(n+1)/2, n=\text{ímpar} \end{array} \right. \end{aligned}$$

se o meio dielétrico for "ar". Esta expressão nos fornece para a linha central do filtro uma impedância característica no modo ímpar da ordem de 64,5 ohms.

- Capacitâncias mútuas normalizadas:

$$\left. \begin{aligned} \frac{C_{1,2}}{\epsilon} &= \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot Y_A \cdot \frac{\sqrt{h}}{(Z_1/Z_A)} \\ \frac{C_{k,k+1}}{\epsilon} \Big|_{k=2 \text{ a } (n-2)} &= \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot Y_A \cdot h \cdot \left(\frac{J_{k,k+1}}{Y_A} \right) \\ \frac{C_{n-1,n}}{\epsilon} &= \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot Y_A \cdot \frac{\sqrt{h}}{(Z_n/Z_A)} \end{aligned} \right\} \text{(IV-23)}$$

- Escolha conveniente dos valores de "t" e "b"
- Determinação dos espaçamentos entre as linhas ressonantes: " $s_{k,k+1}$ " por meio da figura (IV.5-5)⁽¹⁸⁾.
- Determinação das capacitâncias de "franja" C'_{fp}/ϵ pela figura (IV.5-5). As capacitâncias de "franja": C'_f/ϵ pela figura (IV.5-6)⁽¹⁸⁾.
- Com os valores dessas capacitâncias, a formula (IV-19) permite determinar os valores de largura das linhas quando : $(w_k/b) \cdot (1-t/b) \geq 0,35$. A formula (IV-20) deverá ser usada caso esta condição não seja satisfeita.

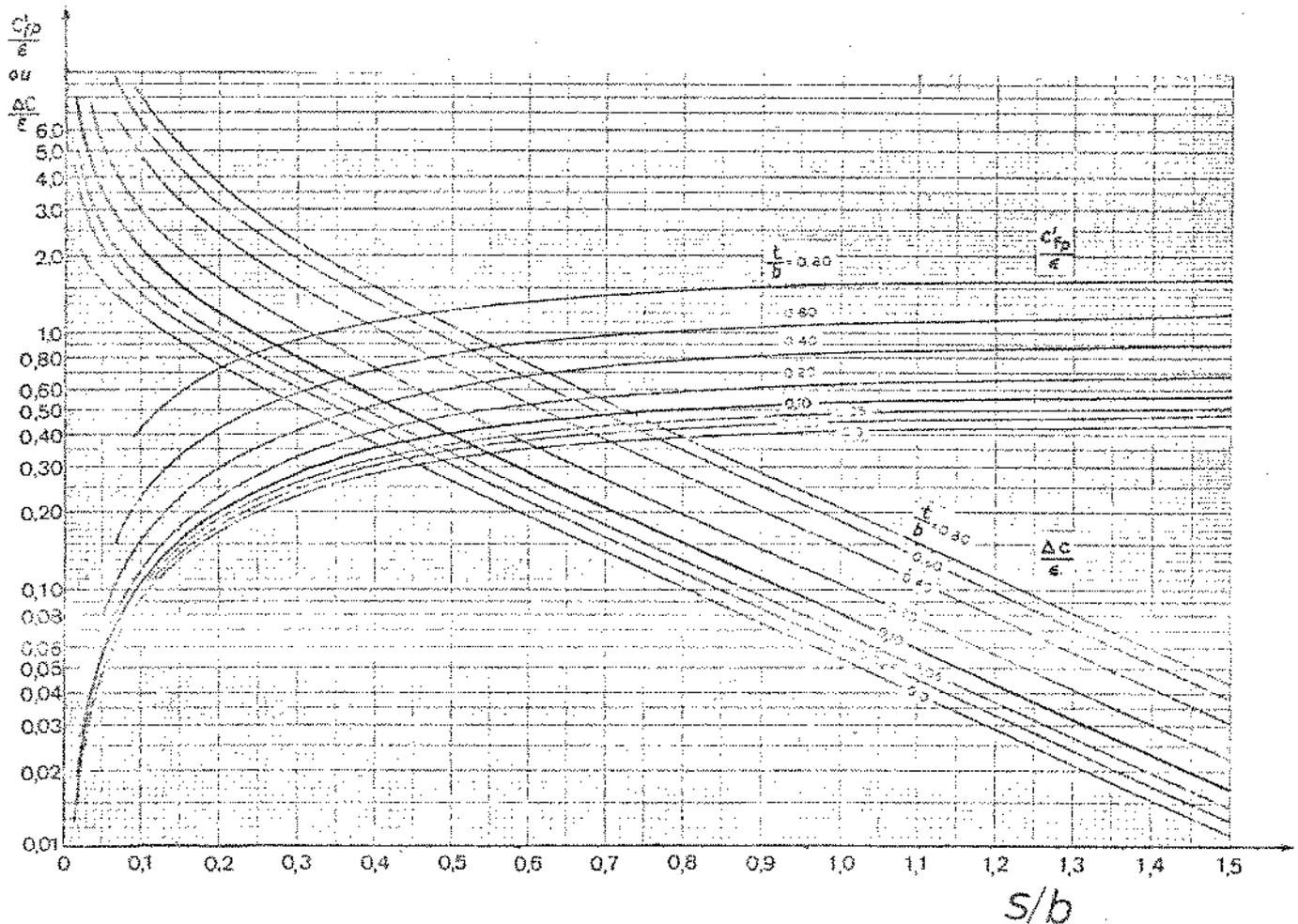


Figura (IV.5-5) - $C'_{fp}/\epsilon \times (s/b)$ e $\Delta C/\epsilon \times (s/b)$, em função de (t/b)

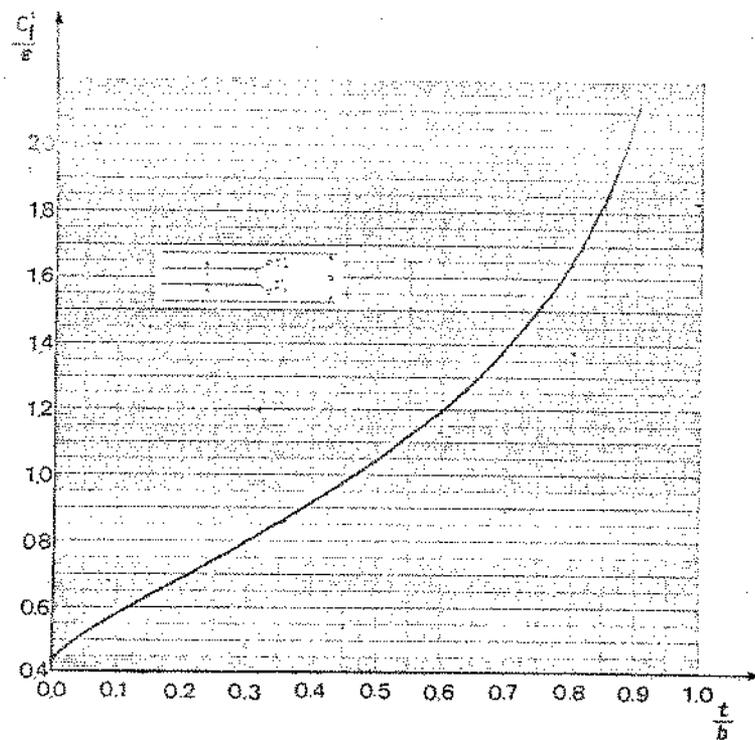


Figura (IV.5-6) - $C_f^i/e \times (t/b)$
 para uma linha retangular
 isolada.

CAPÍTULO V

FILTRO INTERDIGITAL PRÁTICO

V.1 - DETERMINAÇÃO TEÓRICA DA CARACTERÍSTICA DO FILTRO

Empregando a fórmula (II-3), pode-se obter uma expressão para a característica do filtro.

$$\text{Para : } f_0 \leq f \leq f_2$$

$$A(f) = 10 \cdot \log \left\{ 1 + \epsilon \cdot \cos^2 \left[n \cdot \cos^{-1} \frac{2}{W} \left(\frac{f}{f_0} - 1 \right) \right] \right\} \quad [V-1]$$

e para: $f \geq f_2$

$$A(f) = 10 \cdot \log_{10} \left\{ 1 + \epsilon \cdot \cosh^2 \left[n \cdot \cosh^{-1} \frac{2}{W} \cdot \right. \right.$$

$$\left. \left. \left(\frac{f}{f_0} - 1 \right) \right] \right\} \quad [V-2]$$

onde: $U = (f_2 - f_1) / f_0$ e $\epsilon = 10^{\frac{A_M}{10}} - 1$

A outra metade da característica, para $f < f_0$, é levantada por simetria. Este fato pode ser usado também na determinação das dimensões das linhas interdigitais e dos espaçamentos entre elas. Para as condições desejadas, isto é, para:

$$f_1 = 1,0 \text{ GHz}$$

$$\begin{aligned}
 f_2 &= 2,0 \text{ GHz} \\
 f_0 &= 1,5 \text{ GHz} \\
 A_M &= 0,10 \text{ dB} \quad (\epsilon \cong 0,0233) \\
 n &= 5 \text{ linhas ressonantes}
 \end{aligned}$$

a característica do filtro, ou seja, a atenuação em dB versus a frequência em GHz, - está ilustrada na figura (V.1-1). Nas condições desejadas, as fórmulas (V-1) e (V-2) são dadas por:

$$A(f) = 10 \cdot \log \left\{ 1 + 0,0233 \cdot \cos^2 \left[5 \cos^{-1} 3 \left(\frac{f}{1,5} - 1 \right) \right] \right\}$$

$$f_0 \leq f \leq f_2 \quad (V-3)$$

$$A(f) = 10 \cdot \log \left\{ 1 + 0,0233 \cdot \cosh^2 \left[5 \cosh^{-1} 3 \left(\frac{f}{1,5} - 1 \right) \right] \right\}$$

$$f \geq f_2 \quad (V-4)$$

V.2 - ESTUDO DAS DIMENSÕES VERSUS PARÂMETROS DO FILTRO

Nos projetos de filtros interdigitais de faixa-larga, algumas das dimensões tornam-se muito pequenas a tal ponto de dificultar a sua construção dentro de uma tolerância permissível para uma faixa de passagem especificada do projeto.

Antes de uma realização prática de um filtro, foi feito um estudo de suas dimensões em função de alguns parâmetros, com o objetivo de facilitar a sua realização.

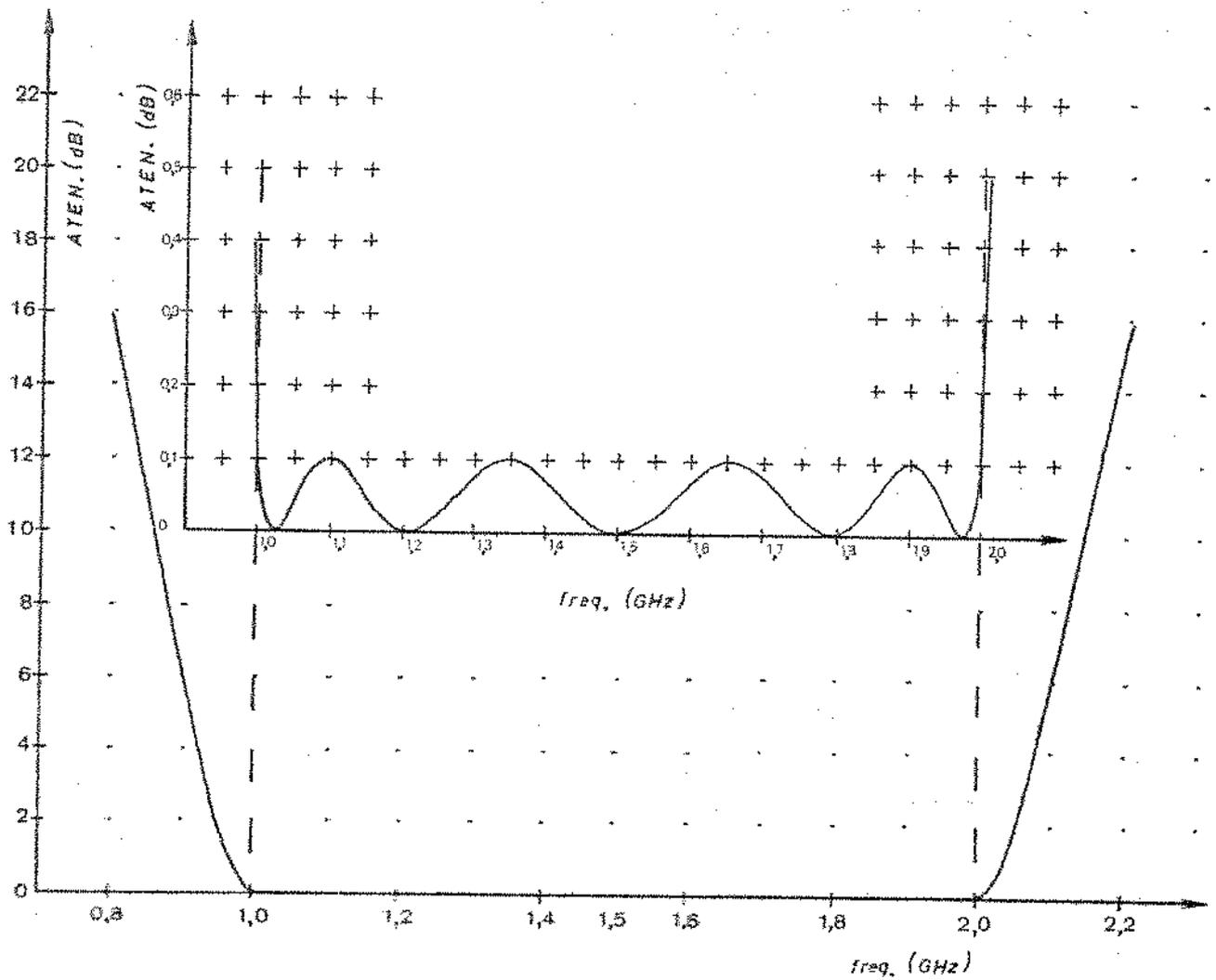


Figura (V.1-1) - Característica de atenuação (analítica) do filtro interdigital com 5 linhas ressonantes.

V.2-1 - Variação das Dimensões do Filtro com o Fator de Escala de Admitância: "h" ou Fator de mérito: "Q".

Segundo Matthaei et al.⁽¹²⁾, num filtro interdigital, o valor de "Q" - ótimo é aquele que fornece à linha ressonante central do filtro, uma impedância carac

terística no modo ímpar ($Z_{0(ic)}$) em torno de 76 ohms. Porém, nessa condição, a construção do filtro é praticamente irrealizável em linhas "strips" sem suportes dielétricos. Além disso, a hipótese feita no projeto de que o acoplamento entre as linhas não adjacentes é praticamente desprezível, passa a ter muito significado e como consequência, as equações de projeto são mais imprecisas.

Assim, na prática, é preferível obter uma mesma resposta do filtro em função dos valores de "Q's" menores às linhas ressonantes (uma perda ôhmica maior) ou das dimensões do filtro maiores e realizáveis do que realizar um filtro cujas dimensões requeiram grandes tolerâncias. Esse estudo foi feito em termos do fator de escala de admitância "h", cujo valor nos fornece um nível de admitância conveniente dentro do filtro. A tabela (V.2-1) mostra as dimensões do filtro em função do parâmetro "h".

Tabela (V.2-1) - Dimensões do filtro versus fator de escala de admitância

h	Q	$Z_{0(ic)}$ [ohms]	$w_1 = w_6$ [mm]	$s_{12} = s_{56}$ [mm]	$w_2 = w_5$ [mm]	$s_{23} = s_{45}$ [mm]	$w_3 = w_4$ [mm]	s_{34} [mm]
0,150	Q_1	74,3	6,96	4,53	1,39	7,80	2,15	8,07
0,162	$Q_2 < Q_1$	69,8	6,58	4,32	3,75	7,26	4,28	7,65
0,175	$Q_3 < Q_2$	54,2	5,39	4,14	4,98	6,60	5,42	6,90
$A_M = 0,10 \text{ dB}$				$W = 0,70$				
$n = 6$				$l/b = 0,10$		$b = 30 \text{ mm}$		
$Y_A = Y_B = 0,02 \text{ mhos}$								

Essa tabela mostra o inconveniente do projeto e a dificuldade de realização prática do filtro com $Z_{0(ic)}$ próximo de 76 ohms. Para um fator de escala de admitância maior, as dimensões tornam-se maiores e realizáveis, com tolerância menores.

V.2-2 - Variação das Dimensões do Filtro com o Número de Elementos Ressonantes

Para se obter a característica de atenuação do filtro (figura - III.0-1) são necessários, teoricamente, no mínimo 5 elementos ressonantes. A adição de um ou mais elementos ressonantes resulta em melhoria na resposta do filtro. Analiticamente não há um limite máximo de linhas porém, na prática, este limite é atingido quando, pela adição de mais uma linha ressonante, não resulta qualquer melhoria na característica de atenuação do filtro. Grande número de linhas ressonantes resulta num filtro de tamanho maior e conseqüentemente com maior perda por dissipação no filtro.

Tabela (V.2-2) - Dimensões do filtro versus número de linhas ressonantes

	k	1	2	3	4	5	6	7	8
$n = 5$	w_k [mm]	6,68	4,59	5,09	4,59	6,68			
	$s_{k,k+1}$ [mm]	3,99	6,54	6,54	3,99				
$n = 6$	w_k [mm]	6,39	4,98	5,42	5,42	4,98	6,39		
	$s_{k,k+1}$ [mm]	4,14	6,60	6,90	5,60	4,14			
$n = 7$	w_k [mm]	6,21	5,25	5,61	5,64	5,61	5,25	6,21	
	$s_{k,k+1}$ [mm]	4,20	6,60	7,02	7,02	6,60	4,20		
$n = 8$	w_k [mm]	6,12	5,40	5,77	5,78	5,78	5,77	5,40	6,12
	$s_{k,k+1}$ [mm]	4,23	6,65	6,95	7,14	6,95	6,65	4,23	
$A_M = 0,10$ dB					$W = 0,70$				
$h = 0,176$					$l/b = 0,10$		$b = 30$ mm		
$Y_A = Y_B = 0,92$ mhos									

A tabela (V.2-2) mostra que também podemos melhorar os valores - das dimensões do filtro aumentando o número de linhas ressonantes. Logicamente esta alternativa é útil desde que a perda ôhmica não torne excessiva. Deste modo, é possível construirmos o filtro para uma faixa de passagem especificada do projeto - com uma menor tolerância.

V.2-3 - Variação das Dimensões do Filtro com o "ripple" ou Ondulação na Banda Passante

A característica de fase do filtro interdigital é, em geral, de - valor secundário desde que ela seja praticamente linear dentro da banda passante. - Isto normalmente ocorre quando as ondulações são pequenas na banda. "Ripples" excessivos podem deteriorar a característica de fase podendo assim comprometer o uso do filtro em aplicações tais como em sistemas de comunicação onde variações bruscas de fase podem deteriorar o desempenho do sistema.

Na tabela (V.2-3) estão mostrados os valores das linhas ressonantes e dos espaçamentos entre elas em função das ondulações dentro da banda. Para - "ripples" menores são exigidas maiores tolerâncias às dimensões na construção do filtro para uma dada faixa de passagem. Em geral é aumentado o número de elementos-ressonantes para se construir o filtro com "ripples" menores.

V.2-4 - Variação das Dimensões do Filtro com o "Fractional Bandwidth"

Assim como é difícil obter valores de "ripples" menores, também é difícil realizar o filtro de faixa-larga ou "fractional bandwidth" maiores devido às altas tolerâncias requeridas. A tabela (V.2-4) mostra sensível diminuição nas larguras das linhas adjacentes às linhas terminais e dos espaçamentos entre - elas.

As tabelas (V.2-3) e (V.2-4) indicam que as equações de projeto a apresentadas na tabela (IV.5-1) serão menos precisas nos projetos de filtros de pequenas ondulações dentro da banda passante e faixa muito largas.

Tabela (V.2-3) - Dimensões do filtro versus "ripple" na banda passante

A_M [dB]	$w_1 = w_6$ [mm]	$s_{12} = s_{56}$ [mm]	$w_2 = w_5$ [mm]	$s_{23} = s_{45}$ [mm]	$w_3 = w_4$ [mm]	s_{34} [mm]
0,01	14,22	2,76	0,82	6,00	4,98	6,78
0,10	6,39	4,14	4,98	6,60	5,42	6,90
0,20	4,26	4,92	5,07	6,93	5,60	7,20
$n = 6$			$W = 0,70$			
$h = 0,175$			$l/b = 0,10$		$b = 30 \text{ mm}$	
$Y_A = Y_B = 0,02 \text{ mhos}$						

Tabela (V.2-4) - Dimensões do filtro versus "fractional bandwidth"

W	$w_1 = w_6$ [mm]	$s_{12} = s_{56}$ [mm]	$w_2 = w_5$ [mm]	$s_{23} = s_{45}$ [mm]	$w_3 = w_4$ [mm]	s_{34} [mm]
0,60	3,87	5,10	8,76	6,60	8,35	6,90
0,70	6,39	4,14	4,98	6,60	5,42	6,90
0,80	3,97	3,60	1,83	6,60	3,80	6,90
$A_M = 0,10 \text{ dB}$			$n = 6$			
$h = 0,175$			$l/b = 0,10$		$b = 30 \text{ mm}$	
$Y_A = Y_B = 0,02 \text{ mhos}$						

V.2-5 - Variacão das Dimensões do Filtro com a Relaco (t/b)

O filtro interdigital também  caracterizado pela sua estrutura compacta e seu tamanho pequeno. A tabela (V.2-5) mostra a conveniência por uma escolha adequada da relao (t/b). As linhas ressonantes com a mesma espessura "t" devem ter uma certa rigidez tal que dispensem o emprego de suportes dielétricos e permitam um alinhamento perfeito das linhas centradas entre os planos "terra" superior e inferior. O espaçamento entre estes planos terra "b" deve ter um valor que resulte num filtro de pequeno porte. Nessa tabela, nota-se que para uma relao (t/b) pequena teremos um filtro relativamente volumoso. Por outro lado, para uma relao (t/b) maior torna-se difícil a sua construo devido às pequenas dimensões do filtro. Nesse caso, a relao (t/b) = 0,10  a mais apropriada ao projeto do filtro interdigital.

Tabela (V.2-5) - Dimensões do filtro versus relao (t/b)

t/b	b {mm}	$w_1 = w_6$ {mm}	$s_{12} = s_{56}$ {mm}	$w_2 = w_5$ {mm}	$s_{23} = s_{45}$ {mm}	$w_3 = w_4$ {mm}	s_{34} {mm}
0,05	60	15,97	5,94	12,52	10,50	13,62	11,10
0,10	30	6,39	4,14	4,98	6,50	5,42	6,90
0,20	15	1,82	2,97	1,27	4,35	1,35	4,50
$A_M = 0,10 \text{ dB}$				$n = 6$			
$w = 0,70$				$h = 0,176$			
$Y_A = Y_B = 0,02 \text{ mhos}$							

É comum observar nos dispositivos de microondas, uma impedância de entrada ou de saída de 50 ohms. Isto é apenas por questão de conveniência pois os equipamentos de medidas nas frequências de microondas são de 50 ohms. Entretanto é possível num projeto de filtro, que as impedâncias das linhas ressonantes adquiram valores extremamente altas. Neste caso, o nível de impedância pode ser diminuído usando-se valores menores de Z_A e Z_B ⁽²⁴⁾. Posteriormente, para se obter uma impedância de 50 ohms, irá ser necessário o uso de um estágio transformador de impedância.

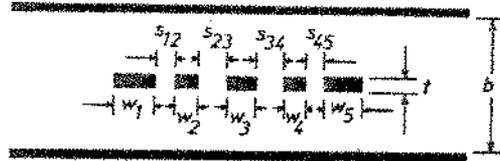
V.3 - FILTRO INTERDIGITAL COM 5 LINHAS RESSONANTES

Usando-se o procedimento descrito na tabela (IV.5-1) um filtro passa-banda de faixa larga foi projetado e construído com as seguintes características:

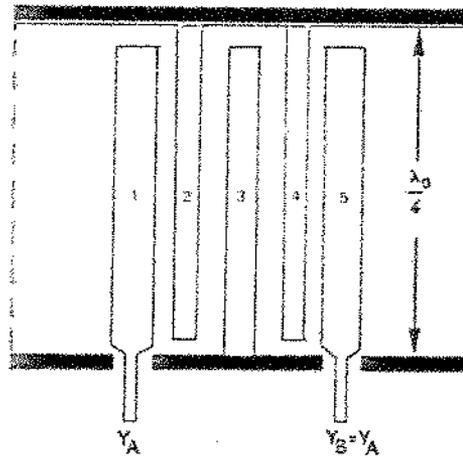
- faixa de passagem $(f_2 - f_1) = 1,0$ GHz
- frequência central da banda passante: $f_0 = 1,5$ GHz
- ondulação ou "ripple" na banda: $A_M = 0,10$ dB
- fator de escala de admitância: $h = 0,176$
- número de linhas ressonantes: $n = 5$
- impedância de entrada = impedância de saída: $Z_A = Z_B = 50$ ohms
- relação $(t/b) = 0,10$, ($t = 1,5$ mm e $b = 15$ mm).

As dimensões resultantes do filtro estão mostrados na tabela (V.3-1) e o filtro interdigital com 5 linhas ressonantes ilustrado nas figuras (V.3-1a) e (V.3-1b).

Este filtro interdigital, teoricamente, deveria fornecer uma característica de atenuação mostrada na figura (V.1-1), entretanto, as equações de projeto utilizadas na obtenção de suas dimensões resultam de várias aproximações e a res-



(a) Corte transversal



(b) Corte longitudinal

Figura (V.3-1) - Filtro interdigital passa-banda com 5 linhas

Tabela (V.3-1) - Dimensões do filtro na figura (V.3-1)

$w_1 = w_5$ [mm]	$s_{12} = s_{45}$ [mm]	$w_2 = w_4$ [mm]	$s_{23} = s_{34}$ [mm]	w_3 [mm]
2,88	2,18	2,87	3,24	2,99
$A_M = 0,10 \text{ dB}$		$W = 1,0 / 1,5$		
$n = 5$		$l/b = 0,10$, $b = 15 \text{ mm}$		
$h = 0,176$		ou $Z_{0101} = 60 \text{ ohms}$		
$Y_A = Y_B = 0,02 \text{ mhos}$				

posta que se obtêm, na prática, é distorcida. Esta distorção consiste numa contração da banda passante, aumento de atenuação dentro da banda, deslocamento da banda para uma faixa de frequência inferior e modificação de comportamento na banda passante devido ao fato das linhas ressonantes terem valores de "Q's" finitos (Figura V.3-2).

V.4 - FILTRO INTERDIGITAL COM (9) LINHAS RESSONANTES

Um segundo filtro foi projetado, já prevendo as distorções observa -

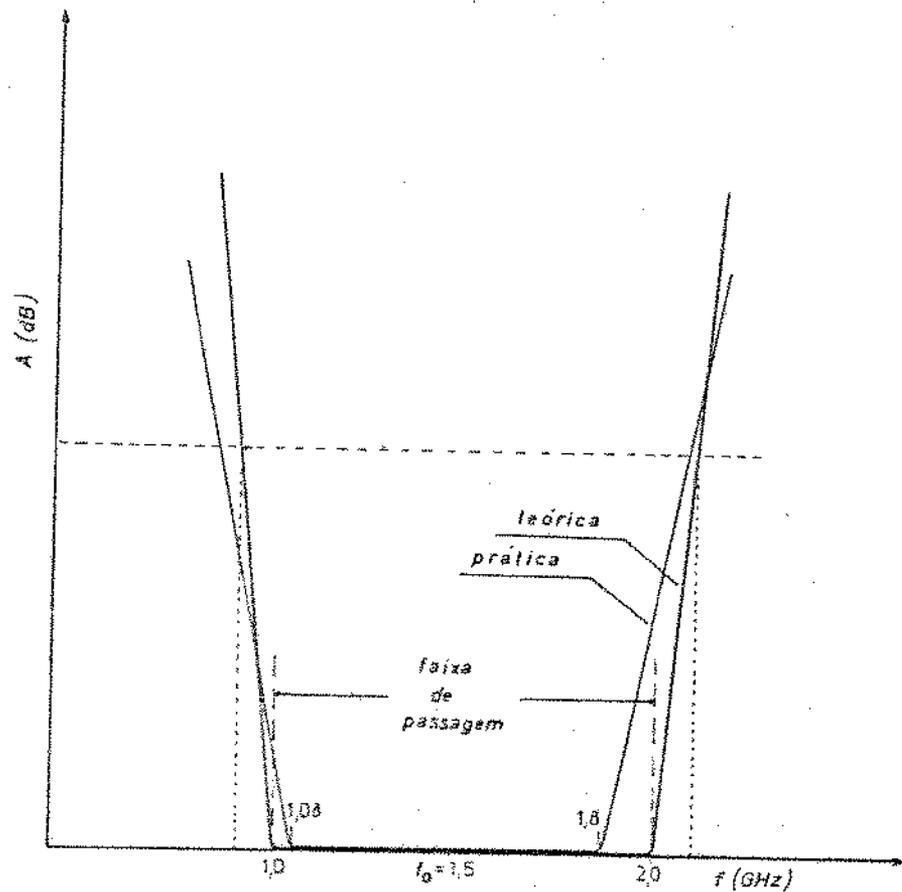
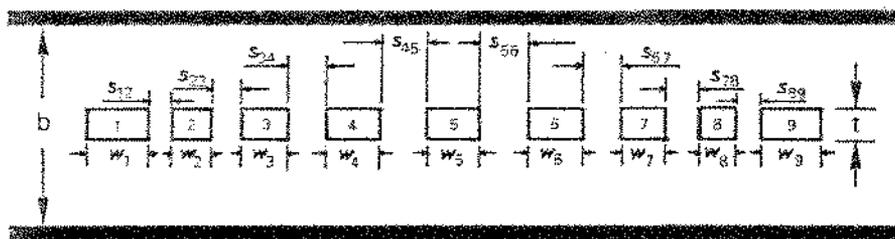


Figura (V.3-2) - Característica do filtro: $A(\text{dB}) \times f(\text{GHz})$

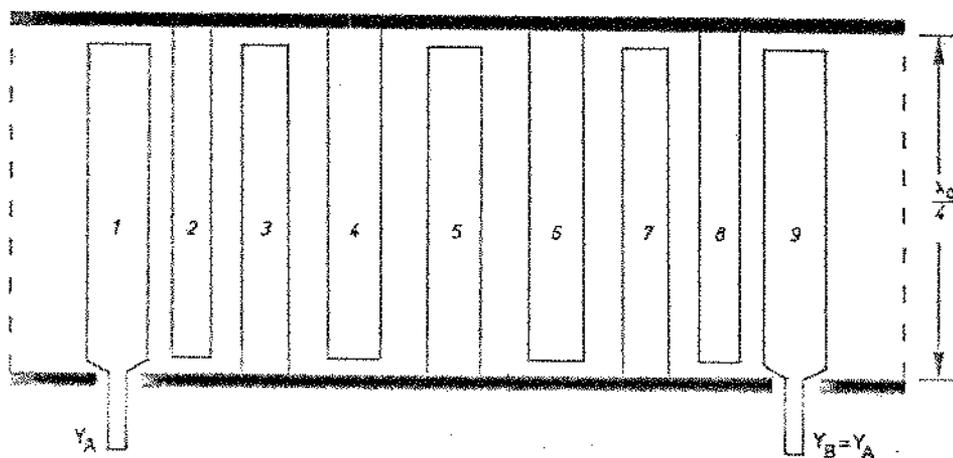
das na característica mostrada na figura (V.3-2). Devido à contração da banda passante, foi tomada uma faixa de passagem de 1,20 GHz. Em consequência do deslocamento da banda, a frequência central da banda foi elevada para 1,65 GHz. Foi escolhida a ondulação (ripple) dentro da banda de 0,01 dB de modo que a atenuação máxima não exceda 0,10 dB. Foram seleccionadas um fator de escala de admitância: $h = 0,181$ - ($Z_0(\text{ic}) = 64$ ohms) e nove (9) linhas ressonantes.

O filtro resultante está ilustrado nas figuras (V.4-1a) e (V.4-1b) e as suas dimensões apresentadas na tabela (V.4-1).

As medidas iniciais mostraram a banda-passante deslocada para uma frequência maior e "ripples" excessivos nos extremos da banda. Talvez se no projeto



(a) Corte transversal



(b) Corte longitudinal

Figura (V.4.1) - Filtro interdigital com 9 linhas ressonantes

Tabela (V.4-1) - Dimensões do filtro na figura (V.4-1)

k	1	2	3	4	5	6	7	8	9
w_k [mm]	6,94	1,47	2,71	2,68	2,67	2,68	2,71	1,47	6,94
$s_{k,k+1}$ [mm]	1,10	2,78	3,07	3,22	3,22	3,07	2,78	1,10	
$A_M = 0,01$ dB					$n = 9$				
$h = 0,181$					$w = 1,20/1,65$				
$Y_A = Y_B = 0,02$ mhos					$Z_{o(jc)} = 64$ ohms				
$\frac{1}{2} = 0,10$					$b = 15$ mm				

se tivesse escolhido a frequência central de 1,60 GHz, a banda passante resultasse centrada em 1,50 GHz. A banda do filtro construído foi centralizada em 1,50 GHz - por meio da diminuição do espaçamento (ou aumento da capacitância) entre a extremidade livre da linha ressonante e o plano "terra" lateral, por meio de parafusos de sintonia (Figura V.4-2). Os "ripples" foram parcialmente eliminados após ajustes - mais cuidadosos entre a 1a. e 2a. linha e entre a 8a. e 9a. linha.

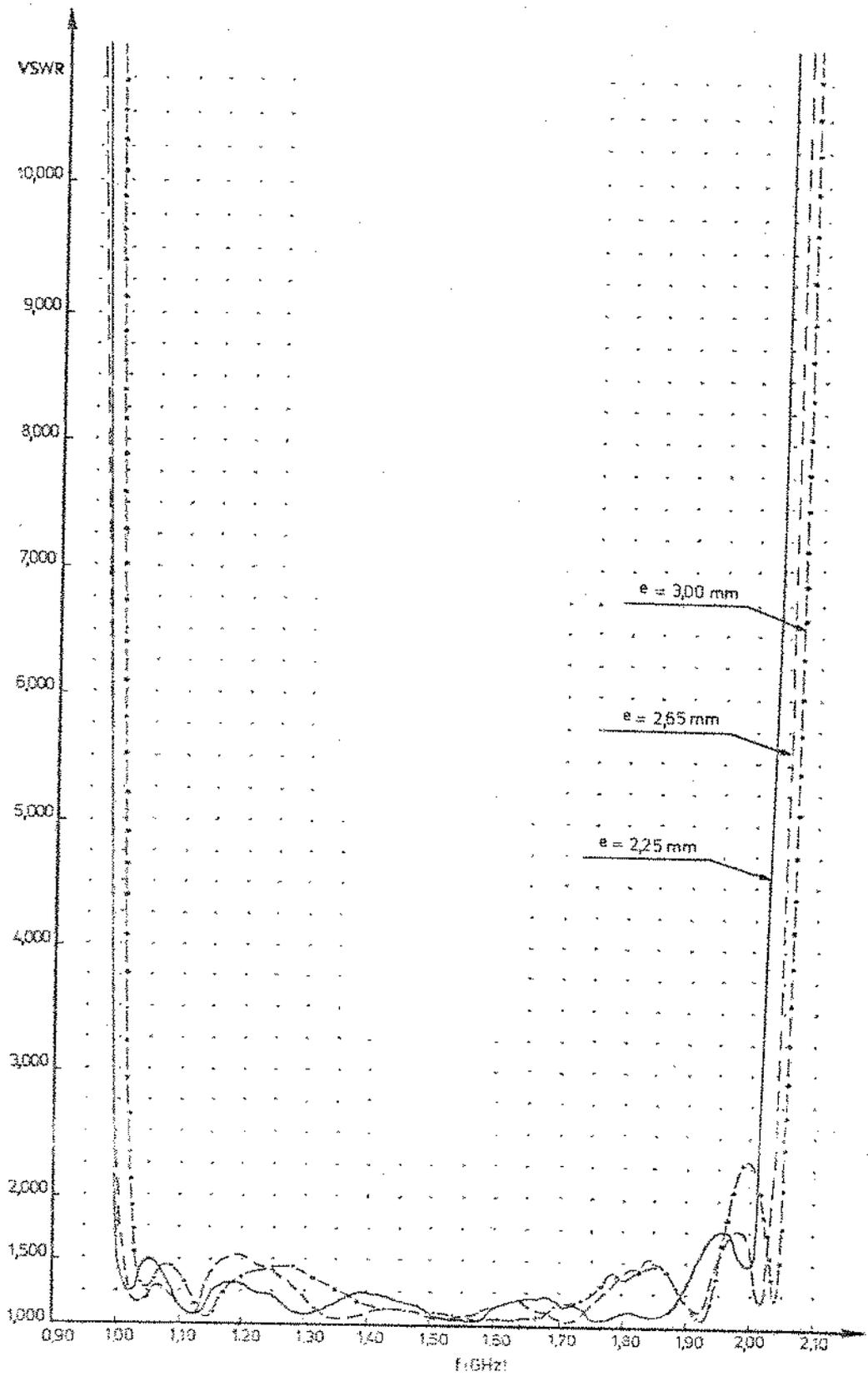


Figura (V.4-2) - Resultados iniciais do filtro na figura (V.4-1) para 3 valores de espaçamento "e" na figura (IV.5-3).

Novos ajustes nos espaçamentos " s_{12} " e " s_{89} " foram feitos e os resultados estão mostrados na tabela (V.4-2) e nas figuras (V.4-3) em termos de VSWR e (V.4-4) em termos de atenuação (dB).

A atenuação no filtro significa a perda devido às reflexões e foi calculado usando a relação:

$$\text{Atenuação (dB)} = A \text{ (dB)} = 10 \cdot \log \left(\frac{1}{1 - |R|^2} \right)$$

onde, $|R|$ representa a magnitude do coeficiente de reflexão, dado por:

$$|R| = \frac{1 - \text{VSWR}}{1 + \text{VSWR}}$$

Tabela (V.4-2) - Resposta do filtro em VSWR e Atenuação (dB), nas portas (1) e (2) versus frequência (GHz).

Frequência [GHz]	VSWR:1	VSWR:2	$A_{dB} [1]$	$A_{dB} [2]$
0,90	20,50	53,0	7,34	11,12
1,00	1,64	2,10	0,26	0,57
1,10	1,04	1,12	0,006	0,014
1,20	1,15	1,30	0,022	0,075
1,30	1,09	1,02	0,008	0,0004
1,40	1,29	1,21	0,068	0,039
1,50	1,22	1,12	0,044	0,014
1,60	1,16	1,16	0,023	0,023
1,70	1,29	1,14	0,068	0,018
1,80	1,22	1,21	0,044	0,039
1,90	1,26	1,17	0,058	0,025
2,00	1,82	1,58	0,37	0,22
2,10	12,8	22,0	5,57	7,61

Pela tabela (V.4-2) nota-se a falta de simetria na característica do filtro. Isto ⁽¹⁾ pode ser o resultado de um pequeno desalinhamento das linhas, ⁽²⁾ pode ser a consequência das linhas não estarem num mesmo plano entre os planos "terra" superior e inferior, ou ainda, ⁽³⁾ pode ser devido a uma pequena - imprecisão nos valores das dimensões.

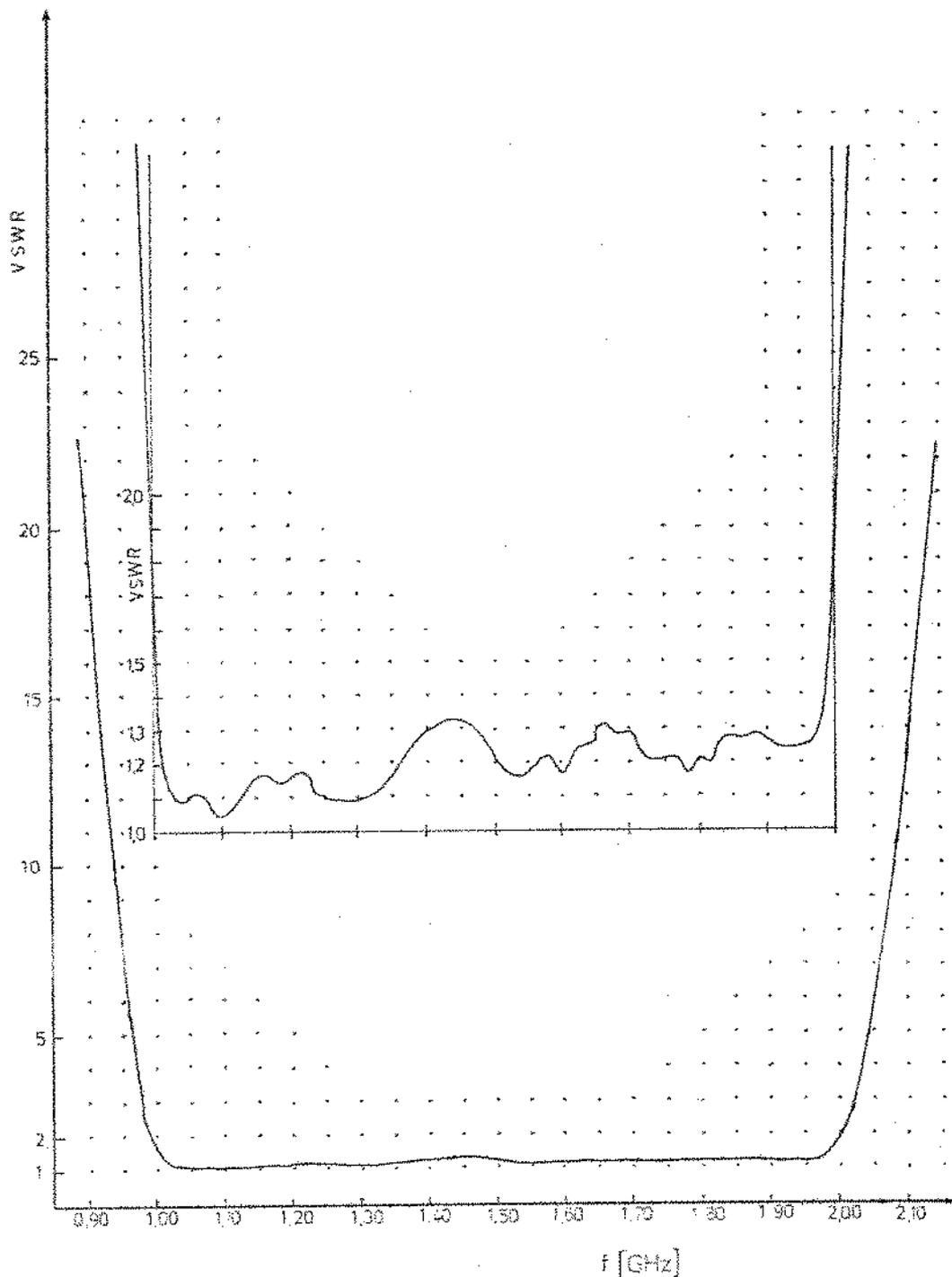


Figura (V.4-3) - Resposta do filtro na porta (1):
VSWR versus frequência (GHz)

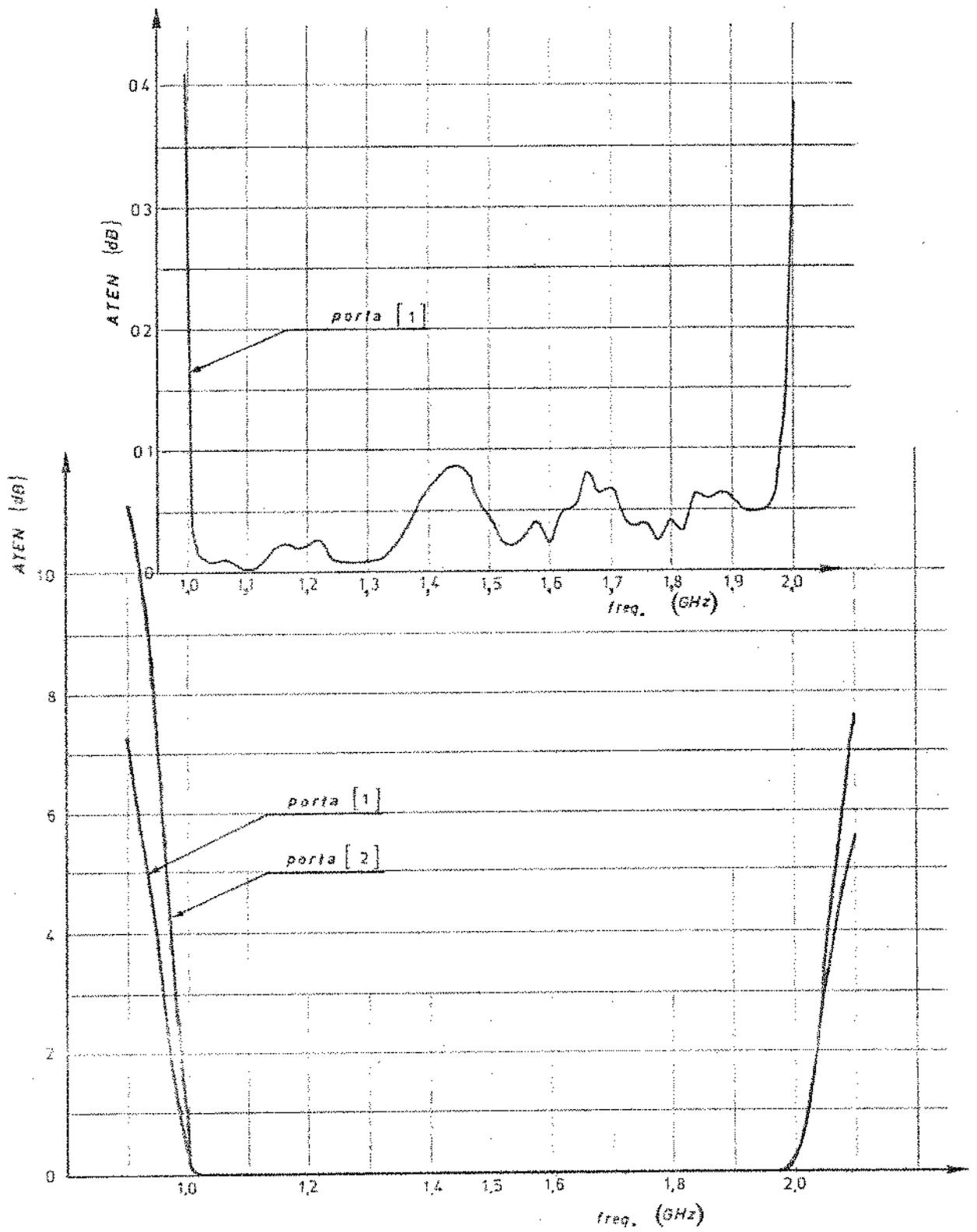


Figura (V.4-4) - Resposta do filtro: Atenuação (dB) versus f(GHz)

A característica "perda por inserção" do filtro resultante está mostrada na figura (V.4-5). Vários pontos nesta curva são pouco confiáveis visto que em outras medidas de fase tem apresentado valores diferentes. A perda por inserção representa a atenuação em dB acrescida de perda ôhmica no filtro.

A característica "perda por inserção" foi determinada pela relação:

$$\text{Perda por Inserção (dB)} = 10 \cdot \log \left[\frac{\text{Potência na entrada}}{\text{Potência na saída}} \right]$$

No próximo capítulo, são apresentadas algumas conclusões baseadas nos resultados obtidos neste e nos capítulos precedentes.

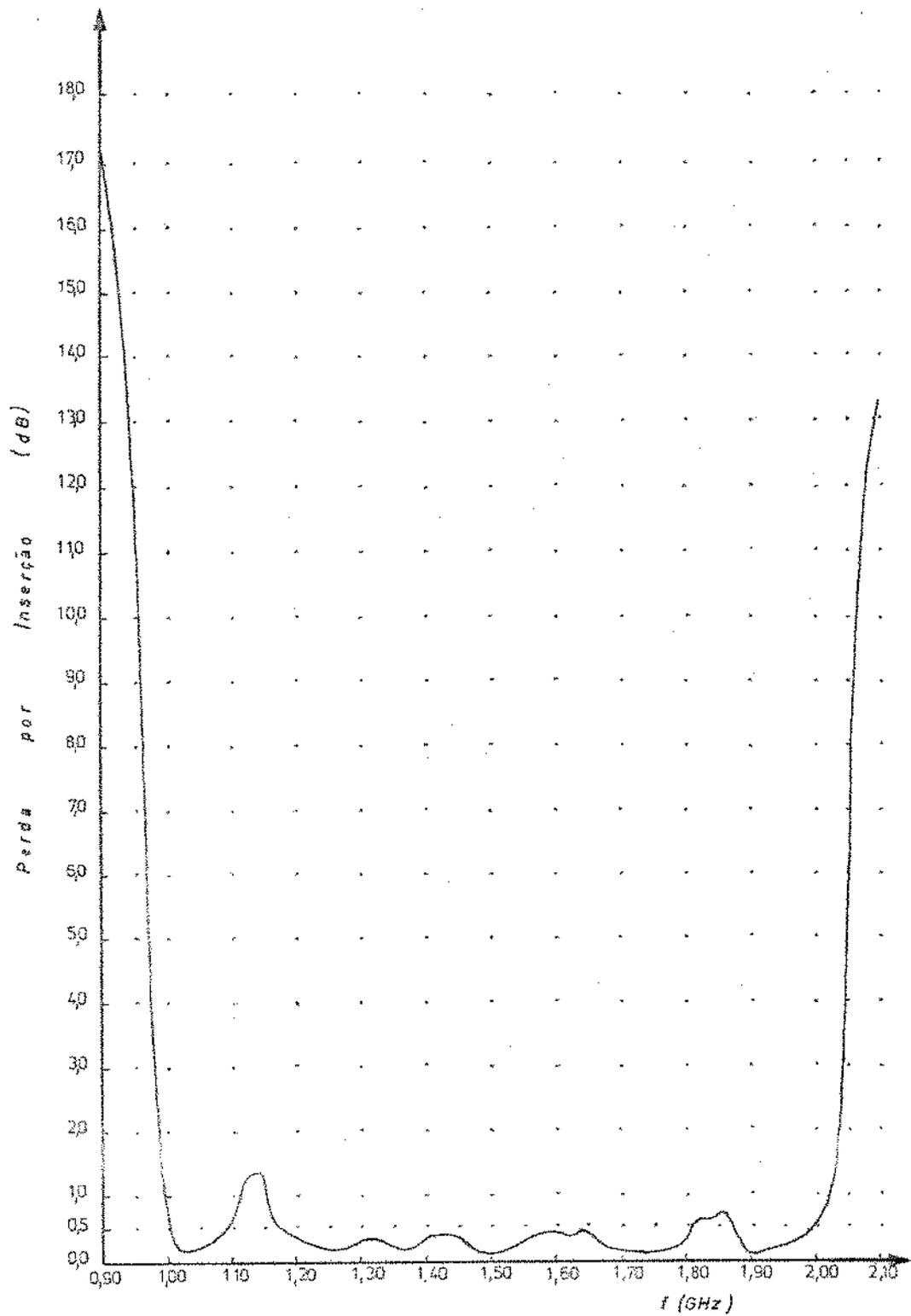


Figura (V.4-5) - Resposta característica do filtro:
Perda por inserção (dB) versus f(GHz)

CAPÍTULO VI

CONCLUSÕES

Em projetos de filtros onde se emprega o método aproximado, as respostas características de atenuação obtidas não coincidem exatamente com aquelas calculadas. Quando se trata de filtro passa-banda de faixa-larga, as equações de projeto, que resultam de várias aproximações, tornam-se menos precisas e as diferenças entre os resultados práticos e teóricos podem ser mais acentuadas. Estas diferenças resultam principalmente devido ao fato dos efeitos de acoplamento entre as linhas ressonantes, não adjacentes, terem sido desprezados no procedimento de projeto. Para se confirmar isto, basta que se observe que nos filtros interdigitais de banda-larga, tanto as larguras das linhas ressonantes quanto os espaçamentos entre elas tornam-se estreitos. Por outro lado, isto irá também requerer maiores tolerâncias mecânicas com relação às dimensões do filtro para uma dada faixa de passagem estabelecida no projeto do filtro.

A característica de atenuação em dB versus frequência em GHz apresentada na figura (V.4-4) apresenta-se razoavelmente satisfatória, e se encontra dentro das previsões feitas no projeto. Convém notar que a resposta depende sensivelmente das tolerâncias usadas na construção do filtro.

Na realização do filtro, o acoplamento das linhas terminais com as linhas adjacentes é um parâmetro muito crítico. Por este motivo, é recomendável o emprego de suportes dielétricos às linhas terminais para a sua fixação. Um pequeno desalinhamento pode causar ondulações na característica de atenuação de grandes proporções, principalmente nos extremos da banda-passante.

Do ponto de vista de projeto, os valores finitos dos Q's das linhas ressonantes contribuem às perdas por dissipação apresentadas pelo filtro. Sem dúvida, o contato elétrico imperfeito entre as diversas partes constituintes do "plano terra" e o uso de conectores inadequados (BNC) contribuíram nas frequências mais altas, com o aumento das perdas e, portanto, com a maior perda por inserção observada - figura (V.4-5).

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- (1) - J. E. Ripper Fº - Sistema de Comunicação por Laser - Campinas, S.P.: Instituto de Física-Gleb Watashin, UNICAMP, 1974 - pág. 70 .
- (2) - G. L. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones - Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures - New York: McGraw-Hill, 1964 - pág. 83 a 104 .
- (3) - W. H. Chen - Linear Network Design and Synthesis - New York: McGraw-Hill 1964 - pág. 251 a 269 .
- (4) - Matthaei et al. - pág. 149 a 155 .
- (5) - L. Young - Parallel Coupled Lines and Directional Couplers - Dehham, Massachusetts : Artech House, 1972 - pág. 27 a 36 .
- (6) - A. Matsumoto - Microwave Filters and Circuits - Advances in Microwaves , New York : Academic Press, 1970 - pág. 125 .
- (7) - Matthaei et al. - pág. 438 a 440 .
- (8) - Matthaei et al. - pág. 616 .
- (9) - S. B. Cohn - "Parallel Coupled Transmission Line Resonator Filters" - IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.MTT-6 , Nº 2 , April 1958 - pág. 223 a 231 .
- (10) - Matthaei et al. - pág. 472 a 476 .
- (11) - Matthaei et al. - pág. 497 a 506 .
- (12) - Matthaei et al. - pág. 614 a 632 .
- (13) - R. J. Wenzel - "Exact Theory of Interdigital Band-Pass Filters and Related Coupled Structures" - IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.MTT-13, Nº 5, September 1965 - pág. 559 a 575 .
- (14) - E. G. Cristal - "New Design Equation for a Class of Microwave Filters"- IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.MTT-19 , Nº 5 , May 1971 - pág. 486 a 490 .

- (15) - E. G. Cristal & S. Frankel - "Hairpin-Line and Hybrid Hairpin-Line/Half Wave Parallel Coupled Line Filters" - IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.MTT-20 , N° 11 , November 1972 , p̄ag. 719 a 728 .
- (16) - Matthaei et al. - p̄ag. 421 a 427 .
- (17) - Matthaei et al. - p̄ag. 446
- (18) - W. J. Getsinger - "Coupled Rectangular Bars between Parallel Plates" - IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, PGMTT-10, January 1962 - p̄ag. 65 a 72 .
- (19) - Matthaei et al. - p̄ag. 187 a 197 .
- (20) - Matthaei et al. - p̄ag. 642 a 647 .
- (21) - Matthaei et al. - p̄ag. 226 .
- (22) - Matthaei et al. - p̄ag. 144 a 149 .
- (23) - Matthaei et al. - p̄ag. 580 a 592 .
- (24) - R. C. Ohlmann, W. Dulshaw, K. K. Chow, H. V. Hance, W. B. Leonard and J. Kannelaud - High Efficiency, Single Frequency Laser and Modulator Study - Palo Alto, California : Lockheed Missiles and Space Company , September 1971 - p̄ag. 3-2 a 3-11 .