

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA DE CAMPINAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DESENVOLVIMENTO DE PROGRAMAS DE AUXÍLIO NA IMPLEMENTAÇÃO DE FILTROS
PASSA-FAIXA E REJEITA-FAIXA, UTILIZANDO GUIAS DE ONDA

José Egas Faria Sobrinho

Orientador: Prof. Dr. Rui Fragassi Souza

Tese de mestrado apresentada à Faculdade
de Engenharia da Universidade Estadual de
Campinas - UNICAMP

- Setembro 1983 -

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

AGRADECIMENTOS

Agradeço sinceramente:

- Ao Prof. Dr. Rui Fragassi Souza, pela orientação, pelo estímulo e confiança em mim depositada.
- À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) pelo apoio financeiro.
- Ao Centro de Pesquisa e Desenvolvimento (CPqD) da Telebrás pela utilização de seus laboratórios e computadores.
- Ao Laboratório de Eletrônica e Dispositivos (LED) pela utilização de seus laboratórios.
- Ao Centro de Computação da Universidade Estadual de Campinas (CCUEC) pela utilização do computador e terminais.
- À todos, que diretamente ou não, colaboraram para o bom desenvolvimento deste trabalho.

DEDICATÓRIA

Aos meus pais, irmãos e sobrinhos, pelos incentivos, apoio e dedicação.

SUMÁRIO

Este trabalho trata do estudo e desenvolvimento de algoritmos para auxiliar na implementação de filtros passa-faixa e rejeita-faixa, utilizando guias de onda de perfil retangular. Foram feitas várias simulações das atenuações em função da frequência para se estudar o comportamento das características de Butterworth e Tchebysheff ante a variação de seus principais parâmetros. Foi também implementado um filtro passa-faixa, para operar na banda-X, utilizando o obstáculo indutivo tipo Janela Assimétrica, com o intuito de testar algumas simulações.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1	- INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO 2	- FILTRO PASSA-BAIXA	
2.1	- INTRODUÇÃO	4
2.2	- FILTROS PROTÓTIPOS PASSA-BAIXA	
(a)	BUTTERWORTH	7
(b)	TCHEBYSHEFF	11
2.3	- PROJETO EXEMPLO	19
CAPÍTULO 3	- FILTRO PASSA-FAIXA	
3.1	- INTRODUÇÃO	21
3.2	- TRANSFORMAÇÃO DE FREQUÊNCIAS	21
3.3	- RELAÇÕES ENTRE OS FILTROS PASSA-BAIXA E PASSA-FAIXA	32
3.4	- INVERSORES DE IMPEDÂNCIA	32
3.5	- ACOPLAMENTO POR REATÂNCIAS INDUTIVAS	34
3.6	- ESTRUTURAS PASSIVAS INDUTIVAS	38
(a)	JANELA SIMÉTRICA	39
(b)	JANELA ASSIMÉTRICA	42
(c)	OBSTÁCULO SIMÉTRICO	44
3.7	- PROJETO EXEMPLO	44
CAPÍTULO 4	- FILTRO REJEITA-FAIXA	
4.1	- INTRODUÇÃO	56
4.2	- TRANSFORMAÇÃO DE FREQUÊNCIAS	56
4.3	- RELAÇÕES ENTRE OS FILTROS PASSA-BAIXA E REJEITA-FAIXA	66

4.4	-	INVERSORES DE IMPEDÂNCIA E ADMITÂNCIA	68
4.5	-	CIRCUITOS RESSONANTES REJEITA-FAIXA PARA FILTROS DE FAIXA ESTREITA	71
4.6	-	PARÂMETROS DE UM FILTRO REJEITA-FAIXA EM GUIA DE ONDA	74
4.7	-	PROJETO EXEMPLO	78
CAPÍTULO 5	-	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	
5.1	-	INTRODUÇÃO	84
5.2	-	MODELO IMPLEMENTADO	84
5.3	-	DISCUSSÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS	86
CAPÍTULO 6	-	CONCLUSÕES	90
BIBLIOGRAFIA			91

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

O objetivo deste trabalho é apresentar uma forma sistemática de projeto de filtros de microonda, do tipo passa-faixa e rejeita-faixa, utilizando programas de computador (PAC) escritos em linguagem FORTRAN-10. Estes programas foram desenvolvidos especificamente para a implementação de tais filtros utilizando guias de onda retangulares que são os mais utilizados na prática, com a possibilidade de alteração do programa para guias com outras seções transversais, devido à estruturação modular do mesmo.

Os guias de onda são elementos que transportam energia eletromagnética com baixas perdas na faixa de microondas. Em princípio tais estruturas podem propagar um número infinito de tipos distintos de ondas eletromagnéticas, chamados modos. Cada modo possui uma configuração própria de campo elétrico e magnético, além de uma frequência crítica, chamada frequência de corte, abaixo da qual não há propagação de sua energia no guia.

A frequência de corte para cada modo é determinada pelas dimensões transversais do guia. Um dado guia de onda é normalmente utilizado em uma faixa de frequências onde propaga-se somente o modo com a menor frequência de corte (modo dominante).

Em geral há dois tipos de modos: o modo "transversal elétrico" (TE) e o modo "transversal magnético" (TM). O modo TE tem um campo elétrico sempre normal à direção de propagação (eixo do guia). Caso análogo é válido para o modo TM com relação ao campo magnético.

Os vários tipos de modos em guias retangulares são caracterizados por índices, TE_{mn} ou TM_{mn} , onde m e n denotam o número de variações de meio comprimento de onda do campo elétrico ou magnético nas direções transversais x e y , respectivamente (Fig. 1.1). O campo elétrico do

modo dominante (TE_{10}), que será utilizado nos projetos, é máximo no meio do guia e é nulo nas paredes, possuindo apenas a componente na direção "y".

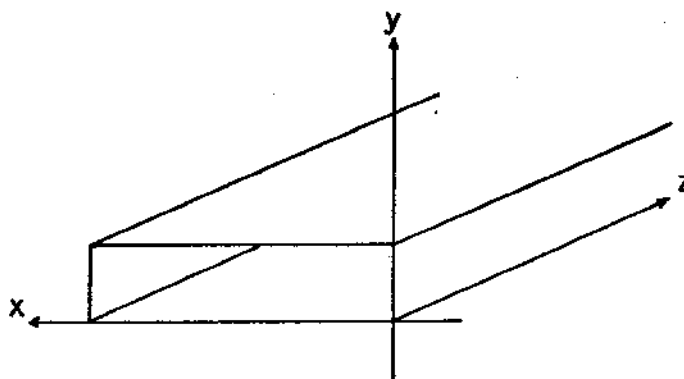


Fig. 1.1 - Sistema de referência para um guia de onda retangular.

Os filtros de microonda serão obtidos de projetos de filtros protótipos de baixa frequência, efetuando-se transformações convenientes nas relações de frequências, conforme será exposto no transcorrer do trabalho.

Os filtros de microonda que utilizam guias tem a evidente desvantagem de terem um volume relativamente grande e serem usualmente pesados, além de operarem em faixas de frequências limitadas, devido à possibilidade de propagação de modos superiores. Porém, são ainda a melhor opção na recepção de sinais muito fracos, por permitirem uma perda por inserção bastante baixa nas suas faixas de passagem.

No Capítulo 2 é apresentada a teoria básica de filtros passa-baixa, com característica de Tchebysheff e Butterworth, e algumas simulações dessas funções.

No Capítulo 3 é apresentada a teoria de filtros passa-faixa, com característica de Tchebysheff e Butterworth, aplicada a filtros de faixa estreita, que é o caso mais comum de filtros em guia, além de algumas simulações e de um projeto exemplo [Vide Ref. 1].

O Capítulo 4 apresenta a teoria de filtros rejeita-faixa, com característica de Tchebysheff e Butterworth, aplicada também a filtros de faixa estreita em guias. Apresenta-se novamente, como exemplo, algumas simulações e um projeto típico [Vide Ref. 2].

No Capítulo 5 são apresentados os resultados experimentais do filtro passa-faixa implementado e a comparação com a teoria.

No Capítulo 6, que encerra este trabalho, são apresentadas as conclusões finais.

CAPÍTULO 2 - FILTRO PASSA-BAIXA

2.1 - INTRODUÇÃO

No projeto de filtros, baseado na Teoria de Síntese, existem duas fases distintas; a primeira é a fase de aproximação, sendo necessária quando a resposta desejada do circuito não é dada por uma função racional. Nesta fase é obtida uma função racional que se aproxima da curva desejada. Passa-se, então, à fase de realização, resultando em um circuito cuja resposta teórica é exatamente a função racional fixada na fase anterior. Na fase de aproximação é comum o uso de dois tipos de polinômios ortogonais, os de Tchebysheff ou os de Butterworth.

O estudo de filtros passa-baixa é muito importante, pois os demais tipos de filtros (passa-faixa, rejeita-faixa e passa-alta) podem ser obtidos deste tipo de filtro através de transformações convenientes de frequência.

A Fig. 2.1 mostra um filtro passa-baixa ideal, onde todas as frequências angulares na banda passante, de valores normalizados $0 \leq \omega'/\omega_1 \leq 1$, são transmitidas sem perda, enquanto que as frequências $\omega'/\omega_1 > 1$ são totalmente atenuadas, sendo ω_1 a frequência de corte do filtro.

Esta característica ideal é impossível de ser obtida na prática; então, o que se faz é aproximá-la, fixando-se limites de tolerância (máscaras), como mostrado na Fig. 2.2.

O superscrito ('), utilizado em conjunto com a notação de frequência angular, é para especificar que se trata de frequência relacionada ao protótipo normalizado passa-baixa.

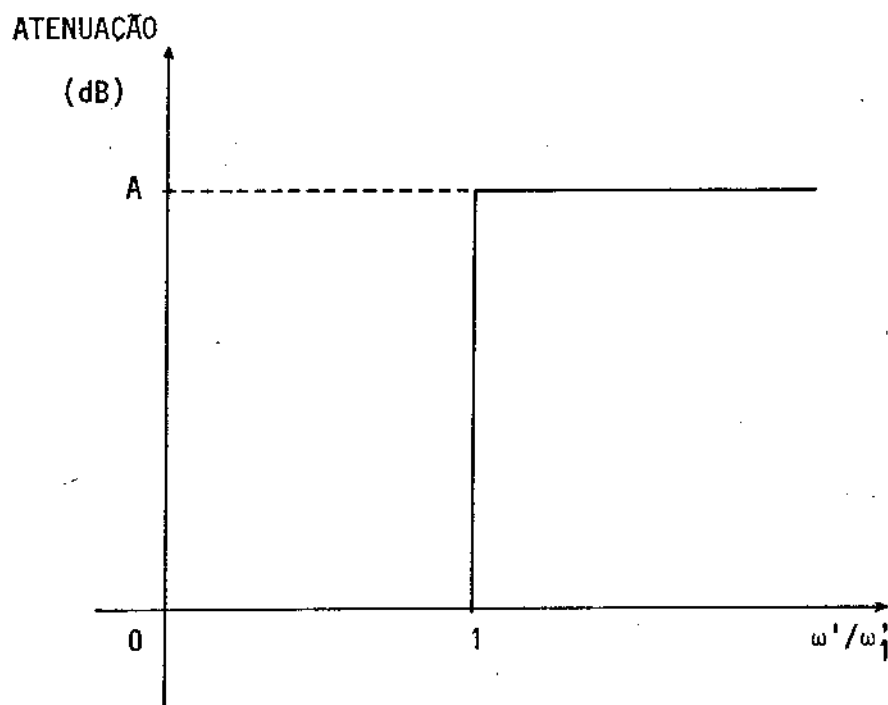


Fig. 2.1: Resposta em frequência para um filtro passa-baixa ideal ($A \rightarrow \infty$), onde ω_i corresponde à frequência de corte.

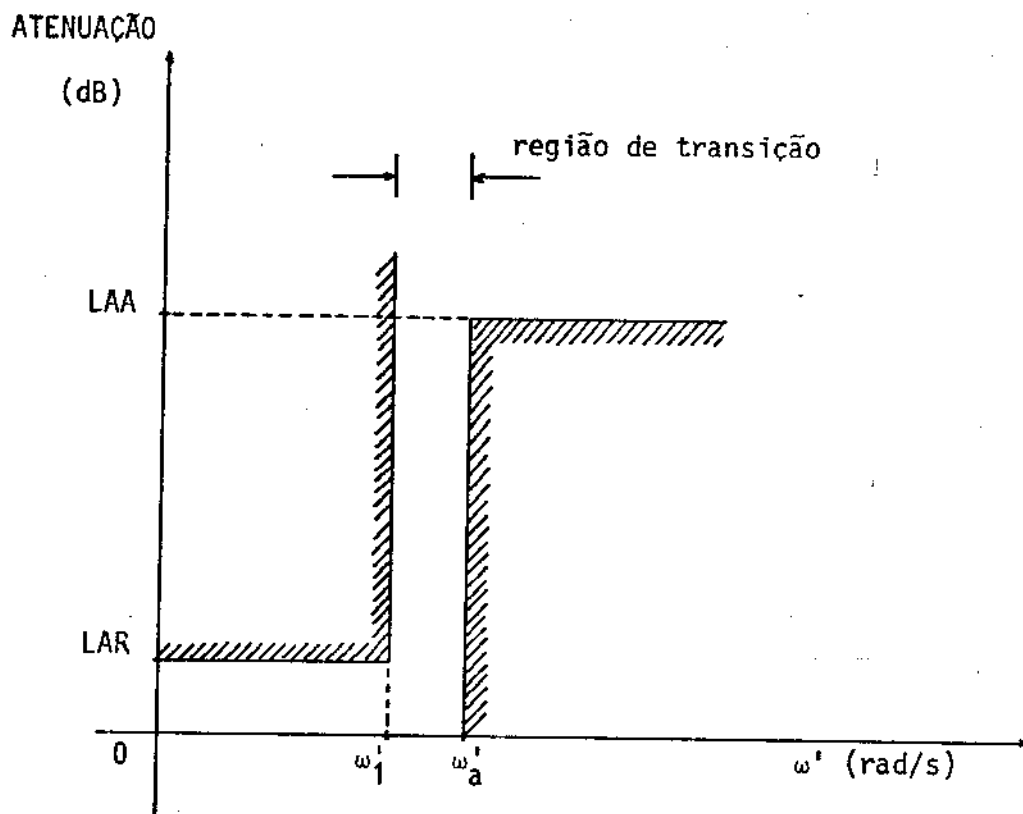


Fig. 2.2: Máscara típica para um filtro passa-baixa.

2.2 - FILTROS PROTÓTIPOS PASSA-BAIXA

(a) FILTRO BUTTERWORTH

A Fig. 2.3 mostra uma curva da atenuação (LA) em função da frequência, típica de um filtro Butterworth passa-baixa. LAR designará o valor máximo da atenuação na banda passante. Essa característica pode ser expressa matematicamente pela fórmula [Ref. 3, p. 85]:

$$LA(\omega') = 10 \log_{10} [1 + \epsilon(\omega'/\omega'_1)^{2n}] \quad (\text{dB}) \quad (2.1)$$

onde

$$\epsilon = [\text{antilog}_{10} (LAR/10)] - 1 \quad (2.2)$$

e "n" corresponde ao número de elementos reativos no filtro. O número "n" representa, também, o grau do polinômio de Butterworth e, por essa razão, diz-se que "n" representa a ordem do filtro.

A característica desse filtro é chamada "plana maximizada" porque a fórmula da atenuação em função da frequência tem (2n-1) derivadas nulas em $\omega' = 0$.

No projeto de filtros é conveniente o uso de parâmetros normalizados, pois assim as equações terão sempre a mesma forma, independentemente do tipo de resposta desejada.

Os parâmetros normalizados, g_k , $k = 0, 1, \dots, n, n+1$, representam (vide Fig. 2.4):

$$g_0 = \begin{cases} - \text{resistência do gerador } (R_0' \text{ em } \Omega), \text{ se } g_1 = C_1' \\ \text{ou} \\ - \text{condutância do gerador } (G_0' \text{ em } S), \text{ se } g_1 = L_1' \end{cases}$$

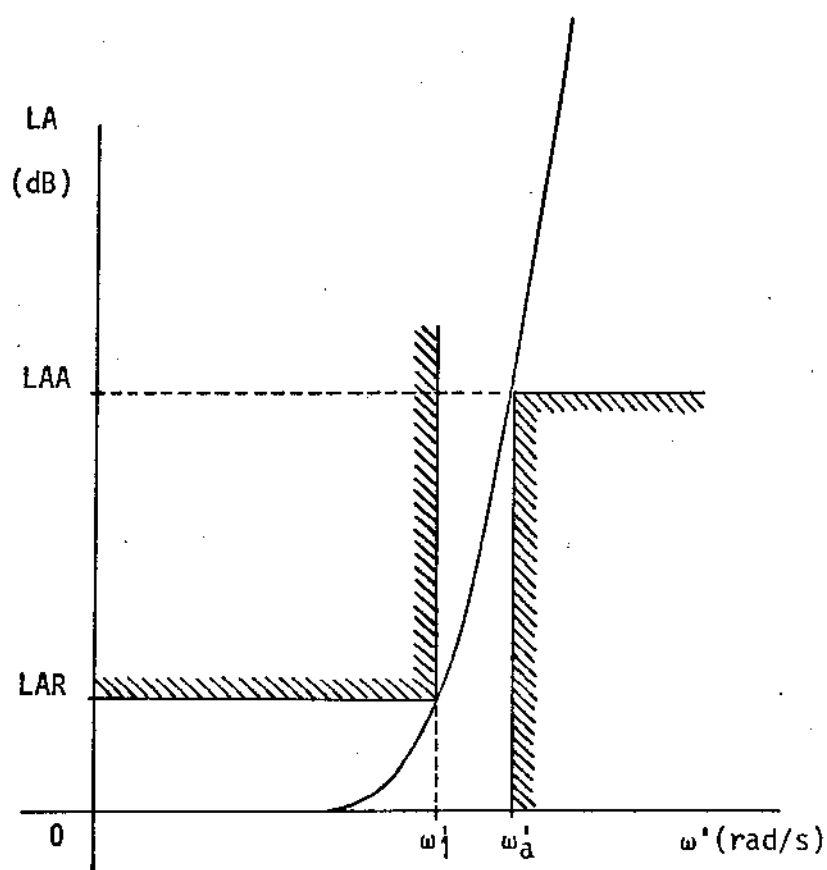


Fig. 2.3: Curva de resposta em frequência para um filtro passa-baixa com característica de Butterworth.

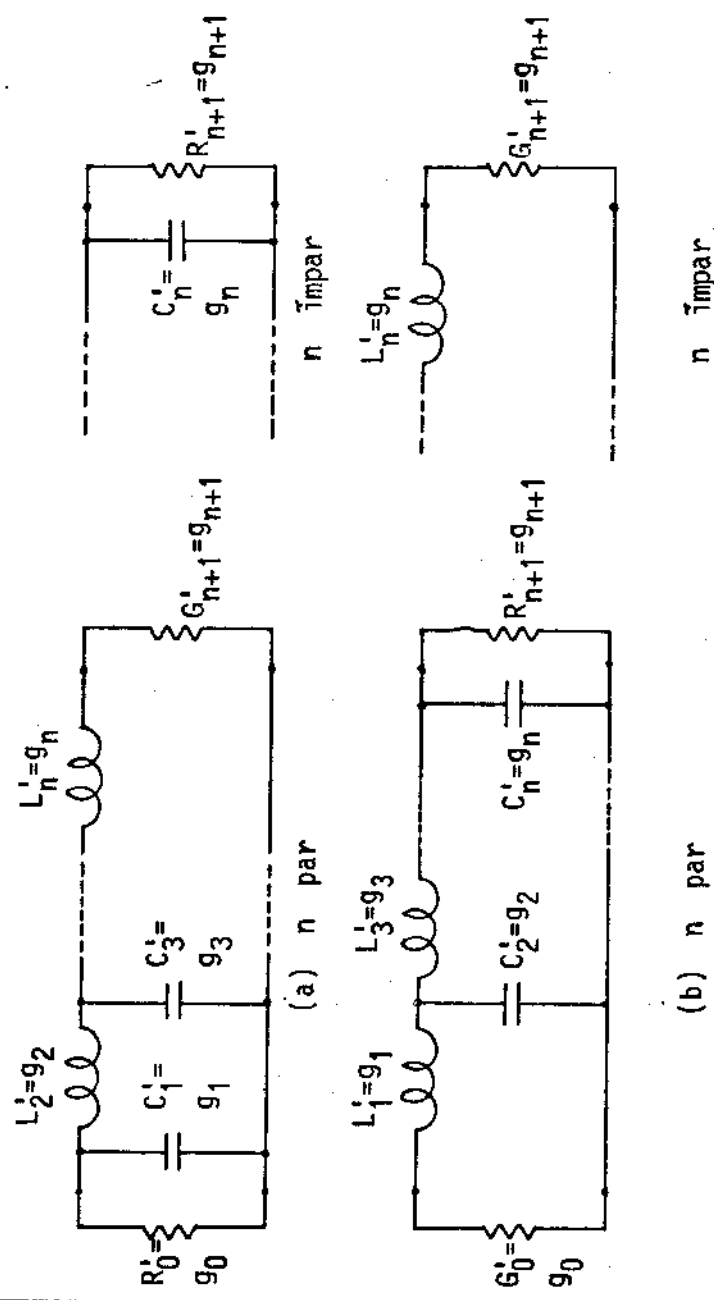


Fig. 2.4: Circuitos típicos de filtro passa-baixa. Circuito (b) é dual de (a). A característica desejada para curva de resposta em frequência é fixada pelos parâmetros normalizados $g_0, g_1, g_2, \dots, g_n, g_{n+1}$

$$g_k \Big|_{k=1, \dots, n} = \begin{cases} - \text{indutância em série } (L'_k \text{ em H}) \\ \text{ou} \\ - \text{capacitância em paralelo } (C'_k \text{ em F}) \end{cases}$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} - \text{resistência de carga } (R'_{n+1}), \text{ se } g_n = C'_n \\ \text{ou} \\ - \text{condutância de carga } (G'_{n+1}), \text{ se } g_n = L'_n \end{cases}$$

Os parâmetros normalizados, g_k , $k = 0, 1, \dots, n, n+1$, para um filtro com a característica de Butterworth, tendo resistores em ambos os terminais e com $g_0 = 1$, $LAR = 3,00$ dB e $\omega_1' = 1$ (freq. de corte normalizada), podem ser calculados pelas fórmulas [Ref. 3, p. 97]:

$$g_0 = 1$$

$$g_k = 2 \sin [(2k-1)\pi / 2n], \quad k = 1, 2, \dots, n$$

$$g_{n+1} = 1$$

O valor dos elementos do filtro protótipo passa-baixa são todos normalizados de modo que $g_0 = 1$ e $\omega_1' = 1$. Esses elementos podem ser desnormalizados utilizando-se as seguintes transformações [Ref. 3, p. 96]:

- para resistências ou condutâncias:

$$R = (R_0/R'_0) R' \quad \text{ou} \quad G = (G_0/G'_0) G' \quad (2.3)$$

onde R (ou G) = resistência (ou condutância) desnormalizada,

R_0 (ou G_0) = resistência (ou condutância) desnormalizada do gerador,

R'_0 (ou G'_0) = resistência (ou condutância) normalizada do gerador,

R' (ou G') = resistência (ou condutância) normalizada.

- para indutâncias:

$$L_i = (R_0/R_0') (\omega_1'/\omega_1) L_i' = (G_0'/G_0) (\omega_1'/\omega_1) L_i' \quad (2.4)$$

onde L_i = indutância desnormalizada,

ω_1 = frequência angular de corte desnormalizada (rad/s),

L_i' = indutância normalizada.

- para capacitâncias:

$$C_i = (R_0'/R_0) (\omega_1'/\omega_1) C_i' = (G_0/G_0') (\omega_1'/\omega_1) C_i' \quad (2.5)$$

onde C_i = capacitância desnormalizada,

C_i' = capacitância normalizada.

As Fig. 2.5, 2.6 e 2.7 mostram algumas simulações da atenuação em função da frequência para filtros Butterworth, onde se varia separadamente os dois parâmetros principais (n e LAR). As simulações apresentadas foram feitas em um microcomputador acoplado a um registrador x-y, utilizando a linguagem BASIC.

(b) FILTRO TCHEBYSHEFF

Outro tipo de atenuação característica muito utilizada é a de Tchebysheff, conforme mostra a Fig. 2.8. Esse tipo de característica, apresenta uma ondulação constante na banda passante (LAR).

A atenuação para este filtro pode ser calculada pelas fórmulas [Ref. 3, p.86]:

$$LA(\omega') = 10 \log_{10} \{ 1 + \epsilon \cos^2 [n \cos^{-1} (\omega'/\omega_1')] \} , \omega' \leq \omega_1' \quad (2.6)$$

$$LA(\omega') = 10 \log_{10} \{ 1 + \epsilon \cosh^2 [n \cosh^{-1} (\omega'/\omega_1')] \} , \omega' \geq \omega_1' \quad (2.7)$$

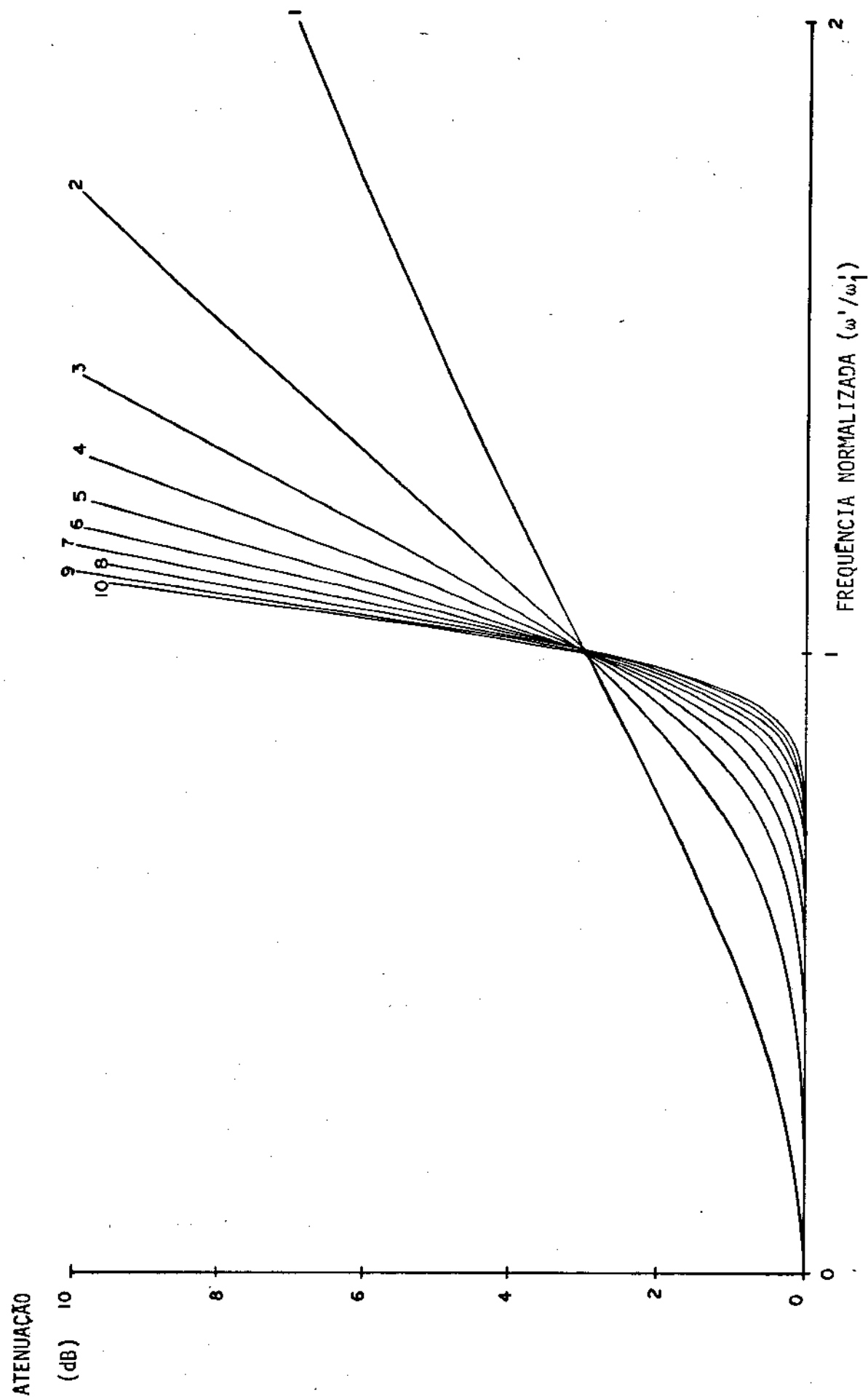


Fig. 2.5: Curva de atenuação característica de um filtro protótipo passa-baixa de Butterworth, onde a máxima atenuação na banda passante ($LAR=3.00$ dB) é mantida constante e varia-se o número n de elementos.

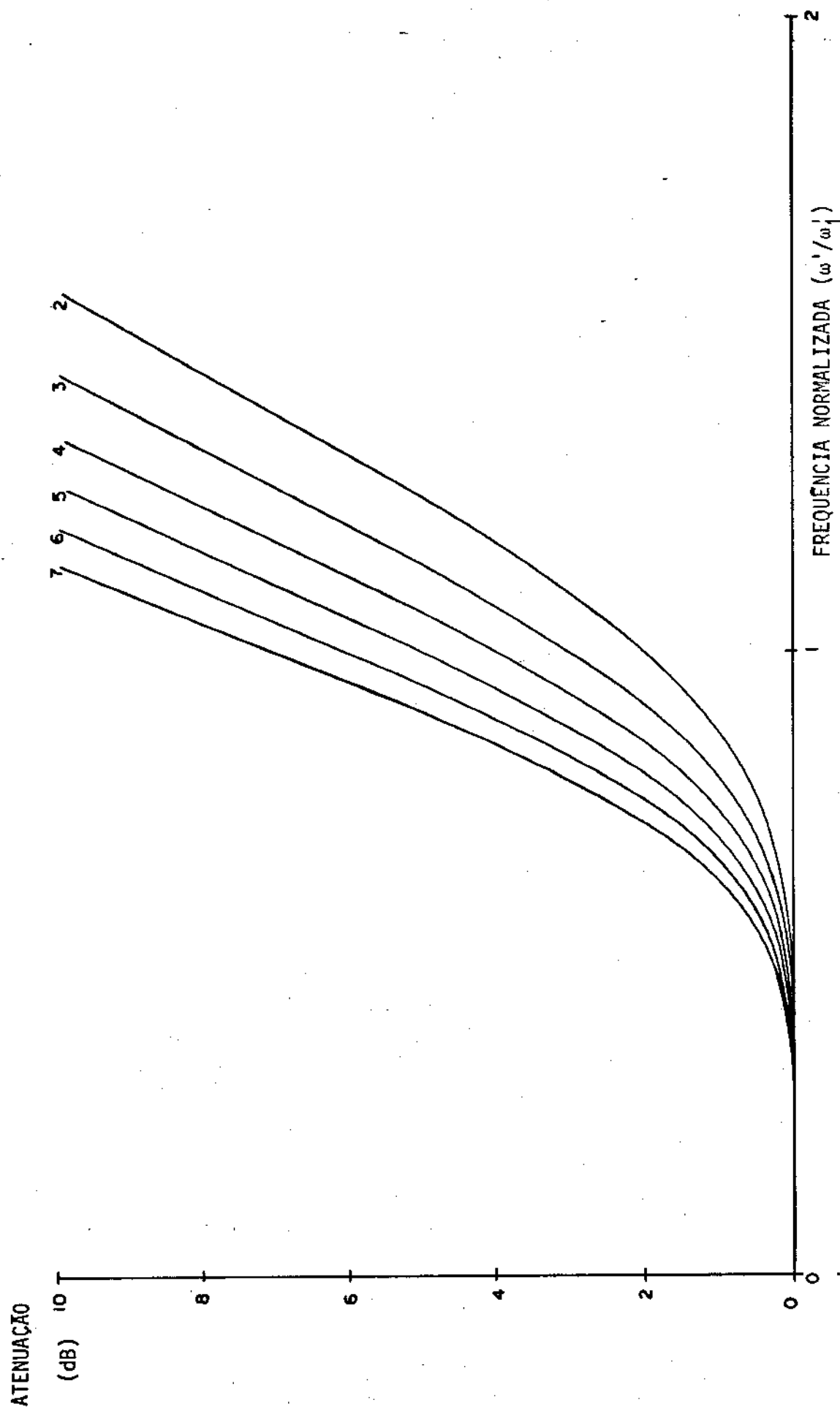


Fig. 2.6: Curva de atenuação característica de um filtro protótipo passa-baixa de Butterworth, com número n de elementos igual a 3, variando-se a máxima atenuação na banda passante (LAR=2,00 dB,...,7,00 dB)

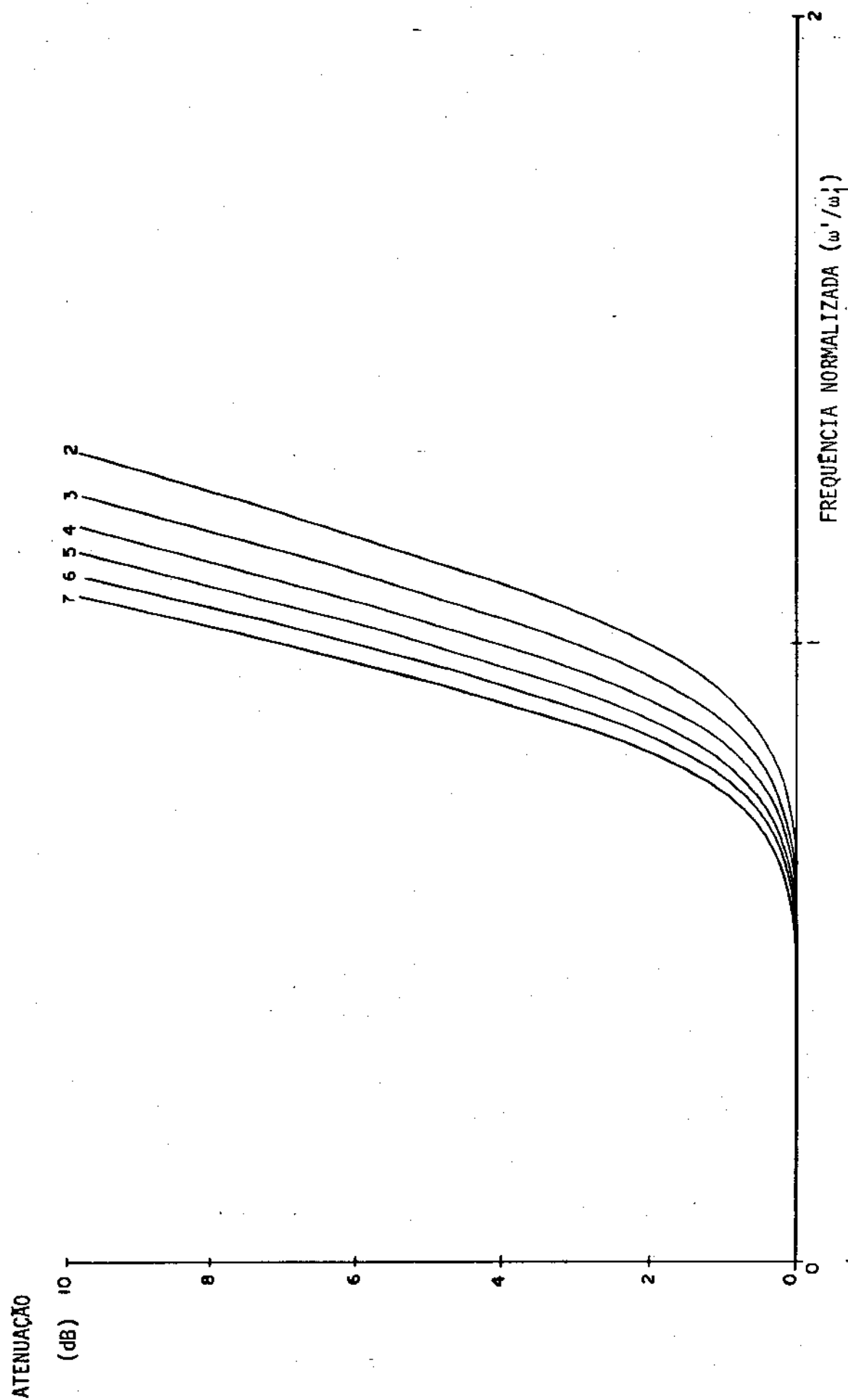


Fig. 2.7: Curva de atenuação característica de um filtro protótipo passa-baixa de Butterworth, com número n de elementos igual a 5, variando-se a máxima atenuação na banda passante (LAR=2,00 dB,...,7,00 dB).

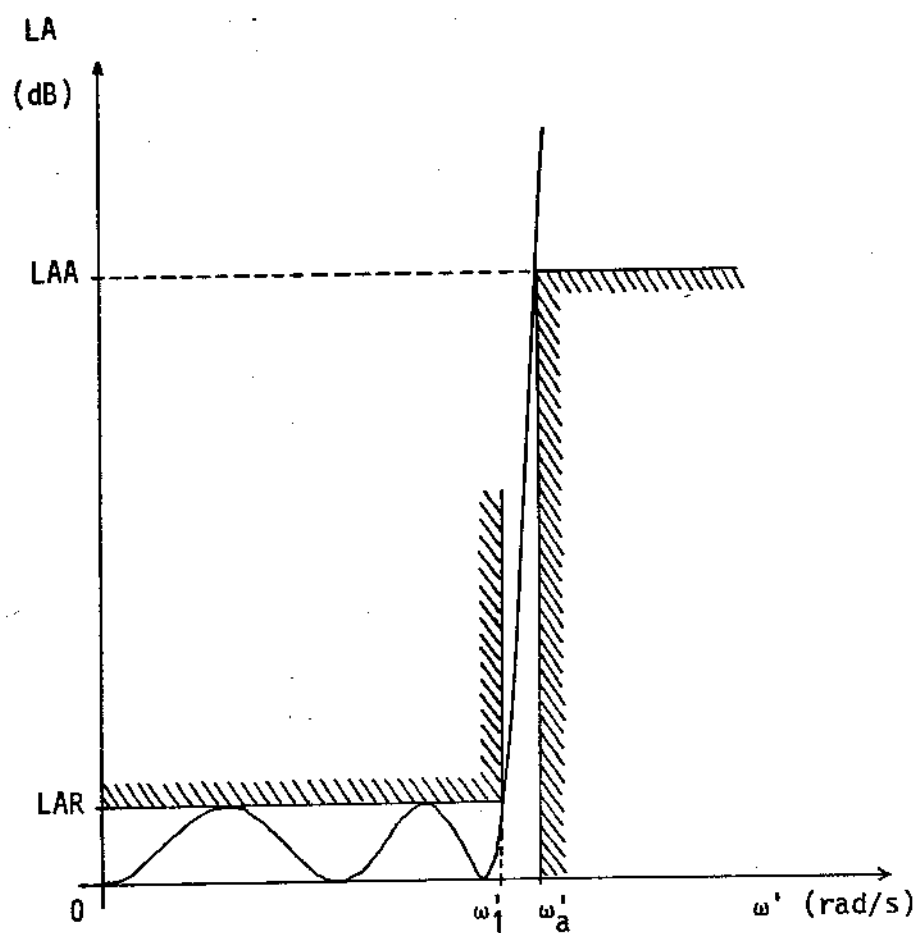


Fig. 2.8: Curva de resposta em frequência para um filtro passa-baixa com característica de Tchebysheff ($n=5$).

Na frequência de corte as expressões (2.7) e (2.8) dão o mesmo resultado.

Os parâmetros normalizados (Fig. 2.4) para um filtro Tchebysheff, tendo resistores em ambos os terminais, com $g_0 = 1$, $\omega_1 = 1$ e um valor fixo de LAR (normalmente entre 0,01 dB e 3,00 dB), podem ser calculados utilizando as fórmulas [Ref. 3, p. 99]:

$$\begin{aligned} g_0 &= 1 \\ g_1 &= 2 a_1 / \gamma \\ g_k &= 4 a_{k-1} a_k / b_{k-1} g_{k-1}, \quad k = 2, 3, \dots, n \\ g_{n+1} &\begin{cases} = 1 & , \text{ para } n \text{ ímpar} \\ = \coth^2 (\beta/4), & \text{ para } n \text{ par} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.8)$$

onde:

$$\begin{aligned} \beta &= \ln [\coth (\text{LAR}/17,37)] \\ \gamma &= \sinh (\beta/2n) \\ a_k &= \sin [(2k-1)\pi / 2n] , \quad k = 1, 2, \dots, n \\ b_k &= \gamma^2 + \sin^2 (k\pi / n) , \quad k = 1, 2, \dots, n \end{aligned}$$

Para um filtro com característica de Tchebysheff, com n par, haverá $n/2$ zeros da atenuação na banda passante e, com n ímpar, haverá $(n+1)/2$ vezes este fato. Com n par, a atenuação tem um máximo na origem e com n ímpar, a atenuação anula-se na origem.

O número de ondulações (máximos e mínimos) na banda passante é igual ao número de elementos reativos. O crescimento da atenuação fora da banda passante depende do valor da ondulação fixada (LAR) e do número n de elementos.

As Figs. 2.9 e 2.10 mostram as simulações da atenuação

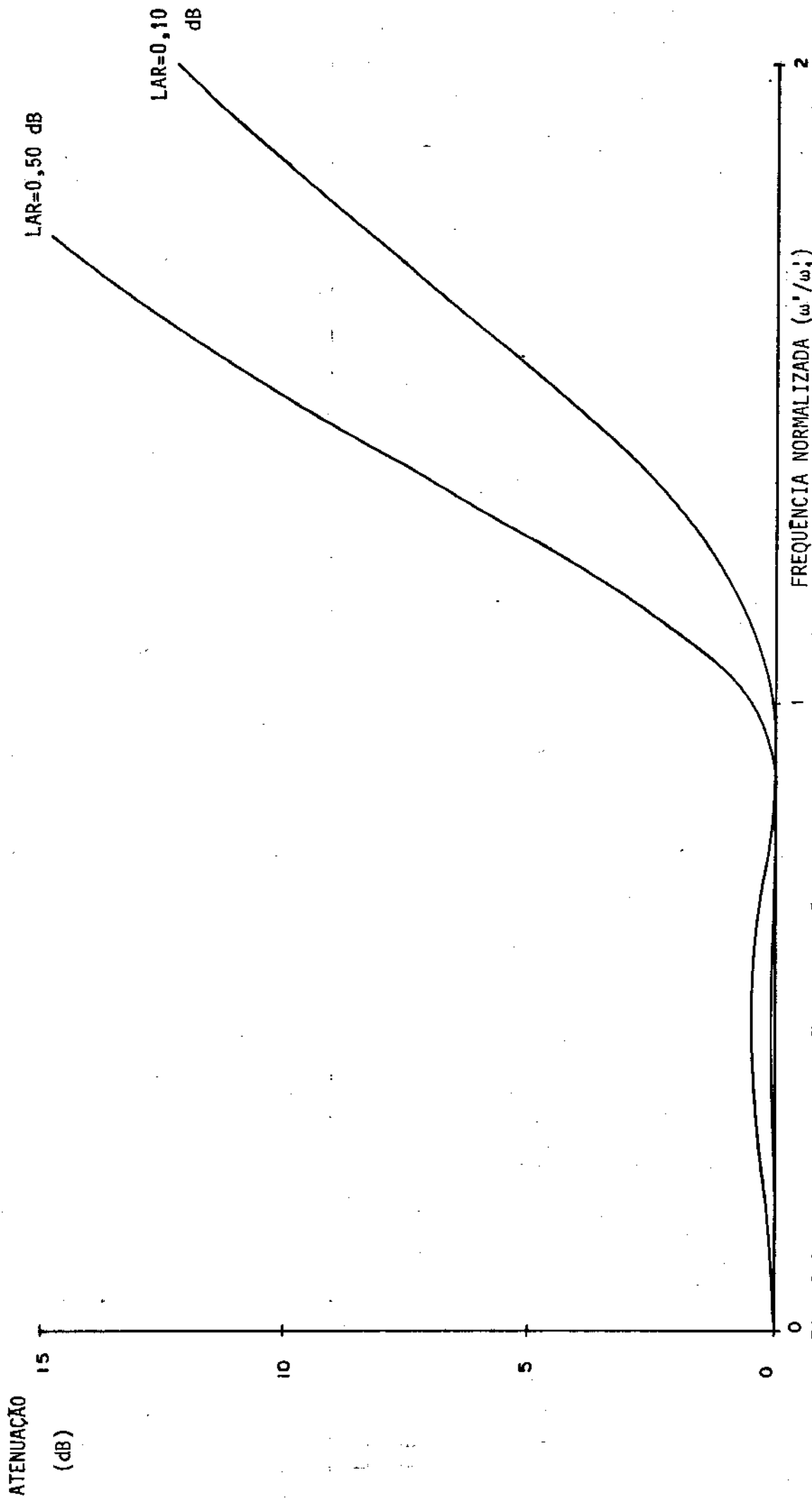


Fig. 2.9: Curva de atenuação característica de um filtro protótipo passa-baixa de Tchebysheff, onde a máxima atenuação na banda passante ("ripple") varia e o número n de elementos é mantido constante ($n=3$).

ATENUAÇÃO

(dB)

15

10

5

0

0

1

2

FREQUÊNCIA NORMALIZADA (ω'/ω_1')

Fig. 2.10: Curva de atenuação característica de um filtro protótipo passa-baixa de Tchebysheff, onde a máxima atenuação na banda passante ("ripple") é mantida constante (= 0,50 dB) e varia-se o número n de elementos.

$n=3$

$n=4$

$n=5$

em função da frequência para o filtro Tchebysheff, onde se varia isoladamente a ondulação e o número de elementos.

O filtro passa-baixa com característica de Tchebysheff apresenta algumas vantagens em relação ao de Butterworth, pois, para uma mesma atenuação máxima na banda passante e igual número de elementos reativos, apresenta uma região de transição menor. Porém, se as estruturas reativas apresentarem perdas consideráveis, estas serão mais críticas em um filtro de Tchebysheff.

2.3 - PROJETO EXEMPLO

Consideremos um filtro passa-baixa com a característica de Tchebysheff, com $f_1' = \omega_1'/2\pi = 10$ MHz e $LAR = 0,1$ dB, para satisfazer uma máscara com $f_a' = 15$ MHz e $LAA = 20,0$ dB e para trabalhar entre duas impedâncias de 50Ω .

Utilizando-se o programa FIPAFJA.JEF, desenvolvido para auxiliar no projeto de filtros passa-faixa em microonda [Ref. 1], que será tratado no Cap. 3, podemos obter a ordem necessária do filtro, $n = 5$, e os seguintes parâmetros normalizados:

$$g_0 = 1,00000$$

$$g_1 = 1,14684$$

$$g_2 = 1,37121$$

$$g_3 = 1,97503$$

$$g_4 = 1,37121$$

$$g_5 = 1,14684$$

$$g_6 = 1,00000$$

Para se calcular os valores dos elementos concentrados do filtro protótipo passa-baixa, utilizamos as seguintes fórmulas:

- para as reatâncias indutivas, utilizaremos a eq. (2.4), onde

$$R_0' = g_0 = 1,00000 \Omega$$

$$R_0 = 50\Omega$$

$$f_1' = 1 \text{ Hz}$$

$$f_1 = 10 \cdot 10^6 \text{ Hz}$$

$$L_j' = g_j$$

Portanto:

$$L_1 = L_5 = 1,14684 \cdot 50 / 2\pi \cdot 10 \cdot 10^6 = 0,9126 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

$$L_3 = 1,5717 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

- para as susceptâncias capacitivas, utilizaremos a eq. (2.5), onde

$$C_j' = g_j$$

Portanto:

$$C_2 = C_4 = 1,37121 / 50 \cdot 2\pi \cdot 10 \cdot 10^6 = 0,4365 \cdot 10^{-7} \text{ H}$$

O próximo passo seria o cálculo do valor das estruturas que simulariam esses valores concentrados como, por exemplo, o cálculo dos parâmetros distribuídos, se desejássemos o filtro em microfita, ou o cálculo dos obstáculos e dos parâmetros inversores de impedâncias (ou de admitâncias) se o filtro fosse em guia de onda, conforme será tratado no Cap. 3.

CAPÍTULO 3 - FILTRO PASSA-FAIXA

3.1 - INTRODUÇÃO

No Cap. 2 foi visto que o filtro passa-baixa com característica de Butterworth apresenta uma aproximação "plana maximizada" da característica ideal e o filtro de Tchebysheff apresenta uma ondulação de amplitude constante na banda passante.

A ordem do filtro é determinada em função da atenuação limite (atenuação mínima) fora da banda passante, de modo que as condições impostas pela máscara sejam satisfeitas. Para filtros passa-faixa a máscara a ser satisfeita é a apresentada na Fig. 3.1.

3.2 - TRANSFORMAÇÃO DE FREQUÊNCIAS

Uma vez realizado o filtro protótipo passa-baixa, o próximo passo, para o projeto de filtros passa-faixa, é uma transformação de frequências, de modo que as características do protótipo passa-baixa se transfiram ao filtro passa-faixa desejado.

Uma transformação exata da característica passa-baixa à correspondente passa-faixa é dada por [Ref. 3, p. 438]:

$$\omega'/\omega_1' = (1/w)(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega) \quad (3.1a)$$

onde: $w = (\omega_2 - \omega_1)/\omega_0 = \text{largura de faixa fracional}, (3.1b)$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} = \text{frequência central}, \quad (3.1c)$$

$\omega_1, \omega_2 = \text{frequências limites da banda passante fixada}$
(Fig. 3.1),

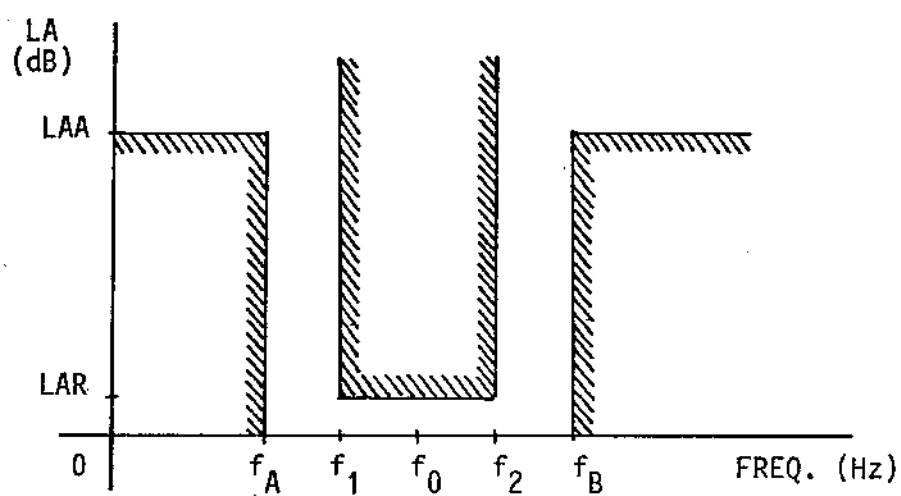


Fig. 3.1: Máscara típica para um filtro passa-faixa.

ω' e ω_1' = freqüências associadas ao filtro protótipo passa-baixa (conforme Cap. 2),

$\omega = 2\pi f$ = freqüência angular associada do filtro passa-faixa.

As Figs. 3.2 a 3.5 mostram as correspondências das freqüências e atenuações, entre o protótipo passa-baixa e o filtro passa-faixa.

A transformação dada pela eq. (3.1) pode ser aproximada para:

$$\frac{\omega'}{\omega_1'} \approx \frac{2}{w} \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega} \right) \quad (3.2)$$

Para um filtro de faixa estreita usando guia de onda é comum exprimir esta relação em termos dos comprimentos de onda associados:

$$\frac{\omega'}{\omega_1'} \approx \frac{2}{w_\lambda} \left(\frac{\lambda g_0 - \lambda g}{\lambda g_0} \right) = \frac{2}{w_\lambda} \left(1 - \frac{\lambda g}{\lambda g_0} \right) \quad (3.3a)$$

onde:

$$w_\lambda = (\lambda_{g_1} - \lambda_{g_2}) / \lambda_{g_0} \quad (3.3b)$$

$$\lambda_{g_0} = (\lambda_{g_1} + \lambda_{g_2}) / 2 \quad (3.3c)$$

Essas transformações podem ser utilizadas para o projeto de filtros passa-faixa com largura de faixa fracional de, no máximo, 20% [Ref. 3, p.440].

As Figs. 3.6 a 3.9 mostram as simulações da atenuação em função da freqüência para a característica de Butterworth e Tchebysheff, onde se varia separadamente os principais parâmetros.

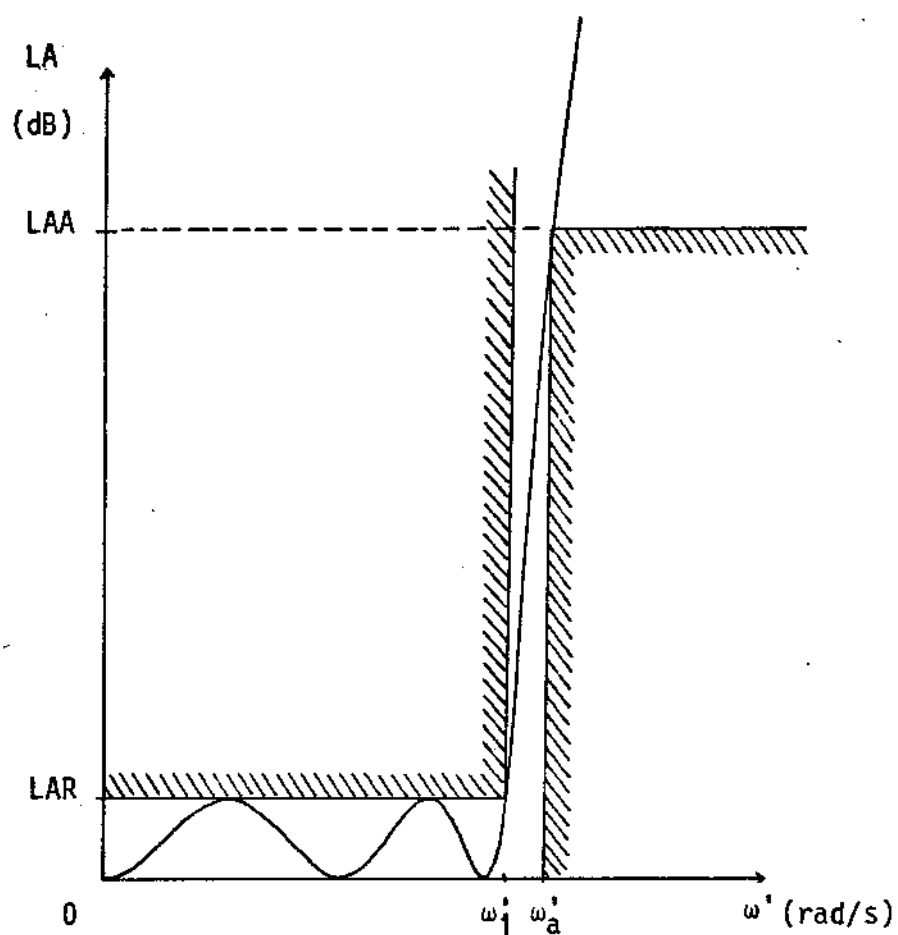


Fig. 3.2: Exemplo de resposta em frequência para um filtro passa-baixa com característica de Tchebysheff ($n=5$).

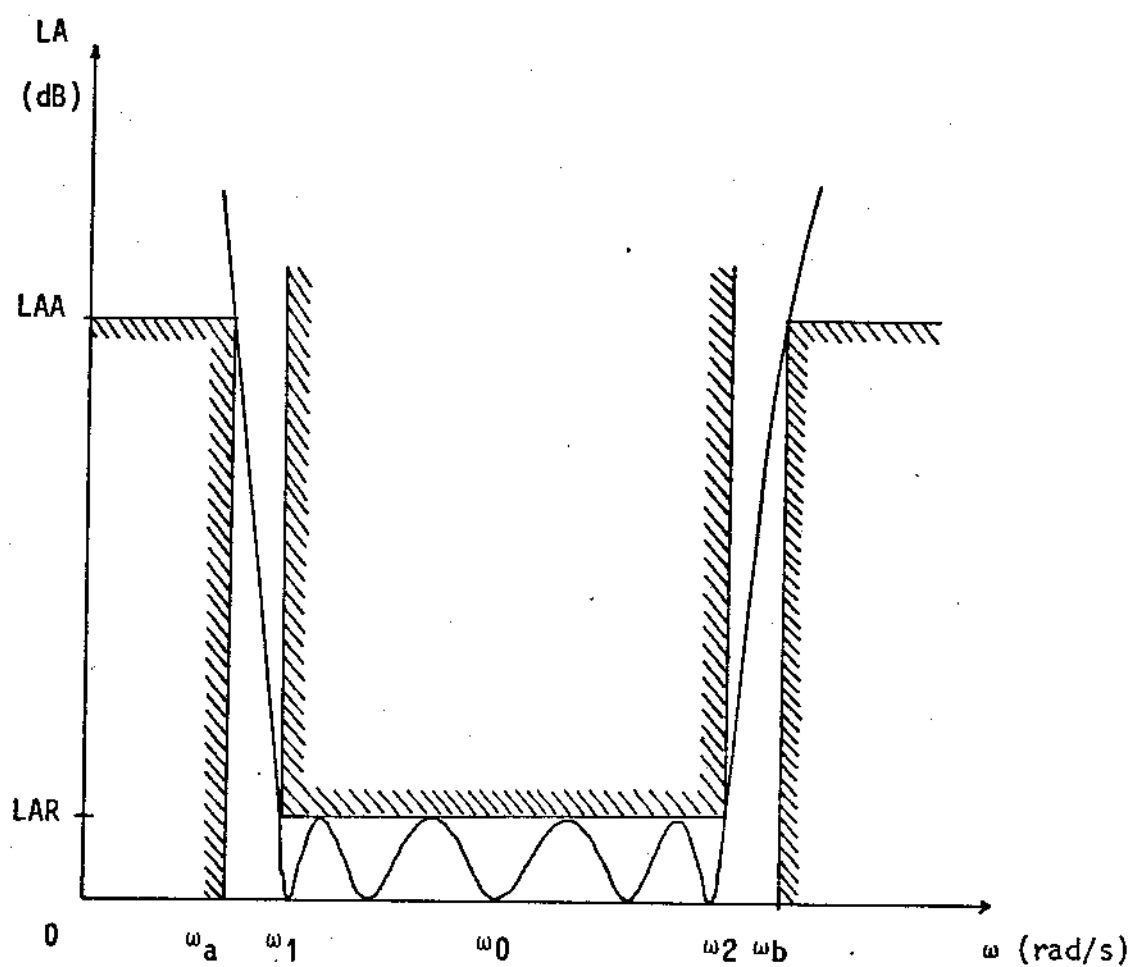


Fig. 3.3: Resposta em frequência para o filtro passa-faixa com característica de Tchebysheff correspondente ao filtro da Fig. 3.2.

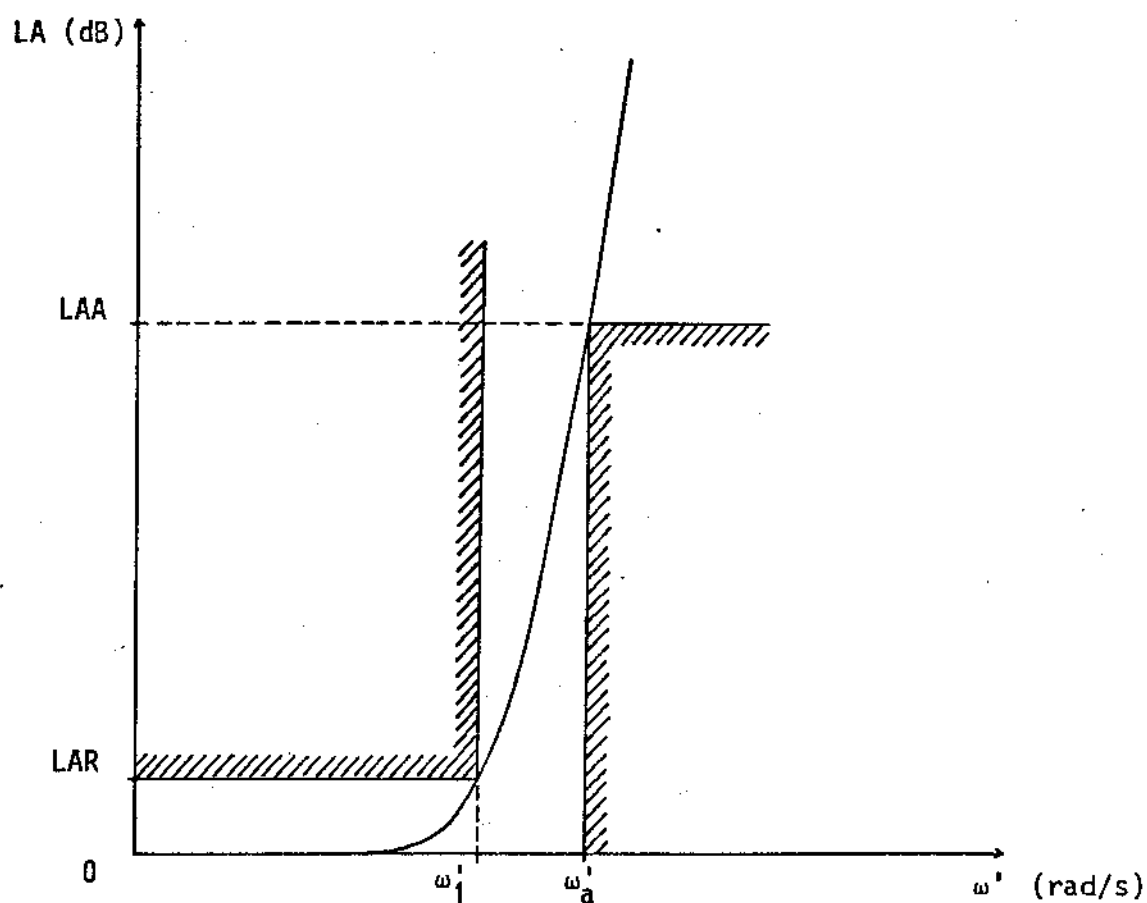


Fig. 3.4: Exemplo de resposta em frequência para um filtro passa-baixa com característica de Butterworth ($n=5$).

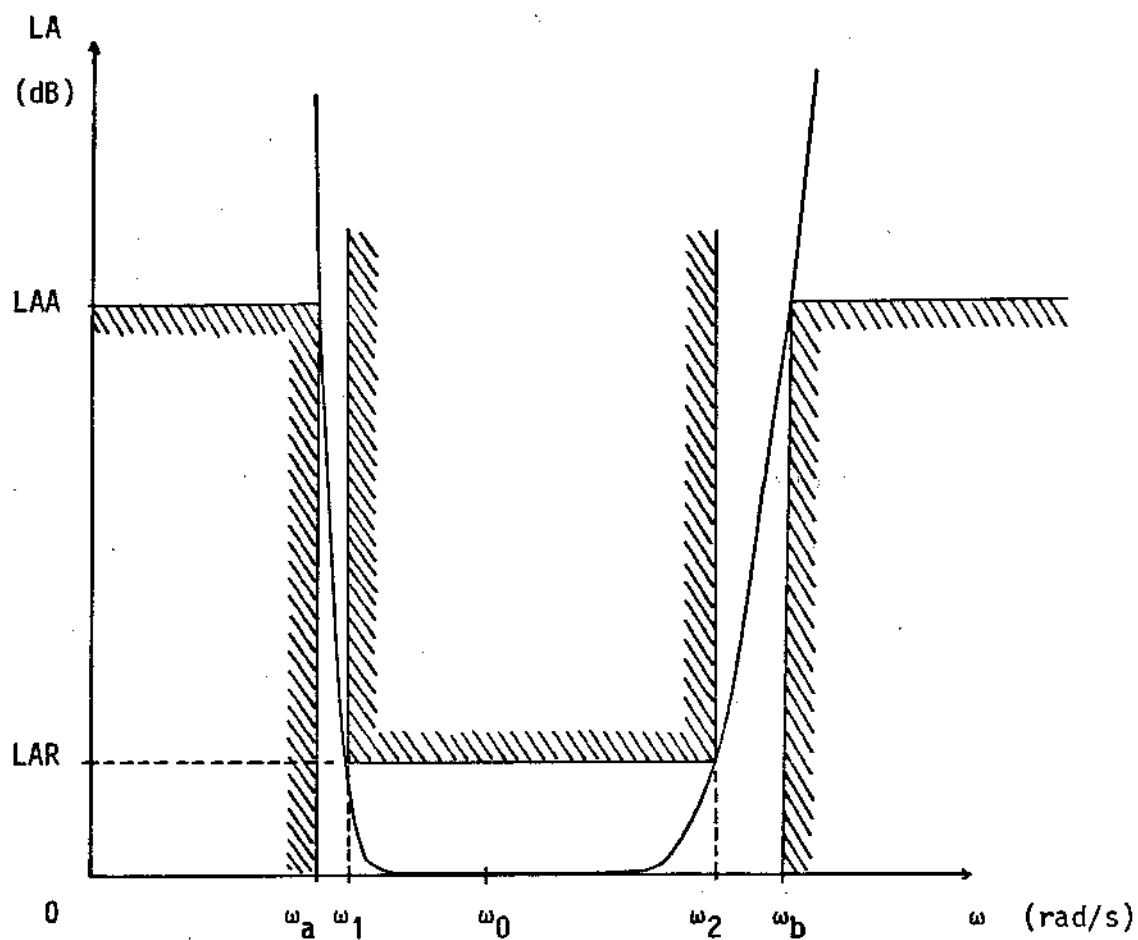


Fig. 3.5: Resposta em frequência para o filtro passa-faixa com característica de Butterworth correspondente ao filtro da Fig. 3.4.

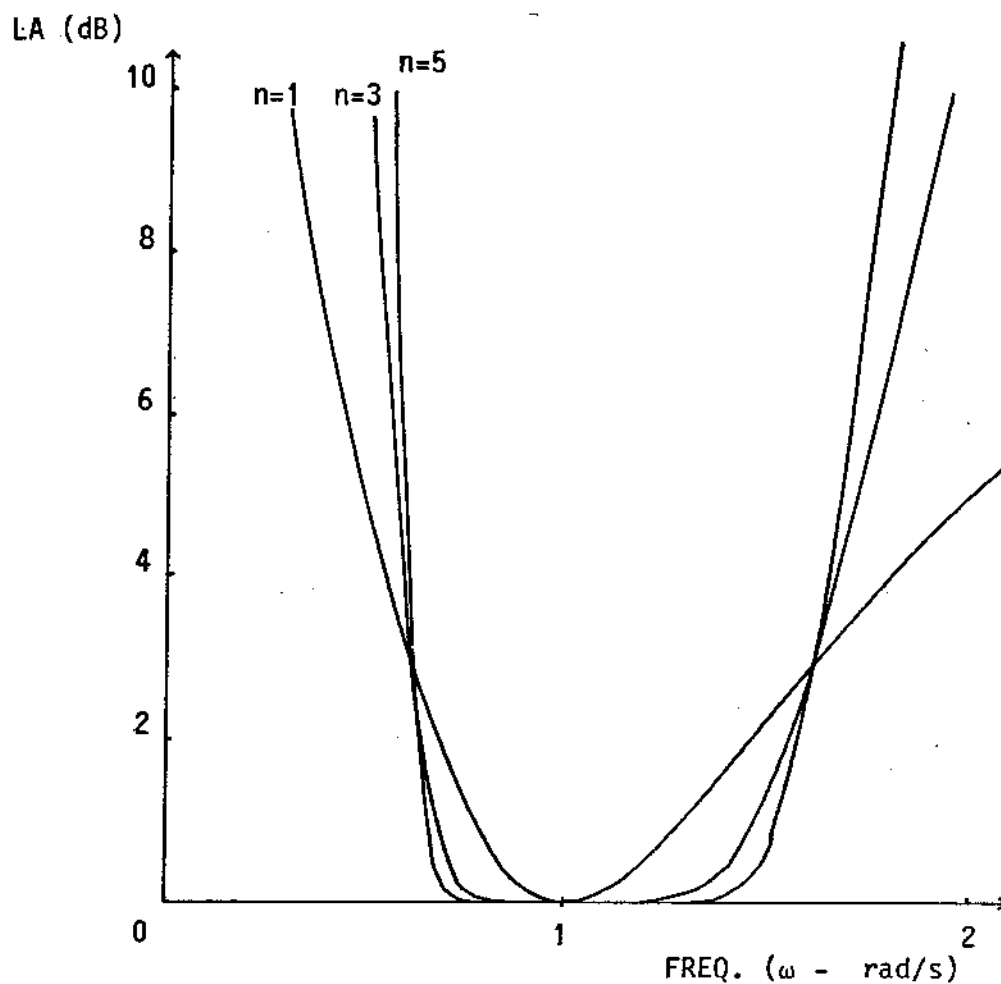


Fig. 3.6: Curvas de atenuação característica de um filtro passa-faixa de Butterworth, onde a máxima atenuação na banda passante (LAR) é mantida constante (=3,00 dB) e o número n de elementos é variado.

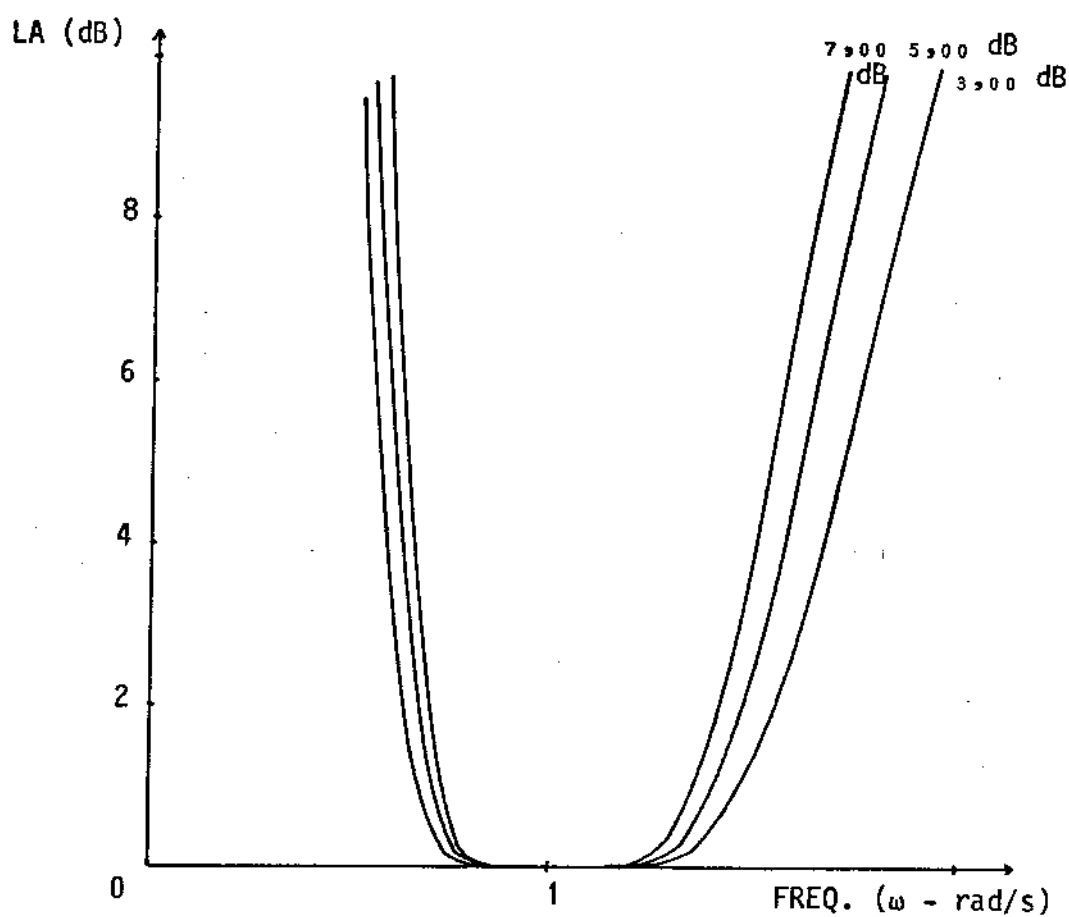


Fig. 3.7: Curvas de atenuação característica de um filtro passa-faixa de Butterworth, onde a máxima atenuação na banda passante (LAR) é variada e o número n ($=5$) é mantido constante.

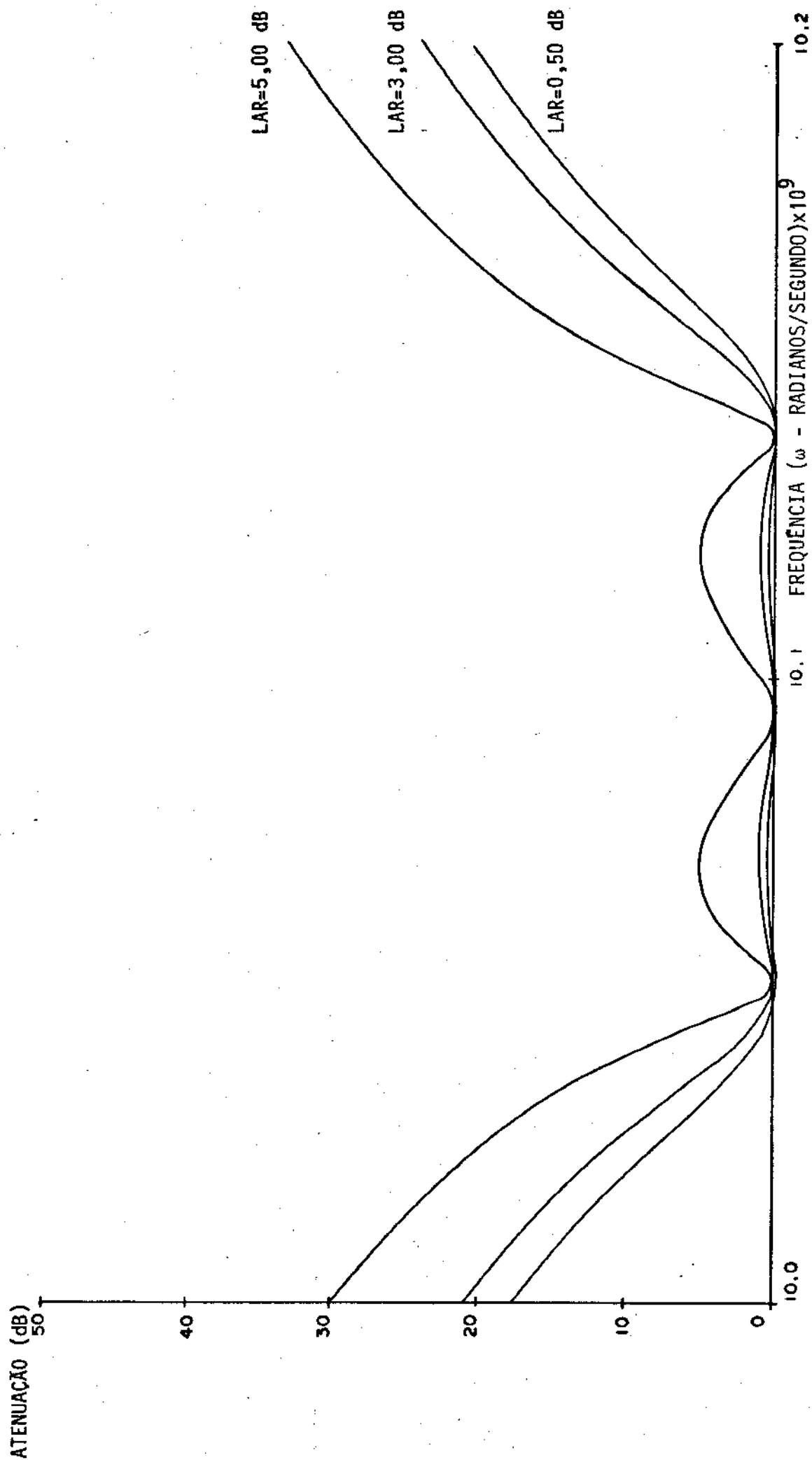


Fig. 3.8: Curvas de atenuação característica de um filtro passa-faixa de Tchebysheff, onde a máxima atenuação na banda passante ("ripple") varia e o número n de elementos $(=3)$ é mantido constante.

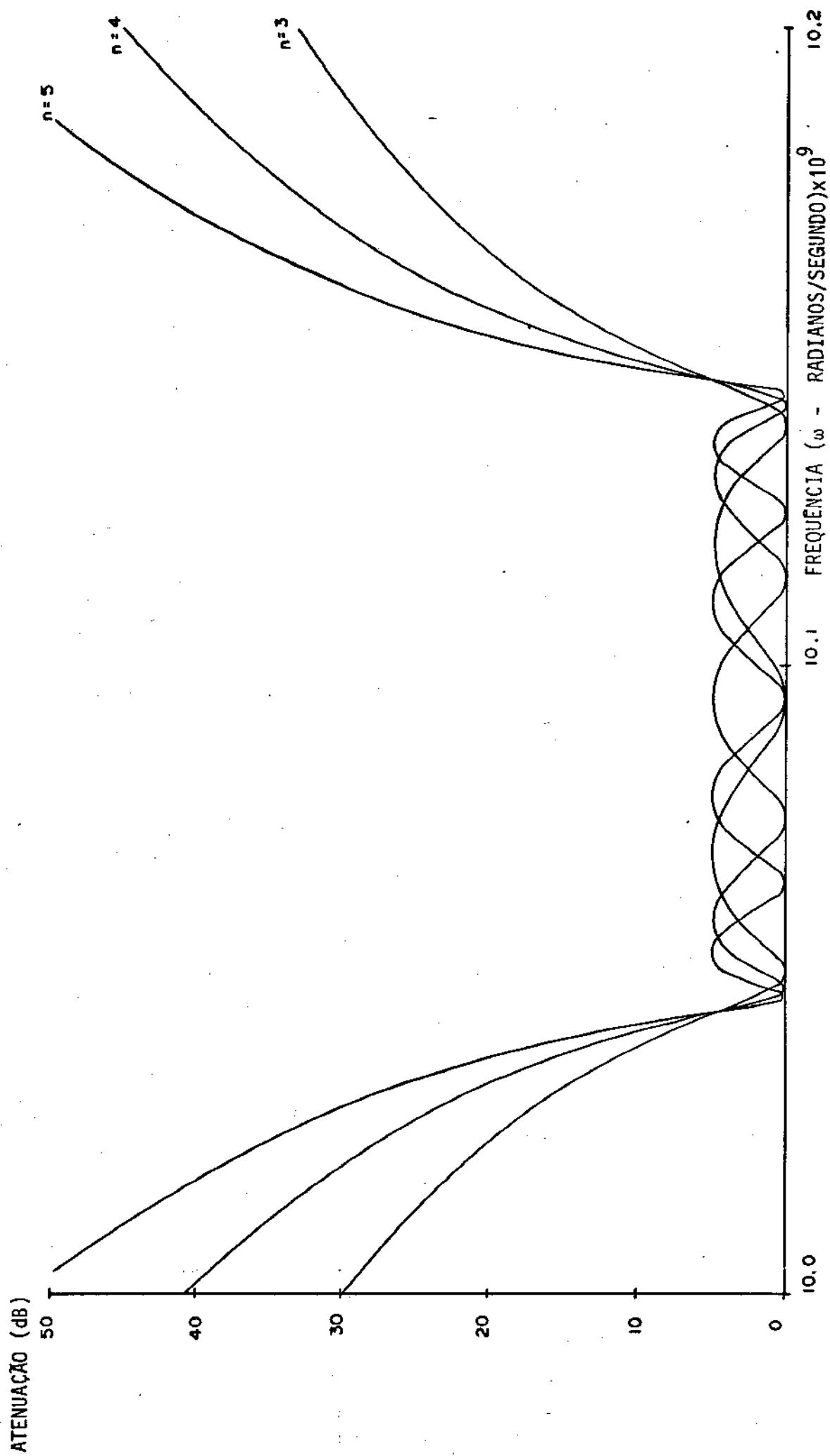


Fig. 3.9: Curvas de atenuação característica de um filtro passa-faixa de Tchebysheff, onde a máxima atenuação na banda passante ("ripple") é mantida constante e varia-se o número n de elementos.

3.3 - RELAÇÕES ENTRE OS FILTROS PASSA-BAIXA E PASSA-FAIXA

A Fig. 3.10 mostra um circuito típico de um filtro passa-faixa, cuja característica específica de resposta em frequência é fixada pelos parâmetros normalizados do protótipo passa-baixa associado. Estes parâmetros estão relacionados com os parâmetros do filtro passa-faixa pelas fórmulas dadas a seguir [Ref. 3, p. 429]:

- para os circuitos ressonantes em paralelo:

$$b_j = \omega_0 \cdot C_j = 1/\omega_0 \cdot L_j = \omega_1' \cdot g_j / w, \quad j=1, \dots, n \quad (3.4)$$

onde b_j é o parâmetro de declividade de susceptância do j -ésimo circuito ressonante paralelo.

- para os circuitos ressonantes em série:

$$x_j = \omega_0 \cdot L_j = 1/\omega_0 \cdot C_j = \omega_1' \cdot g_j / w, \quad j=1, \dots, n \quad (3.5)$$

onde x_j é o parâmetro de declividade de reatância do j -ésimo circuito ressonante série.

3.4 - INVERSORES DE IMPEDÂNCIA

O projeto de filtros passa-faixa em guia de onda fica muito simplificado se o filtro tiver elementos de apenas um tipo, somente indutâncias ou somente capacitâncias. Para realizar isso, são utilizados inversores de impedância.

A Fig. 3.11 mostra um inversor de impedância que opera como uma linha de um quarto de comprimento de onda guiado, de impedância característica " K ", para todas as frequências de interesse. Se Z_b é a impedância de carga, a impedância Z_a , vista a partir da entrada, vale [Ref. 3, p. 144]:

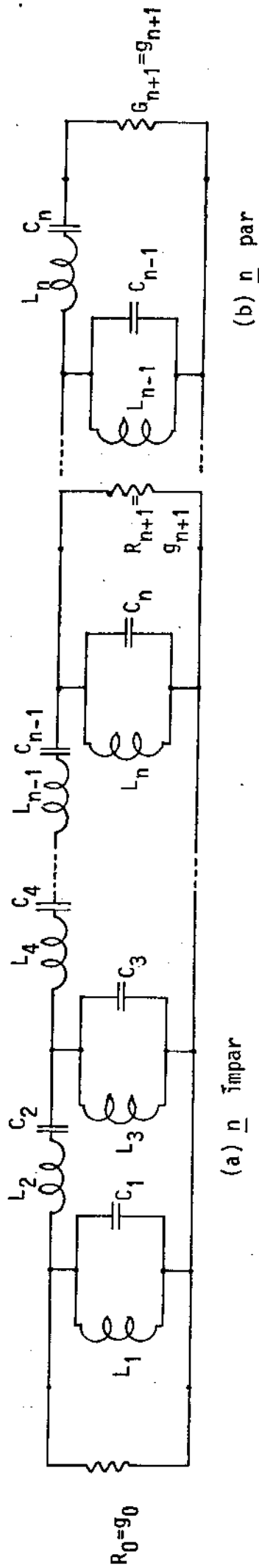


Fig. 3.10: Circuito típico de um filtro passa-faixa

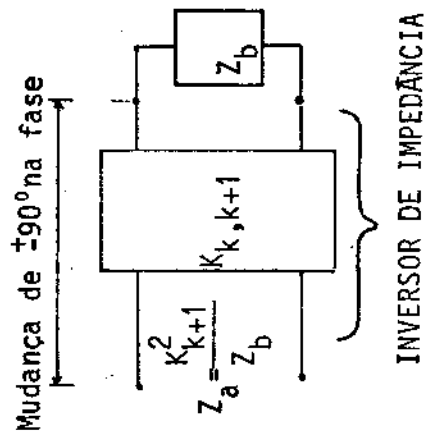


Fig. 3.11: Relações existentes em um inversor de impedância entre as seções k e $k+1$. K é a impedância característica do trecho de linha de transmissão considerado.

$$Z_a = K^2 / Z_b \quad (3.6)$$

Portanto, o inversor muda o valor da impedância e troca sua fase de ± 90 graus ou de um múltiplo inteiro ímpar deste valor. Logo, uma susceptância capacitiva com um inversor de impedância em ambos os lados, se comportará como uma reatância indutiva.

A Fig. 3.12(a) mostra o uso de inversores de impedância para obter um filtro passa-faixa (com elementos série) tomando como base o circuito apresentado na Fig. 3.10(a). Na Fig. 3.12(b) apresenta-se o protótipo passa-baixa reescrito também em função de inversores de impedância e indutores série. As Figs. 3.12(a) e (b) estão relacionadas através da transformação passa-baixa/passa-alta mencionada anteriormente.

Os inversores de impedância podem ser simulados de várias maneiras, porém as formas mais práticas são aquelas mostradas na Fig. 3.13, onde o comprimento elétrico equivalente ϕ , positivo ou negativo, é adicionado ou subtraído das linhas adjacentes (comprimentos elétricos θ_j).

A Fig. 3.14 mostra um filtro passa-faixa que utiliza inversores, tal como mostrado na Fig. 3.13(a), e estruturas ressonantes tipo série, como mostra a Fig. 3.12(a).

3.5 - ACOPLAMENTO POR REATÂNCIAS INDUTIVAS

As equações para o cálculo do acoplamento indutivo entre as cavidades do guia, que simulam os inversores, são [Ref. 3, p. 451 ou Ref. 4, p. 415]:

$$K_{01}/Z_0 = \sqrt{(\pi/2)(w_\lambda / g_0 g_1 \omega_1')} \quad (3.7)$$

$$K_{j,j+1}/Z_0 \Big|_{j=1 \text{ a } n-1} = (\pi w_\lambda / 2 \omega_1') (1 / \sqrt{g_j g_{j+1}}) \quad (3.8)$$

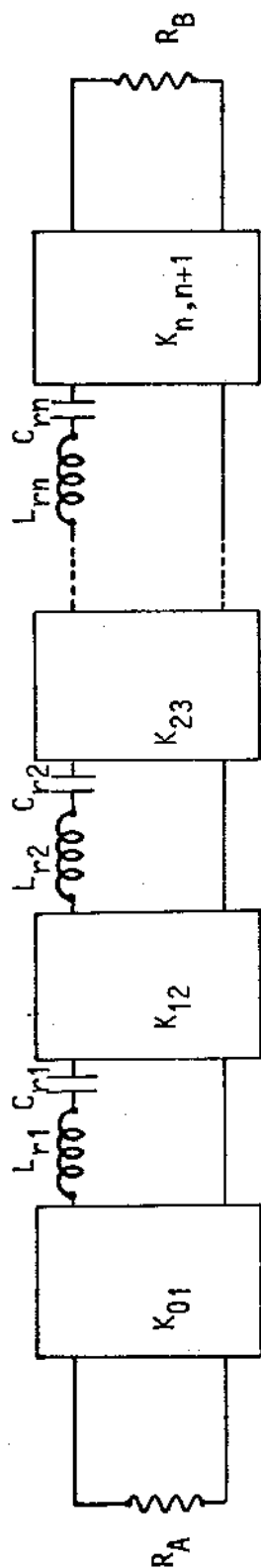
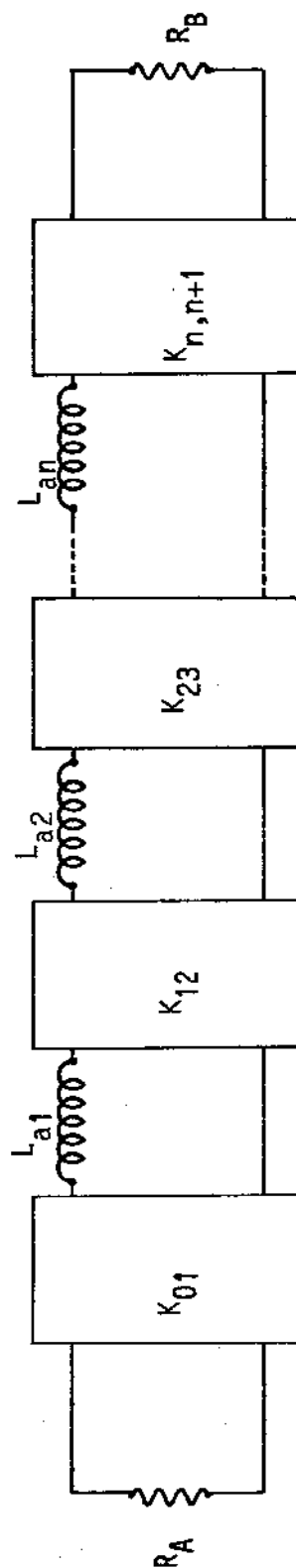


Fig. 3.12 (a): Filtro passa-faixa convertido para usar somente circuitos ressonantes série e inversores de impedância, onde o índice "r" dos elementos reativos indica o uso de cavidades ressonantes e "n" é a cavidade considerada. $K_{n,n+1}$ é a impedância característica do inversor colocado entre as cavidades n e $n+1$.



(b): Filtro protótipo passa-baixa modificado utilizando inversores de impedância $K_{n,n+1}$, onde K e a impedância característica do inversor entre as seções n e $n+1$ do filtro, L_{an} , é a indutância vista da entrada do inversor para a seção n .

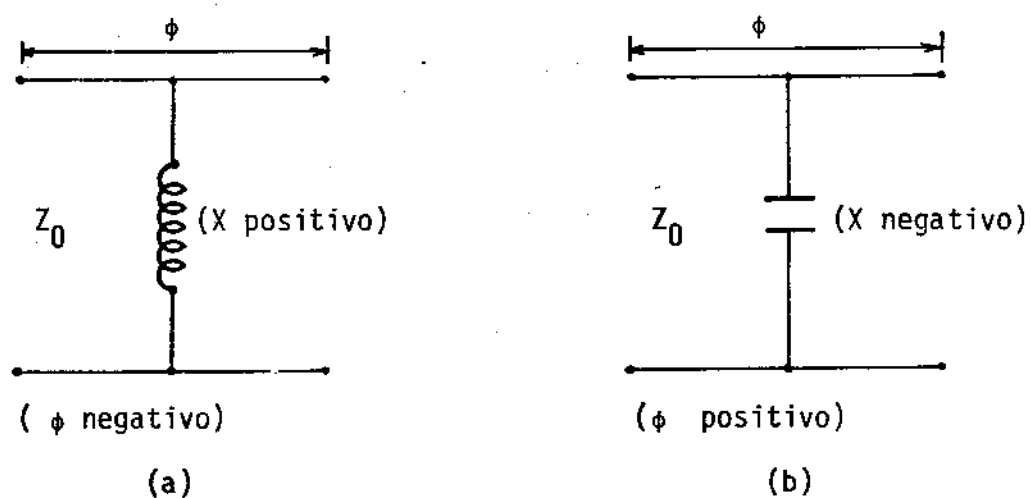


Fig. 3.13: Circuitos equivalentes práticos que simulam inversores de impedância, utilizáveis em configurações do tipo série.

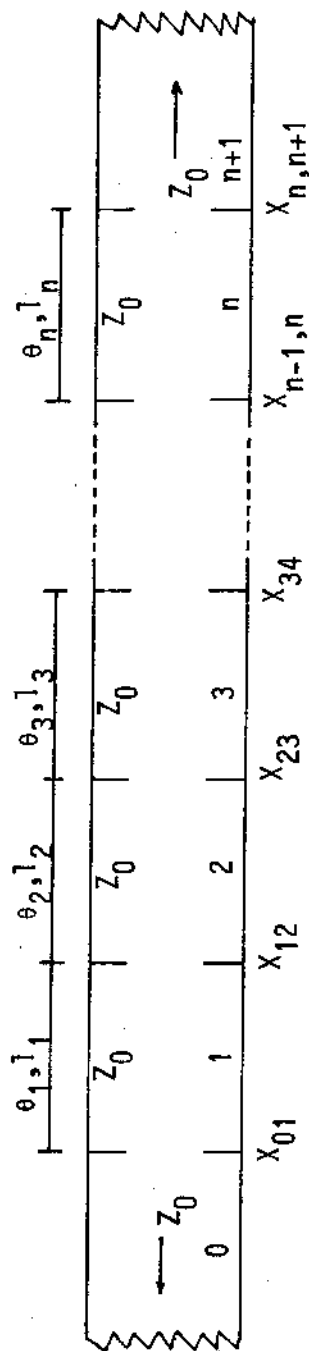


Fig. 3.14: Acoplamento entre as indutâncias paralelas para um filtro passa-faixa em guia de onda (vista de topo), onde l_j = comprimento físico da seção j ; θ_j = comprimento elétrico da seção j ($= \beta l_j$); $X_{j-1,j}$ = reatância indutiva do diafragma entre as seções $j-1$ e j do guia, Z_0 = impedância característica do trecho do guia.

$$K_{n,n+1}/Z_0 = \sqrt{(\pi/2)(w_\lambda/g_n g_{n+1}\omega_1^2)} \quad (3.9)$$

- onde:
- $K_{j,j+1}$ é o parâmetro inversor de impedância entre as seções j e $j+1$ do filtro,
 - $g_0, g_1, \dots, g_n, g_{n+1}$ são os parâmetros normalizados do protótipo passa-baixa correspondente,
 - ω_1^2 é a frequência de corte normalizada do protótipo passa-baixa,
 - w_λ é a largura de faixa fracional,
 - Z_0 é a impedância do guia.

As reatâncias indutivas dos diafragmas (ou obstáculos) são dadas pela expressão [Ref. 3, p. 451]:

$$X_{j,j+1}/Z_0 = (K_{j,j+1}/Z_0)/[1-(K_{j,j+1}/Z_0)^2] \quad (3.10)$$

onde $X_{j,j+1}$ é a reatância indutiva do obstáculo entre as seções j e $j+1$.

Os ângulos elétricos θ_j , mostrados na Fig. 3.14, são dados por:

$$\theta_j = \pi - (1/2) \cdot [\tan^{-1}(2X_{j-1,j}/Z_0) + \tan^{-1}(2X_{j,j+1}/Z_0)] \text{ (rad)} \quad (3.11)$$

As distâncias entre os centros de cada circuito ressonante são dadas por:

$$l_j = \lambda_{g_0} \theta_j / 2\pi \quad (3.12)$$

3.6 - ESTRUTURAS PASSIVAS INDUTIVAS

O projeto de filtros em guia de onda considerará apenas o

modo TE_{10} , requerendo a restrição da faixa de frequências para que esta hipótese seja satisfeita. Nessas circunstâncias, os obstáculos mostrados na Fig. 3.15, com espessura infinitesimal e condutividade (σ) infinita, comportam-se como indutâncias puras em paralelo com o guia.

(a) JANELA SIMÉTRICA

A Fig. 3.15(a) mostra um obstáculo indutivo, de largura infinitesimal, do tipo janela simétrica.

A equação que relaciona os parâmetros desse tipo de estrutura (com $\sigma \rightarrow \infty$) com a reatância normalizada é dada por [Ref. 5, p.221]:

$$\frac{X}{Z_0} = \frac{a}{\lambda_g} \cdot \tan^2 \frac{\pi d}{2a} \left\{ 1 + \frac{3}{4} \left[\frac{1}{\sqrt{1 - (2a/3\lambda)^2}} - 1 \right] \sin^2 \frac{\pi d}{a} + 2 \cdot (a/\lambda)^2 \cdot \left[1 - \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E(\alpha) - \beta F(\alpha)}{\alpha^2} \cdot \frac{E(\beta) - \alpha^2 F(\beta)}{\beta^2} - \frac{1}{12} \sin^2 \frac{\pi d}{a} \right] \right\} \quad (3.13)$$

onde $\alpha = \sin \pi d/2a$, $\beta = \cos \pi d/2a$, e F , E são integrais elípticas completas de primeira e segunda ordem, respectivamente [Vide Ref. 6, p.587].

Em situações especiais pode-se utilizar as aproximações:

$$\frac{X}{Z_0} \approx \frac{a}{\lambda_g} \cdot \tan^2 \frac{\pi d}{2a} \left[1 + \frac{1}{6} \cdot (d/\lambda)^2 \right], \quad d/a \ll 1 \quad (3.14)$$

$$\frac{X}{Z_0} \approx \frac{a}{\lambda_g} \cdot \cot^2 \frac{\pi d'}{a} \left[1 + \frac{2}{3} \cdot (\pi d'/\lambda)^2 \right], \quad d'/a \ll 1 \quad (3.15)$$

Na Fig. 3.16 traçamos o comportamento da eq. (3.13), sob a forma de $(X/Z_0 \cdot \lambda_g/a)$ como função de (d/a) , para determinados valores de (a/λ) . Uma apresentação mais detalhada destas curvas pode ser vista na Ref. 7 (p.82).

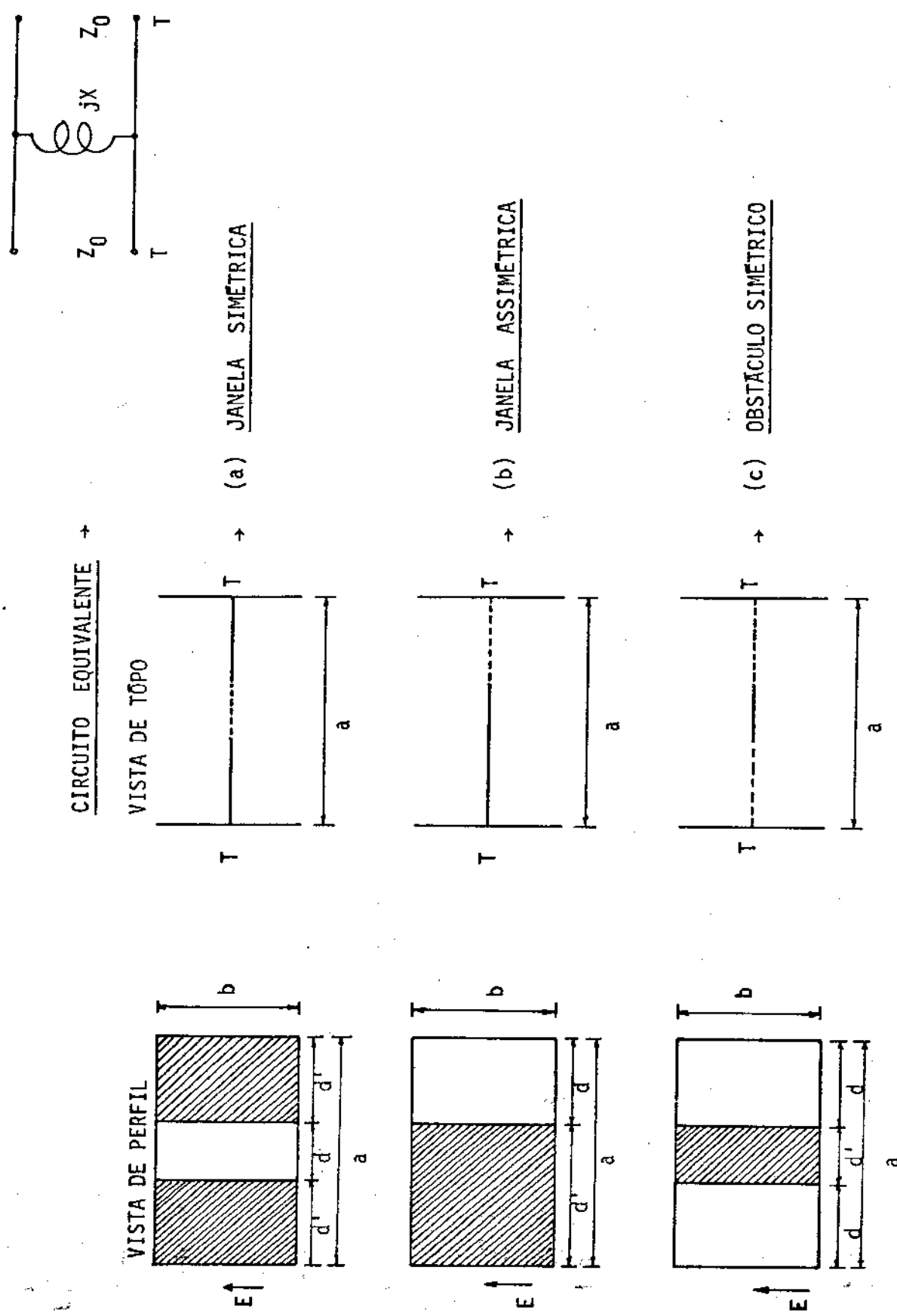


Fig. 3.15: Obstáculos tipo janela indutiva

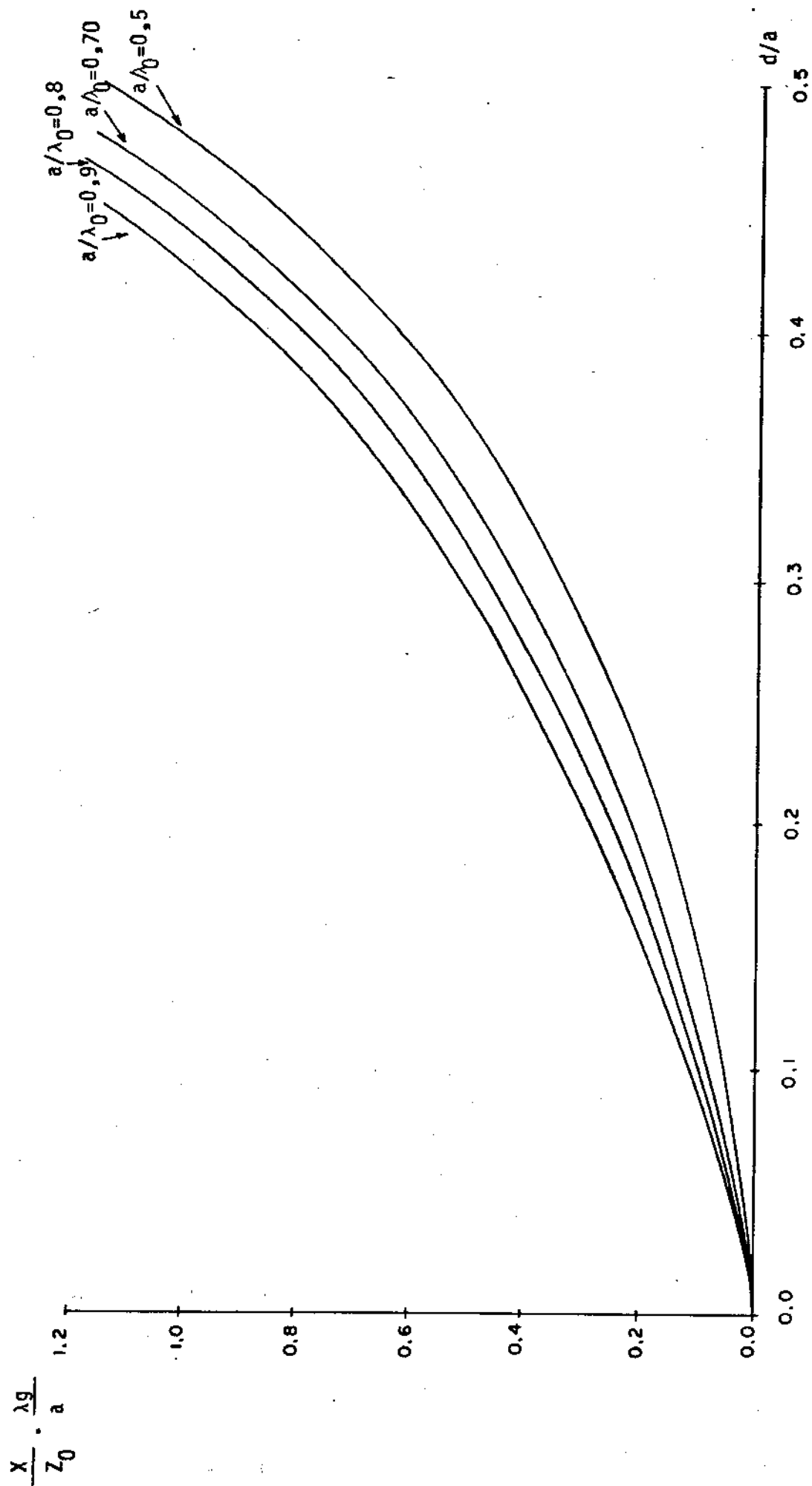


Fig. 3.16: Reatância de janela simétrica indutiva em guia de onda retangular. λ_0 é o comprimento de onda plana para $f=f_0$ (frequência central da banda passante).

(b) JANELA ASSIMÉTRICA

A Fig. 3.15(b) mostra outro obstáculo indutivo, de largura infinitesimal, do tipo janela assimétrica.

A equação que relaciona os parâmetros desse tipo de estrutura (com $\sigma \rightarrow \infty$) com a reatância normalizada é dada por [Ref. 5, p. 224]:

$$\frac{X}{Z_0} = \frac{a}{\lambda_g} \frac{\tan^2 \frac{\pi d}{2a}}{1 + \csc^2 \frac{\pi d}{2a}} \left\{ 1 + \frac{8\alpha^4 \beta^2 Q}{1 + \alpha^2 + \beta^6 (\beta^4 + 6\alpha^2) Q} + 2(a/\lambda)^2 \left[1 - 2 \frac{\alpha^2 + 2\beta^2 \ln \beta}{\alpha^4 (1 + \alpha^2)} - 2 \frac{\alpha^4 \beta^2}{1 + \alpha^2} \right] \right\} \quad (3.16)$$

onde $\alpha = \sin \pi d/2a$, $\beta = \cos \pi d/2a$ e $Q = \frac{1}{\sqrt{1 - (a/\lambda)^2}} - 1$

Em situações especiais pode-se utilizar as aproximações:

$$\frac{X}{Z_0} \approx \frac{a}{\lambda_g} \left(\frac{\pi d}{2a} \right)^4 \left[1 - \frac{2}{3} \left(\frac{\pi d}{2a} \right)^2 \right] \left[1 + \frac{4}{3} \left(\frac{a}{\lambda} \right)^2 \left(\frac{\pi d}{2a} \right)^2 \right], \quad \frac{d}{a} \ll 1 \quad (3.17)$$

$$\frac{X}{Z_0} \approx 2 \frac{\lambda_g}{a} \left(\frac{\pi d'}{2a} \right)^2 \left[1 + \frac{3}{2} \left(\frac{\pi d'}{2a} \right)^2 \right] \left[1 + 4 \left(\frac{a}{\lambda} \right)^2 \left(\frac{\pi d'}{2a} \right)^2 \ln \frac{\pi d'}{2a} \right], \quad \frac{d'}{a} \ll 1 \quad (3.18)$$

A Fig. 3.17 mostra o comportamento da eq. (3.16), sob a forma de $(X/Z_0 \cdot \lambda_g/a)$ como função de (d/a) , para determinados valores de (a/λ) . Uma apresentação mais detalhada destas curvas pode ser vista na Ref.7 (p.81).

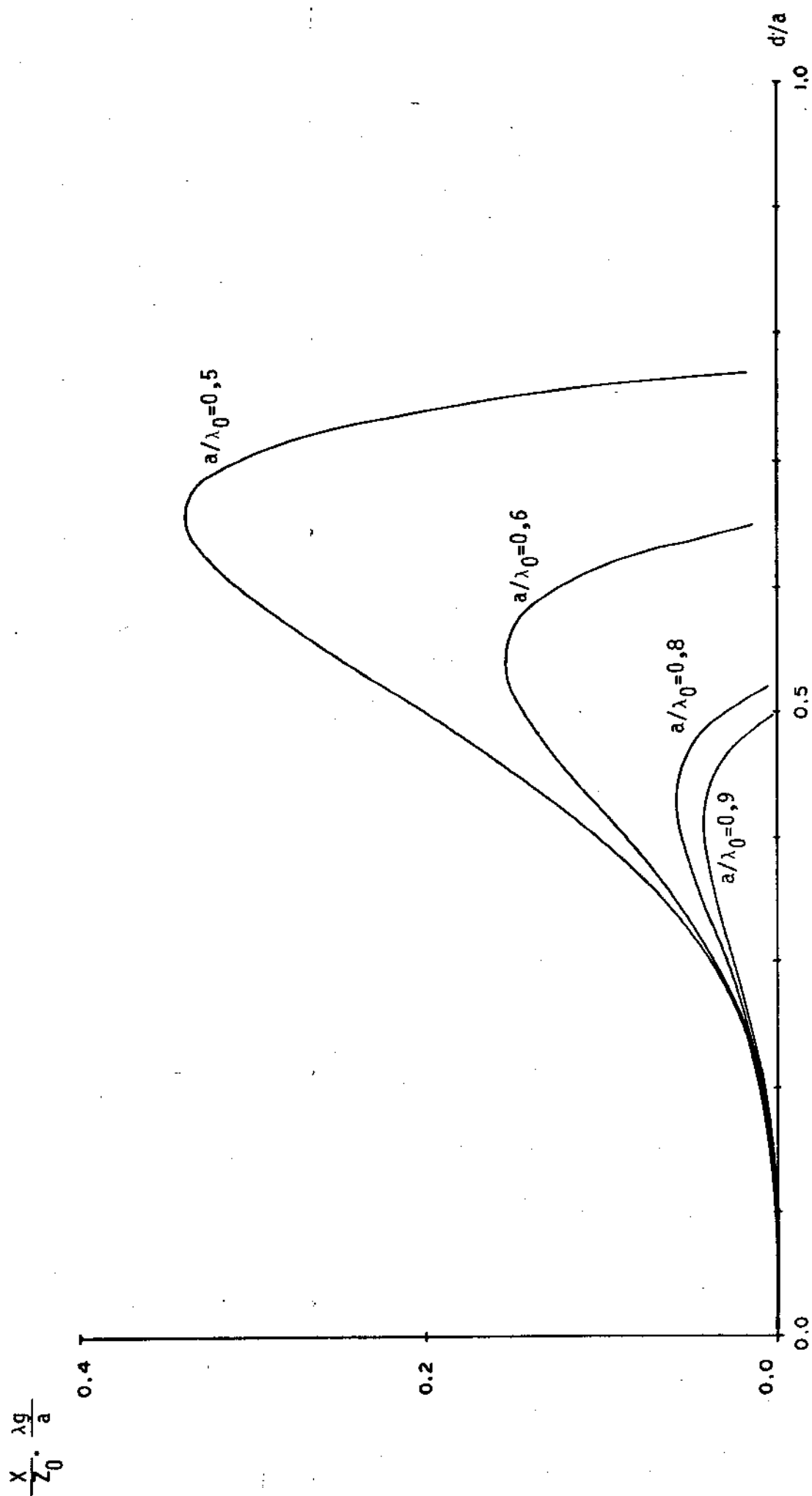


Fig. 3.17: Reatância de janela assimétrica indutiva em guia de onda retangular. λ_0 é o comprimento de onda plana para $f=f_0$ (frequência central da banda passante).

(c) OBSTÁCULO SIMÉTRICO

A Fig. 3.15(c) mostra outro obstáculo indutivo, de largura infinitesimal, do tipo obstáculo simétrico.

A equação que relaciona os parâmetros desse tipo de estrutura (com $\sigma \rightarrow \infty$) com a reatância normalizada é dada por [Ref. 5, p. 227]:

$$\frac{X}{Z_0} = \frac{a}{\lambda_g} \cdot \left\{ \frac{(1+\alpha^2) \cdot F(\beta) - 2 \cdot E(\beta)}{2 E(\beta) - \alpha^2 F(\beta)} + \frac{2}{27} \cdot \left(\frac{a}{\lambda} \right)^2 \cdot \left[\frac{2(2\alpha^2 - 1) \cdot E(\beta) - \alpha^2(3\alpha^2 - 1) \cdot F(\beta)}{2 \cdot E(\beta) - \alpha^2 \cdot F(\beta)} \right]^2 \right\} \quad (3.19)$$

onde $\alpha = \sin \frac{\pi d'}{2a}$, $\beta = \cos \frac{\pi d'}{2a}$ e F , E são integrais elípticas completas

de primeira e segunda ordem, respectivamente [Vide Ref. 6, p. 587].

Em situações especiais pode-se utilizar as aproximações:

$$\frac{X}{Z_0} \approx \frac{a}{2\lambda_g} \cdot \left[\ln \left(\frac{8}{\pi e^2} \cdot \frac{a}{d'} \right) + \frac{4}{27} \cdot (a/\lambda)^2 \right], \quad \frac{d'}{a} \ll 1 \quad (3.20)$$

$$\frac{X}{Z_0} \approx \frac{2a}{\lambda_g} \cdot \left(\frac{\pi d}{2a} \right)^4 \cdot \left[1 + 12 \cdot (a/\lambda)^2 \cdot (\pi d/2a)^4 \right], \quad \frac{d}{a} \ll 1 \quad (3.21)$$

A Fig. 3.18 mostra o comportamento da eq. (3.19), sob a forma de $(X/Z_0 \cdot \lambda_g/a)$ como função de (d/a) , para alguns valores de (a/λ) . Estas curvas podem também ser vistas na Ref. 7 (p. 85).

3.7 - PROJETO EXEMPLO

Objetivo: Deseja-se projetar um filtro passa-faixa em guia de onda retangular, com característica de Tchebysheff e 0,1 dB de ondu-

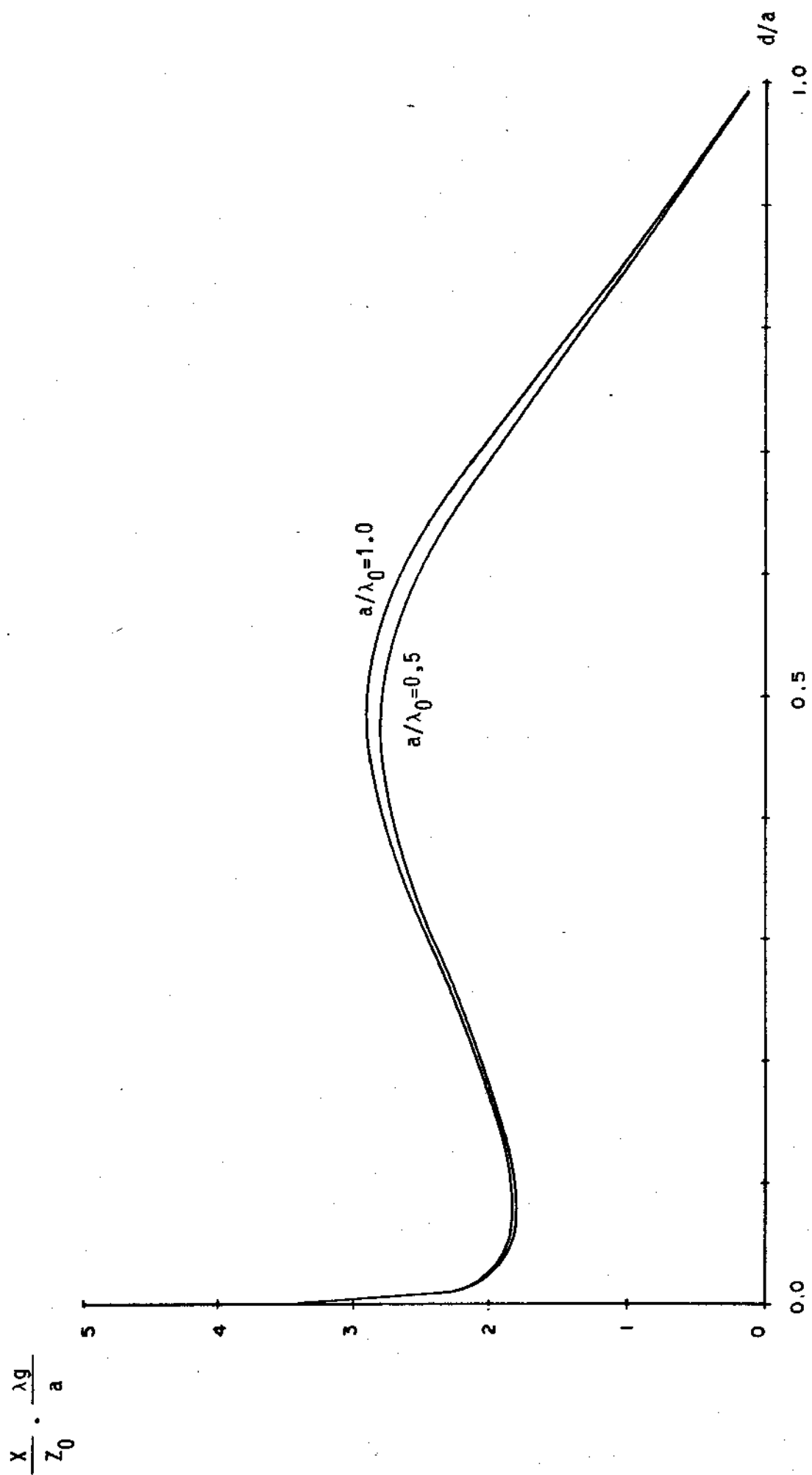


Fig. 3.18: Reatância de obstáculo simétrico indutivo em guia de onda retangular. λ_0 é o comprimento de onda plana para $f=f_0$ (frequência central da banda passante).

lação (=LAR), com banda passante entre as frequências $f_1 = 10,045$ GHz e $f_2 = 10,145$ GHz, apresentando 30,0 dB de atenuação mínima para as frequências $f_a = 10,000$ GHz e $f_b = 10,190$ GHz (Vide Fig. 3.1).

O perfil do guia a ser utilizado será o WR-90, de dimensões internas iguais a [Ref. 6, v.1, p. 36]:

largura (a) = 0,90 polegadas,

altura (b) = 0,40 polegadas,

para o qual a banda de frequências recomendadas é a banda X (8,2 a 12,5 GHz), para o modo TE_{10} .

PARTE A: Comprimentos de onda para as frequências fornecidas (Vide Fig. 3.1):

A fórmula utilizada para o cálculo dos comprimentos de onda guiados é [Ref. 3, p.457]:

$$\lambda_g(\text{cm}) = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{f(\text{GHz})}{29,979}\right)^2 - \left(\frac{1}{2.a(\text{cm})}\right)^2}} \quad (3.22)$$

Para os extremos da faixa de passagem, fixados em $f_1 = 10,045$ GHz e $f_2 = 10,145$ GHz, a eq. (3.22) nos fornece:

$$\lambda_{g1}(\text{cm}) = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{10,045}{29,979}\right)^2 - \left(\frac{1}{2.2,54.0,90}\right)^2}} = 3,9398 \text{ cm}$$

$$\lambda_{g2}(\text{cm}) = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{10,145}{29,979}\right)^2 - \left(\frac{1}{2.2,54.0,90}\right)^2}} = 3,8729 \text{ cm}$$

Pela eq. (3.3c):

$$\lambda_{g0} = \frac{3,9398 + 3,8729}{2} = 3,9064 \text{ cm}$$

Portanto, pela eq. (3.1c):

$$f_0 = 10,0950 \text{ GHz}$$

O comprimento de onda plana em f_0 , será:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0} = \frac{29,979 \cdot 10^{10}}{10,095 \cdot 10^9} = 2,9698 \text{ cm}$$

Os comprimentos de onda nas frequências externas de transição [Fig. 3.1], calculados pela eq. (3.22), são:

$$\lambda_{g_a} = 3,9709 \text{ cm}$$

$$\lambda_{g_b} = 3,8437 \text{ cm}$$

PARTE B: - Largura de faixa fracional

- Relações de transformação de frequências

- Atenuações

Utilizando a eq. (3.3b), obtemos:

$$w_\lambda = \frac{3,9398 - 3,8729}{3,9064} = 0,0171$$

Utilizando-se a eq. (3.3a), teremos:

- para $f = f_a$, com $\lambda_g = \lambda_{g_a}$:

$$\frac{\omega'}{\omega_1} = \frac{2}{0,0171} \cdot \left(\frac{3,9064 - 3,9709}{3,9064} \right) = -1,9312$$

- para $f = f_b$, com $\lambda_g = \lambda_{g_b}$:

$$\frac{\omega'}{\omega_1} = \frac{2}{0,0171} \cdot \left(\frac{3,9064 - 3,8437}{3,9064} \right) = 1,8773$$

Utilizando o gráfico da Ref. 3, p.89, para $LAR = 0,10 \text{ dB}$,

$LAA = 30,0 \text{ dB}$, $\left. \frac{\omega'}{\omega_1} \right|_{\lambda_g = \lambda_{g_a}} = -1,9312$ e $\left. \frac{\omega'}{\omega_1} \right|_{\lambda_g = \lambda_{g_b}} = 1,8773$, temos $n=5$, que é o

menor valor de n que satisfaz a especificação de atenuação mínima (LAA) fora da banda passante. Convém salientarmos que neste caso de n ímpar, haverá simetria entre os elementos reativos do filtro.

- para $f = f_a (|\omega'/\omega_1| \approx 1,9)$: $LA(f_a) \approx 32,5$ dB

- para $f = f_b (|\omega'/\omega_1| \approx 1,9)$: $LA(f_b) \approx 32,5$ dB

Logo, para $f = f_a$ e $f = f_b$ temos $LA > 30,0$ dB, como imposto inicialmente.

- PARTE C:
- Parâmetros normalizados
 - Inversores de impedância
 - Acoplamento entre reatâncias indutivas
 - Dimensões dos obstáculos

Utilizando a Tabela 4.05 - 2(a) da Ref. 3 (p.100), para $n = 5$ e 0,10 dB de ondulação, temos:

$$g_0 = 1,0000$$

$$g_1 = 1,1468$$

$$g_2 = 1,3712$$

$$g_3 = 1,9750$$

$$g_4 = 1,3712$$

$$g_5 = 1,1468$$

$$g_6 = 1,0000 \text{ e } \omega_1' = 1.$$

Os parâmetros inversores de impedância [eq. (3.7), (3.8) e (3.9)], terão:

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{0,0171}{1,1,1468 \cdot 1}} = 0,1530 = \frac{K_{56}}{Z_0}$$

$$\frac{K_{12}}{Z_0} = \frac{\pi \cdot 0,0171}{2.1} \frac{1}{\sqrt{1,1468 \cdot 1,3712}} = 0,0214 = \frac{K_{45}}{Z_0}$$

$$\frac{K_{23}}{Z_0} = \frac{\pi \cdot 0,0171}{2.1} \frac{1}{\sqrt{1,3712 \cdot 1,9750}} = 0,0163 = \frac{K_{34}}{Z_0}$$

Utilizando-se a eq. (3.10), teremos o valor das reatâncias indutivas normalizadas:

$$\frac{X_{01}}{Z_0} = \frac{0,1530}{1 - (0,1530)^2} = 0,1567 = \frac{X_{56}}{Z_0}$$

$$\frac{X_{12}}{Z_0} = \frac{0,0214}{1 - (0,0214)^2} = 0,0214 = \frac{X_{45}}{Z_0}$$

$$\frac{X_{23}}{Z_0} = \frac{0,0163}{1 - (0,0163)^2} = 0,0163 = \frac{X_{34}}{Z_0}$$

A Fig. 3.19 mostra uma vista de t $\hat{o}$ po do filtro passa-faixa, com a indica $\tilde{c}$ o das reatâncias indutivas e dos ângulos elétricos.

Escolhendo arbitrariamente o obstáculo indutivo do tipo janela simétrica [Vide Fig. 3.15a e 3.16] e utilizando-se a eq. (3.13), na frequência central, com os parâmetros:

$$\frac{a}{\lambda g_0} = \frac{0,90 \cdot 2,54}{3,9064} = 0,5852$$

$$\frac{a}{\lambda_0} = \frac{0,90 \cdot 2,54}{2,9698} = 0,7697$$

obtemos:

$$\frac{X_{01}}{Z_0} \frac{\lambda g_0}{a} = 0,1567 \cdot 1,7088 = 0,2678 \approx 0,27$$

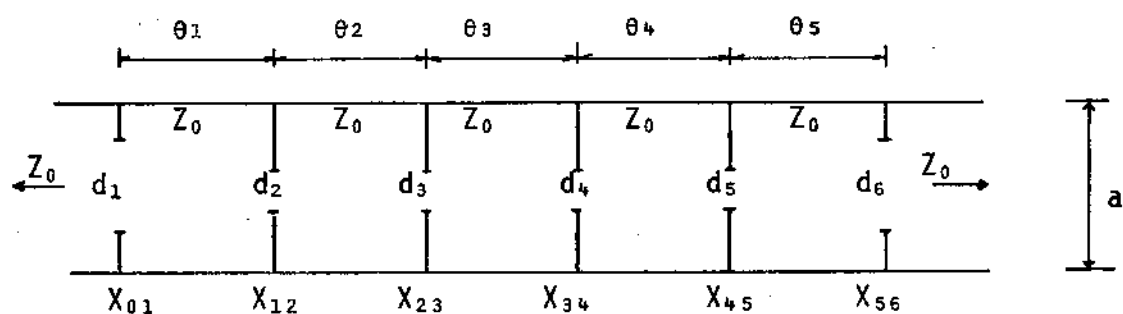


Fig. 3.19: Aspecto do acoplamento entre as reatâncias indutivas para o filtro passa-faixa em guia de onda retangular (vista de t $\hat{o}$ po).

Recorrendo-se ao gráfico da Fig. 3.16, que utiliza a eq. (3.13), como função de (d/a) , para o valor do parâmetro $a/\lambda_0 = 0,7697$, temos:

$$\frac{d_1}{a} = 0,293 \therefore d_1 = 0,6693 \approx 0,67 \text{ cm}$$

Analogamente obtemos:

$$\frac{X_{12}}{Z_0} \cdot \frac{\lambda g_0}{a} = 0,0214 \cdot 1,7088 = 0,0366 \approx 0,04$$

$$\frac{d_2}{a} = 0,12 \therefore d_2 = 0,2743 \approx 0,27 \text{ cm}$$

$$\frac{X_{23}}{Z_0} \cdot \frac{\lambda g_0}{a} = 0,0163 \cdot 1,7088 = 0,0279 \approx 0,03$$

$$\frac{d_3}{a} = 0,11 \therefore d_3 = 0,2515 \approx 0,25 \text{ cm}$$

Como os valores das demais reatâncias indutivas são iguais, pois o filtro é simétrico, teremos os demais obstáculos com as mesmas dimensões já calculadas ($d_4=d_3$, $d_5=d_2$, $d_6=d_1$, conforme Fig. 3.19).

PARTE D: - Ângulos elétricos
- Espaçamentos entre os obstáculos

Utilizando-se a eq. (3.11), teremos:

$$\theta_1 = \pi - \frac{1}{2} [\tan^{-1}(2,0,1567) + \tan^{-1}(2,0,0214)] = 2,9683 = \theta_5$$

$$\theta_2 = \pi - \frac{1}{2} [\tan^{-1}(2,0,0214) + \tan^{-1}(2,0,0163)] = 3,1039 = \theta_4$$

$$\theta_3 = \pi - \frac{1}{2} \cdot [\tan^{-1}(2.0,0163) + \tan^{-1}(2.0,0163)] = 3,1090$$

Utilizando-se a eq. (3.12), podemos calcular o espaçamento entre os obstáculos:

$$l_1 = 0,6217 \cdot 2,9683 = 1,8455 \text{ cm} = l_5$$

$$l_2 = 0,6217 \cdot 3,1039 = 1,9297 \text{ cm} = l_4$$

$$l_3 = 0,6217 \cdot 3,1090 = 1,9329 \text{ cm}$$

As Fig. 3.20 e 3.21 mostram aspectos do filtro passa-faixa projetado, pronto para ser implementado. Na Fig. 3.21 apresenta-se, em particular, as localizações dos furos para junção das várias seções do guia de onda e a localização física dos parafusos de sintonia fina usados para o ajuste da resposta em frequência do filtro.

Foi montado um programa, utilizando a linguagem FORTRAN-10, para auxiliar no projeto de filtros passa-faixa em microonda, usando guia de onda retangular. O programa denomina-se FIPAFA.JEF (Ref. 1) e utiliza os procedimentos e as equações deste capítulo. Os dados de entrada do programa são: LAA, LAR, FA, FB, F1, F2, (Vide Fig. 3.1), DIAP, DIBP (dimensões do perfil do guia utilizado, em polegadas), CF (característica do filtro: CF = B → Butterworth, CF = T → Tchebysheff) e TO (tipo de obstáculo: TO = -1 → janela simétrica; TO = 0 → janela assimétrica; TO = +1 → obstáculo simétrico). O programa efetua todos os cálculos do tipo mostrados no exemplo acima e fornece as mesmas dimensões físicas calculadas, necessárias à confecção do filtro.

O projeto apresentado neste item foi também realizado pelo programa FIPAFA.JEF e os resultados diferiram a partir do terceiro algarismo após a vírgula, comprovando a operacionalidade do mesmo. Um fluxograma das operações realizadas no cálculo de um filtro passa-faixa, pelo método apresentado, pode ser visto na Fig. 3.22.

ASPECTO DOS OBSTÁCULOS TIPO JANELA SIMÉTRICA

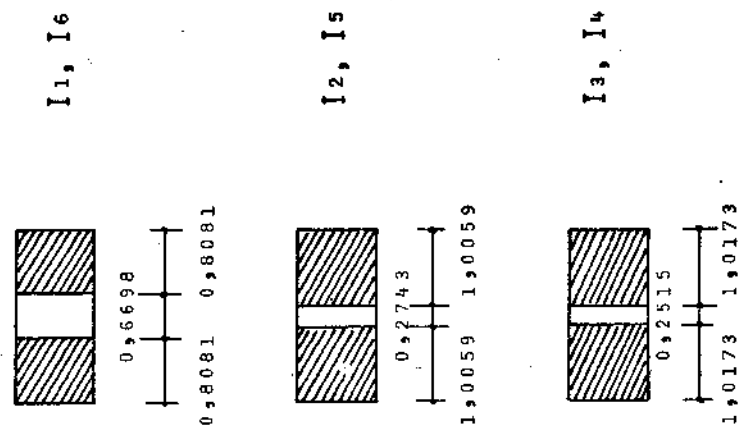
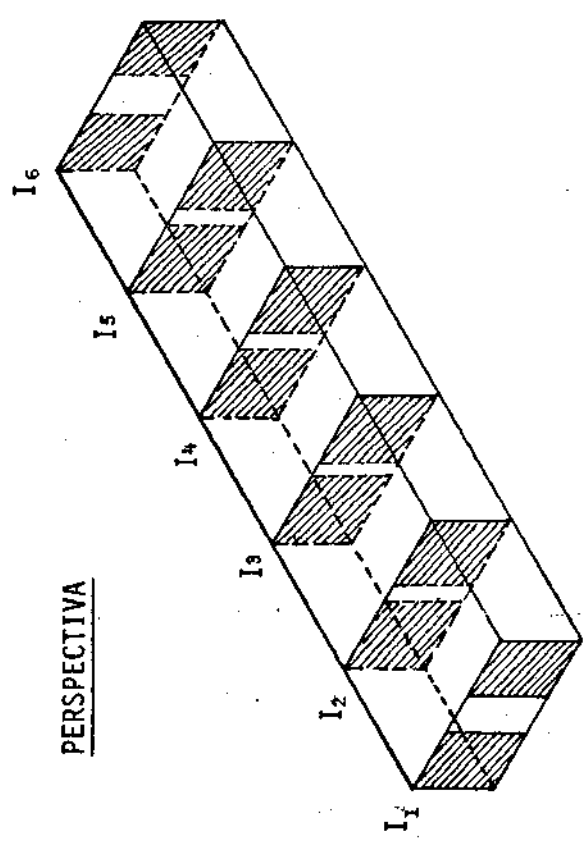
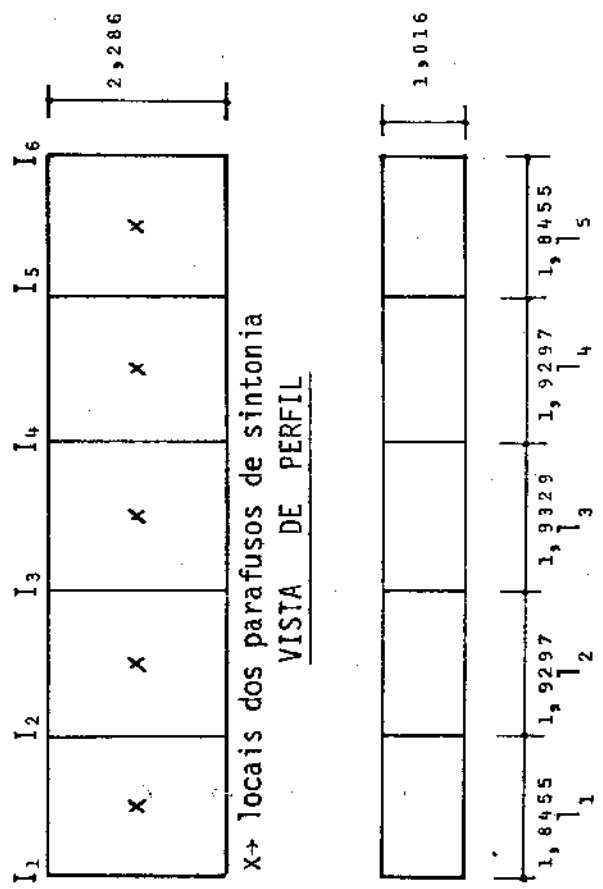


Fig. 3.20: Filtro passa-faixa projetado com indicação das dimensões calculadas (dimensões em cm).



VISTA DE TOPO



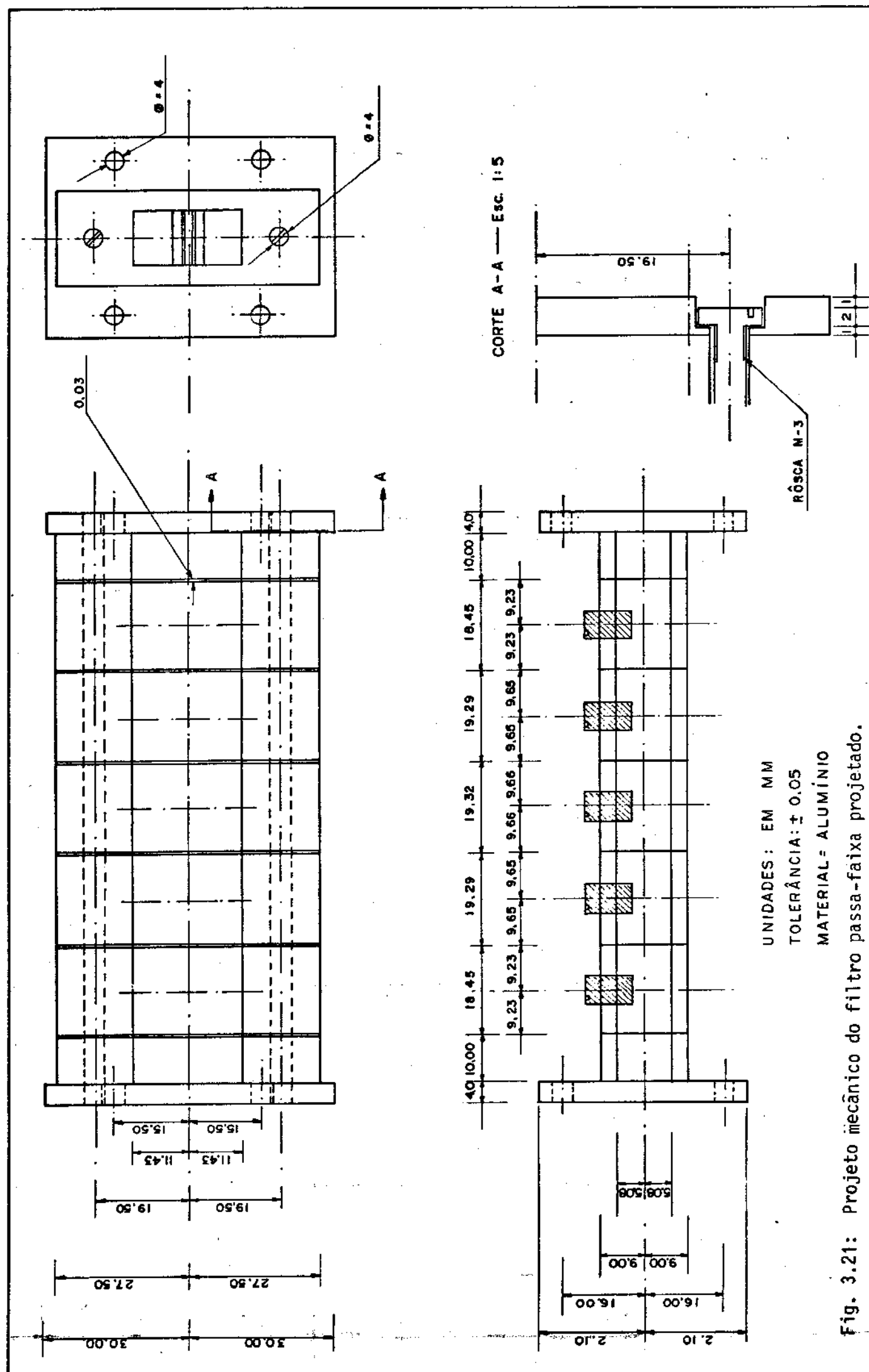


Fig. 3.21: Projeto mecânico do filtro passa-faixa projetado.

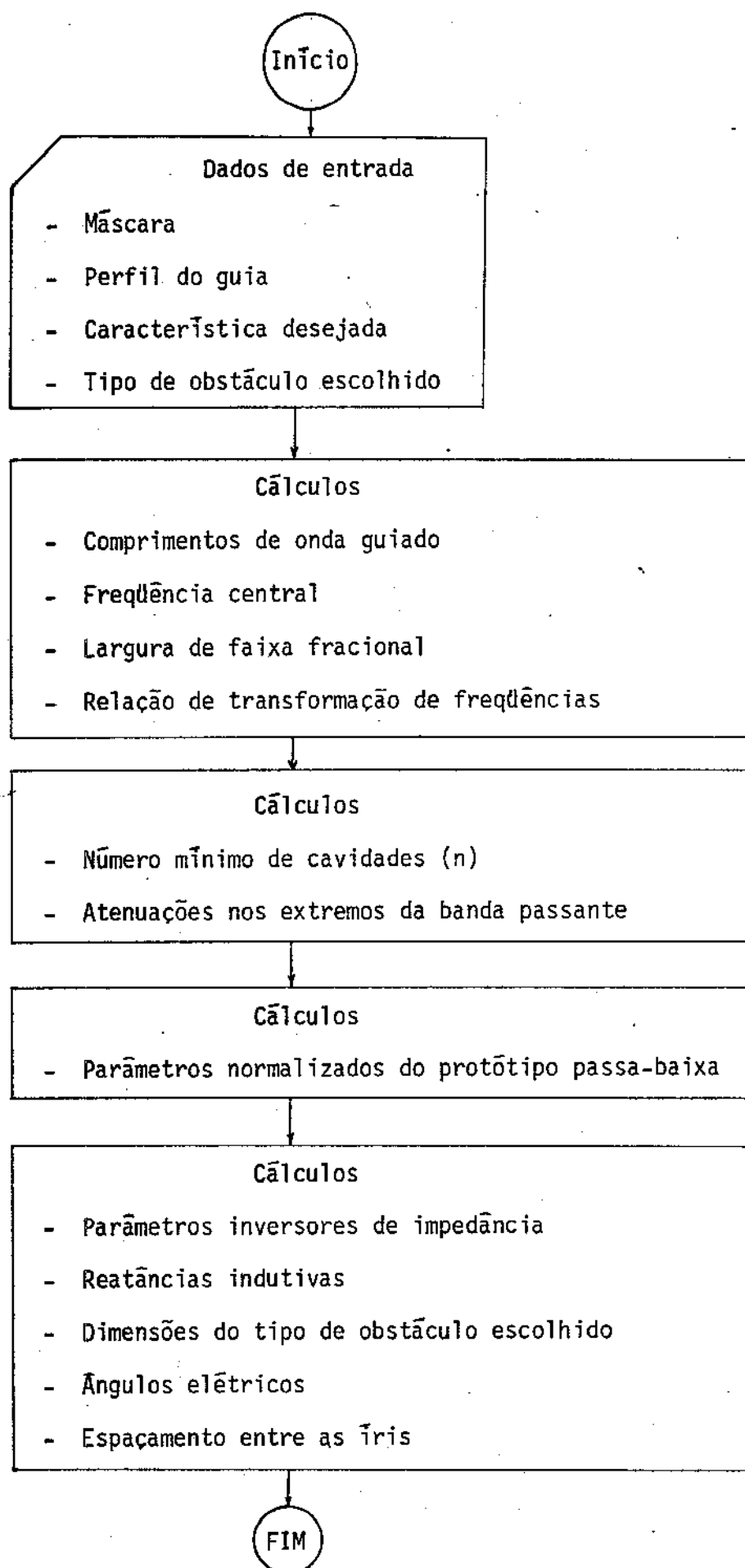


Fig. 3.22: Fluxograma para o projeto de filtros passa-faixa.

CAPÍTULO 4 - FILTRO REJEITA-FAIXA

4.1 - INTRODUÇÃO

Os filtros passa-faixa, como se pode notar no Cap. 3, atenuam fortemente frequências não desejáveis, deixando passar uma faixa de sinal com baixa atenuação. Todavia, pode ocorrer que em alguma faixa de frequência os sinais sejam particularmente fortes para poderem ser convenientemente atenuados por esse tipo de filtro. Os filtros rejeita-faixa, são mais eficientes nesses casos, pois discriminam apenas uma faixa específica em frequência.

Neste capítulo é apresentado o método utilizado para o projeto destes filtros, utilizando cavidades ressonantes acopladas ao guia principal por íris indutivas, podendo estas serem do tipo retangulares, retangulares com as bordas arredondadas e elípticas. As cavidades ressonantes rejeita-faixa são espaçadas de $3/4$ de comprimento de onda guiado, para diminuir a interação entre as franjas dos campos.

4.2 - TRANSFORMAÇÃO DE FREQUÊNCIAS

Uma transformação exata da característica de atenuação do protótipo passa-baixa para o correspondente filtro rejeita-faixa é dada por [Ref. 3, p. 744]:

$$\omega'/\omega_1' = w/(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega) \quad (4.1a)$$

$$\text{onde:} \quad w = (\omega_2 - \omega_1)/\omega_0 \quad (4.1b)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} \quad (4.1c)$$

ω' e ω_1' = frequências associadas ao filtro protótipo passa-baixa (Fig. 4.1),

ω_1 e ω_2 = frequências limites do filtro rejeita-faixa (Fig. 4.2),

ω = frequência angular associada do filtro rejeita-faixa.

Essa transformação pode ser aproximada para:

$$\frac{\omega'}{\omega_1'} \approx \frac{w}{2} \left(\frac{\omega}{\omega - \omega_0} \right) \quad (4.2)$$

Em termos do comprimento de onda guiado, a eq. (4.2) pode ser escrita na forma:

$$\frac{\omega'}{\omega_1'} \approx \frac{w_\lambda}{2} \left(\frac{\lambda g_0}{\lambda g_0 - \lambda g} \right) \quad (4.3)$$

Essas transformações aproximadas são válidas para filtros rejeita-faixa com largura de faixa fracional de até 20 por cento [Ref. 3, p. 725].

As Figs. 4.1 a 4.4 mostram as correspondências entre os protótipos passa-baixa e os filtros rejeita-faixa tipo Butterworth e Tchebysheff.

Os filtros rejeita-faixa devem também satisfazer limites de tolerância, tais como mostrados na Fig. 4.5.

As Figs. 4.6 a 4.8 mostram as simulações da atenuação em função da frequência para a característica de Butterworth e Tchebysheff, onde se varia isoladamente os dois parâmetros principais, n e LAR.

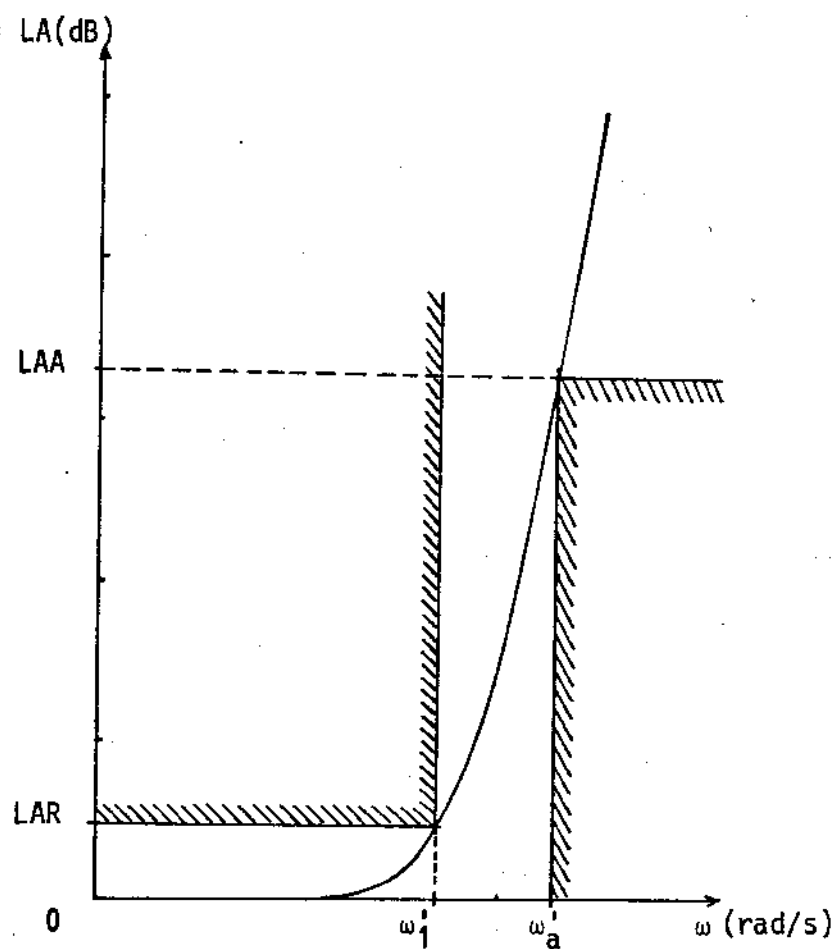


Fig. 4.1: Exemplo de curva de resposta em frequência para um filtro Butterworth passa-baixa.

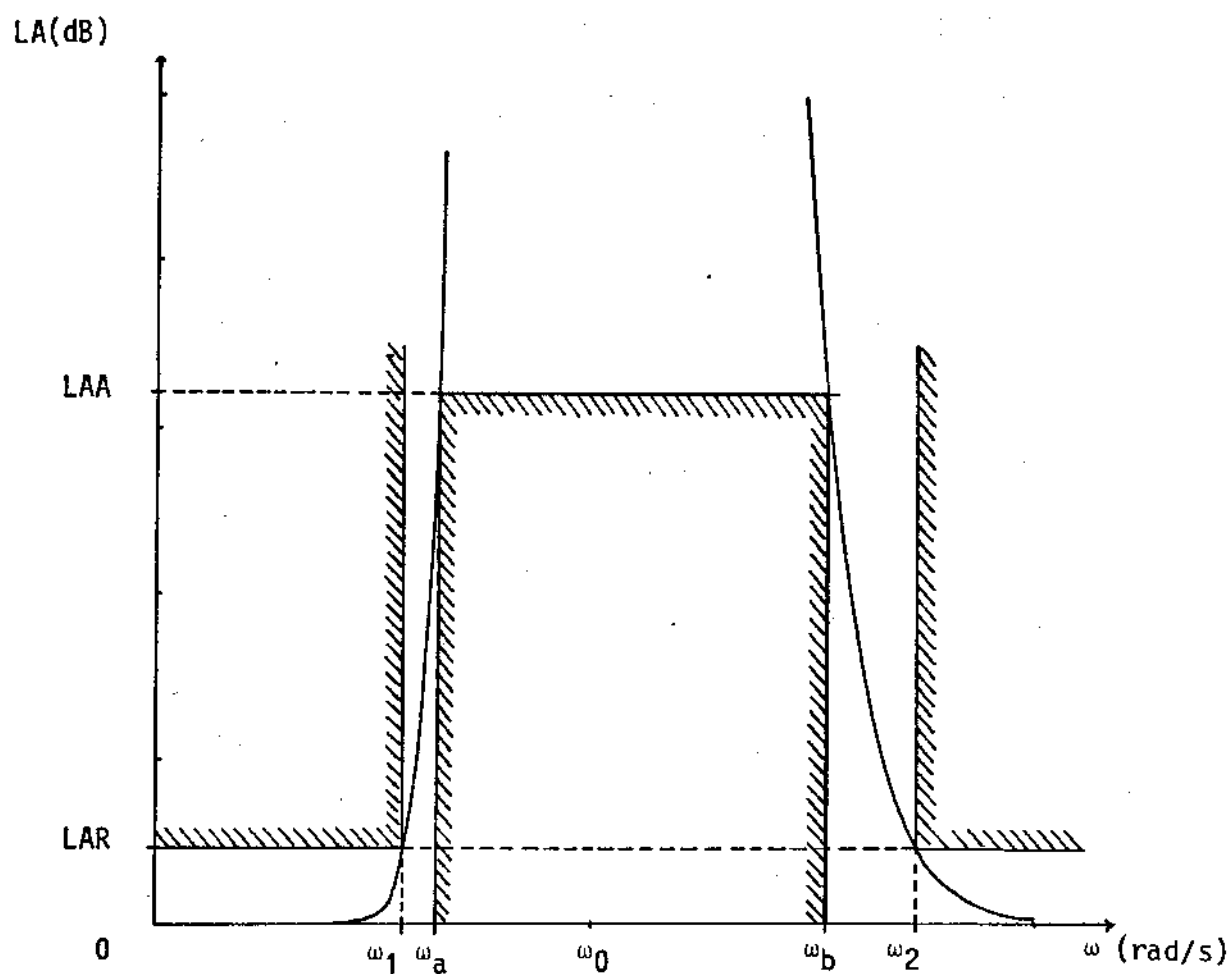


Fig. 4.2: Exemplo de curva de resposta em frequência para um filtro Butterworth rejeita-faixa.

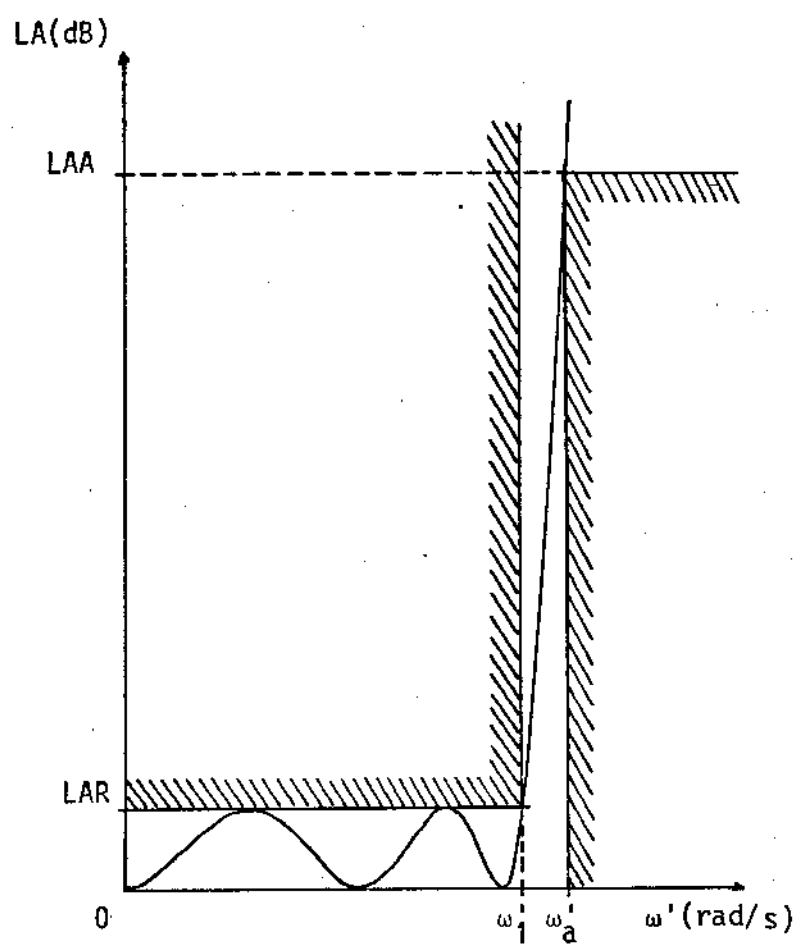


Fig. 4.3: Exemplo de curva de resposta em frequência para um filtro Tchebysheff passa-baixa.

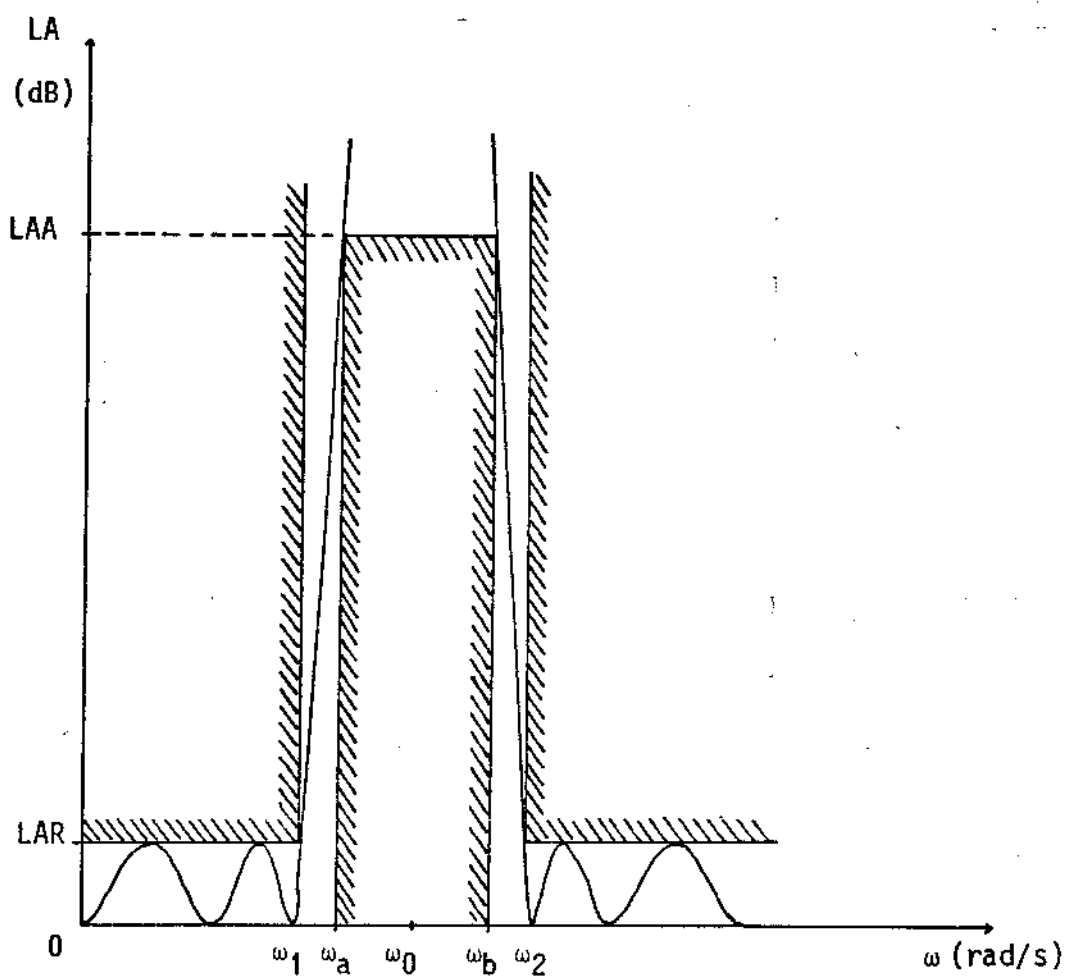


Fig. 4.4: Exemplo de curva de resposta em frequência para um filtro Tchebysheff rejeita-faixa.

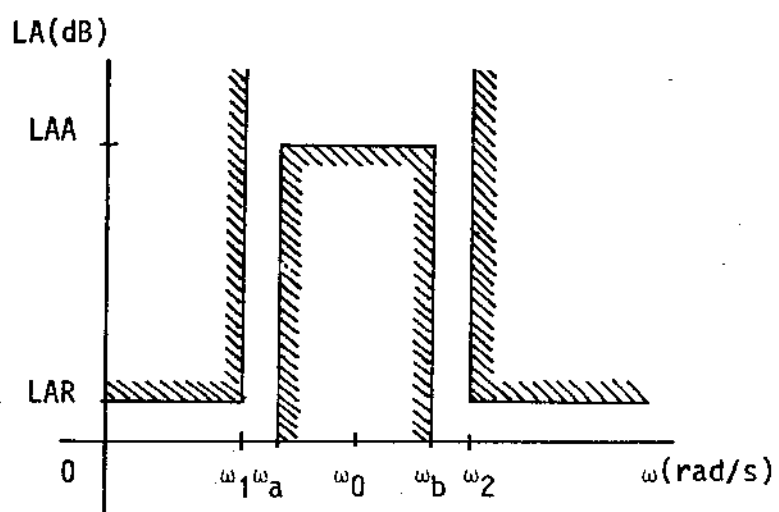


Fig. 4.5: Máscara típica de um filtro rejeita-faixa.

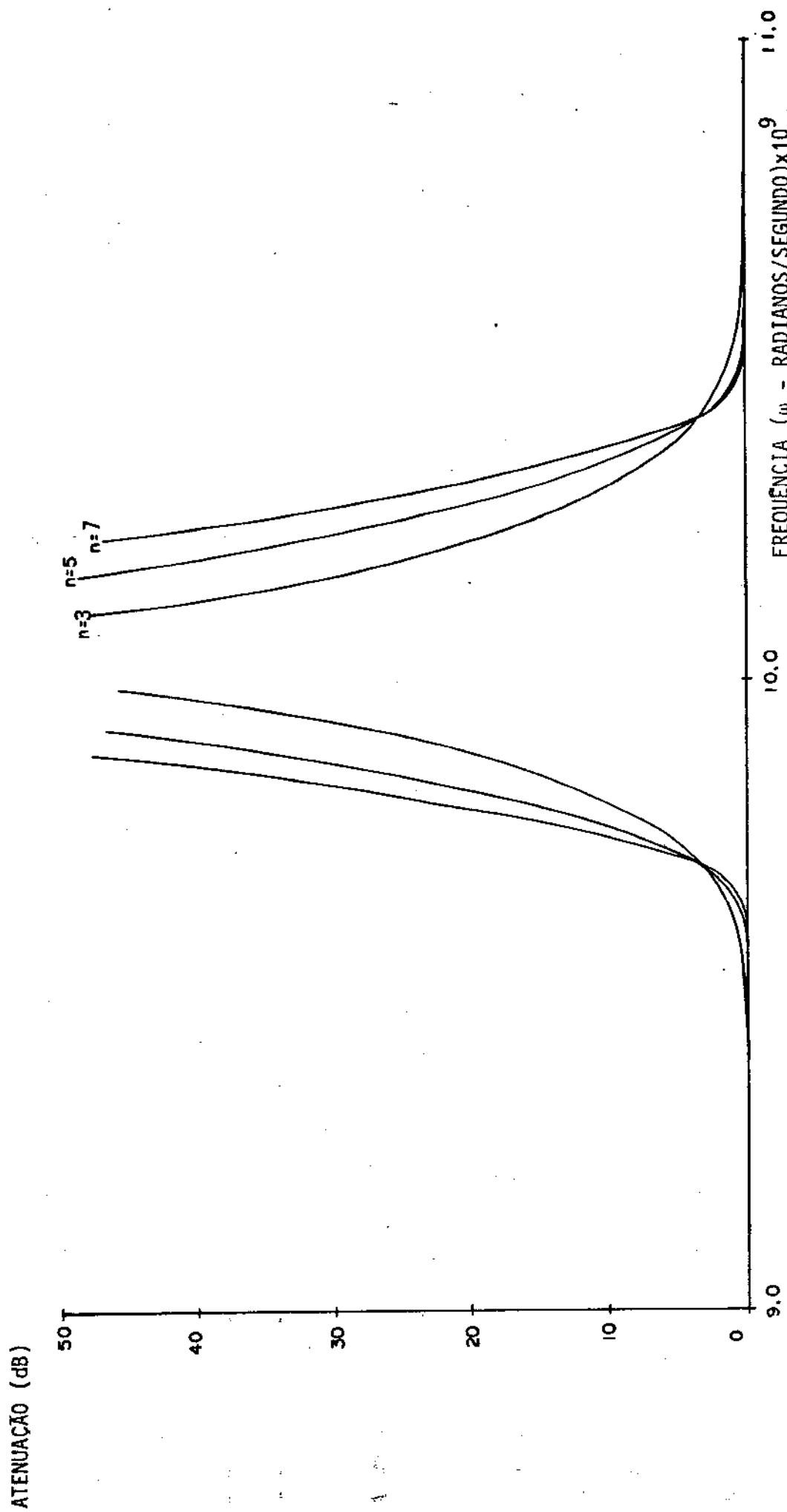


Fig. 4.6: Curva de atenuação característica de um filtro rejeita-faixa de Butterworth, onde a máxima atenuação na banda passante (LAR) é mantida constante ($\approx 3,00$ dB) e varia-se o número n de elementos.

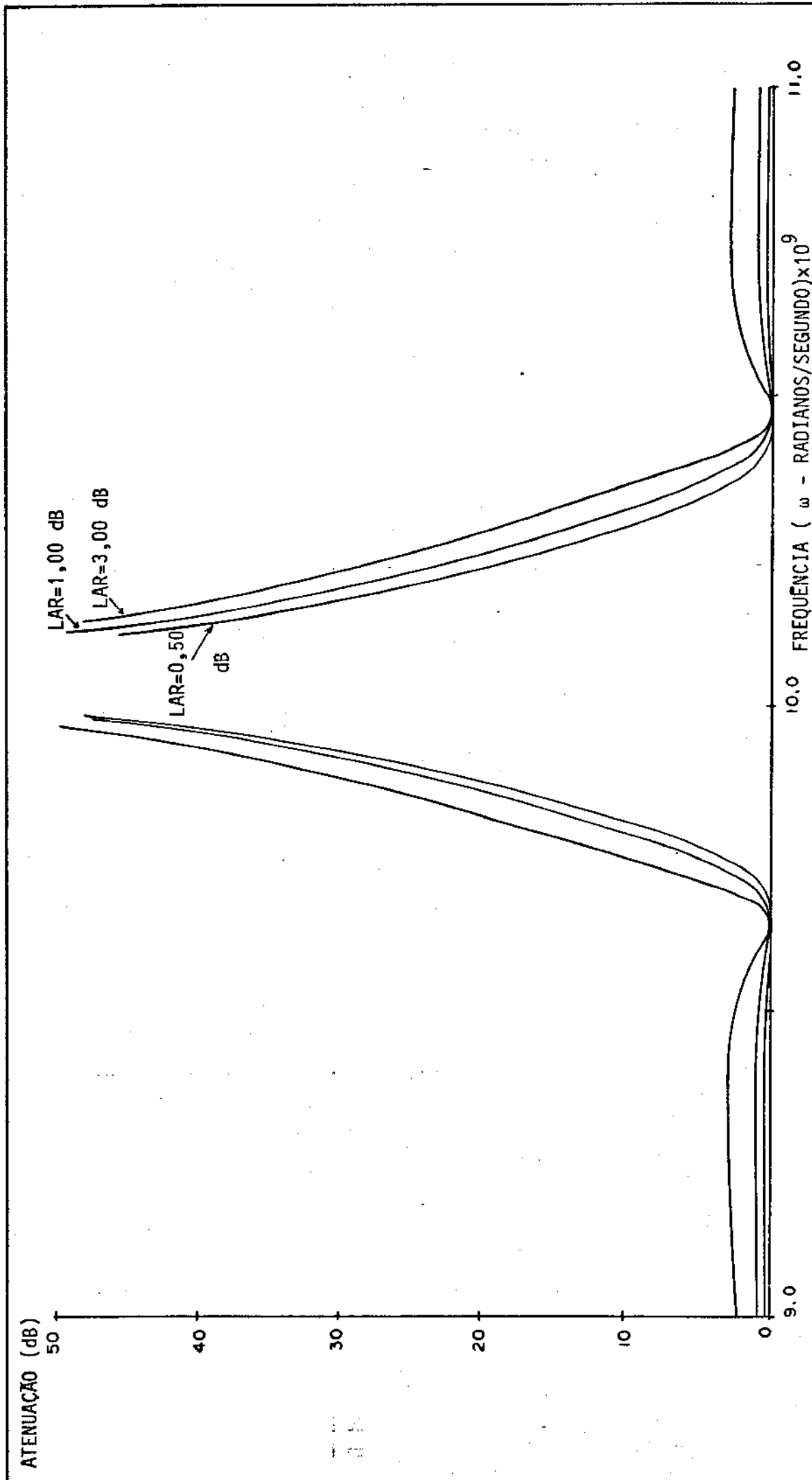


Fig. 4.7: Curva de atenuação característica de um filtro rejeita-faixa de Tchebysheff, onde a máxima atenuação na banda passante ("ripple") varia e o número n de elementos é mantido constante ($=3$).

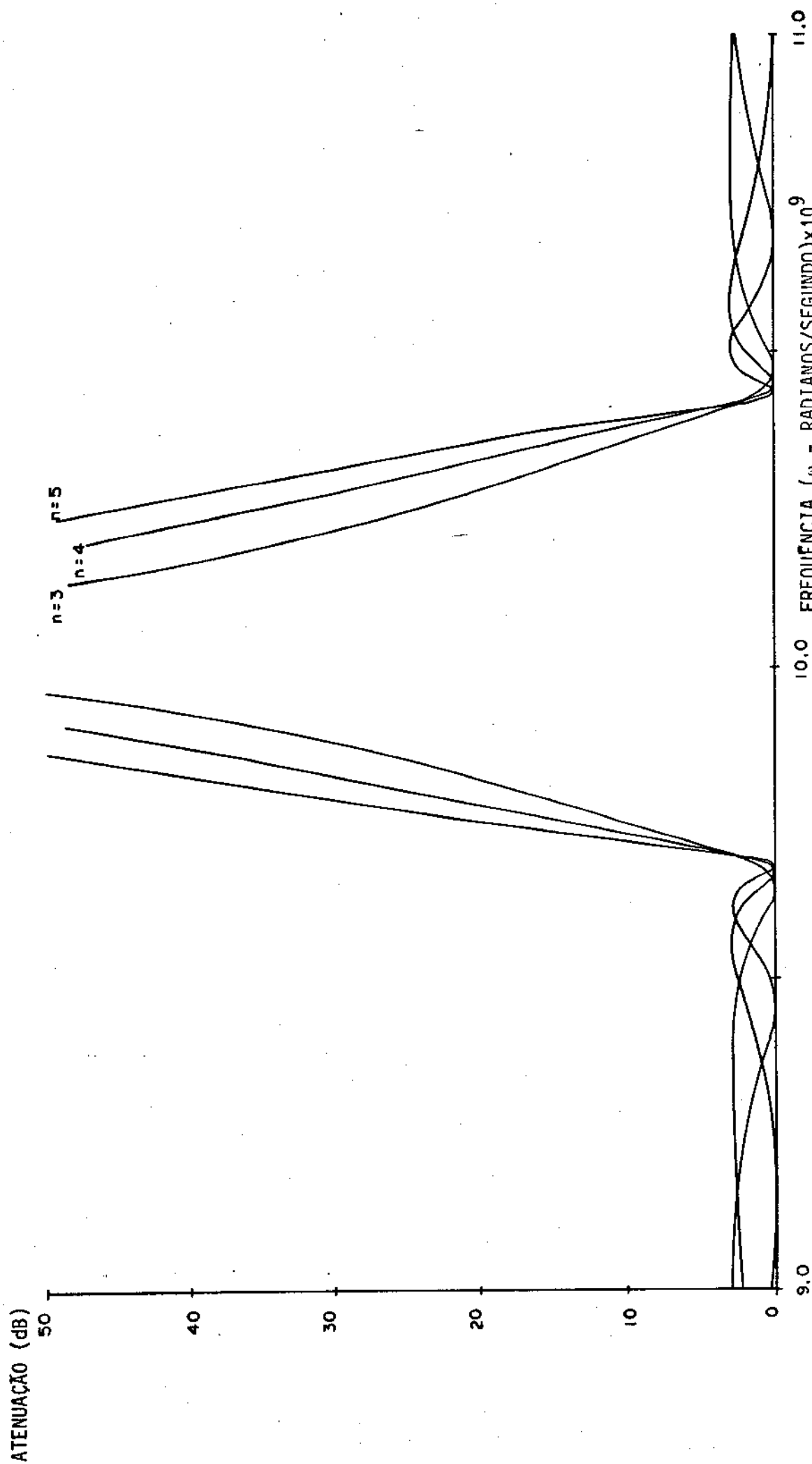


Fig. 4.8: Curva de atenuação característica de um filtro rejeita-faixa de Tchebysheff, onde a máxima atenuação na banda passante ("ripple") é mantida constante ($\approx 3,00$ dB) e varia-se o número n de elementos.

4.3 - RELAÇÕES ENTRE OS FILTROS PASSA-BAIXA E REJEITA-FAIXA

Os valores dos indutores, L_i , e das capacitâncias, C_i , (Vide Fig. 4.9) em termos dos parâmetros normalizados, podem ser obtidos a partir da equação [Ref. 3, p. 730]:

$$\frac{1}{\omega'} = \frac{1}{W \cdot \omega_i'} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (4.4)$$

- para os circuitos série em paralelo, as reatâncias são dadas por:

$$\omega \cdot L_i - \frac{1}{\omega \cdot C_i} = \frac{1}{g_i \cdot \omega'} = \frac{1}{W \cdot \omega_i' \cdot g_i} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (4.5)$$

que, na ressonância, reduz-se a:

$$\omega_0 \cdot L_i = \frac{1}{\omega_0 \cdot C_i} = \frac{1}{W \cdot \omega_i' \cdot g_i} \quad (4.6)$$

- para os circuitos paralelos em série, as susceptâncias são dadas por:

$$\omega \cdot C_j - \frac{1}{\omega \cdot L_j} = \frac{1}{g_j \cdot \omega'} = \frac{1}{W \cdot \omega_i' \cdot g_j} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (4.7)$$

que, na ressonância, reduz-se a:

$$\omega_0 \cdot C_j = \frac{1}{\omega_0 \cdot L_j} = \frac{1}{W \cdot \omega_i' \cdot g_j} \quad (4.8)$$

O parâmetro de declividade de reatâncias é dado por:

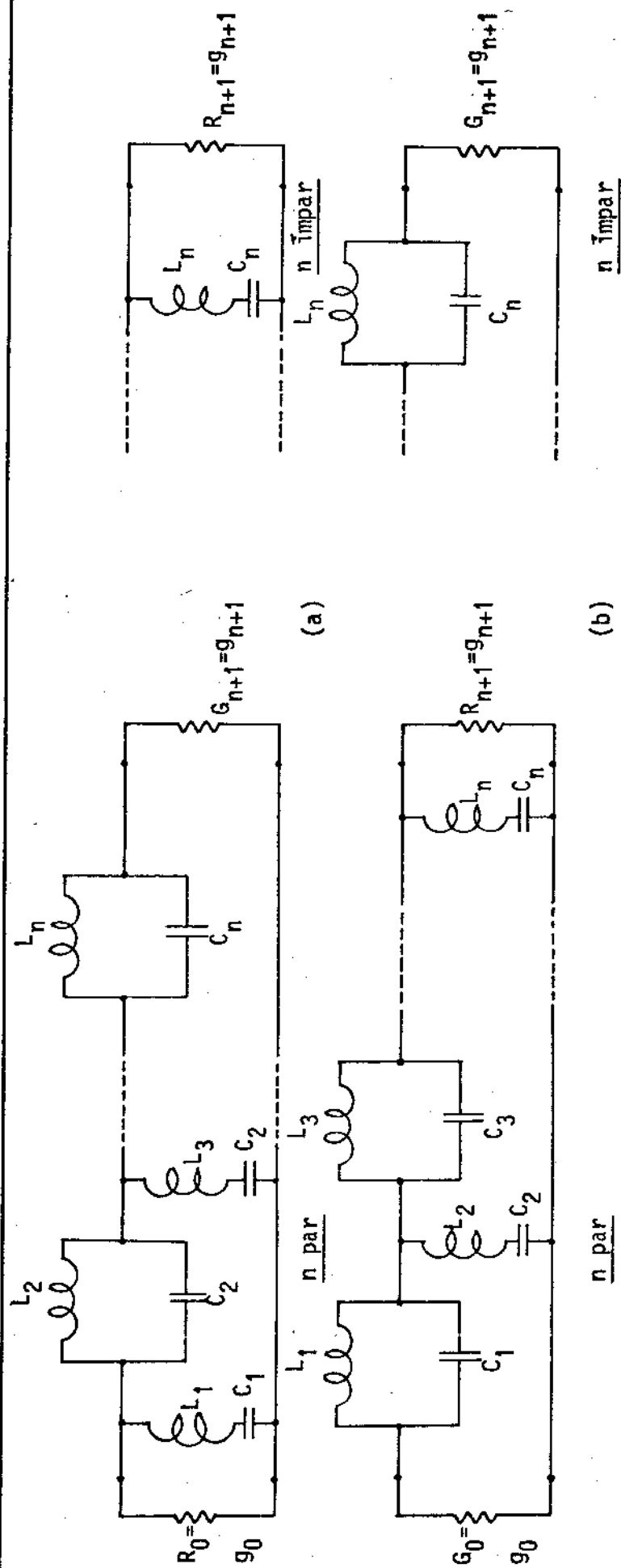


Fig. 4.9: Circuitos típicos de um filtro rejeita-faixa.

$$x = \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{dX}{d\omega} \bigg|_{\omega=\omega_0} = \omega_0 \cdot L = \frac{1}{\omega_0 \cdot C} \quad (4.9)$$

onde $X = \omega L - 1/\omega C$.

O parâmetro de declividade de susceptâncias é dado por:

$$b = \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{dB}{d\omega} \bigg|_{\omega=\omega_0} = \omega_0 \cdot C = \frac{1}{\omega_0 \cdot L} \quad (4.10)$$

onde $B = \omega C - 1/\omega L$.

Portanto, para um circuito série em paralelo, das eqs. (4.6) e (4.9), tem-se:

$$x_i = \frac{1}{w \cdot \omega_1^i \cdot g_i} \quad (4.11)$$

Para um circuito paralelo em série, das eqs. (4.8) e (4.10), tem-se:

$$b_j = \frac{1}{w \cdot \omega_1^j \cdot g_j} \quad (4.12)$$

4.4 - INVERSORES DE IMPEDÂNCIA E ADMITÂNCIA

Para se implementar um filtro rejeita-faixa em guia de onda é conveniente que os circuitos ressonantes sejam somente do tipo série ou do tipo paralelo.

O circuito da Fig. 4.9(a), por exemplo, pode ser convertido de forma a se ter somente circuitos ressonantes série em paralelo entre si. Para isso, utiliza-se como inversores de impedância, trechos de linha de 90 graus de comprimento elétrico, como mostrado na Fig. 4.10, que devem satisfazer as relações seguintes [Ref. 3, p. 735]:

$$\frac{x_1}{Z_0} = \frac{1}{\omega_1^i \cdot g_0 \cdot g_1 \cdot w} \quad (4.13)$$

$$\frac{x_i}{Z_0} \bigg|_{i = \text{par}} = \left(\frac{Z_1}{Z_0} \right)^2 \cdot \frac{g_0}{\omega_1^i \cdot g_i \cdot w} \quad (4.14)$$

$$\left. \frac{x_i}{Z_0} \right|_{i = \text{ímpar}} = \frac{1}{\omega_1' \cdot g_0 \cdot g_i \cdot w} \quad (4.15)$$

$$\text{Se } n = \text{par, convém fixar } (Z_1/Z_0)^2 = 1/g_0 \cdot g_{n+1} \quad (4.16)$$

Se $n = \text{ímpar}$, convém fixar $Z_1 = Z_0$, onde Z_0 é a impedância externa ao filtro (impedância do gerador ou da carga) e Z_1 é a impedância das linhas de 90 graus (Vide Fig. 4.10).

A Fig. 4.11 mostra um tipo de inversor de admitâncias, dual do circuito inversor anterior, que utiliza circuitos ressonantes paralelos em série, apresentando alta reatância na ressonância, cujas equações são mostradas a seguir [Ref. 3, p.736]:

$$\frac{b_1}{Y_0} = \frac{1}{\omega_1' \cdot g_0 \cdot g_1 \cdot w} \quad (4.17)$$

$$\left. \frac{b_i}{Y_0} \right|_{i = \text{par}} = \left(\frac{Y_1}{Y_0} \right)^2 \cdot \frac{g_0}{\omega_1' \cdot g_i \cdot w} \quad (4.18)$$

$$\left. \frac{b_i}{Y_0} \right|_{i = \text{ímpar}} = \frac{1}{\omega_1' \cdot g_0 \cdot g_{n+1} \cdot w} \quad (4.19)$$

$$\text{Se } n = \text{par, convém fixar } (Y_1/Y_0)^2 = 1/g_0 \cdot g_{n+1} \quad (4.20)$$

$$\text{Se } n = \text{ímpar, convém fixar } Y_1 = Y_0 \quad (4.21)$$

Os inversores colocados entre os circuitos ressonantes são sensíveis à variação da frequência e, portanto, devem ser utilizados em faixas limitadas de frequência.

Se os parâmetros de declividade determinados forem muito pequenos ou muito grandes para serem realizados convenientemente, pode-se ajustá-los controlando-se as impedâncias dos inversores, através de para

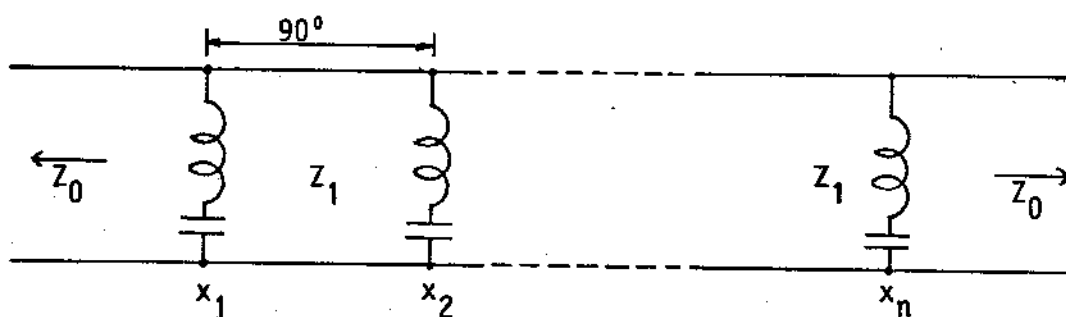


Fig. 4.10: Filtro rejeita-faixa com circuitos ressonantes sêrie em paralelo entre si e acoplados por trechos de $1/4$ de comprimento de onda (inversores de impedâncias).

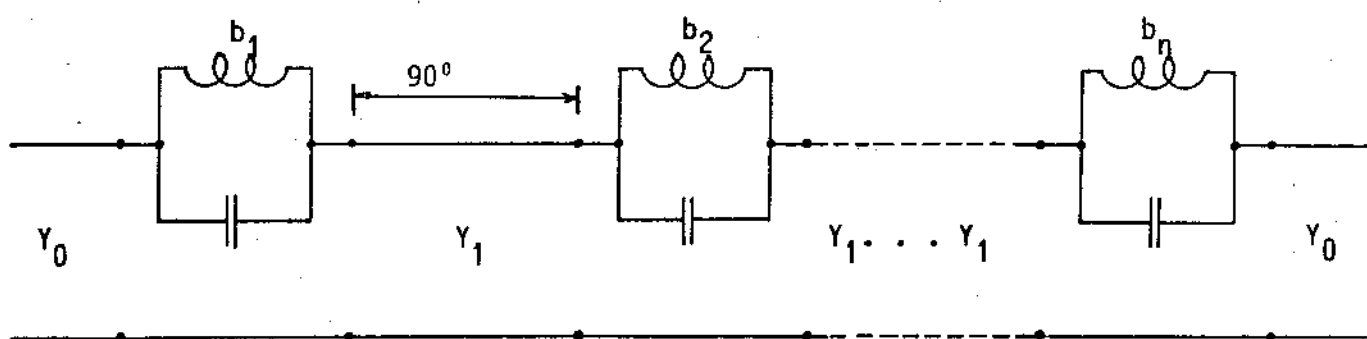


Fig. 4.11: Filtro rejeita-faixa com circuitos ressonantes paralelos em sêrie entre si e acoplados por trechos de $1/4$ de comprimento de onda (inversores de admitâncias).

fusos de sintonia, com a desvantagem de que ocorrerão maiores reflexões na banda passante.

4.5 - CIRCUITOS RESSONANTES REJEITA-FAIXA PARA FILTROS DE FAIXA ESTREITA

A Fig. 4.12 mostra quatro tipos diferentes de circuitos ressonantes, onde os casos (c) e (d) são os mais apropriados para guias de onda.

Para o caso (a) [os demais, tem tratamento similar], considerando-se a linha de transmissão como não-dispersiva e forçando a reatância do circuito ressonante se anular quando $\omega = \omega_0$ e $\phi = \phi_0$ (ϕ é o ângulo elétrico), pode-se escrever:

$$Z_b \cdot \tan \phi_0 = \frac{1}{\omega_0 \cdot C_b} \quad (4.22)$$

Como ϕ é proporcional a ω tem-se:

$$\frac{d\phi}{\phi} = \frac{d\omega}{\omega} \quad (4.23)$$

Portanto, o parâmetro de declividade de reatância será:

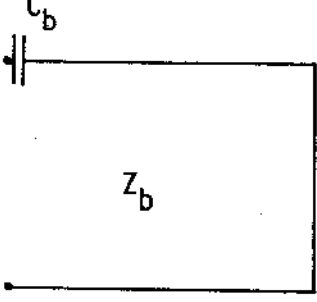
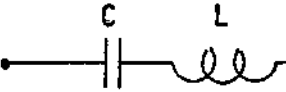
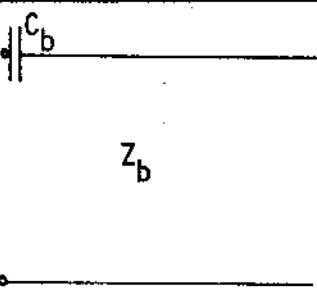
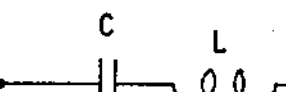
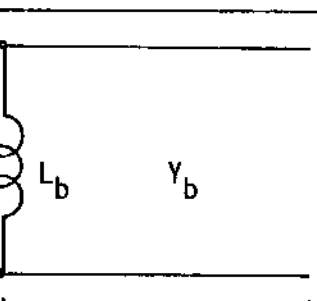
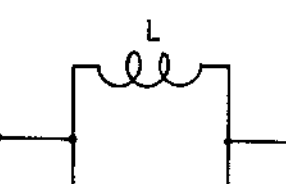
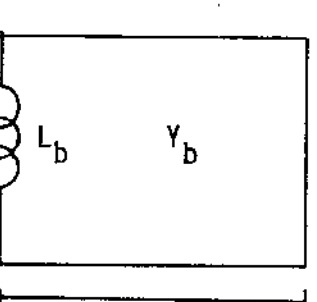
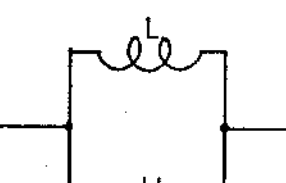
$$x = \frac{\omega_0}{2} \frac{d}{d\omega} \left(Z_b \cdot \tan \phi - \frac{1}{\omega \cdot C_b} \right) \bigg|_{\omega = \omega_0, \phi = \phi_0} \quad (4.24)$$

$$\therefore x = \frac{Z_b}{2} (\phi_0 \cdot \sec^2 \phi_0 + \tan \phi_0) = \frac{Z_b}{2} \cdot F(\phi_0) \quad (4.25)$$

onde a função $F(\phi)$ é dada por:

$$F(\phi) = \phi \cdot \sec^2 \phi + \tan \phi \quad (4.26)$$

e pode ser obtida diretamente utilizando-se a Tabela 4.1.

Circuito	Circuito equivalente aproximado	Equações associadas
 C_b Z_b S/C $\phi_0 = (\pi/2 - \delta_0)$	 (a)	$F(\phi_0) = \frac{2 \cdot x}{Z_b}$ $\omega_0 \cdot C_b = \frac{1}{Z_b \cdot \tan \phi_0}$
 C_b Z_b O/C $(\pi/2 + \phi_0) = (\pi - \delta_0)$	 (b)	$G(\phi_0) = \frac{2 \cdot x}{Z_b}$ $\omega_0 \cdot C_b = \frac{1}{Z_b \cdot \tan \phi_0}$
 L_b Y_b O/C $\phi_0 = (\pi/2 - \delta_0)$	 (c)	$F(\phi_0) = \frac{2 \cdot b}{Y_b}$ $\omega_0 \cdot L_b = \frac{1}{Y_b \cdot \tan \phi_0}$
 L_b Y_b S/C $(\pi/2 + \phi_0) = (\pi - \delta_0)$	 (d)	$G(\phi_0) = \frac{2 \cdot b}{Y_b}$ $\omega_0 \cdot L_b = \frac{1}{Y_b \cdot \tan \phi_0}$

onde $F(\phi) = \phi \cdot \sec^2 \phi + \tan \phi$ (vide Tabela 4.1)

$$G(\phi) = 2 \cdot F(\phi) + (1/\pi) \cdot (2\delta - \sin 2\delta), \quad \delta = \pi/2 - \phi$$

Fig. 4.12: Tipos de circuitos ressonantes em linha de transmissão: (a) e (b) Circuitos ressonantes série, ideais para linhas TEM; (c) e (d) Circuitos ressonantes paralelos, ideais para filtros em guia de onda.

Tabela 4.1: Valores de $F(\phi)$, dada pela Eq. (4.26). Notar que $F(\phi) \approx (1/2)G(\phi)$.

ϕ°	$F(\phi)$	ϕ°	$F(\phi)$	ϕ°	$F(\phi)$	ϕ°	$F(\phi)$	ϕ°	$F(\phi)$	ϕ°	$F(\phi)$
89.80	128907.01	83.80	134.59	77.80	35.03	71.80	15.88	65.80	9.05	59.00	5.54
89.60	32227.14	83.60	126.34	77.60	33.92	71.60	15.54	65.60	8.91	58.00	5.20
89.40	14324.32	83.40	118.82	77.40	32.86	71.40	15.22	65.40	8.77	57.00	4.89
89.20	8057.53	83.20	111.96	77.20	31.85	71.20	14.90	65.20	8.63	56.00	4.60
89.00	5157.05	83.00	105.68	77.00	30.88	71.00	14.59	65.00	8.49	55.00	4.34
88.80	3581.46	82.80	99.91	76.80	29.96	70.80	14.29	64.80	8.36	54.00	4.10
88.60	2631.38	82.60	94.60	76.60	29.09	70.60	14.00	64.60	8.23	53.00	3.88
88.40	2014.78	82.40	89.71	76.40	28.24	70.40	13.72	64.40	8.10	52.00	3.67
88.20	1592.03	82.20	85.19	76.20	27.44	70.20	13.45	64.20	7.98	51.00	3.48
88.00	1289.64	82.00	81.00	76.00	26.67	70.00	13.19	64.00	7.86	50.00	3.30
87.80	1065.91	81.80	77.11	75.80	25.93	69.80	12.93	63.80	7.74	49.00	3.13
87.60	895.73	81.60	73.50	75.60	25.22	69.60	12.68	63.60	7.62	48.00	2.98
87.40	763.30	81.40	70.14	75.40	24.55	69.40	12.44	63.40	7.51	47.00	2.83
87.20	658.21	81.20	67.01	75.20	23.89	69.20	12.21	63.20	7.40	46.00	2.69
87.00	573.44	81.00	64.08	75.00	23.27	69.00	11.98	63.00	7.29	45.00	2.57
86.80	504.05	80.80	61.34	74.80	22.67	68.80	11.76	62.80	7.19	44.00	2.44
86.60	446.55	80.60	58.77	74.60	22.09	68.60	11.54	62.60	7.08	43.00	2.33
86.40	398.36	80.40	56.36	74.40	21.53	68.40	11.33	62.40	6.98	42.00	2.22
86.20	357.58	80.20	54.10	74.20	21.00	68.20	11.13	62.20	6.88	41.00	2.12
86.00	322.76	80.00	51.97	74.00	20.48	68.00	10.93	62.00	6.79	40.00	2.02
85.80	292.79	79.80	49.97	73.80	19.99	67.80	10.73	61.80	6.69	39.00	1.93
85.60	266.82	79.60	48.08	73.60	19.51	67.60	10.55	61.60	6.60	38.00	1.84
85.40	244.16	79.40	46.29	73.40	19.05	67.40	10.36	61.40	6.51	37.00	1.76
85.20	224.27	79.20	44.61	73.20	18.60	67.20	10.18	61.20	6.42	36.00	1.68
85.00	206.73	79.00	43.01	73.00	18.17	67.00	10.01	61.00	6.33	35.00	1.61
84.80	191.16	78.80	41.50	72.80	17.76	66.80	9.84	60.80	6.24	34.00	1.53
84.60	177.29	78.60	40.07	72.60	17.36	66.60	9.68	60.60	6.16	33.00	1.46
84.40	164.89	78.40	38.71	72.40	16.97	66.40	9.51	60.40	6.08	32.00	1.40
84.20	153.74	78.20	37.42	72.20	16.59	66.20	9.36	60.20	6.00	31.00	1.33
84.00	143.69	78.00	36.19	72.00	16.23	66.00	9.20	60.00	5.92	30.00	1.27

Os parâmetros C_b , Z_b e ϕ_0 podem ser determinados, selecionando-se um deles arbitrariamente. Fixando-se, por exemplo, Z_b , o parâmetro de declividade x ou b é determinado utilizando-se as equações da Seção 4.4, ϕ_0 pode ser determinado a partir do valor de Z_b , usando-se a eq. (4.25) e a Tabela 4.1, e, pela eq. (4.22), obtêm-se C_b .

Para os circuitos da Fig. 4.12(b) e (d), considerando-se um dado ϕ_0 e Z_b (ou Y_b), o parâmetro de declividade da linha próxima de 180 graus de comprimento elétrico é aproximadamente duas vezes maior que para uma linha de 90 graus. Neste caso a eq. (4.26) pode ser escrita na forma:

$$G(\phi) = \left(\frac{\pi}{2} + \phi \right) \cdot \sec^2 \phi + \tan \phi \quad (4.27)$$

com $F(\phi)$ trocada por $G(\phi)$ e ϕ em radianos.

Esta equação pode ser expressa mais convenientemente como:

$$G(\phi) = 2 \cdot F(\phi) + \frac{2\delta - \sin 2\delta}{\pi} \quad (4.28)$$

onde $\delta = \frac{\pi}{2} - \phi$. Como $(2\delta - \sin 2\delta)/\pi$ é geralmente muito pequeno, a eq. (4.28) pode ser aproximada para:

$$G(\phi) \approx 2 \cdot F(\phi) \quad (4.29)$$

No caso de filtros de faixa estreita, a sintonia das cavidades ressonantes deve ser precisa para satisfazer a máscara; para isso, é comum o uso de parafusos de sintonia colocados na região de maior intensidade de campo elétrico de cada cavidade ressonante. No caso de filtros em guia, cada cavidade deve ser sintonizada independentemente, devendo-se isolar o efeito das demais cavidades durante os testes.

4.6 - PARÂMETROS DE UM FILTRO REJEITA-FAIXA EM GUIA DE ONDA

A susceptância (B) de cada íris de acoplamento pode ser

determinada aproximadamente em termos da polarizabilidade magnética, M_1' , da íris, pela fórmula [Ref. 3, p.240]:

$$\frac{B}{Y_b} = - \frac{\lambda_g \cdot a \cdot b'}{4\pi \cdot M_1'} \quad (4.30)$$

onde a e b' são as dimensões especificadas na Fig. 4.12 e Y_b é a admitância da cavidade ressonante acoplada ao guia principal. Para íris de espessura infinitesimal ($t \rightarrow 0$), tendo um comprimento (z) muito menor que meio comprimento de onda no espaço livre, a polarizabilidade magnética $M_1' = M_1$ onde M_1 é dada pela Fig. 4.13 [Ref. 3, p. 234]. Na situação mais comum em que " z " não é muito menor que meio comprimento de onda no espaço livre, a polarizabilidade magnética M_1' se relaciona com M_1 através da seguinte fórmula obtida empiricamente:

$$M_1' = \frac{M_1}{1 - \left(\frac{2 \cdot z}{\lambda_0}\right)^2} 10^{-\left(\frac{1,36 \cdot t}{z}\right)} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{2 \cdot z}{\lambda_0}\right)^2} \quad (4.31)$$

onde λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre na frequência central ($\omega = \omega_0$, $\phi = \phi_0$, $\lambda_g = \lambda_{g_0}$). As condições de ressonância para cada cavidade serão:

$$Y_0 \cdot \tan \phi_0 = \frac{Y_b \cdot a \cdot b'}{4\pi \cdot M_1'} \cdot \lambda_{g_0} \quad (4.32)$$

com

$$\phi_0 = \frac{2\pi \cdot L}{\lambda_{g_0}} - \frac{\pi}{2} \quad (4.33)$$

onde L é a altura da cavidade ressonante (Fig. 4.14).

O parâmetro de declividade de susceptância de cada cavidade ressonante, visto pela linha de transmissão principal, será:

$$b = \frac{Y_b}{2} \cdot G(\phi) \approx Y_b \cdot F(\phi) \quad (4.34)$$

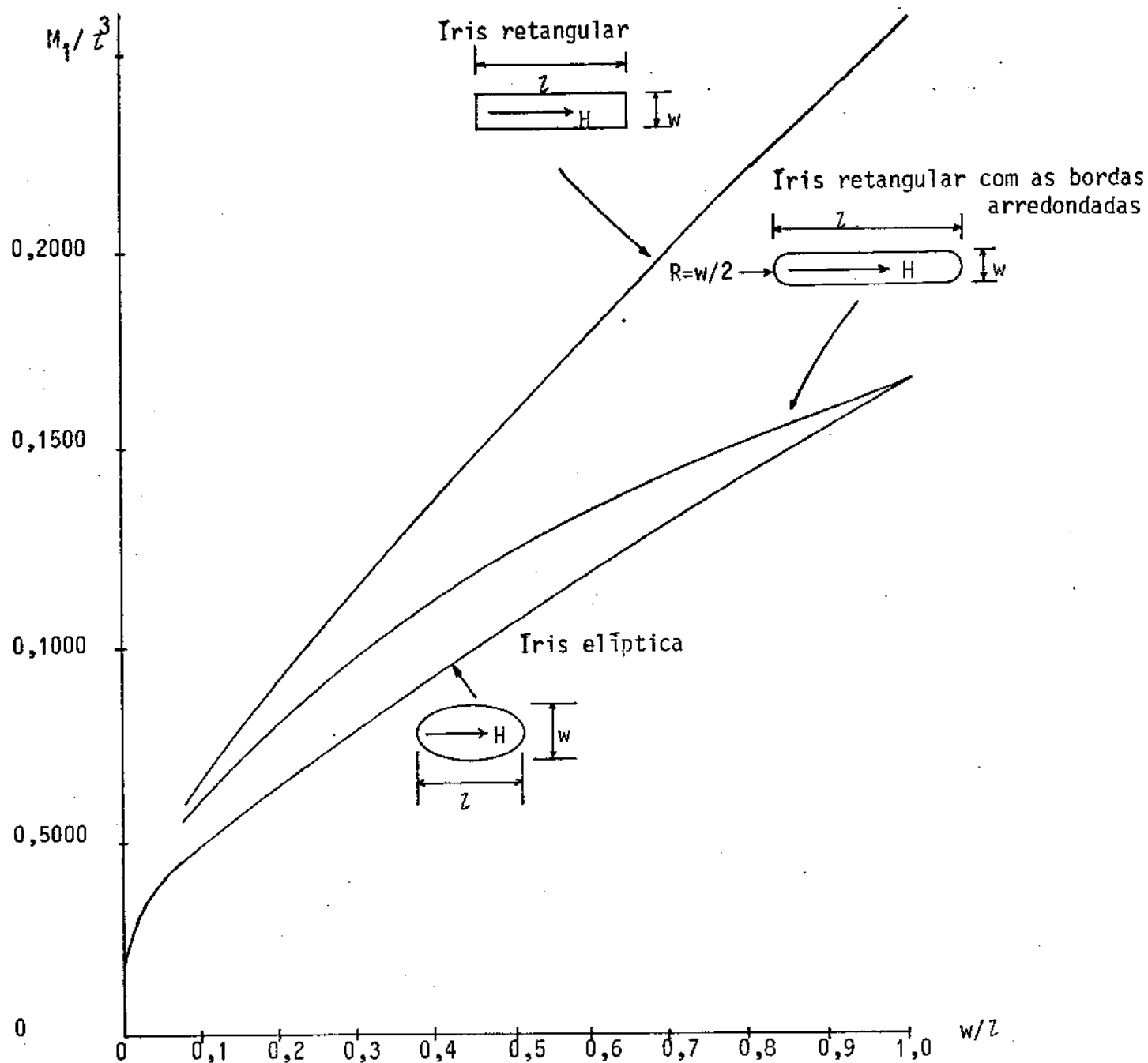


Fig. 4.13: Polarizabilidade magnética de íris tipo retangular, retangular de bordas arredondadas e elíptica.

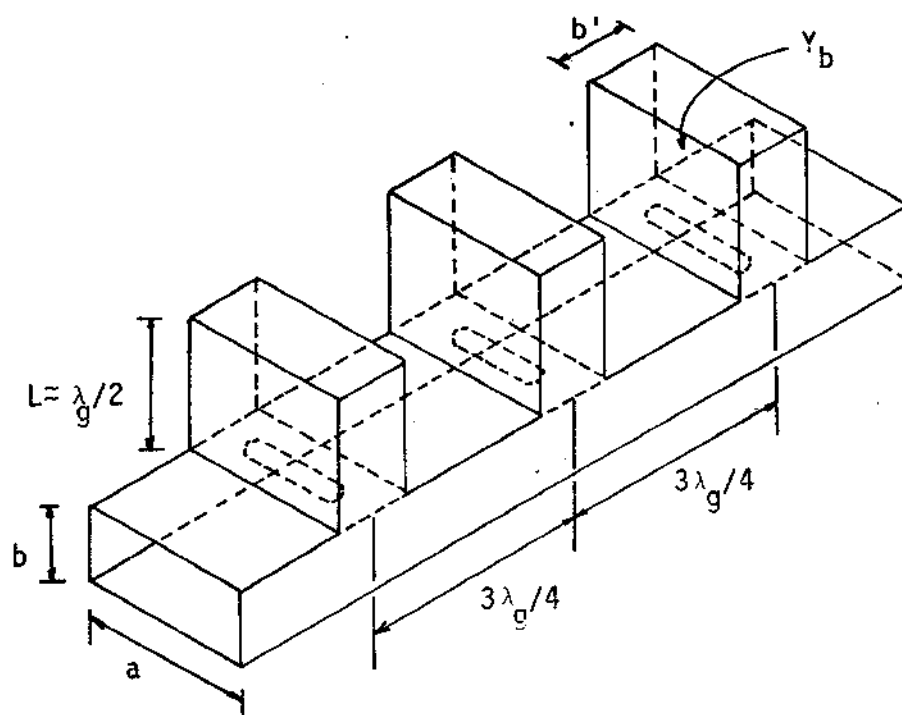


Fig. 4.14: Filtro rejeita-faixa, de faixa estreita, em guia de onda retangular.

onde $F(\phi)$ é definida pela eq. (4.26) e $G(\phi)$ pela eq. (4.27), considerando-se M_1' invariante com a frequência.

4.7 - PROJETO EXEMPLO

Os cálculos referentes aos comprimentos de onda, da ordem do filtro e dos parâmetros normalizados do protótipo passa-baixa são idênticos aos cálculo feito no Cap. 3 para o filtro passa-faixa e, portanto, esses cálculos iniciais não serão novamente repetidos. Para maiores detalhes veja a Ref. 2.

Seja o filtro com os seguintes dados: $f_0 = 10,0000$ GHz; $w_\lambda = 0,50$ e $n = 3$. O perfil escolhido é o WR-90, de dimensões internas igual a:

altura = 0,40 polegadas,

largura = 0,90 polegadas.

Os parâmetros de declividade de susceptância podem ser determinados utilizando-se as equações do inversor de admitâncias, aplicáveis ao caso da Fig. 4.11 (com $Y_1 = Y_0$).

Pela eq. (4.17), teremos:

$$\frac{b_1}{Y_0} = \frac{1}{\omega_1' \cdot g_0 \cdot g_1 \cdot w_\lambda} = \frac{b_3}{Y_0} = 12,5327$$

Pela eq. (4.18), teremos:

$$\frac{b_2}{Y_0} = \frac{1}{\omega_1' \cdot g_2 \cdot w_\lambda} = 18,2427$$

Tomando-se as admitâncias características dos tócos (cavidades ressonantes) $Y_b = Y_0$ e utilizando-se a equação dada na Fig. 4.12 (d), teremos:

$$G(\phi_{01}) = G(\phi_{03}) = \frac{2 b_1}{\gamma_0} = 25,0656$$

$$G(\phi_{02}) = \frac{2 b_2}{\gamma_0} = 36,4856$$

onde o ϕ_0 está apresentado com uma indexação do tipo ϕ_{0j} , com j significando a cavidade ressonante a ser calculada.

Pela Tabela 4.1, vem:

$$\phi_{01} + 90^\circ = \phi_{03} + 90^\circ = 159,5$$

$$\phi_{02} + 90^\circ = 163,0$$

Como $f_0 = 10 \text{ GHz}$, $\lambda_{g0} = 3,9800 \text{ cm}$, a eq. (4.33) fornece, para cada cavidade ressonante, os valores:

$$L_1 = L_3 = 1,7631 \text{ cm}$$

$$L_2 = 1,8024 \text{ cm}$$

As polarizabilidades magnéticas das íris das cavidades podem ser determinadas pela eq. (4.32):

$$(M_1')_1 = (M_1')_3 = 0,2754 \text{ cm}^3$$

$$(M_1')_2 = 0,2245 \text{ cm}^3$$

As dimensões das íris são calculadas fixando-se sua largura (w) e calculando-se seu comprimento pelo gráfico da Fig. 4.13, por um processo iterativo, onde se compara as polarizabilidades magnéticas obtidas, com as calculadas anteriormente. Desta forma, fixando-se $w_1 = w_2 = w_3 = 0,125$ polegadas, obtemos $l_1 = l_3 = 1,5119 \text{ cm}$ e $l_2 = 1,3804 \text{ cm}$.

A Fig. 4.15 mostra o aspecto final do projeto.

Foi desenvolvido um programa, utilizando-se os recursos da linguagem FORTRAN-10, para auxiliar no projeto de filtros rejeita-faixa em microonda, usando guia de onda retangular. O programa denomina-se FIREFA.JEF (Ref. 2) e seu algoritmo utiliza as equações discutidas neste capítulo. O programa permite a escolha da resposta em frequência (do ti-

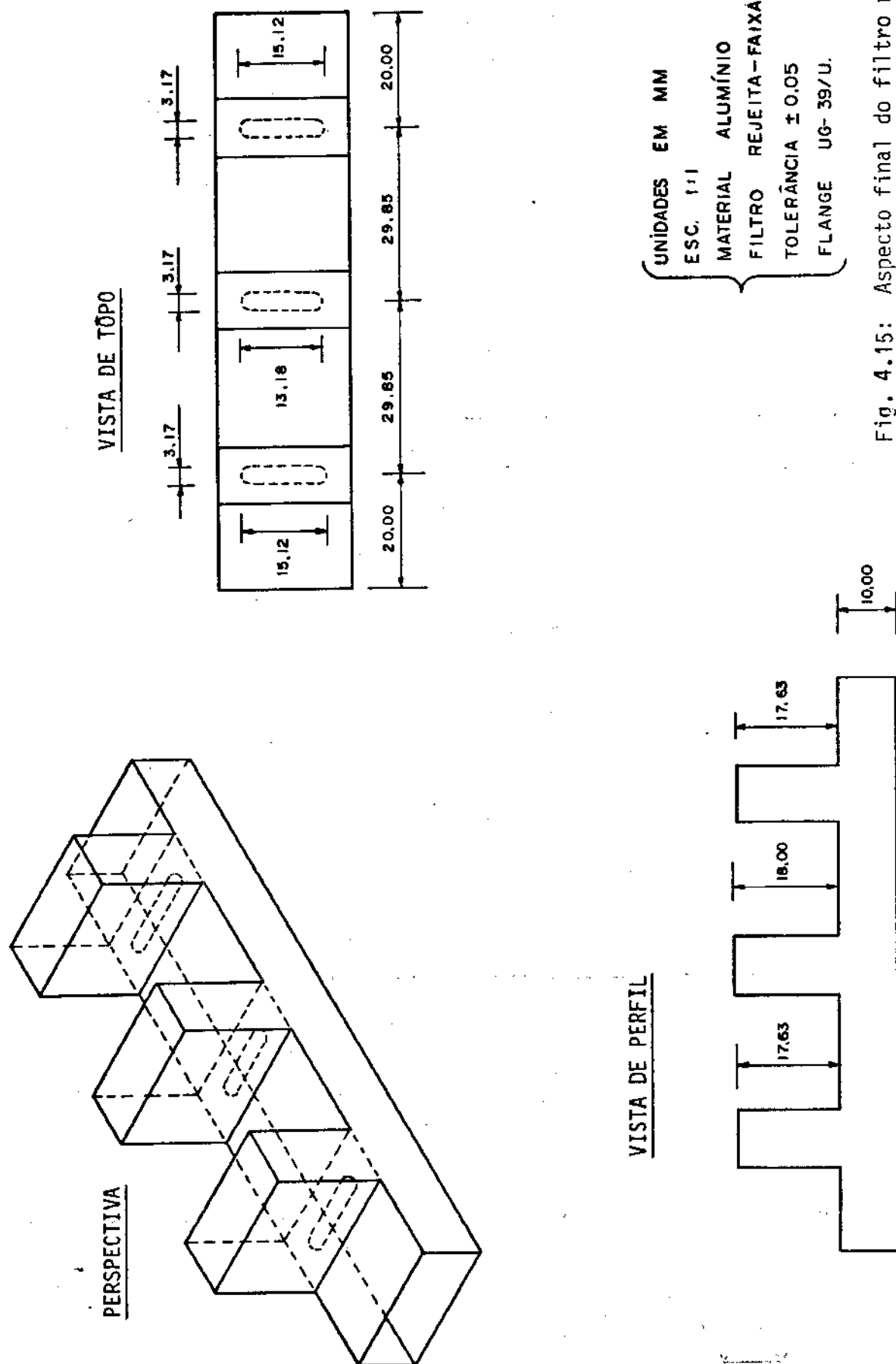
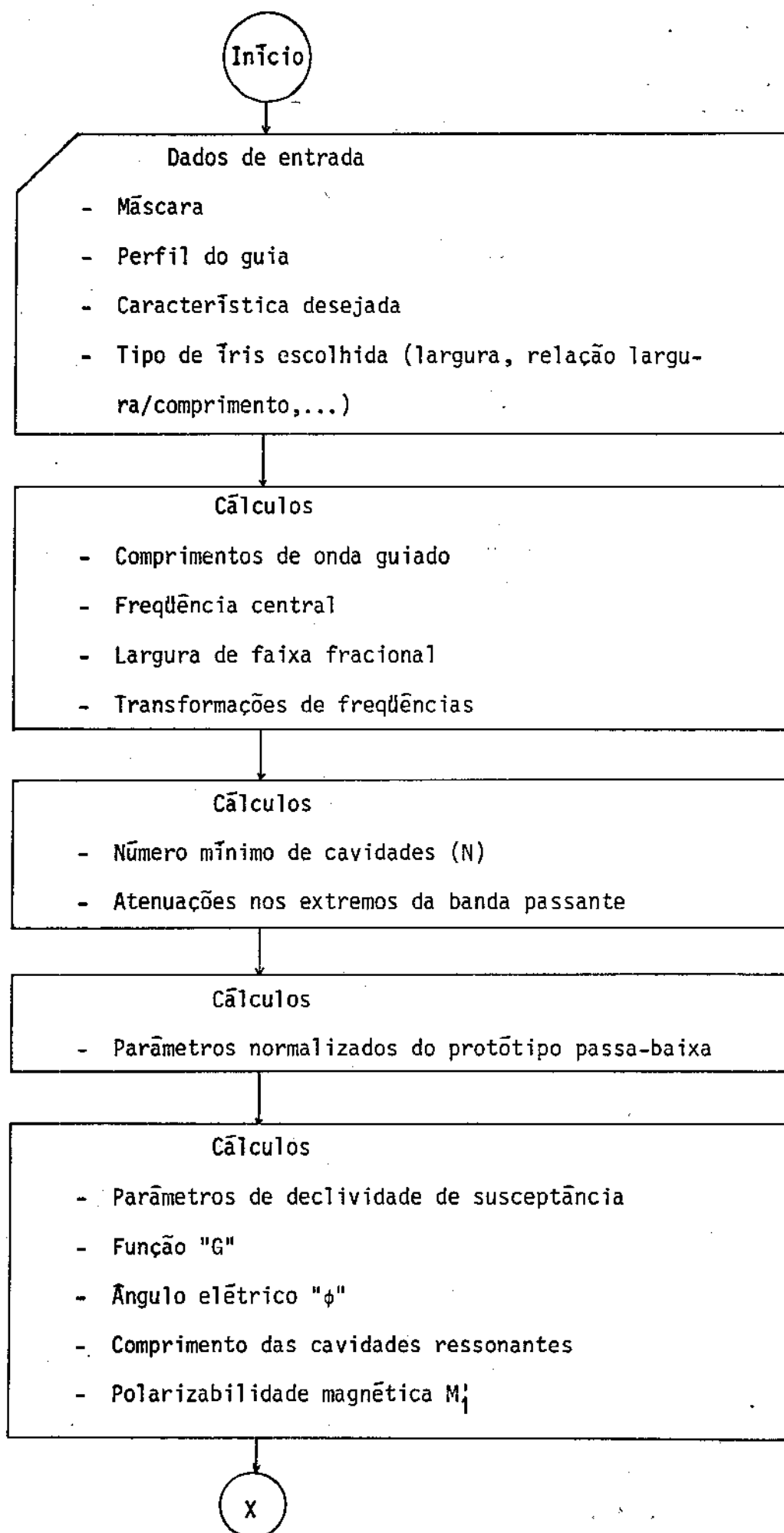


Fig. 4.15: Aspecto final do filtro rejeita-faixa projetado

po Tchebysheff ou Butterworth) e do tipo de íris, que podem ser do tipo retangular, retangular com as bordas arredondadas ou elípticas. Os dados de entrada do programa são: LAA, LAR, FA, FB, F1, F2 (Vide Fig. 4.5), DIAP, DIBP (dimensões internas do perfil utilizado, em polegadas), CF (característica do filtro: CF = B → Butterworth, CF = T → Tchebysheff), TI (Tipo de íris desejada: TI = -1 → íris retangular, TI = 0 → íris retangular com as bordas arredondadas e TI = +1 → íris elíptica), BLP (largura das cavidades ressonantes), LIP (largura das íris) e RLC (relação largura/comprimento da íris).

O projeto exemplo apresentado neste ítem foi processado pelo programa FIREFA.JEF, apresentando resultado que diferiram a partir do terceiro algarismo após a vírgula, comprovando a operacionalidade do mesmo. Um fluxograma das operações realizadas no cálculo de um filtro rejeita-faixa, pelo método apresentado, pode ser visto na Fig. 4.16.



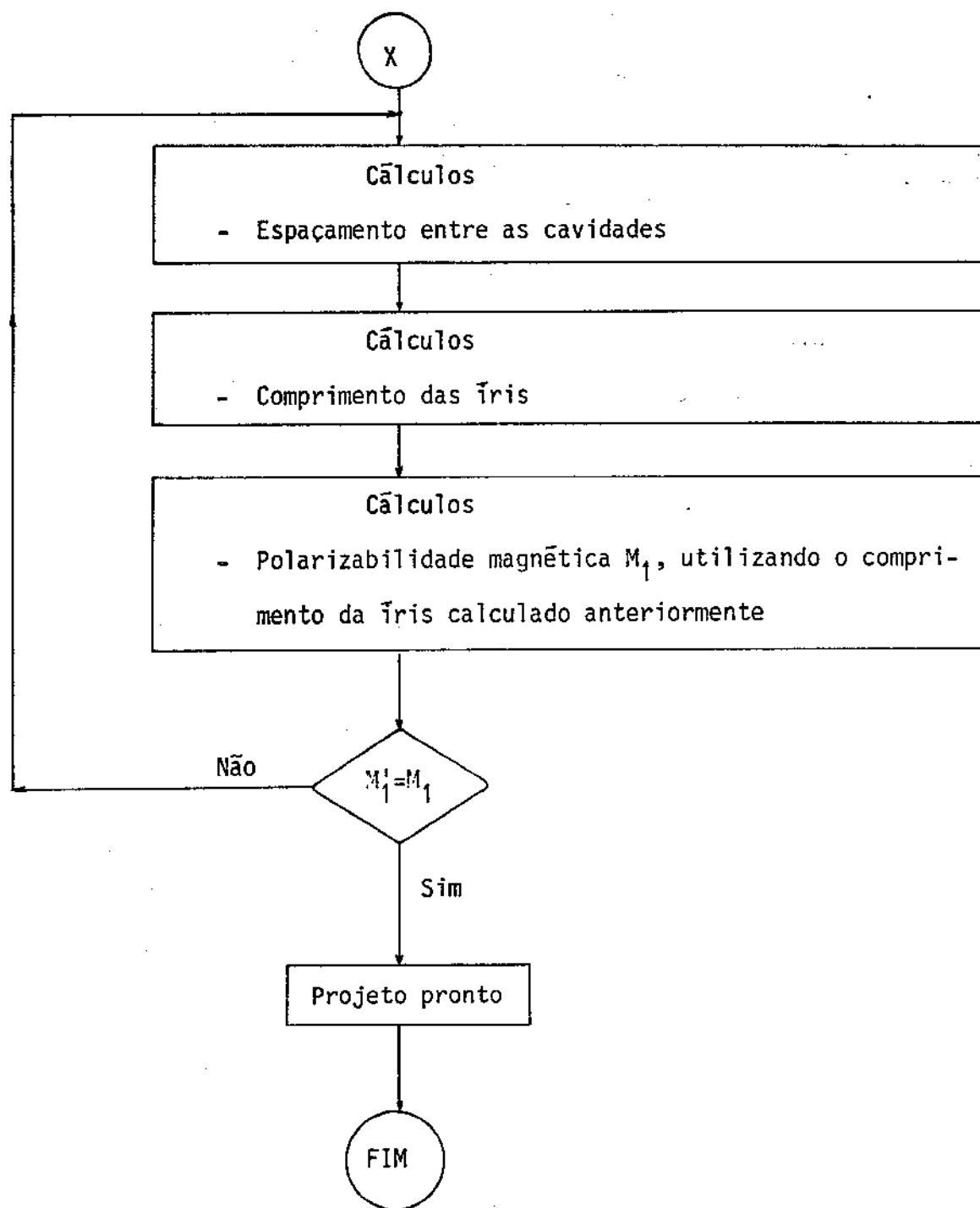


Fig. 4.16: Fluxograma para o projeto de filtros rejeita-faixa.

CAPÍTULO 5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 - INTRODUÇÃO

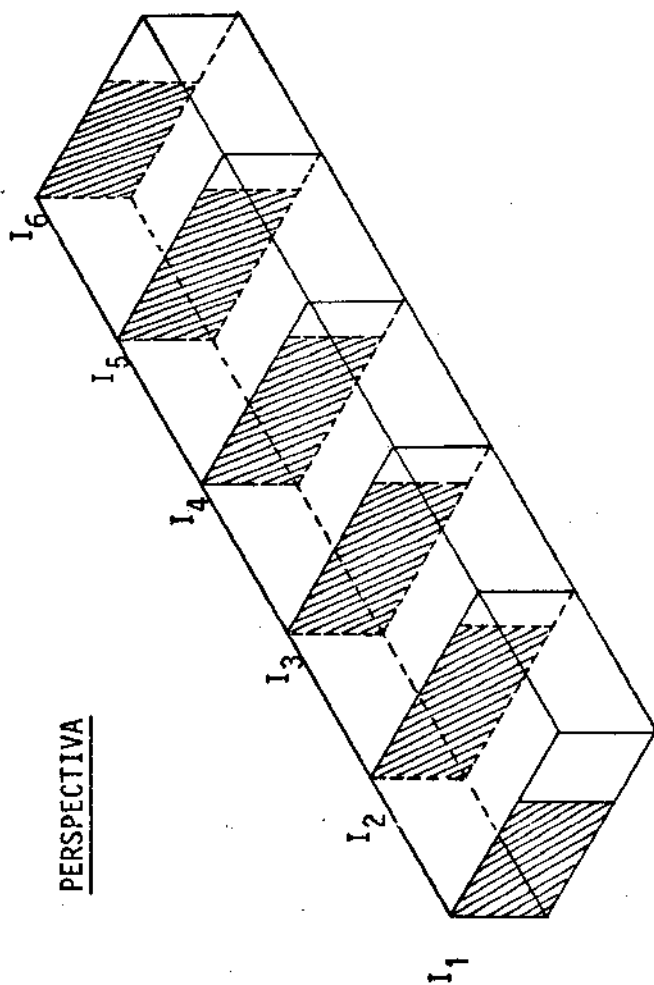
Com base nas teorias apresentadas anteriormente foram desenvolvidos dois programas; um designado por FIPAFA.JEF, para auxiliar no projeto de filtros passa-faixa [Ref. 1] e o outro, designado por FIREFA.JEF, para auxiliar no projeto de filtros rejeita-faixa [Ref. 2]. Os programas estão codificados em linguagem FORTRAN-10, permitindo sua extensão para o projeto de filtros com outras características, como Legendre, Laguerre e outras, devido à estruturação modular dos mesmos. Existe, também, a possibilidade de se usar estes programas em conjunto com outros, que utilizem tecnologias diferentes (como microfita, por exemplo), ampliando suas faixas de aplicação.

5.2 - MODELO IMPLEMENTADO

Foi implementado um filtro passa-faixa, utilizando-se o programa FIPAFA.JEF, para se verificar as dificuldades envolvidas em sua confecção prática.

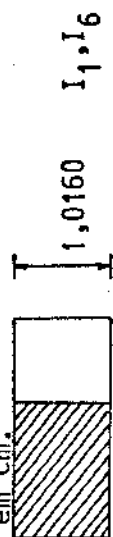
Fixou-se como objetivo do projeto, a confecção de um filtro passa-faixa tipo Tchebysheff, com ondulação de 0,1 dB entre as frequências $f_1 = 8,473$ GHz e $f_2 = 8,499$ GHz com 30,0 dB de atenuação mínima nas frequências $f_a = 8,462$ GHz e $f_b = 8,510$ GHz. O programa foi processado utilizando-se esses dados para o guia retangular WR-112, que tem 1,122 polegadas de largura e 0,497 polegadas de altura, utilizando obstáculos indutivos tipo janela assimétrica. A Fig. 5.1 mostra as dimensões obtidas processando-se o programa. O projeto mecânico utilizado é idêntico ao mos

PERSPECTIVA

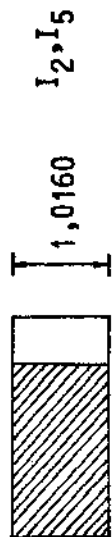


DIAFRAGMAS INDUTIVOS TIPO JANELA ASSIMÉTRICA

unidades em cm.



1,78118 1,06870

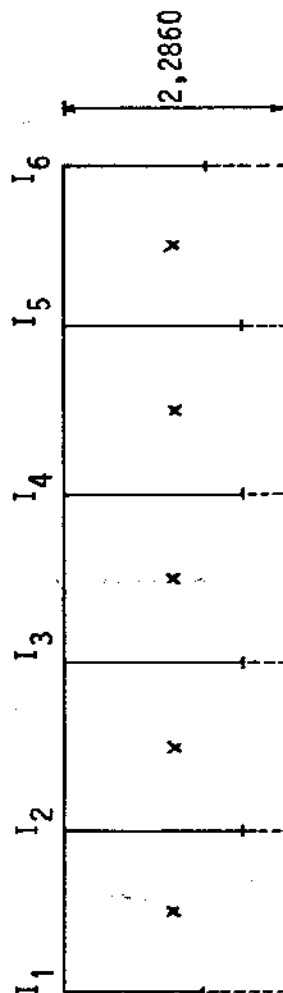


2,27990 0,56998

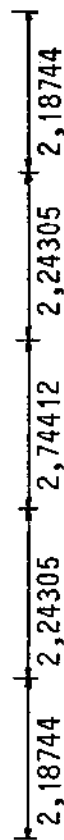


2,31695 0,53293

VISTA DE TÔPO



x locais dos parafusos de sintonia



VISTA DE PERFIL

Fig. 5.1 : Filtro passa-faixa projetado com indicação das dimensões calculadas.

trado na Fig. 3.20 (Cap. 3), resguardadas as novas dimensões. O filtro foi construído usando-se latão, com um banho de ouro em suas partes internas. Os obstáculos indutivos foram construídos com lâminas de latão usando-se o mesmo tipo de tecnologia de circuitos impressos. A Fig. 5.2 mostra uma foto do modelo construído.

5.3 - DISCUSSÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS

A Fig. 5.3 mostra a curva teórica esperada da resposta em frequência simulada em microcomputador acoplado a um registrador x-y, junto com a máscara fixada e a curva de resposta obtida na prática.

Os cálculos efetuados são exatos, porém a construção mecânica utilizada apresentou problemas. Em nosso entender, as discrepâncias observadas se devem, na maior parte, a problemas de encaixe entre as cavidades ressonantes e a contribuições capacitivas parasitas detectadas nos obstáculos, devido a imprecisões na confecção dos mesmos. Esses problemas contribuíram para um maior descasamento do filtro e para o desempenho deficiente de sua resposta na faixa superior de frequências. A alta perda por inserção obtida na prática, quando comparada com os valores teóricos esperados, é devida às perdas nos parafusos de sintonia fina comerciais utilizados e às perdas nas lâminas utilizadas na confecção dos obstáculos. Para minimizar estas perdas seria necessário cobrir-se estas peças com uma fina camada de material de alta condutividade como, por exemplo, ouro ou prata, o que não fizemos. Um bom acabamento superficial interno e um seccionamento cuidadoso do guia é também essencial para diminuir-se as perdas do guia na faixa de passagem. Convém notar que todas estas precauções são possíveis de serem implementadas por indústrias nacionais, utilizando material

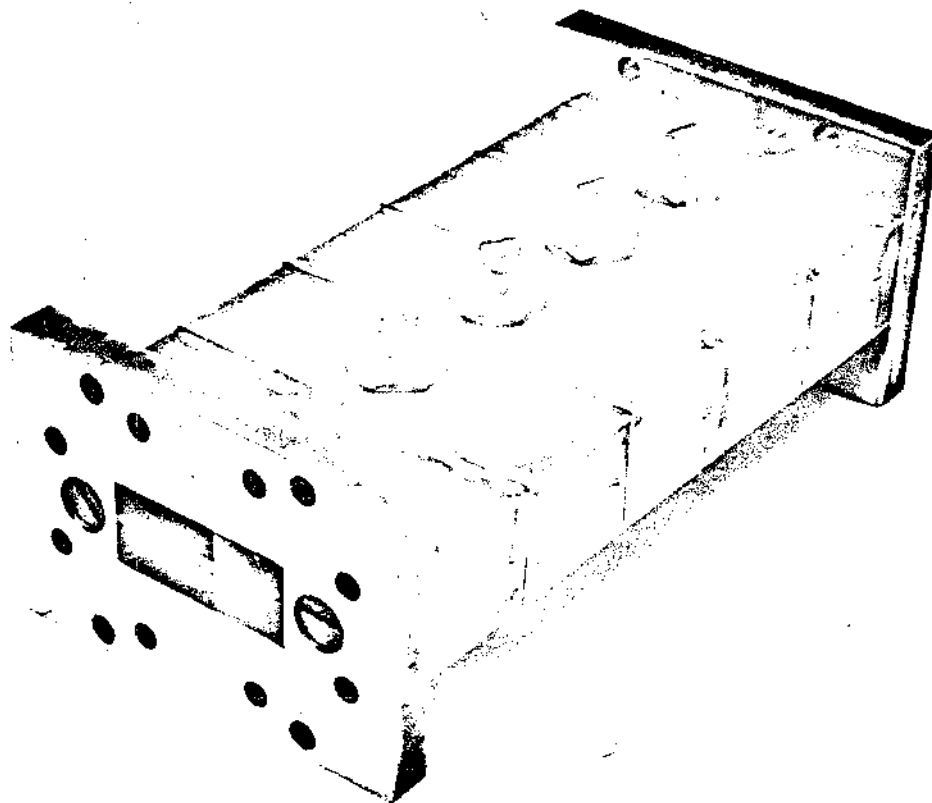


Fig. 5.2: Fotografia do modelo construído. Filtro passa-faixa em guia de onda retangular, usando janelas assimétricas indutivas.

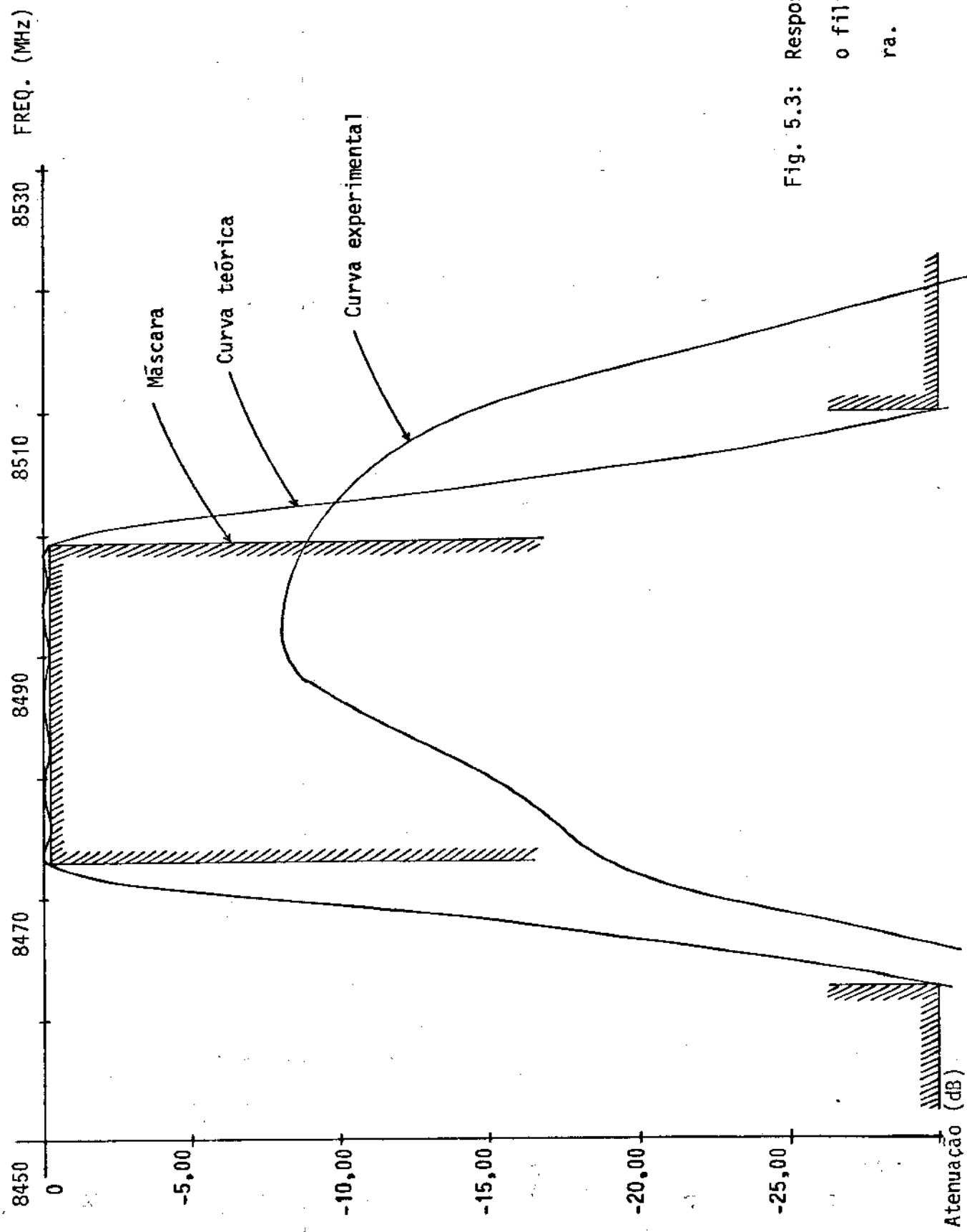


Fig. 5.3: Respostas em frequência para o filtro passa-faixa e máscara.

facilmente encontrável em nosso mercado interno, permitindo o desenvolvimento de filtros de microonda para o sistema de telecomunicações, comunicações via satélite, etc.

CAPÍTULO 6 - CONCLUSÕES

O objetivo principal deste trabalho foi o desenvolvimento e implantação em computador de algoritmos para auxiliar na implementação de filtros passa-faixa e rejeita-faixa, utilizando guias de onda de perfil retangular.

Foi também implementado um filtro passa-faixa nesta tecnologia a fim de observar as dificuldades envolvidas na sua implementação prática. As medidas efetuadas no protótipo construído mostraram que o desempenho do filtro é muito sensível às dimensões físicas envolvidas, especialmente na faixa de frequência utilizada (banda X); mostrando a necessidade do uso de mecânica fina na sua confecção e acabamento. Para combater parcialmente este problema, foi utilizado, como é usual nos produtos industriais, um método de ajuste fino por meio de carregamento capacitivo sintonizável usando parafusos nos pontos médios entre janelas indutivas. Verificou-se que estes carregamentos capacitivos permitem o deslocamento da banda passante para frequências inferiores. A alta perda por inserção observada na faixa de passagem é devida as perdas nos parafusos de sintonia e nas janelas indutivas, além de perdas inevitáveis nas junções entre guia e janela indutiva. Apesar destes pontos negativos observados, considera-se que os mesmos são perfeitamente sanáveis pela indústria nacional que se envolver nesta área de interesse das telecomunicações e das comunicações via satélite, principalmente.

A precisão dos resultados obtidos pelo uso dos programas desenvolvidos foi comprovada por comparação com resultados de outros autores, constituindo-se estes programas, agora, em uma ferramenta útil no projeto de filtros passa-faixa e rejeita-faixa em microondas.

BIBLIOGRAFIA

- [1] - J.E.Faria Sobrinho e R.F.Souza, "Projeto de Filtros Passa-Faixa em Microonda, Auxiliado por Computador (Programa FIPAFA.JEF)", Publicação FEC nº 18/83, RT-101, DEE/FEC/UNICAMP, maio 1983.
- [2] - J.E.Faria Sobrinho e R.F.Souza, "Projeto de Filtros Rejeita-Faixa em Microonda, Auxiliado por Computador (Programa FIREFA.JEF)", Publicação FEC nº 30/83, RT-105, DEE/FEC/UNICAMP, junho 1983.
- [3] - G.Matthaei, L.Young e E.M.T.Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, Artech House, 1980.
- [4] - R.E.Collin, Foundation for Microwave Engineering, McGraw-Hill, 1966.
- [5] - N.Marcuvitz, Waveguide Handbook, Dover, 1965.
- [6] - M.Abramowitz e A.I.Stegun (Ed.), Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs and Mathematical Table, Dover, 1972.
- [7] - T.S.Saad, R.C.Hansen e G.J.Wheeler, Microwave Engineers' Handbook, Artech House, 1962.