

FILTROS PARA ALTAS FREQUÊNCIAS

1 - INTRODUÇÃO

Os filtros são dispositivos passivos que têm como finalidade seleccionar, eliminar ou separar sinais com bandas de frequências diferentes. Em conformidade com essas bandas, são chamados filtros passa-baixo, passa-alto, passa-banda ou rejeita-banda.

Os filtros podem ser utilizados, quer em associação com outros componentes passivos tais como acopladores, como acontece nos multiplexers ou diplexers, quer com dispositivos activos como por exemplo em amplificadores sintonizados, osciladores e misturadores.

Este assunto é tão vasto e tão importante em electrónica que é impossível estudá-lo exaustivamente nesta livro. O que se pretende neste capítulo é fazer uma introdução que permita compreender os passos necessários ao dimensionamento dos principais tipos de filtros com elementos passivos ou com linhas de transmissão.

2 - MÉTODO DE SÍNTESE DE FILTROS PASSA-BAIXO

A síntese de filtros passa-baixo é essencial, não só para este tipo de filtros, mas também para a síntese dos filtros passa-alto e passa-banda como veremos nos parágrafos seguintes.

2.1 - Funções de filtragem

A curva da atenuação de um filtro em função da frequência é a sua característica fundamental. À aproximação matemática que a descreve chama-se função de filtragem. As duas aproximações mais utilizadas são:

a) Aproximação de Butterworth, à qual corresponde uma curva de resposta dita de "Aplanamento Máximo" já que as 1^{as} (n-1) derivadas são nulas na origem (figura 1). A expressão analítica que permite calcular a atenuação do filtro em função da frequência ω é dada por [1].

$$A(\text{dB}) = 10 \log \left[1 + \varepsilon^2 (\Omega)^{2n} \right] \quad (1)$$

$$\varepsilon^2 = 10^{A_P/10} - 1 \quad (2)$$

Para $\varepsilon=1$ o filtro tem atenuação $A_P=3\text{dB}$ para $\omega/\omega_C=1$. Para frequências superiores, a atenuação aumenta com um declive proporcional a n.

b) Aproximação de Chebishev, à qual corresponde uma curva de resposta de "Igual Ondulação" com amplitude A_P para frequências até $\omega/\omega_C = 1$ (figura 2). Tal como nos filtros de Butterworth, para

frequências superiores, a atenuação aumenta com um declive proporcional a n . A expressão que permite calcular a resposta deste tipo de filtros é dada por (1):

$$A(\text{dB}) = 10 \log \left[1 + \varepsilon^2 C_n(\Omega)^2 \right] \quad (3a)$$

onde ε é uma medida do *ripple* dado por (2) e C_n são os polinómios de Chebishev dados por:

$$C_n(\Omega) = \cos(n \cos^{-1} \Omega); \quad C_n(\Omega) = \cosh(n \cosh^{-1} \Omega) \quad (3b)$$

Os polinómios de Chebishev também podem ser calculados de forma recursiva:

$$C_0(\Omega)=1; \quad C_1(\Omega)=\Omega; \quad C_{n+1}(\Omega)=2\Omega C_n(\Omega)-C_{n-1}(\Omega) \quad (3c)$$

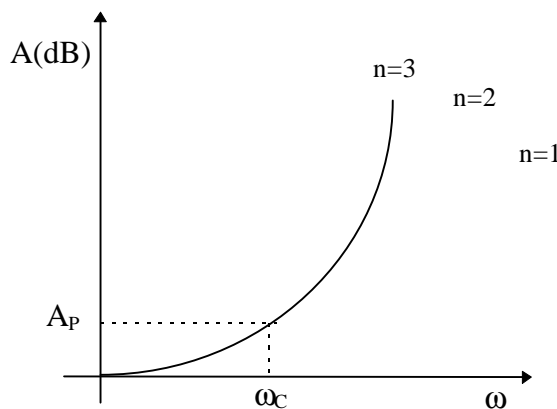


Figura 1 - Resposta do filtro Butterworth
passa-baixo

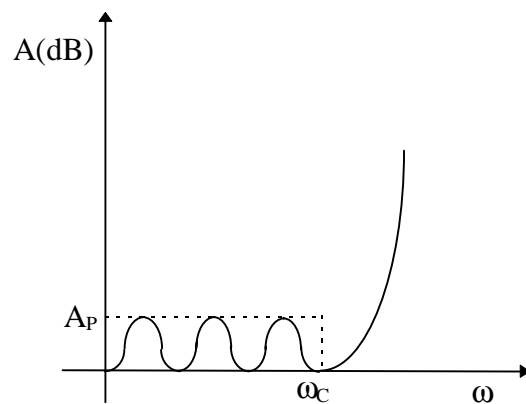


Figura 2 - Resposta do filtro Chebishev
passa-baixo

Cada uma destas aproximações tem vantagens e inconvenientes. Para o mesmo valor de n , isto é para um filtro da mesma ordem (mesmo grau de complexidade), obtém-se um melhor desempenho na banda de passagem com a aproximação de Butterworth mas uma menor atenuação na banda que se quer rejeitar.

Note-se que a escolha de n está condicionada pelo valor da atenuação que se pretende fora da banda de passagem. Para cada uma das aproximações, as curvas apresentadas nas figuras 17 e 18, permitem determinar n , a partir do valor da atenuação que se pretende a uma dada frequência. A aproximação de Chebishev é a mais utilizada pois permite maiores atenuações com o mesmo grau de complexidade.

A concretização de um filtro eléctrico consiste em arranjar uma rede que tenha uma função de transferência igual à função de filtragem pretendida. No fim do capítulo encontram-se tabelas que permitem obter a função de transferência normalizada de qualquer filtro de Butterworth bem como a função de transferência normalizada dos filtros de Chebishev com *ripple* igual a 0,5dB, 1dB e 2dB.

Exemplo 1 - Filtro de Butterworth

Determine a ordem e a função de transferência da aproximação de Butterworth para o filtro passa-baixo com as seguintes especificações:

Banda de passagem de 0 a 10MHz com $A_p \leq 0,5\text{dB}$ ($\omega_p = 62,8\text{Mhz}$)

Banda proibida de 35MHz a ∞ com $A_s \geq 30\text{dB}$ ($\omega_s = 220\text{Mhz}$)

Solução:

De $A_p = 0,5\text{dB}$ e de (2) obtém-se o valor de $\epsilon = 0,3493$.

De $A_s = 30\text{dB}$, $\Omega_s = \omega_s / \omega_c = 3,5$ e de (1) obtém-se a ordem do filtro $n = 3,59$ ou seja $n = 4$.

Da tabela 1 obtém-se o denominador da função de transferência do filtro normalizado, isto é, do filtro com $A_p = 3\text{dB}$ e $\Omega_p = 1$:

$$D(S) = (S^2 + 0,765S + 1)(S^2 + 1,848S + 1)$$

Para obter a função pretendida $T(s) = 1/D(s)$ é necessário desnormalizá-la, em relação à frequência e a A_p :

$$S = \epsilon^{1/n} \frac{s}{\omega_c}$$

$$T(s) = \frac{\omega_p^4 / \epsilon}{\left(s^2 + \frac{0,765\omega_p}{\sqrt{\epsilon}} s + \frac{\omega_p^2}{\sqrt{\epsilon}} \right) \left(s^2 + \frac{1,848\omega_p}{\sqrt{\epsilon}} s + \frac{\omega_p^2}{\sqrt{\epsilon}} \right)}$$

$$T(s) = \frac{4,47 \times 10^{31}}{(s^2 + 8,133 \times 10^7 s + 6,68 \times 10^{15})(s^2 + 19,65 \times 10^7 s + 6,68 \times 10^{15})}$$

Exemplo 2 - Filtro de Chebishev

Determine a ordem e a função de transferência da aproximação de Chebishev do filtro passa-baixo com as seguintes especificações:

Banda de passagem de 0 a 15MHz com $A_p \leq 0,5\text{dB}$ ($\omega_p = 94,25\text{Mhz}$)

Banda proibida de 45MHz a ∞ com $A_s \geq 30\text{dB}$ ($\omega_s = 282,7\text{Mhz}$)

Solução:

De $A_p = 0,5\text{dB}$ e de (2) obtém-se o valor de $\epsilon = 0,3493$.

De $A_s = 30\text{dB}$, $\Omega_s = \omega_s / \omega_c = 3$ e de (3) determina-se que $C_n(3) > 90,5$. De (3b) verifica-se que $C_3(3) = 99$ logo a ordem do filtro é $n = 3$.

Da tabela 2 obtém-se a função de transferência do filtro normalizado, isto é, do filtro com $A_p = 0,5\text{dB}$ e $\Omega_p = 1$:

$$T(S) = \frac{K}{D(S)} = \frac{0.716}{(S + 0.626)(S^2 + 0.626S + 1.142)}$$

Para obter a função pretendida é necessário desnormalizá-la fazendo:

$$S = \frac{s}{\omega_C}$$

$$T(s) = \frac{0.716\omega_p^3}{(s + 0.626\omega_p)(s^2 + 0.626\omega_p s + 1.142\omega_p^2)}$$

$$T(s) = \frac{5.99 \times 10^{23}}{(s + 59 \times 10^6)(s^2 + 59 \times 10^6 s + 1.014 \times 10^{16})}$$

2.2-Cálculo dos elementos de um filtro passa-baixo

Vai-se agora indicar como se calculam os elementos constituintes de um filtro passa-baixo em escada cuja estrutura se mostra na figura 3.

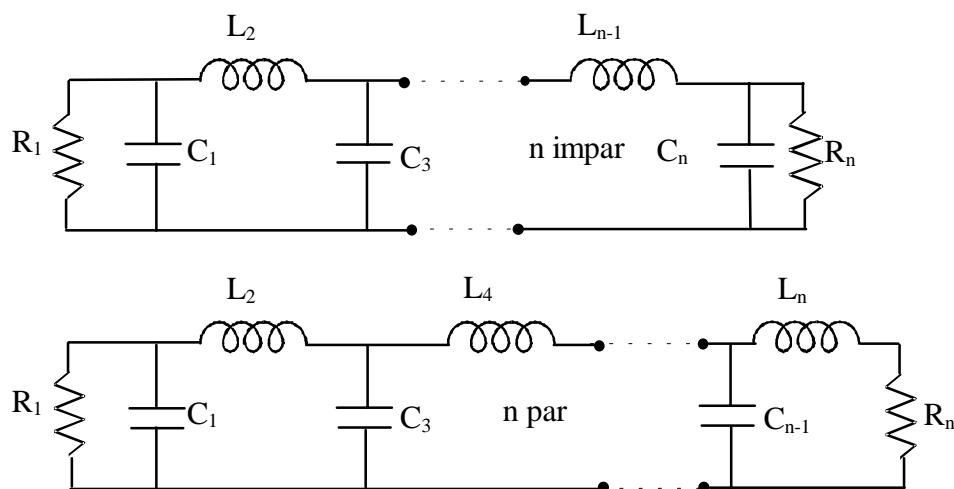


Figura 3 - Filtro passivo passa-baixo

R_1 e R_n são as impedâncias do gerador (excitação) e da carga (terminação), respectivamente, e relacionam-se por $R_1 = rR_n$.

Em geral R_1 é um dado do problema pois corresponde à impedância do circuito em que o filtro vai ser inserido (impedância do gerador). As bobinas, L_k , e as capacidades, C_k , obtêm-se a partir das equações (4a) e (4b):

$$L_k = \frac{R_1}{\omega_c} g_k \quad (4a) \quad \text{e} \quad C_k = \frac{1}{R_1} \frac{1}{\omega_c} g_k \quad (4b)$$

onde g_k são os valores das bobinas e capacitores do filtro normalizado com impedância de gerador igual a 1Ω e frequência de corte normalizada $\Omega_C = 1\text{rad/s}$, e ω_c é a frequência de corte pretendida.

Os parâmetros r e g_k obtêm-se por comparação entre a função de transferência da rede da figura 3 com as funções de filtragem. Os seus valores são, no caso dos filtros de Butterworth, dados por [2]:

$$r=1 \forall n; \quad g_k = 2 \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right] \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (5)$$

No caso dos filtros de Chebishev são dados por 2:

$$r=1 \quad \text{para } n \text{ impar} \quad \text{e}$$

$$r = \text{th}^2(\beta/4) \quad \text{para } n \text{ par com } \beta = \ln \left(\coth \frac{A_m}{17.37} \right) \quad (6)$$

$$g_k = \frac{2a_k}{\gamma} \quad \text{para } k = 1 \quad (7)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} \quad \text{para } k = 2, 3, \dots, n \quad (8)$$

$$a_k = \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right] \quad \text{para } k = 1, 2, \dots, n \quad (9)$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2(k\pi/n) \quad \text{para } k = 1, 2, \dots, n \quad (10)$$

$$\gamma = \text{sh}(\beta/2n) \quad (11)$$

Em circuitos de microfita convém escolher um caso em que $r=1$. Os cálculos são mais simples e permite ter as mesmas impedâncias à entrada e à saída do filtro, o que é uma vantagem pois a linha de entrada e a de saída do filtro serão iguais. O cálculo destes parâmetros pode ser feita por aplicação de (5) no caso dos filtros de Butterworth ou de (6) a (11) no caso dos de Chebishev. No entanto, nos livros da especialidade encontram-se tabelas de g_k , para filtros com diferentes ordens, e diferentes valores de *ripple* na banda de passagem [2] o que facilita a sua síntese. No final do capítulo, encontram-se as tabelas 5 a 7 que têm os valores de g_k para filtros de Butterworth e de Chebishev ($A_p=0,5\text{dB}$ e $A_p=0,5\text{dB}$ $A_p=3\text{dB}$) até $n=6$.

Os valores dos parâmetros g_k para os dois tipos de filtros e a sua utilização é geral para qualquer tipo de filtro (filtros activos, digitais ou de condensadores comutados).

3 - TRANSFORMAÇÕES DE FREQUÊNCIA: PASSA-BAIXO → PASSA-ALTO; PASSA-BAIXO → PASSA-BANDA

Acabámos de ver como é que se podem dimensionar filtros passivos passa-baixo com uma curva de resposta do tipo Butterworth ou Chebishev. É possível utilizar estes cálculos para dimensionar filtros passa-alto e filtros passa-banda. Afim de estabelecer, sem ambiguidade, as correspondências entre, por um lado, a frequência angular do filtro passa-baixo normalizado (Ω), e por outro lado, a frequência angular do passa-alto e do passa-banda, chamaremos a estas últimas (ω).

3.1 - Filtro passa-alto

Para obter um filtro passa-alto, basta substituir na função de transferência do filtro passa-baixo Ω por $1/\omega$. Em conformidade, as bobinas passam a ser condensadores e os condensadores a ser bobinas; obtém-se assim o esquema da figura 4.

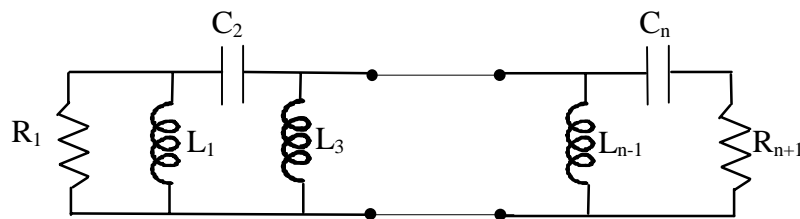
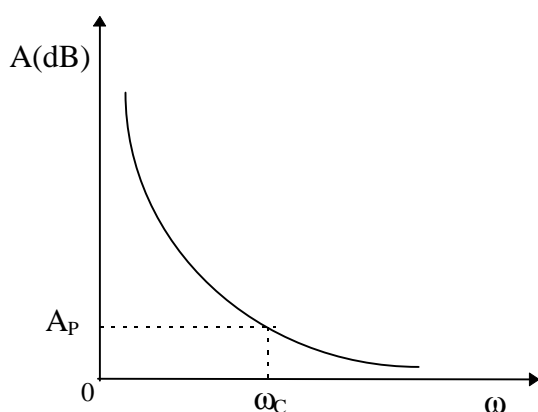


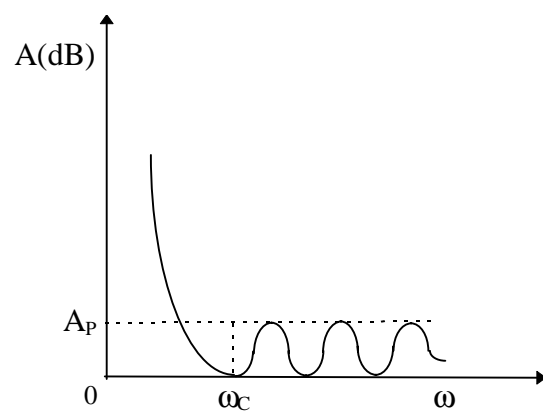
Figura 4 - Filtro passivo passa-alto

Por este motivo a transformação passa-baixo passa-alto é também chamada transformação LC-CL.



a)

Figura 5a) - Resposta do filtro Butterworth
passa-alto



b)

Figura 5b) - Resposta do filtro Chebishev
passa-alto

Quanto à curva de resposta do filtro passa-alto ela será do mesmo tipo, Butterworth (figura 5a), ou Chebishev (figura 5b) conforme a do filtro passa-baixo donde se partiu.

Verifica-se, comparando a figura 3 com a figura 4 em que se passou da estrutura passa-baixo, com impedâncias em série $g_k \Omega$ e impedâncias em paralelo $1/g_k \Omega$, à estrutura passa-alto, com impedâncias em série $1/C_{kpa} \omega$ e impedâncias em paralelo $L_{kpa} \omega$.

Pode-se, portanto, transpor os resultados obtidos para os componentes do filtro passa-baixo, e assim dimensionar o filtro passa-alto, desde que se substitua:

1. $L_k \omega_C$ por $1/C_{kpa} \omega_C$ em (4a), donde

$$C_{kpa} = \frac{1}{R_1 \omega_C g_k} \quad (12a)$$

2. $C_k \omega_C$ por $1/L_{kpa} \omega_C$ em (4b), donde

$$L_{kpa} = \frac{R_1}{\omega_C g_k} \quad (12b)$$

Quanto à relação $R_n = rR_1$, ela mantém-se inalterada já que a excitação e a terminação não são alteradas. Note-se que a função de transferência do filtro passa-alto se obtém a partir da função de transferência do filtro passa-baixo normalizado, a partir da transformação de frequência:

$$\Omega = \frac{\omega_{cpa}}{\omega} \quad (13)$$

que corresponde a inverter a frequência (compare-se as figuras 1 e 2 com as figuras 5a) e b)).

3.2 - Filtro passa-banda

Para passar da estrutura passa-baixo da figura 3 para uma estrutura passa-banda com frequência central ω_0 , basta sintonizar os ramos indutivos série e capacitivos paralelo em ω_0 . Para tal dispõe-se em série circuitos ressonantes LC série, e em paralelo, circuitos ressonantes LC paralelo, conforme se mostra no esquema da figura 6.

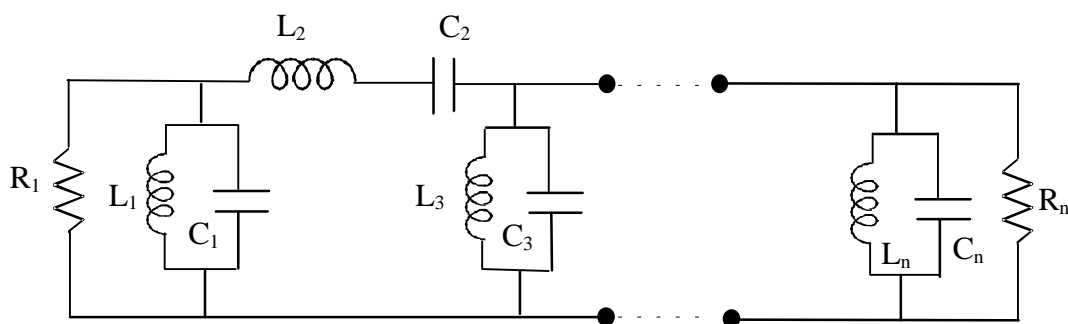


Figura 6 - Filtro passivo passa-banda

Tomemos o caso em que a curva de resposta do filtro passa-baixo é do tipo Chebishev (figura 7a), então a do filtro passa-banda será do tipo representado na figura 7b).

Para um dado *ripple* A_P , ω_c é a frequência angular de corte do passa-baixo, enquanto que ω_1 e ω_2 são as frequências de corte inferior e superior do passa-banda.

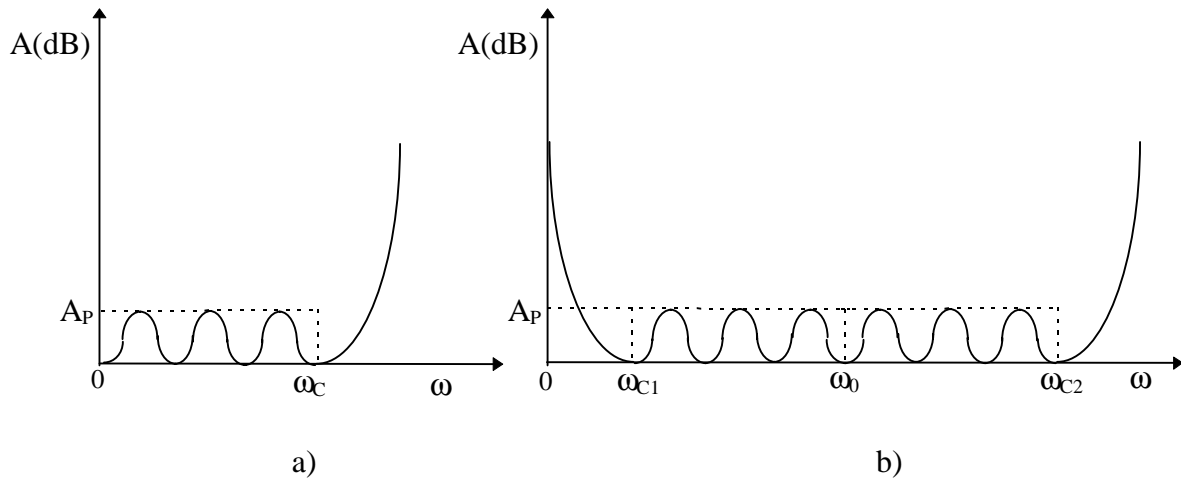


Figura 7a) - Resposta do filtro passa-baixo

Figura 7b) - Resposta do filtro Chebishev passa-banda correspondente

A frequência angular central deste último vem dada por:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{C1}\omega_{C2}} \quad (14)$$

e a largura de banda é dada por:

$$B = \omega_{C1} - \omega_{C2} \quad (15)$$

Vamos agora escrever que o comportamento do filtro passa-banda é análogo ao do filtro passa-baixo afim de traduzir matematicamente o que está ilustrado nas figuras 7a) e 7b).

Escrevemos primeiro que a resposta do passa-banda em ω_{C1} e ω_{C2} que é idêntica à do passa-baixo em ω_c .

-Considerando os ramos série, temos:

$$L_{kpb}\omega_{C2} - \frac{1}{C_{kpb}\omega_{C2}} = L_{kpb}\omega_{C1} - \frac{1}{C_{kpb}\omega_{C1}} = L_k\omega_c \quad (16)$$

donde se conclui que:

$$L_{kpb} = \frac{1}{C_{kpb}\omega_0^2} = \frac{L_k\omega_c}{B} = \frac{R_1g_k}{B} \quad (17)$$

-Considerando os ramos paralelo, temos:

$$C_{kpb} = \frac{1}{L_{kpb}\omega_0^2} = \frac{C_k\omega_c}{B} = \frac{g_k}{R_1B} \quad (18)$$

Tendo em conta as relações estabelecidas, demonstra-se que se pode obter a função de transferência de um filtro passa-banda simétrico, a partir da função de transferência do filtro passa-baixo normalizado, fazendo a seguinte transformação de frequência:

$$\Omega = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{B\omega} \quad (19)$$

4 - PROTÓTIPO PASSA-BAIXO PARA A SÍNTESE DE TODOS OS FILTROS

Na figura 8 encontra-se o esquema eléctrico de um filtro passa-baixo LC em escada, duplamente terminado, com admitâncias normalizadas ($g_0=1$), e frequência de corte, $\Omega_C=1$. As curvas de resposta, à frequência normalizada, deste protótipo estão representadas nas figuras 9a) e 9b) para as aproximações de Butterworth e Chebishev, respectivamente.

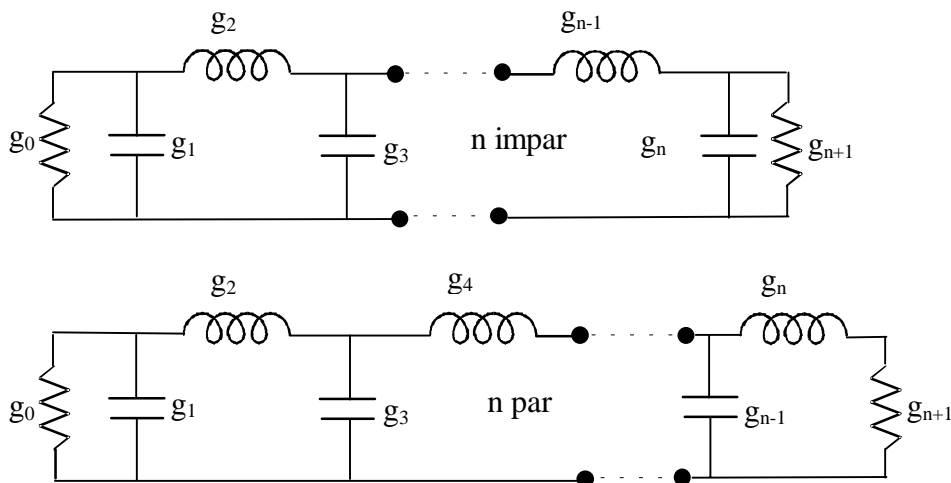


Figura 8 - Protótipo passa baixo normalizado ($g_0=1$, $\Omega_C=1$)

O número de células a utilizar determina-se através do declive de rejeição que se pretende na banda proibida e para o obter servimo-nos das curvas apresentadas nas figuras B17 e 18. Cada uma destas curvas representa a variação da atenuação A_S (dB) em função da frequência normalizada (ω/ω_c-1). O par de valores (A_S , ω_c/ω_c-1) que se pretende obter a uma frequência angular $\omega=\omega_S$, permite encontrar o valor de n. A figura 17 é válida para qualquer filtro de Butterworth enquanto a figura 18 é para filtros de Chebishev com ondulação na banda de passagem de 0.5dB (ver as tabelas 2 a 4 para obter a função de transferência para outros valores de ondulação). A partir deste filtro pode-se dimensionar qualquer tipo de filtro utilizando as transformações e desnormalizações descritas nos parágrafos anteriores.

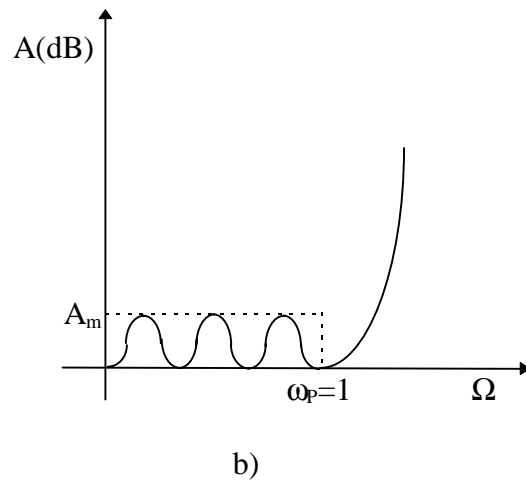
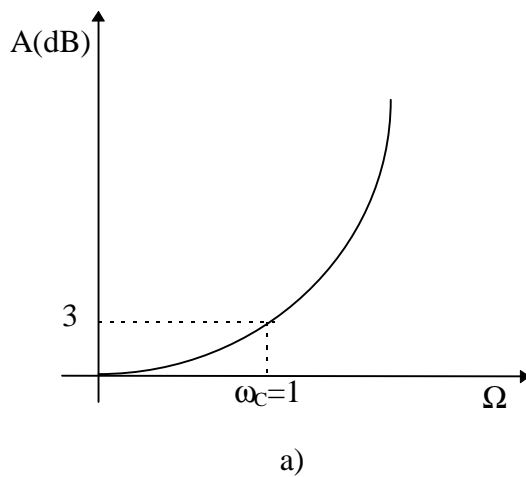


Figura 9a) - Resposta do filtro Butterworth
passa-baixo normalizado

Figura 9b) - Resposta do filtro Chebishev
passa-baixo normalizado

5 - SÍNTESE DE UM FILTRO PASSA-ALTO E DE UM FILTRO PASSA-BANDA

Na impossibilidade de dar exemplos detalhados de todos os tipos de filtros, vamos precisar o procedimento de síntese de dois filtros LC em escada: um passa-alto, e um passa-banda,.

Exemplo 3 - Filtro passivo passa-alto

Pretende-se dimensionar um filtro passa-alto de Chebishev, LC em escada, duplamente terminado com 50Ω , e com as seguintes características de atenuação:

$f_c=70\text{MHz}$, $A_p\leq 0,5\text{dB}$, $f_s=40\text{MHz}$ e $A_s\geq 35\text{dB}$.

Solução:

Determinação da ordem do filtro através do passa-baixo equivalente (13):

$$\Omega_s = \frac{f_c}{f_p} = 1,75$$

De $A_p=0,25\text{dB}$ e de (2) obtém-se o valor de $\epsilon=0,3493$.

De $A_s=35\text{dB}$, e consultando o gráfico da figura 18 verifica-se que a ordem do filtro é $n=5$.

Determinação dos parâmetros do protótipo passa-baixo normalizado (tabela 6):

$$g_0=g_6=1$$

$$g_1=g_5=1,7058$$

$$g_2=g_4=1,2296$$

$$g_3=2,5408$$

Desnormalização da frequência e alteração do nível de impedâncias para obter o valor das bobinas e condensadores de acordo com a figura 4.

$$L_1 = L_5 = \frac{50}{2\pi 70 \times 10^6 1,7058} = 66,64 \text{ nH}$$

$$C_2 = C_4 = \frac{1}{50 \times 2\pi 70 \times 10^6 1,2296} = 36,98 \text{ pF}$$

$$L_3 = \frac{50}{2\pi 70 \times 10^6 2,5408} = 44,74 \text{ nH}$$

Exemplo 4 - Filtro passivo passa-banda

Pretende-se dimensionar um filtro passa banda de Butterworth, LC em escada, duplamente terminado com 50Ω , e com as seguintes características de atenuação:

$$f_{C1}=80\text{MHz}, \quad A_p \leq 3\text{dB}, \quad f_{c2}=110\text{MHz}$$

$$f_{S1}=40\text{MHz}, \quad A_s \geq 30\text{dB}, \quad f_{S2}=200\text{MHz}$$

Solução:

Para projectar este tipo de filtro tem que se verificar primeiro a sua simetria, ($f_{C1}/f_{S1} = f_{C2}/f_{S2}$) e no caso de esta não existir, sem prejudicar a característica de atenuação, deve-se modificar uma das frequências da banda proibida:

$$f'_{S1} = \frac{f_{C1}}{(f_{S2} / f_{S2})} = 44\text{MHz}$$

A largura de banda é dada por $LB=f_{C2}-f_{C1}=30\text{MHz}$ (14) e a frequência central (15) é $f_0=\sqrt{f_{C1} \times f_{C2}}=93,81\text{mHz}$. Sendo agora o filtro, simétrico obtém-se de (19) para $\Omega=\Omega_S$

$$\Omega_S = \frac{f_{S2} - f'_{S1}}{LB} \quad (20)$$

que permite determinar a ordem do filtro através do passa-baixo equivalente:

$$\Omega_S = \frac{200 \times 10^6 - 44 \times 10^6}{30 \times 10^6} = 5,2$$

De $A_s=30\text{dB}$, e consultando o gráfico da figura 17 verifica-se que a ordem do filtro é $n=3$.

Determinação dos parâmetros do protótipo passa-baixo normalizado (tabela 5):

$$g_0=g_4=1$$

$$g_1=g_3=1,000$$

$$g_2=2,000$$

De (17) e (18) podemos escrever:

$$L_{kpb} = \frac{R_1 g_k}{B} \quad \text{e} \quad C_{kpb} = \frac{B}{R_1 g_k \omega_0^2} \quad (\text{ramos série}) \quad (21)$$

$$L_{kpb} = \frac{R_1 B}{g_k \omega_0^2} \quad e \quad C_{kpb} = \frac{g_k}{R_1 B} \quad (\text{ramos paralelo}) \quad (22)$$

Desnormalização da frequência e alteração do nível de impedâncias, aplicando (21) e (22), para obter o valor das bobinas e condensadores, de acordo com a figura 6.

$$L_1 = L_3 = \frac{50 \times 1,00}{2\pi 30 \times 10^6} = 265,26 \text{ nH} \quad e \quad C_1 = C_3 = \frac{2\pi 30 \times 10^6}{50 \times 1,00 (2\pi 93,81 \times 10^6)^2} = 10,85 \text{ pF}$$

$$L_2 = \frac{50 \times 2\pi 30 \times 10^6}{2,00 (2\pi 93,81 \times 10^6)^2} = 13,56 \text{ nH} \quad e \quad C_2 = \frac{2,00}{50 \times 2\pi 30 \times 10^6} = 212,21 \text{ pF}$$

6 - FILTROS COM LINHAS DE TRANSMISSÃO

O projecto de filtro com linhas de transmissão é um assunto muito vasto, dada a importância destes componentes no projecto de sistemas electrónicos, e da grande variedade de possíveis concretizações. Nesta secção referir-se-ão somente as concretizações mais comuns. Para um estudo mais completo sugerem-se as referências [3], [4], [5] e [6].

Em baixas frequências os filtros são constituídos por bobinas e condensadores ideais, que são elementos com uma característica linear com a frequência. Assim, foi possível desenvolver métodos gerais e completos para a síntese de filtros com este tipo de elementos. O projecto de filtros, a frequências em que se tem de utilizar linhas de transmissão, é bastante mais complexo, devido à resposta em frequência deste tipo de elementos. Embora seja possível desenvolver técnicas de síntese de filtros com linhas de transmissão, o projecto é sempre finalizado com a sua simulação e optimização.

6.1 - Filtros passa-baixo

Foi exposto no exemplo 3 como se determinam os parâmetros do protótipo passa-baixo normalizado.

No capítulo 1 (parágrafo 1.4.2) enunciaram-se os princípios para a simulação de bobinas e condensadores em microfita. Em conformidade, obtém-se directamente do filtro da figura 3 o filtro da figura 10, que se apresenta como uma sucessão de:

- troços de linha de baixa impedância, Z_{Ci} (linhas largas) e de comprimento l_i para concretizar as capacidades

$$\beta l_i = \frac{C_i Z_{Ci}}{Z_0} \quad (23)$$

- troços de linha de alta impedância, Z_{Lj} (linhas estreitas) e de comprimento l_j para concretizar as bobinas

$$\beta l_j = \frac{L_j Z_0}{Z_{Lj}} \quad (24)$$

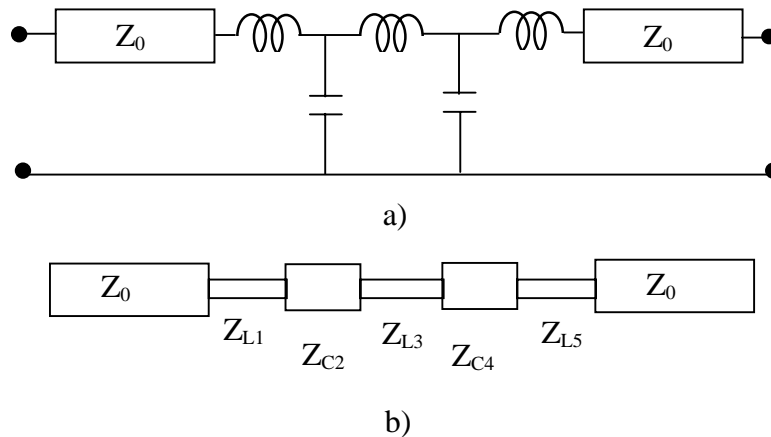


Figura 10 - Filtro passa-baixo: a) com elementos concentrados; b) em microfitas

As expressões donde se parte para o projecto deste filtro (parágrafo 1.2) são aproximadas. A resposta do filtro assim implantado não é portanto igual à do filtro com elementos concentrados donde se partiu. As características da banda de passagem (frequência de corte e ondulação) são no entanto as mesmas (frequências para as quais os comprimentos das linhas são muito pequenos comparados com o comprimento de onda). Note-se ainda, que na figura 10b) o primeiro troço de linha simula uma bobina. Normalmente, é assim que se procede por questões de desenho (as linhas de alta impedância ocupam menos espaço), mas poder-se-ia começar com uma linha de baixa impedância (condensador).

Exemplo 6 - Filtro passa-baixo com linhas de transmissão

Dimensione um filtro passa-baixo de Butterworth com frequência de corte de 2,5GHz. A 6GHz as perdas de inserção devem ser superiores a 35dB. O filtro está terminado com $Z_0=50\Omega$; a impedância mais elevada que se pode concretizar, por razões práticas, é $Z_A=150\Omega$ e a mais baixa é $Z_B=10\Omega$.

Solução

Para usar a figura 17, e obter a ordem do filtro temos de calcular a frequência de corte normalizada $\omega/\omega_c=6.0/2.5=2.4$. Da referida figura obtém-se $n=5$. Então da tabela 5 temos os valores do protótipo passa-baixo normalizado (figura 10a):

$$g_1=0,618=L_1,$$

$$g_2=1,618=C_2,$$

$$g_3=2,000=L_3,$$

$$g_4=1,618=C_4,$$

$$g_5=0,618=L_5,$$

A seguir, usando (23) e (24), determinam-se os comprimentos eléctricos das linhas de alta e baixa impedância que simulam, as bobinas e os condensadores, respectivamente.

$$\beta l_1 = \frac{360 \times g_1 Z_O}{2\pi Z_A} = 11,8^\circ$$

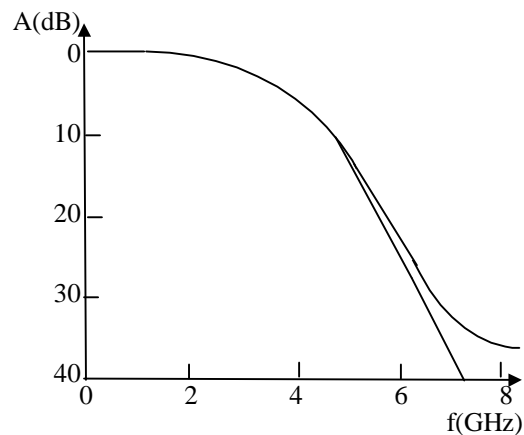
$$\beta l_2 = \frac{360 \times g_2 Z_B}{2\pi Z_O} = 18,54^\circ$$

$$\beta l_3 = \frac{360 \times g_3 Z_O}{2\pi Z_A} = 38,2^\circ$$

$$\beta l_4 = \frac{360 \times g_4 Z_B}{2\pi Z_O} = 18,54^\circ$$

$$\beta l_5 = \frac{360 \times g_5 Z_O}{2\pi Z_A} = 11,8^\circ$$

O desenho do filtro será o da figura 10b) em que as larguras e os comprimentos das linhas dependem do substrato em que ele vai ser concretizado e podem ser obtidos recorrendo a programas comerciais, como já foi referido no capítulo 1 ([7] e [8]) ou através das fórmulas (1.56) a (1.59).



Simulando a resposta de ambos os filtros pode-se verificar que na banda passante ela é coincidente. Já para altas-frequências o filtro com elementos concentrados proporciona uma atenuação maior pois já não são válidas as aproximações das linhas curtas. O filtro com elementos distribuídos deverá ainda apresentar outras bandas de passagens mas a resposta não será periódica pois as linhas não são comensuradas [4].

Exwmplo - Filtro em microfita

Projecte um filtro passa-baixo para ser concretizado em microfita. Pretende-se que o filtro siga uma aproximação de Chebishev com ondulação na banda de passagem de 0.5dB e frequência de corte de

1GHz. Por considerações de espaço o filtro é de terceira ordem. O substrato utilizado tem constante dielétrica $\epsilon_r=2.2$ e $h=0.254\text{mm}$.

6.2 - Filtros passa-alto

Foi exposto no exemplo 4 como se projecta um filtro passa-alto com elementos concentrados. Estes filtros podem ser realizados em tecnologia de microfita conforme foi exposto no parágrafo 1.4.2. A dificuldade provém da simulação da capacidade série. Na prática, em sistemas analógicos ou digitais de muito alta frequência não são necessários filtros passa-alto.

6.3 - Filtros passa-banda

Foi exposto no exemplo 5 como se projecta um filtro passa-banda com elementos concentrados. Quando o filtro é de ordem elevada (vários circuitos ressonantes série e paralelo) podem-se escalonar as frequências de ressonância de cada ramo para alargar a banda de passagem à custa de maiores perdas de inserção (sintonia escalonada).

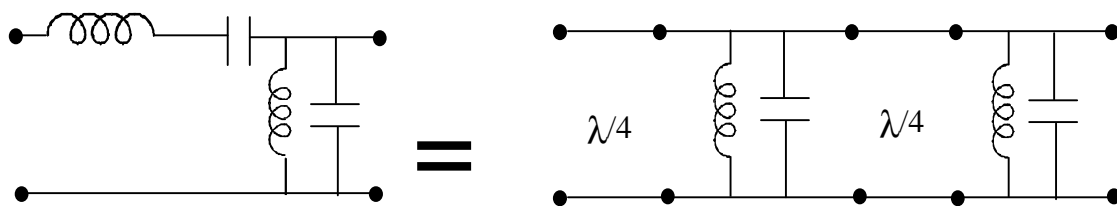


Figura 11 - Filtro passa-banda com linhas de $\lambda/4$ entre os circuitos ressonantes

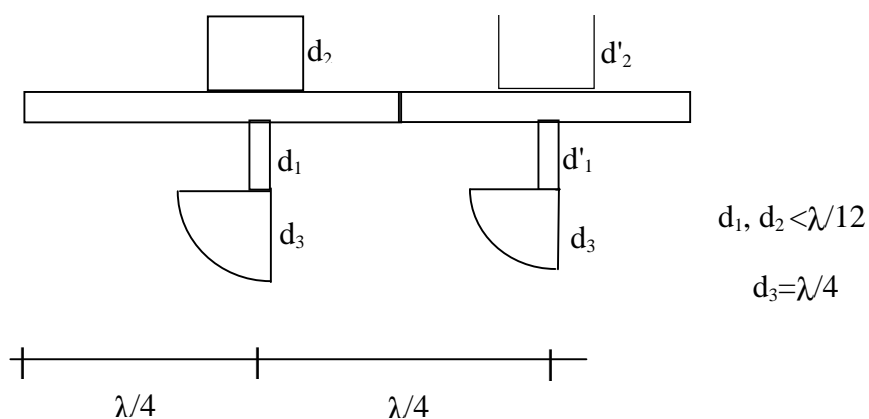


Figura 12 - Filtro passa-banda em microfita

Como se viu no parágrafo 1.4.3, um circuito ressonante paralelo visto através de duas linhas de $\lambda/4$ é equivalente a um circuito ressonante série. Nestas condições, o filtro da figura 6 é equivalente ao da figura 11.

Em microfita, cada um dos circuitos ressonantes paralelo será implantado conforme o esquema da figura 12, segundo os princípios enunciados em 1.4.2 e 1.4.3.

7 - Filtros com linhas acopladas

Sempre que duas linhas são colocadas na proximidade uma da outra, elas apresentam um certo acoplamento e a energia pode passar de uma para a outra. Assim, para uma estrutura microfita com a representadas na figura 13, as linhas 1 e 2, estão acopladas pelas suas impedâncias de modo par Z_{oe} e modo ímpar Z_{oo} . Estas impedâncias dependem da largura das pistas (w) e do seu afastamento (s) [9]. Se as linhas tiverem comprimento $\lambda/4$, o conjunto constitui um filtro passa-banda centrado na frequência correspondente. A sua largura de banda e *ripple* na banda de passagem dependem da relação entre Z_{oe} e Z_{oo} e portanto de w e s [3].

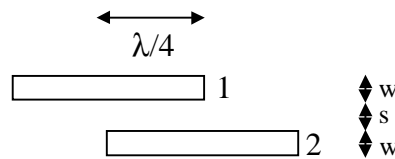


Figura 13 - Secção de linhas acopladas

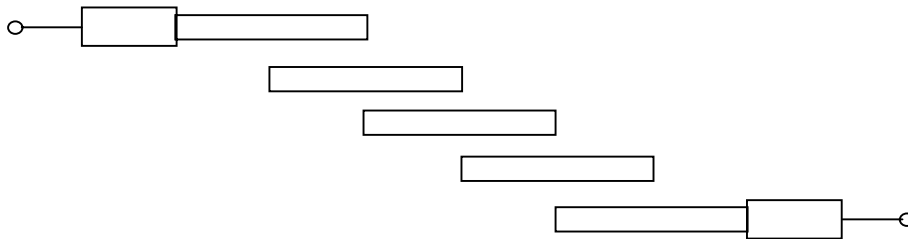


Figura 14 - Filtro passa-banda com linhas acopladas

Se associarmos em cascata várias secções, conforme o esquema da figura 14 aumentamos a rejeição na banda proibida.

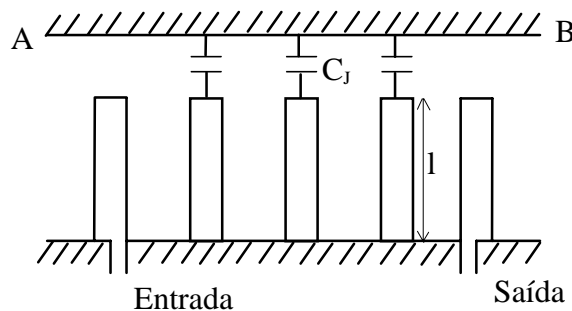


Figura 15 - Filtro passa-banda em pente

Os filtros em pente (figura 15) e interdigitais (figura 16) podem-se considerar como filtros de linhas acopladas.

Nos primeiros, as linhas de entrada e de saída são curto circuitadas em ambas as extremidades enquanto que as outras linhas estão curto circuitadas numa extremidade e carregadas com um condensador na outra.

Quanto aos segundos, as linhas de entrada e de saída são em circuito aberto em ambas as extremidades enquanto que as linhas intermédias estão em curto-circuito numa extremidade e em aberto na outra. Estes filtros podem ser concretizados em microfita ou com barras de secção rectangular e colocadas numa caixa em forma de paralelepípedo. Em qualquer dos casos, o seu ajuste é difícil [4]. Estes filtros permitem obter factores de qualidade muito elevados (larguras de banda da ordem dos 4%).

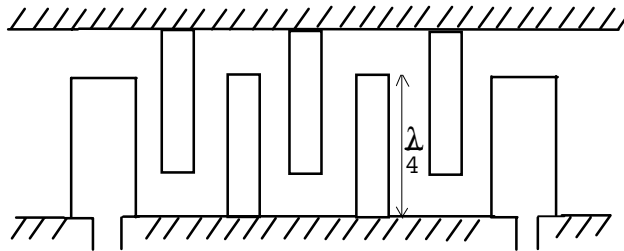


Figura 16 - Filtro passa-banda interdigital

REFERÊNCIAS

- [1] - A. Sedra, P. Brackett, *Filter Theory and Design: Active and Passive*, Pitman Publishing Limited, 1978.
- [2] - A. I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*, John Wiley & Sons, 1967.
- [3] - R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering, 2nd ed.*, McGraw Hill, 1992.
- [4] - G. L. Mathei, L. Young, E. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures*, Artech House, Dedha, Mass., 1980.
- [5] - J. A. Malherbe, *Microwave Transmission Line Filters*, Artech House, Dedha, Mass., 1979.
- [6] - W. A. Davis, *Microwave Semiconductor Circuit Design*, Van Nostrand Reinhold, N.Y., 1984.
- [7] - Hewlett Packard Company, "MDS - Microwave and RF Design System User's Manual", release b.06.01, Abril, 1994.
- [8] - C/NL - Linear and Nonlinear Microwave Circuit Analysis and Optimization Software, User's Manual, Artech House Inc., 1990.
- [9] - K. C. Gupta, R. Garg, e I. J. Bahl, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House Inc., 1979.

n	D(s)
1	$s+1$
2	$s^2 + \sqrt{2}s + 1$
3	$(s+1)(s^2 + s + 1)$
4	$(s^2 + 0.765s + 1)(s^2 + 1.848s + 1)$

Tabela 1 - Coeficientes de Butterworth

n	D(s)	K
1	$s+2.863$	2.863
2	$s^2 + 1.425s + 1.516$	1.431
3	$(s+0.626)(s^2 + 0.626s + 1.142)$	0.716
4	$(s^2 + 0.351s + 1.064)(s^2 + 0.845s + 0,356)$	0.377

Tabela 2 - Coeficientes de Chebishev ($A_p=0.5\text{dB}$)

n	D(s)	K
1	$s+1.965$	1.965
2	$s^2 + 1.098s + 1.103$	0.983
3	$(s+0.494)(s^2 + 0.490s + 0.994)$	0.491
4	$(s^2 + 0.279s + 0.987)(s^2 + 0.674s + 0.279)$	0.245

Tabela 3 - Coeficientes de Chebishev ($A_p=1\text{dB}$)

n	D(s)	K
1	$s+1.308$	1.308
2	$s^2 + 0.804s + 0.637$	0.506
3	$(s+0.402)(s^2 + 0.369s + 0.886)$	0.356
4	$(s^2 + 0.210s + 0.928)(s^2 + 0.506s + 0.221)$	0.163

Tabela 4 - Coeficientes de Chebishev ($A_p=2\text{dB}$)

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7
1	2,0000	1,0000					
2	1,4142	1,4142	1,0000				
3	1,0000	2,0000	1,0000	1,0000			
4	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654	1,0000		
5	0,6180	1,6180	2,0000	1,6180	0,6180	1,0000	
6	0,5176	1,4142	0,9318	0,9318	1,4142	0,5176	1,0000

Tabela 5 - Valor dos elementos de um protótipo passa-baixo de Butterworth
($g_0=1$, $\omega_c=1$, $n=1$ a 6)

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7
1	0,6986	1,0000					
2	1,4029	0,7071	1,9841				
3	1,5963	1,0967	1,5963	1,0000			
4	1,6703	1,1926	2,3661	0,8419	1,9841		
5	1,7058	1,2296	2,5408	1,2296	1,7058	1,0000	
6	1,7254	1,2479	2,6064	1,3137	2,4758	0,8696	1,9841

Tabela 6 - Valor dos elementos de um protótipo passa-baixo de Chebishev
($g_0=1$, $\omega_c=1$, $n=1$ a 6, $A_p=0,5\text{dB}$)

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7
1	1,9953	1,0000					
2	3,1013	0,5339	5,8095				
3	3,3487	0,7117	3,3487	1,0000			
4	3,4389	0,7483	4,3471	0,5920	5,8095		
5	3,4817	0,7618	4,5381	0,7618	3,4817	1,0000	
6	3,5045	0,7685	4,6061	0,7929	4,4641	0,6033	5,8095

Tabela 7 - Valor dos elementos de um protótipo passa-baixo de Chebishev
($g_0=1$, $\omega_c=1$, $n=1$ a 6, $A_p=3\text{dB}$)

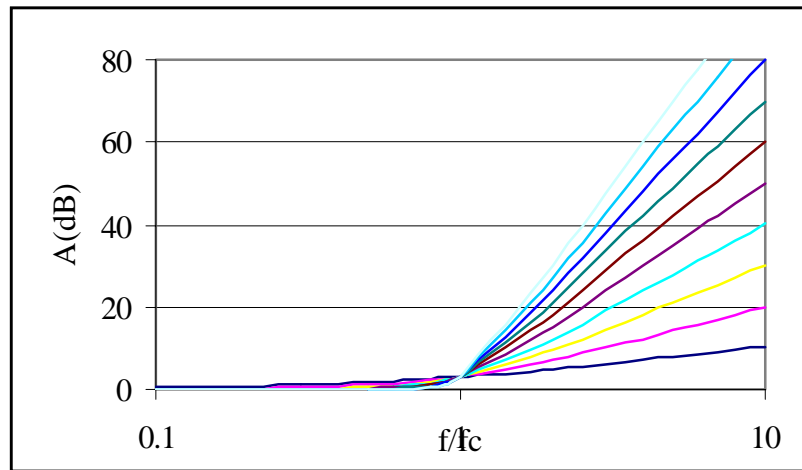


Figura 17 - Gráfico da atenuação de um filtro de Butterworth em função da frequência normalizada para vários valores de n

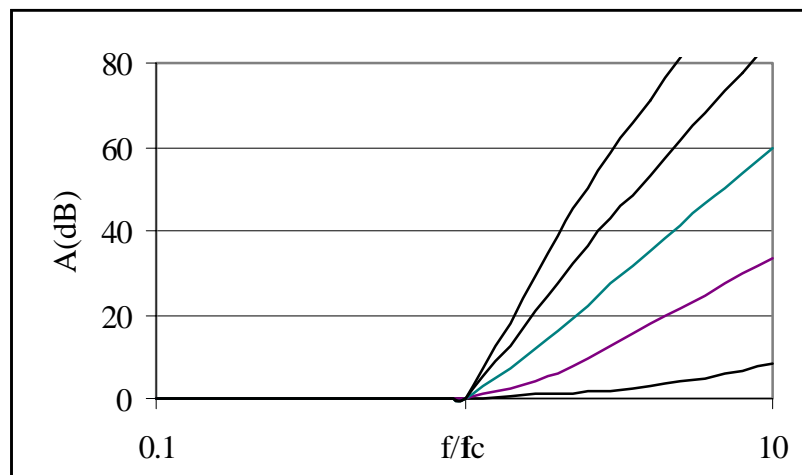


Figura 18 - Gráfico da atenuação de um filtro de Chebishev ($A_m = 0.25$ dB) em função da frequência normalizada para vários valores de n

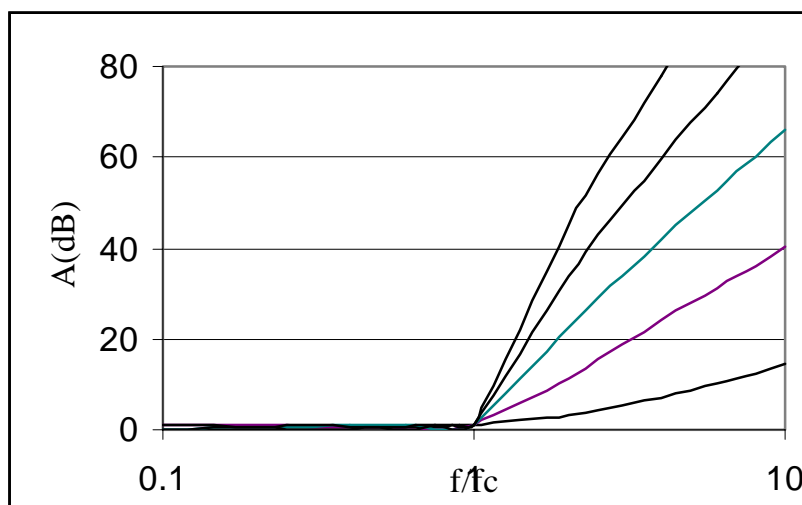


Figura 19 - Gráfico da atenuação de um filtro de Chebishev ($A_m = 1$ dB) em função da frequência normalizada para vários valores de n