

INDUTORES IDEAIS PARA FILTROS L-C PASSIVOS

Por Luiz Amaral
PYILL/AC2BR

Nos projetos de filtros precisos LC, aparecem problemas devido ao uso de componentes não-ideais – capacitores e indutores dissipativos. Estes últimos são muito mais importantes porque os modernos capacitores apresentam perdas desprezíveis e, nos indutores reais, é muito difícil evitar as perdas das espiras e do seu núcleo.

No caso de multiplexadores de divisão de frequência, os filtros apresentam suas curvas de atenuação com cantos arredondados na região de transição entre as bandas passante e rejeitada, afetando a profundidade das ressonâncias nos pólos dessa última (Figura 1). Isto ocorre porque o projeto dos filtros envolve coeficientes que são calculados na base de funções de transferência sem perdas.

Há muitas sugestões na literatura para solucionar esse problema. Um método emprega tabelas de coeficientes pré-distorcidos que produzem a requerida característica de atenuação, mas gerando grande perda de inserção na banda passante (Figura 2). Outra solução usa ressonadores a cristal para se obter as inclinações desejadas nas curvas.

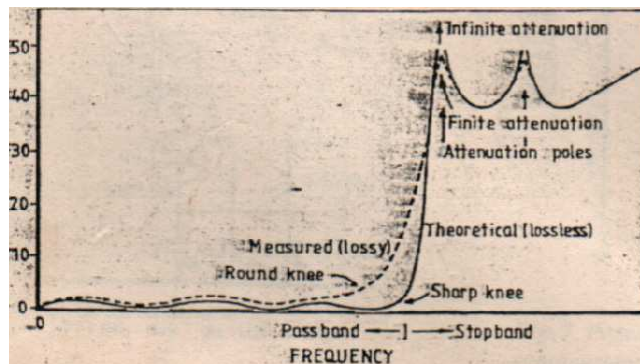


Figura 1: Exemplo de filtro passa-baixas, mostrando o efeito das perdas nas indutâncias. Há uma pequena mudança na banda passante, mas na região de transição ocorrem arredondamentos.

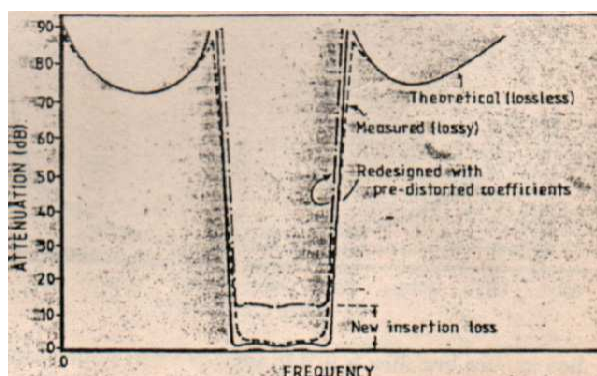


Figura 2: Filtro passa-banda mostrando as curvas teórica e medida e o resultado de se usar coeficientes pré-distorcidos, que recupera a forma da curva, mas introduz uma perda de inserção.

SOLUÇÃO PROPOSTA

No projeto de filtros em escada ('ladder filters'), há um Q mínimo para satisfazer os resultados práticos. Na prática é mais difícil satisfazer esses valores de Q para os indutores tipo série do que para os do tipo 'shunt', significando que, satisfeitas as condições para os Q 's dos indutores série, as condições teóricas ideais (sem perdas) podem ser facilmente muito bem aproximadas.

A solução proposta é realmente muito simples. Na época das válvulas, multiplicadores de Q (' Q -multipliers') foram usados para aumentar o Q dos indutores quando os valores destes não eram obtíveis com componentes passivos; o mesmo procedimento pode ser utilizado aqui no presente caso.

Seja R_p a resistência paralela equivalente de perdas do indutor L (Figura 3a). Uma outra resistência com valor negativo $-R_p$ posto em paralelo com a primeira, provê um valor ∞^1 para a resistência total em paralelo com o indutor, eliminando as perdas deste. A corrente numa resistência negativa flui no sentido oposto do de uma resistência positiva, ou seja, flui no sentido da de um gerador. Além disso, uma resistência negativa produz energia e corresponde, assim, a um gerador.

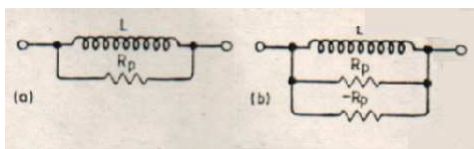


Figura 3a: Resistência paralela de perda equivalente em (a) pode ser compensada por outra de mesmo valor e negativa (b).

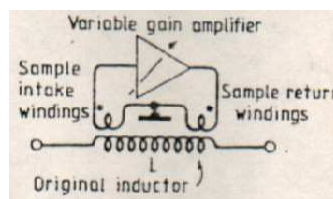


Figura 4: Uma amostra do sinal do indutor é amplificada e realimentada positivamente para cancelar as perdas.

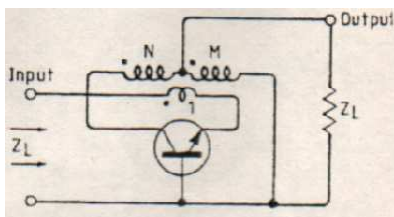


Figura 5: Amplificador Norton, Com carga Z_L , $N = M^2 - M - 1$ e transistores de alto beta, a impedância de entrada = Z_L e o ganho de tensão = M .

Para compensar as perdas, um sinal correspondente às perdas totais² é usado. Como mostra a Figura 4, uma amostra do sinal é amplificada e alimentada de volta ao indutor de tal modo que a realimentação ('feedback') é positiva, de fase e amplitude corretas de modo a compensar todas as perdas.

Se todos os indutores forem assim modificados, o ajuste do ganho do amplificador para compensar exatamente as perdas produz indutores ideais. Dessa forma, o filtro pode ser precisamente descrito em termos de sua função de transferência sem perdas: a curva de atenuação recupera sua forma original com seus cantos agudos.

Note-se que, embora utilizando dispositivos ativos, o filtro continua sendo passivo: as atividades locais são usadas apenas para compensar as perdas. Assim, o filtro é passivo com características ideais.

Amplificadores são dispositivos unidirecionais. Como o fluxo principal do sinal não passa através do amplificador, a bi-direcionalidade original desse filtro é preservada. Isto é muitas vezes um ponto importante. A mesma característica mantém a confiabilidade do circuito, particularmente em comunicações multicanal, já que falhas no amplificador meramente degrada os canais próximos ao canto da curva, sem queda total das comunicações. Isto acontece nos sistemas que têm o amplificador no principal caminho do sinal.

¹ Na verdade o valor é $-\infty$ porque é o resultado R_r de duas resistências R_p e $-R_p$ em paralelo:

$$R_r = R_p \times (-R_p) / [R_p + (-R_p)] \rightarrow -\infty$$

² O próprio sistema de compensação de perdas introduz suas próprias que também devem ser compensadas.

Este método não introduz nenhuma perda de inserção extra e, com bons amplificadores, é possível se evitar degradação da relação sinal-ruído. O método também preserva o atraso de grupo ('group delay') do filtro. Os indutores são compensados separadamente, o que faz com que o alinhamento do filtro seja muito simples.

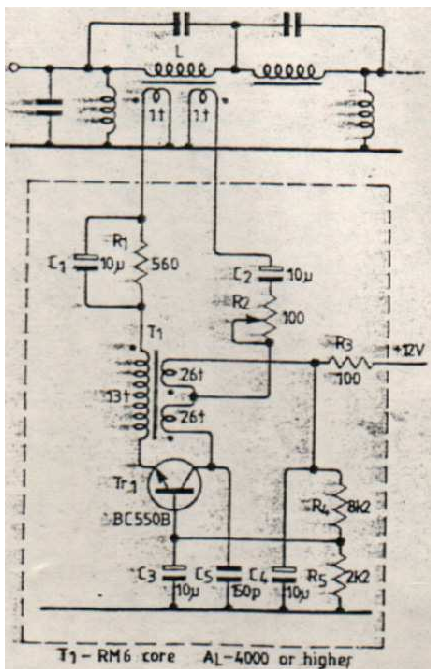


Figura 6: Filtro passa-banda com um indutor série compensado para perdas; todos os indutores série devem ser assim tratados.

OPERAÇÃO DO CIRCUITO

Para compensar as perdas, o amplificador deve apresentar banda larga em termos de amplitude e de fase para manter a relação de fase entre entrada e saída. Deve também apresentar baixo ruído para evitar degradação da relação sinal-ruído e ganho bastante para compensar as perdas. Boa estabilidade é importante porque, sem perdas e com realimentação positiva, o circuito mostra tendência a oscilar.

Uma topologia de circuito que satisfaz facilmente as condições anteriores é o amplificador Norton da Figura 5, que se aproxima ao amplificador ideal exceto por dois fatores: é um péssimo isolador porque a impedância de entrada é fortemente dependente da impedância de carga na sua saída; e o ganho é fixo, sem nenhuma provisão de ajuste. Estes fatores, no entanto, não são importantes para o nosso propósito aqui.

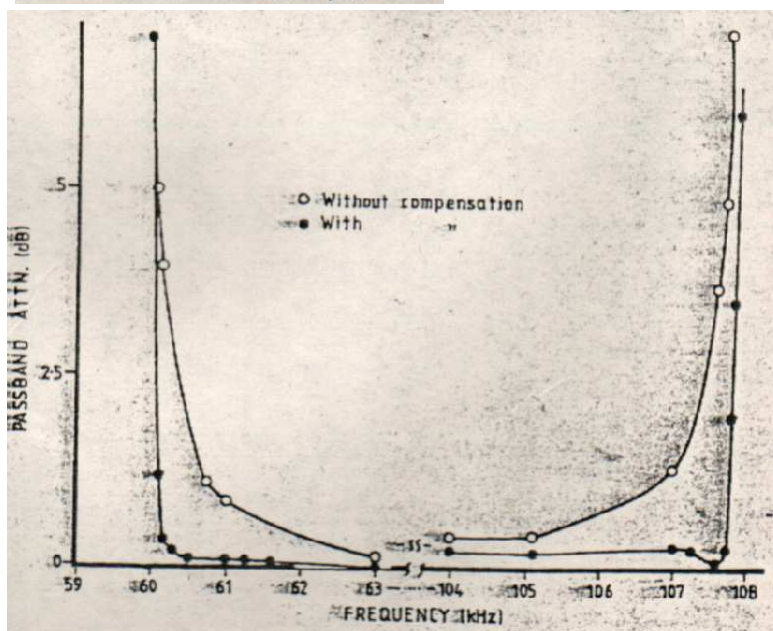


Figura 7: Curva de atenuação do filtro da Figura 6 com e sem compensação dos indutores. Note-se a diferença junto aos cantos, arredondados pelas perdas.

No texto:

R_p = resistência paralela equivalente de perda do indutor

P_o = potência de saída do amplificador

P_i = potência de entrada do mesmo

P_g = potência perdida em **R_p**

V_o = voltagem sobre as **N_o** espiras

V_i = voltagem sobre as **N_i** espiras

V_L = voltagem na saída do amplificador

N_o = número de espiras do enrolamento de retorno

N_i = número de espiras do enrolamento de amostragem de sinal

N_p = número de espiras do indutor **L**

Z_o = impedância de entrada sobre as espiras **N_o**; **Z_i** = impedância vista pelas espiras **N_i**

Z_L = impedância de saída do amplificador; **Q** = fator de qualidade do indutor **L**

f = frequência em que se defina **Q**; **A_L** = razão indutância / (espira)² para o núcleo do indutor

M = ganho de tensão do amplificador

N = número de espiras da carga do amplificador Norton

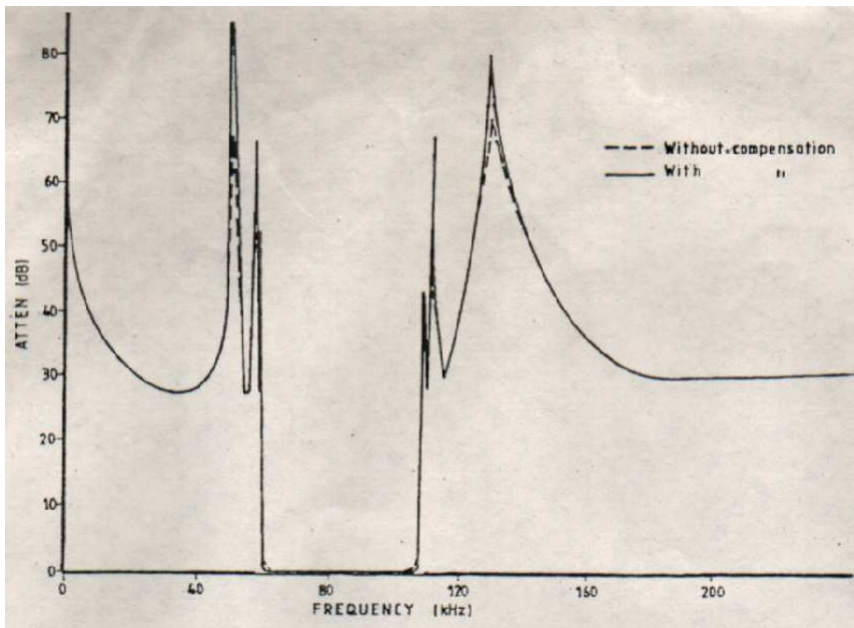


Figura 8: Curva geral de atenuação da unidade montada. Notem-se os pólos de ressonância mais profundos com a compensação dos indutores devido aos maiores valores dos Q's dos mesmos.

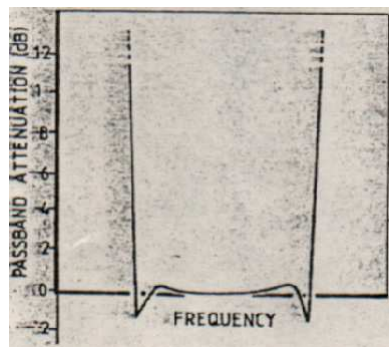


Figura 9: Curva de atenuação de banda de passagem devido à sobre-compensação de indutores. Nos picos, a atenuação é negativa, isto é, um ganho real indesejável ocorre, podendo levar a oscilações do amplificador.

Uma rápida análise do circuito da Figura 5 mostra:

$$Z_i = Z_L, \text{ assumindo que } N = M^2 - M - 1$$

Conectando o circuito Norton como na Figura 5, tem-se:

$$Z_L = R + Z_o$$

que é a impedância de carga do amplificador (**R** é um resistor ajustável provido para se ajustar artificialmente o ganho do amplificador).

Portanto:

$$Z_i = R + Z_o \quad [1]$$

$$V_o = M \times V_i \quad [2]$$

Suponhamos $N_i = N_o$, isto é, os enrolamentos auxiliares têm o mesmo número de espiras (na prática 1 espira é suficiente):

$$V_o = V_i \quad [3]$$

Do atenuador resistivo formado por \mathbf{R} e \mathbf{Z}_0 , tem-se:

$$\mathbf{V}_0 = \mathbf{V}_L \times \mathbf{Z}_0 / (\mathbf{R} + \mathbf{Z}_0) \text{ ou } \mathbf{V}_L = \mathbf{V}_0 \times (\mathbf{R} + \mathbf{Z}_0) / \mathbf{Z}_0 \quad [4]$$

A carga \mathbf{Z}_0 é o resultado das cargas \mathbf{R}_p e \mathbf{Z}_i em paralelo transferidas para as espiras \mathbf{N}_0 , ou seja, levando em conta as relações de espiras:

$$\mathbf{Z}_0 = \mathbf{R}_p / \mathbf{N}_p^2 // \mathbf{Z}_i \text{ ou } \mathbf{Z}_0 = \mathbf{Z}_i \times (\mathbf{R}_p / \mathbf{N}_p^2) / (\mathbf{Z}_i + \mathbf{R}_p / \mathbf{N}_p^2) \quad [5]$$

Com [2] em [4]:

$$\mathbf{M} \times \mathbf{V}_i = \mathbf{V}_0 \times (\mathbf{R} + \mathbf{Z}_0) / \mathbf{Z}_0 \text{ ou } \mathbf{M} \times \mathbf{V}_i \times \mathbf{Z}_0 = \mathbf{V}_0 \times \mathbf{R} + \mathbf{V}_0 \times \mathbf{Z}_0$$

De onde se tira \mathbf{R} :

$$\mathbf{R} = \mathbf{Z}_0 \times (\mathbf{M} \times \mathbf{V}_i - \mathbf{V}_0) / \mathbf{V}_0 \text{ que, com [3], tem-se:}$$

$$\mathbf{R} = \mathbf{Z}_0 \times (\mathbf{M} - 1) \text{ ou } \mathbf{Z}_0 = \mathbf{R} / (\mathbf{M} - 1) \quad [6]$$

Com [1] em [5] tem-se:

$$\mathbf{Z}_0 = \mathbf{R}_p \times (\mathbf{Z}_0 + \mathbf{R}) / [\mathbf{R}_p + \mathbf{N}_p^2 \times (\mathbf{Z}_0 + \mathbf{R})] \quad [7]$$

Com [6] em [7]:

$$\mathbf{R} / (\mathbf{M} - 1) = \mathbf{R}_p \times \mathbf{R} \times \mathbf{M} / (\mathbf{M} - 1) \text{ ou } \mathbf{R}_p + \mathbf{N}_p^2 \times \mathbf{R} \times \mathbf{M} / (\mathbf{M} - 1) = \mathbf{R}_p \times \mathbf{M}$$

$$\text{Portanto } \mathbf{R} = \mathbf{R}_p \times (\mathbf{M} - 1)^2 / (\mathbf{N}_p^2 \times \mathbf{M}) \quad [8]$$

Mas, para um circuito L-R paralelo, tem-se:

$$\mathbf{Q} = \mathbf{R}_p / (2 \times \pi \times \mathbf{f} \times \mathbf{L}) \text{ ou } \mathbf{R}_p = 2 \times \pi \times \mathbf{f} \times \mathbf{L} \times \mathbf{Q} \quad [9]$$

$$\text{e } \mathbf{L} = \mathbf{N}_p^2 \times \mathbf{A}_L \quad [10]$$

Com [10] e [9] em [8], tem-se finalmente:

$$\mathbf{R} = 2 \times \pi \times \mathbf{f} \times \mathbf{A}_L \times \mathbf{Q} \times (\mathbf{M} - 1) / \mathbf{M} \quad [11]$$

Temos de lembrar que este resultado é baseado no uso do amplificador Norton com uma resistência série para a compensação das perdas; a expressão seria diferente para outro tipo de circuito.

Embora o valor de \mathbf{R} na equação [11] dê perda teórica nula ao indutor, ele pode levar a oscilações ou instabilidades. Um resistor variável (de preferência multivolta) deve ser utilizado para experimentalmente se obter a curva que se deseja para o filtro. Assim, a equação [11] nos dá o valor aproximado de \mathbf{R} .

O transformador Norton deve ter o acoplamento entre enrolamentos mais perfeito quanto possível para evitar perturbações do filtro devido a capacitâncias parasitas. O número de espiras \mathbf{N} do referido transformador deve ser o menor possível, $\mathbf{N} = 1$, preferivelmente.

RESULTADOS PRÁTICOS

Para demonstrar a real praticidade desta aproximação, foi projetado e construído um filtro passa-banda multiseção de 60 -108 KHz, uma de suas seções mostrada na Figura 6: o indutor \mathbf{L} é o compensado para as perdas. O sinal de amostragem é obtido de \mathbf{L} através de um enrolamento de uma só espira à esquerda, entrando no amplificador Norton cruzando a linha pontilhada e retornando ao indutor pela direita via um enrolamento também de uma só espira. O resistor \mathbf{R}_2 ajusta o ganho e \mathbf{C}_5 previne oscilações em HF devidas às capacitâncias parasitas do transformador.

As Figuras 7 e 8 mostram as curvas de atenuação com e sem a compensação das perdas, sendo a Figura 7 apenas a expansão da Figura 8. Há claramente considerável melhoria em ambas a banda passante e a de atenuação. A compensação não é muito afetada pelas variações de temperatura devido à grande estabilidade térmica característica do amplificador Norton.

AJUSTES

Para alinhar o filtro, deve-se usar o procedimento normal de ajuste do filtro, mas com a fonte de alimentação do amplificador desligada (sem compensação de perdas). Quando todos os indutores estiverem alinhados, liga-se a fonte de alimentação com a resistência do controle de ganho em seu valor máximo (mínima compensação). Observar os mergulhos ('dips') na banda de atenuação e, para cada pólo, aumente esses mergulhos por meio de correspondente controle de ganho. Um aumento normalmente de 10 dB é razoável. Observando a curva de atenuação, faça pequenos reajustes para obter a resposta desejada. Isto deve ser feito com cuidado para não sobre compensar os indutores e produzir oscilações ou picos indesejáveis nos cantos da banda passante, como na Figura 9.

O método nos gerou uma patente. Infelizmente, com o advento maciço da tecnologia digital, a filtragem por banda de frequências tornou-se muito menos usada. Mesmo assim, nos casos onde a passividade e a bi-direcionalidade são fatores importantes³, ainda eles têm algum uso.

REFERÊNCIAS

1. Saal R. Handbuch zum Filterentwurf (Handbook of Filter Design). AEG Telefunken, 1979
2. Zverev A. I. Handbook of Filter Synthesis. John Wiley, 1967
3. Amaral L. C. M. and Puppim G.. Patente Brasileira 8.603.204
4. Rhode U. L. Digital PLL Frequency Synthesizers. Theory and Design, Prentice Hall, 1983.

³ Por exemplo, alguns sistemas mais simples de geração/detecção de SSB pelo 'terceiro método', ou mesmo filtros de áudio, podem se utilizar deste tipo de solução.