
"REALIZAÇÃO DE FILTROS DIGITAIS POR ESTRUTURAS "FAST/SLOW"

MÁRIO SARCINELLI FILHO
DEE / Universidade Federal do Espírito Santo
C.P. 5011 - 29041 Vitória ES

PAULO SÉRGIO RAMIREZ DINIZ e LUIZ PEREIRA CALOBA
Programa de Engenharia Elétrica
COPPE / Universidade Federal do Rio de Janeiro
C.P. 68504 - 21945 Rio de Janeiro RJ

Resumo - O presente trabalho propõe a síntese de filtros digitais usando estruturas "fast/slow", que são estruturas digitais derivadas de estruturas analógicas usadas para implementar amplificadores rápidos, que possuem um caminho específico para os sinais de baixa frequência e outro para os sinais de alta frequência. Tais estruturas são propostas com o fim de implementar filtros lattice imunes a ciclos limite devidos à entrada constante, que possuem desempenho insatisfatório quando implementados da forma clássica, de vez que o ruído de quantização na saída e a sensibilidade da função de transferência às variações dos coeficientes multiplicadores são elevados. A síntese dos filtros usando as estruturas "fast/slow" é aqui discutida, e são mostrados alguns exemplos cujos resultados permitem concluir pela viabilidade da utilização das estruturas propostas.

Abstract - Fast/slow structures are proposed for the synthesis of lattice digital filters that are free of constant-input limit cycles. These structures are based on the analog structures used for implementing fast analog amplifiers, that possess specific branches for low and high frequency signals. Filter implementations based on the proposed structure are discussed in this work, and the advantages of this implementations are established after comparing, for some particular examples, their output roundoff noise and transfer function sensitivity performances with those of the classical limit cycle free lattice filters.

1 - INTRODUÇÃO

Os resultados associados à realização de filtros passa-baixa usando redes lattice/ladder sem ciclos limite à entrada constante, em termos de ruído de quantização na saída, não são satisfatórios (Sarcinelli Filho - 1990 ; Sarcinelli Filho e Diniz - 1991).

A explicação para tal comportamento, é que o único caminho pelo qual os sinais de baixa frequência podem se transferir para a saída é o caminho direto da entrada para a saída, gerando valores dos coeficientes dos multiplicadores com alta dispersão (Sarcinelli Filho - 1990 ; Sarcinelli Filho e Diniz - 1991).

Isso sugere, então, a necessidade de se criar um caminho para sinais próximos de DC dependente da frequência, paralelamente a um outro caminho, específico para altas frequências, sendo este último realizado com as estruturas lattice/ladder imunes a ciclos limite propostas em Sarcinelli Filho(1990) ; Sarcinelli Filho e Diniz (1991). As estruturas assim geradas são referidas como estruturas "fast/slow", terminologia esta derivada de estruturas analógicas adotadas para amplificadores rápidos (Renner, Bedwell, Pierce -1981; Spieler - 1980), as quais se caracterizam por um "loop" composto por uma seção do tipo "fast" com um caminho de realimentação do tipo "slow" (Renner - 1980).

As estruturas "fast/slow" digitais têm a forma geral ilustrada na Figura 1, onde o caminho para baixas frequências corresponde a uma seção passa-baixas de ordem reduzida, em que se eliminará todo tipo de ciclos limite, enquanto que para o caminho de altas frequências a presença de pelo menos um zero em $z = 1$ permite utilizar sem problemas as estruturas livres de ciclos limite à entrada zero como as propostas em Sarcinelli Filho (1990) ; Sarcinelli Filho e Diniz (1991).

artigo submetido em 05.11.90

1ª revisão : 05.06.91 2ª revisão : 16.03.92 3ª revisão : 30.04.92

aceito por recomendação do editor consultor Prof.Dr.Jacques Szczupak

Assim, o presente trabalho aborda o estudo das referidas estruturas "fast/slow", dando ênfase à decomposição de uma dada função de transferência $H(z)$ em uma forma realizável com tais estruturas e às restrições para torná-las imunes a ciclos limite. O desempenho das redes em termos do ruído de quantização na saída do filtro e da sensibilidade às variações dos coeficientes multiplicadores é também avaliado através de exemplos.

2 - A ESTRUTURA "FAST/SLOW"

A partir da Figura 1 é fácil notar que uma função de transferência $H(z)$ qualquer pode ser decomposta de tal forma que

$$H(z) = H_{PA}(z) H'(z) + H_{PB}(z) \quad (1)$$

sendo $H_{PA}(z)$ e $H_{PB}(z)$ funções de transferência do tipo passa-altas e passa-baixas, respectivamente, com a menor ordem possível.

Embora tal tipo de decomposição seja possível para qualquer tipo de função de transferência $H(z)$, não há sentido em adotá-la para funções passa-faixa (principalmente com zero em $z = 1$) ou passa-altas, para as quais não há necessidade do caminho para baixas frequências correspondente a $H_{PB}(z)$. Assim, apenas as estruturas "fast/slow" associadas a funções de transferência $H(z)$ do tipo passa-baixas e rejeita-faixa são de interesse. Porém, por questão de brevidade, apenas as funções de transferência $H(z)$ do tipo passa-baixas serão aqui tratadas. A extensão do método para filtros rejeita-faixa, entretanto, é imediata.

Adicionalmente, para desenvolver a síntese, dois casos são considerados separadamente: o caso em que a ordem M da função de transferência $H(z)$ é ímpar, em primeiro lugar, e aquele em que a ordem é par, posteriormente.

2-1 Caso M ímpar

No caso em que $H(z)$ tem ordem M ímpar, um dos seus pólos será real, e a decomposição "fast/slow" poderá ser feita extraindo uma seção passa-baixas de primeira ordem, cujo pólo corresponde ao pólo real de $H(z)$.

Por outro lado, para que se tenha o menor número de multiplicadores possível, a seção passa-altas também será de ordem um com o mesmo pólo real (isso permite implementar $H_{PA}(z)$ e $H_{PB}(z)$ com a mesma parte recursiva, economizando multiplicadores). Um zero real em $z = 1$ é necessário para que o produto $H_{PA}(z)H'(z)$ possa ser realizado através de uma estrutura livre de ciclos limite devidos à entrada constante, como aquelas mais comumente encontradas na literatura (Sarcinelli Filho e Diniz - 1991).

Assim sendo, a decomposição "fast/slow" em (1) resulta em

$$H(z) = \frac{(z-1) N'(z)}{(z-\sigma) D'(z)} + \frac{(z-\alpha)}{(z-\sigma)} \quad (2)$$

sendo σ o pólo real de $H(z)$, α um zero real a ser calculado,

$$N'(z) = n'_0 + n'_1 z + \dots + n'_{M-1} z^{M-1} \quad (3a)$$

e

$$D'(z) = d'_0 + d'_1 z + \dots + d'_{M-1} z^{M-1} \quad (3b)$$

os polinômios numerador e denominador de $H'(z)$, respectivamente, nesse caso de grau $M-1$.

A partir da equação (2) vem que

$$D(z) = (z-\sigma) D'(z) \quad (4)$$

sendo $D(z)$ o denominador de $H(z)$, o que indica que $D'(z)$ é obtido por divisão polinomial a partir de $D(z)$. Também a partir da equação (2) obtém-se que

$$N(z) = (z-1) N'(z) + (z-\alpha) D'(z) \quad (5)$$

que pode ser reescrito através de um sistema linear de $M+1$ equações a $M+1$ incógnitas dado por

$$AX = B \quad (6)$$

para o qual

$$X = [\alpha \ n'_0 \ n'_1 \ \dots \ n'_{M-2} \ n'_{M-1}]^T \quad (7a)$$

$$B = [n_0 \ n_1 \ -d'_0 \ \dots \ n_{M-1} \ -d'_{M-2} \ n_M \ -d'_{M-1}]^T \quad (7b)$$

enquanto A é uma matriz $(M+1) \times (M+1)$ definida por

$$A = \begin{bmatrix} -d'_0 & -1 & 0.0 & 0.0 & 0 \\ -d'_1 & 1 & -1.0 & 0.0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ -d'_1 & 0 & 0.1 & -1.0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ -d'_{M-1} & 0 & 0.0 & 0.1 & -1 \\ 0 & 0 & 0.0 & 0.0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7c)$$

Para filtros estáveis, a matriz quadrada A é não singular (Birkhoff e Mac Lane - 1977) e (6) tem sempre uma única solução, o que permite afirmar que sempre é possível obter a decomposição "fast/slow" dada pela equação (2), para o caso de filtros estáveis de ordem M ímpar.

2-2 Caso M par

Quando a ordem M do filtro for par, uma solução

$$A = \begin{bmatrix} \varphi & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & d'_0 \\ -(1+\varphi) & \varphi & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & d'_0 & d'_1 \\ 1 & -(1+\varphi) & \varphi & \dots & 0 & 0 & 0 & d'_1 & d'_2 \\ 0 & 1 & -(1+\varphi) & \dots & 0 & 0 & 0 & d'_2 & d'_3 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & d'_3 & d'_4 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & -(1+\varphi) & \varphi & d'_{M-3} & d'_{M-2} \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & -(1+\varphi) & d'_{M-2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (11c)$$

imediate é a utilização de um par de pólos complexos conjugados da função de transferência $H(z)$ para realizar uma seção passa-baixas de ordem dois, cujos zeros surgiriam da própria decomposição, como ocorre para M ímpar. Os mesmos pólos são usados para realizar a seção passa-altas, com zeros reais, um deles necessariamente posicionado em $z = 1$ (Sarcinelli Filho e Diniz - 1990), e o outro posicionado em $z = \varphi$. Em tal situação, obtém-se

$$H(z) = \frac{(z-1)(z-\varphi)}{z^2 + \alpha z + \beta} H'(z) + \frac{z^2 + \theta z + \sigma}{z^2 + \alpha z + \beta} \quad (8)$$

que equivale a

$$D(z) = (z^2 + \alpha z + \beta) D'(z) \quad (9a)$$

e

$$N(z) = [z^2 - (1+\varphi)z + \varphi] N'(z) + (z^2 + \theta z + \sigma) D'(z) \quad (9b)$$

sendo que os polinômios $N'(z)$ e $D'(z)$ são agora de grau $M-2$.

Novamente, $D'(z)$ é obtido por divisão polinomial a partir de $D(z)$, enquanto a equação (9b) permite obter $N'(z)$ e os zeros de $H_{PB}(z)$ (que dependerão do valor de φ) através da solução do sistema linear de equações

$$AX = B \quad (10)$$

sendo

$$X = [n'_0 \ n'_1 \ \dots \ n'_{M-3} \ n'_{M-2} \ \theta \ \sigma]^T \quad (11a)$$

$$B = [n_0 \ n_1 \ n_2 \ -d'_0 \ \dots \ n_{M-1} \ -d'_{M-3} \ n_M \ -d'_{M-2}]^T \quad (11b)$$

enquanto A é uma matriz $(M+1) \times (M+1)$ definida como

Demonstra-se que a matriz A assim obtida é não singular se

$$D'(\varphi) \neq 0 \quad (12)$$

que é a única restrição para se obter a decomposição "fast/slow" correspondente à equação (8), para filtros estáveis.

A respeito dos valores de φ na restrição expressa em (12) vale a pena fazer algumas observações. Normalmente, para as aproximações convencionais de filtros digitais de ordem M par os pólos são complexos, de forma que em geral não existe valor real φ para o qual $D'(\varphi) = 0$.

Assim, a conclusão imediata é que a restrição em (12) será satisfeita para qualquer φ . Em outras palavras, para qualquer φ haverá uma única decomposição "fast/slow" da forma descrita por (8).

Por sua vez, o par de pólos complexos conjugados a ser escolhido para realizar $H_{PA}(z)$ e $H_{PB}(z)$, dentre aqueles correspondentes ao filtro que se deseja realizar, deve ser o de menor raio, o que diminuirá o ruído de quantização na saída. Isto decorre do fato de que o ruído na saída da seção passa-baixas é integralmente transferido para a saída do filtro "fast/slow", e conseqüentemente o par de pólos escolhido para realizar $H_{PB}(z)$ deve ser tal que o ruído na saída desta seção seja o mínimo possível.

3 - REDES "FAST/SLOW" IMUNES A CICLOS LIMITE

A motivação para se implementar filtros digitais através de estruturas do tipo "fast/slow" é realizar filtros que tenham baixo ruído de quantização na saída e cuja resposta em frequência não sofra em demasia os efeitos da quantização dos coeficientes multiplicadores, além de serem imunes a ciclos limite devidos à entrada zero, entrada constante e "overflow". Para garantir a imunidade a ciclos limite dos filtros do tipo "fast/slow" é suficiente que a estrutura que realiza $H'(z)$ seja imune a ciclos limite devidos à entrada zero e à "overflow", enquanto as sub-redes correspondentes a $H_{PB}(z)$ e $H_{PA}(z)$ necessariamente devem ser imunes também a ciclos limite devidos à entrada constante. Obviamente, isso só é possível porque $H_{PA}(z)$ não permite o acesso de sinais de frequência zero à sub-rede correspondente a $H'(z)$.

Em termos dos filtros de ordem M par, $H_{PA}(z)$ e $H_{PB}(z)$ podem ser implementadas por meio de redes do tipo daquelas propostas em Diniz e Antoniou (1986), ou ainda por redes ladder como aquelas em Sarcinelli Filho (1990) e Sarcinelli Filho e Diniz (1991), de segunda ordem, enquanto $H'(z)$ é implementada, por exemplo, usando as estruturas ladder originais não simétricas ou mesmo simétricas. Ambas possuem bom desempenho, e serão as estruturas usadas nos exemplos apresentados neste trabalho, com o objetivo de comparação com os resultados correspondentes aos filtros passa-baixas implementados em Sarcinelli Filho (1990) e Sarcinelli Filho e Diniz (1991). A Figura 2 ilustra o caso em que $H'(z)$ é realizada usando a estrutura ladder original não simétrica, quando $H_{PA}(z)$ e $H_{PB}(z)$ são realizadas como proposto em Diniz e Antoniou (1986). Já a Figura 3 ilustra o mesmo caso, agora com $H_{PA}(z)$ e $H_{PB}(z)$ realizadas por meio de uma sub-rede ladder não simétrica de segunda ordem (Sarcinelli Filho e Diniz - 1991). Note-se, em especial, a implementação em comum da parte recursiva das sub-redes caracterizadas por $H_{PA}(z)$ e $H_{PB}(z)$.

Em relação ao caso em que a ordem M do filtro é ímpar, as sub-redes correspondentes a $H_{PA}(z)$ e $H_{PB}(z)$ são de primeira ordem, podendo ainda ser implementadas com a mesma parte recursiva, e para realizá-las através de estruturas imunes a ciclos limite de qualquer tipo pode-se usar as mesmas estruturas adotadas para o caso M par (Diniz e Antoniou - 1986), agora com seções de primeira ordem.

Uma solução derivada de Diniz e Antoniou (1986) é apresentada na Figura 4, a qual corresponde à estrutura de primeira ordem realizada com o vetor P caracterizado por $p_1 = -1$ (Diniz e Antoniou-1986). Para esta estrutura obtém-se as equações

$$d = \frac{1 - \alpha}{1 - \sigma} \quad (13a)$$

$$c = 1 - d \quad (13b)$$

$$\lambda = \frac{1}{\left\| \frac{(\sigma - 1)}{(z - \sigma)} \right\|_q} \quad (13c)$$

as quais são as expressões a serem usadas para a síntese das seções passa-altas e passa-baixas imunes a ciclos limite, onde q define a norma a ser utilizada no escalamento, sendo que no caso presente a norma adotada é L_2 . Quanto a $H'(z)$, valem as mesmas observações feitas para o caso de M par, em termos da imunidade a ciclos limite.

Em termos da realização completa da estrutura "fast/slow", a Figura 5 ilustra o caso de filtros de ordem M ímpar, quando $H_{PA}(z)$ e $H_{PB}(z)$ são realizadas como na Figura 4 e $H'(z)$ é realizada utilizando-se a rede ladder original não simétrica proposta em Sarcinelli Filho (1990) e Sarcinelli Filho e Diniz (1991).

4 - EXEMPLOS

Com o intuito de exemplificar o procedimento de decomposição "fast/slow", avaliar os resultados obtidos em termos de ruído de quantização na saída do filtro e de sua sensibilidade à variação dos coeficientes multiplicadores e compará-los com aqueles associados às estruturas propostas em Sarcinelli Filho (1990) e Sarcinelli Filho e Diniz (1991), dois exemplos são aqui apresentados, correspondentes a filtros passa-baixas elípticos, cujas especificações estão na Tabela 1.

Para o caso do filtro de ordem 5 da Tabela 1, a realização adotada é aquela da Figura 5, que corresponde à estrutura "fast/slow" da equação (2). Já o filtro de ordem 6 é implementado de várias formas: primeiro, é usada a rede no espaço de estados proposta em Diniz e Antoniou (1986) para realizar $H_{PA}(z)$ e $H_{PB}(z)$, para a estrutura "fast/slow" genérica da equação (8), quando $\varphi = 1$. Num segundo caso, o mesmo filtro é realizado como na equação (8), agora com $\varphi = -1$ e $H_{PA}(z)$ e $H_{PB}(z)$ realizadas como proposto em Diniz e Antoniou (1986). Finalmente, o mesmo filtro é novamente implementado na forma "fast/slow" da equação (8) com $\varphi = +1$, agora com $H_{PA}(z)$ e $H_{PB}(z)$ realizadas por meio da rede ladder modificada de segunda ordem (Sarcinelli Filho e Diniz - 1991). Para todos os casos, vale destacar, $H'(z)$ é realizada através da rede ladder original, simétrica e não simétrica (Sarcinelli Filho - 1990 ; Sarcinelli Filho e Diniz - 1991).

Em termos do desempenho dos filtros, a Tabela 2 mostra a variância relativa do ruído de quantização na saída, tanto para as estruturas "fast/slow" acima referidas como para as realizações dos mesmos filtros através das redes lattice/ladder imunes a ciclos limite (Sarcinelli Filho-1990; Sarcinelli Filho e Diniz-1991). A conclusão a que se pode chegar é que o resultado obtido com as estruturas "fast/slow", em termos do ruído de quantização na saída do filtro, é significativamente melhor que os resultados obtidos com aquelas estruturas. Isso é confirmado pelas Figuras 6 e 7, que trazem a densidade espectral relativa do ruído, nos casos de implementação "fast/slow" e de implementação com a rede ladder modificada não simétrica. As realizações "fast/slow" são as da Figura 2 com $\varphi = 1$ (equação (8), no caso de ordem 6, e da Figura 5, no caso de ordem 5.

Tais resultados mostram claramente que a implementação "fast/slow" aqui proposta melhora significativamente as

características de ruído de quantização na saída associadas às estruturas propostas em Sarcinelli Filho (1990) e Sarcinelli Filho e Diniz (1991), mantendo vantagens tais como modularidade e possibilidade de "pipelining", e sem nenhum acréscimo em termos do número de multiplicadores.

Para avaliar a sensibilidade dos filtros "fast/slow" a variações dos coeficientes multiplicadores as Figuras 8 e 9 ilustram a resposta dos dois filtros aqui abordados quando os coeficientes multiplicadores são arredondados para 10 bits, incluindo o bit de sinal.

O caso abordado, para o filtro de ordem 6, é o mesmo da Figura 6, ou seja, a realização utilizada é a da Figura 2, com $\varphi=1$ na equação (8). Também é mostrada a resposta para o caso de implementação com a rede ladder modificada não simétrica (Sarcinelli Filho e Diniz - 1991), além da resposta ideal. Na Figura 9 é ilustrado o caso do filtro de ordem 5, com a realização "fast/slow" da Figura 5. São mostradas a resposta da realização "fast/slow", da rede ladder modificada não simétrica (Sarcinelli Filho e Diniz-1991) e a resposta ideal.

Uma análise de tais figuras mostra que o desempenho dos filtros realizados em forma de redes "fast/slow", no que se refere à sensibilidade, nem sempre é o melhor do que aquele obtido com as redes ladder modificadas propostas em Sarcinelli Filho (1990) ; Sarcinelli Filho e Diniz (1991). Em alguns casos, como mostra a Figura 9, pode ser até pior. Entretanto, a melhoria significativa obtida em termos do ruído de quantização na saída justifica plenamente a utilização destas estruturas.

5 - CONCLUSÃO

Uma nova forma de implementação para filtros passa-baixas e rejeita-faixa é proposta, em que um caminho para sinais de baixa frequência é criado, paralelamente a um caminho para sinais de alta frequência, caminhos estes caracterizados por funções de transferência de ordem um ou dois, em uma forma similar àquela adotada para amplificadores analógicos rápidos (Renner, Bedwell e Pierce - 1980 ; Spieler - 1980).

Tal estrutura não acrescenta novos multiplicadores à rede em sua versão ladder normalizada modificada proposta em Sarcinelli Filho (1990) ; Sarcinelli Filho e Diniz (1991), e permite obter melhoria significativa em termos do ruído de quantização na saída do filtro.

Adicionalmente, as estruturas "fast/slow" também são imunes a ciclos limite em caso de entrada zero, entrada constante, e "overflow". Tal imunidade a ciclos limite é obtida pela implementação adequada das seções adicionais passa-altas e passa-baixas, específicas dos filtros "fast/slow", implementação esta que não constitui problema mais sério, uma vez que podem ser adotadas estruturas já conhecidas (Diniz e Antoniou - 1986).

Finalmente, embora as redes "fast/slow" nem sempre apresentem desempenho melhor do que aquele das redes lattice/ladder para as quais elas são propostas como alternativa, em termos da sensibilidade da resposta do filtro a variações dos coeficientes multiplicadores, sua imunidade a ciclos limite e a significativa melhoria obtida no que se refere ao ruído na saída do filtro fazem com que sua utilização seja plenamente justificada.

6 - REFERÊNCIAS

BIRKHOFF, G. e MAC LANE, S., (1977) "A Survey of Modern Algebra", New York, Macmillan Publishing Co., Inc., 4ª edição.

DINIZ, P.S.R. e ANTONIOU, A., (1986) "More Economical State-Space Digital-Filter Structures which Are Free of Constant-Input Limit Cycles" IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. ASSP-34, pp. 807-815, Agosto .

GRAY JR., A.H. e MARKEL, J.D., (1973) "Digital Lattice and Ladder Filter Synthesis", IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics, vol. AU-21, pp. 491-500, Dezembro.

GRAY JR., A.H. e MARKEL, J.D., (1975) "A Normalized Digital Filter Structure", IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. ASSP-23, pp. 268-277, Junho .

RENNER, K.W., (1980) "A Direct Coupled Wideband Hybridized Amplifier With a Fast/Slow Loop", M.S.Thesis, Univ. of Tenn., Knoxville, Tenn., USA, Dezembro .

RENNER, K.W., BEDWELL, M.O. e PIERCE, J.F., (1981) "A Wideband Direct Coupled Amplifier Utilizing a Fast/Slow Loop Concept", IEEE Trans. on Nuclear Science, vol NS-28, pp. 584-589, Fevereiro .

SARCINELLI FILHO, M., (1990) "Síntese de Filtros Digitais Recursivos sem Ciclos Limite", Tese D.Sc., COPPE-/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, Março .

SARCINELLI FILHO, M. e DINIZ, P.S.R., (1991) "Synthesis of Symmetric and Nonsymmetric Lattice Digital Filters Which Are Free of Constant-Input Limit Cycles", IEEE Transactions on Signal Processing, vol.39, pp. 971-975, Abril .

SPIELER, H., (1980) "A Fast DC Coupled Linear Pulse Amplifier", IEEE Trans. on Nuclear Science, vol.NS-27, pp. 302-307, Fevereiro .

Tabela 1 : Especificações dos filtros PB tipo "fast/slow"

Ordem	Frequências (KHz)			Aten. (dB)	
	f_{p1}	f_{r1}	f_s	A_p	A_s
5	0,25	0,40	10,0	1,0	57,7
6	0,25	0,40	10,0	1,0	72,5

Tabela 2 : Variância relativa do ruído na saída dos filtros da Tabela 1

Variância Relativa do Ruído (dB)			
Estrutura		Ordem	
		5	6
Rede ladder original Gray.Markel(73/75)	Simétrica	6,14	6,91
	Não Simétrica	6,24	6,99
Rede ladder imune a ciclos limite (Sar.90;Sar.Din.91)	Simétrica	25,34	26,23
	Não Simétrica	25,61	26,51
Estrutura do tipo "fast/slow" da fig. 5	Simétrica	14,83	-----
	Não Simétrica	14,84	-----
Estrutura do tipo "fast/slow" da fig.2 com $\varphi = 1$	Simétrica	-----	15,61
	Não Simétrica	-----	15,69
Estrutura do tipo "fast/slow" da fig.2 com $\varphi = -1$	Simétrica	-----	15,95
	Não Simétrica	-----	15,95
Estrutura do tipo "fast/slow" da fig.3 com $\varphi = 1$	Simétrica	-----	21,44
	Não Simétrica	-----	21,44

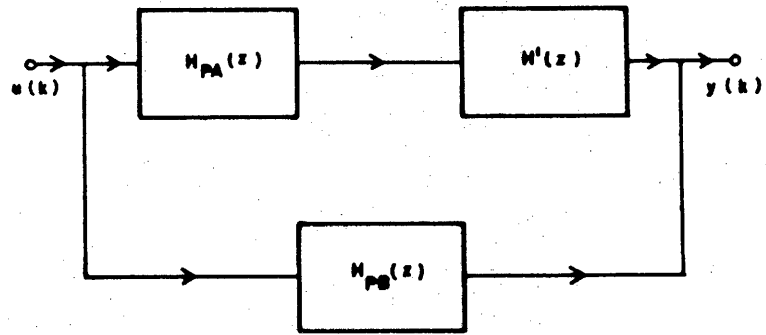
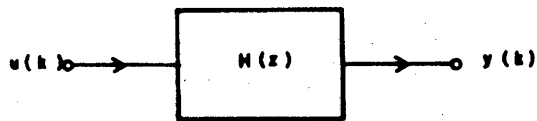


Figura 1 - Realização "fast/slow" de uma função de transferência $H(z)$

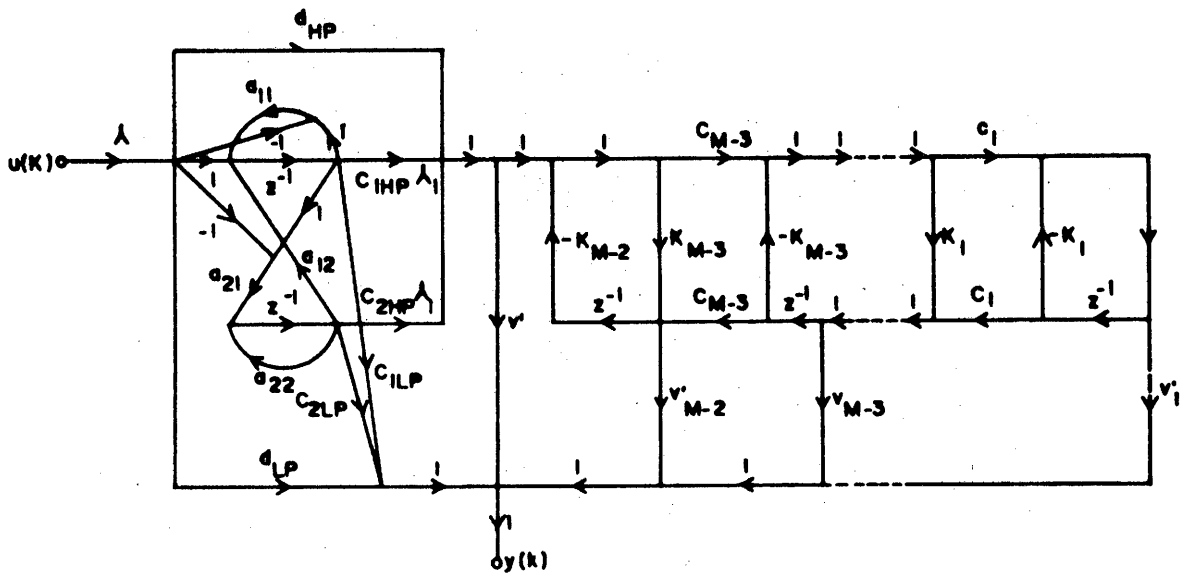


Figura 2 - Realização "fast/slow" de filtros de ordem M par

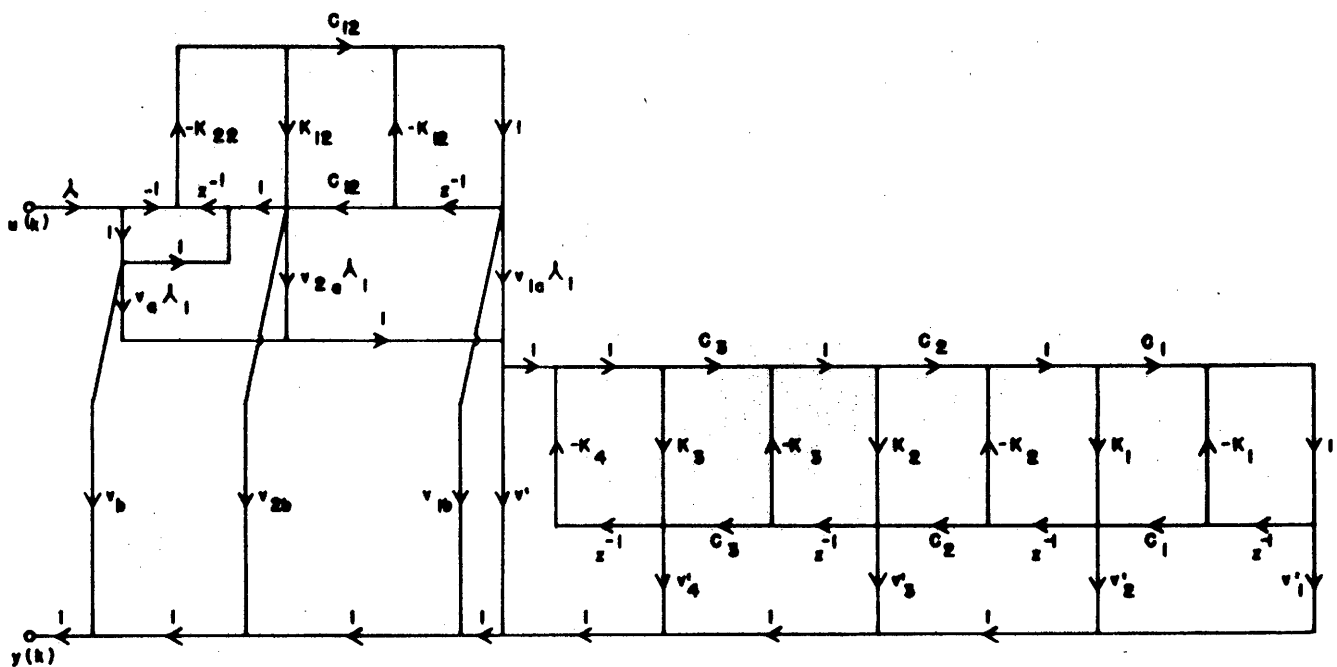


Figura 3 - Rede "fast/slow" com todas as sub-estruturas ladder

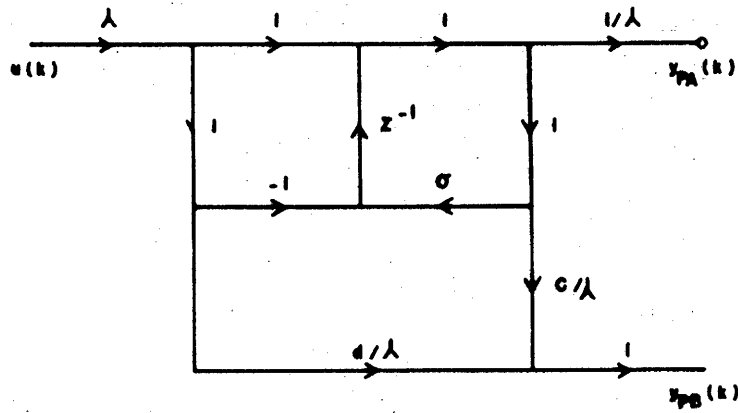


Figura 4 - Rede sem ciclo de limite para $H_{PA}(z)$ e $H_{PB}(z)$

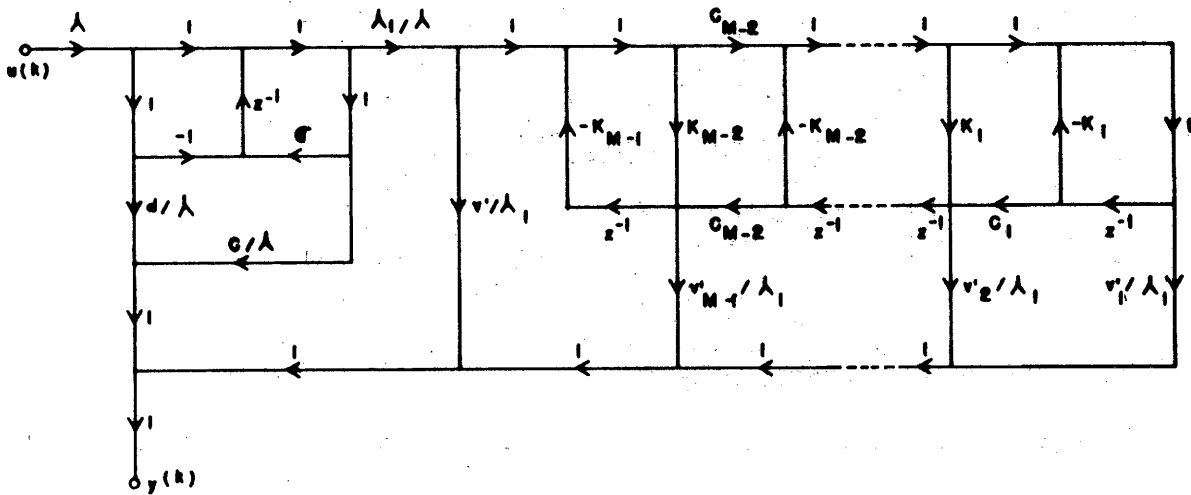


Figura 5 - Estrutura "fast/slow" para filtros de ordem M ímpar

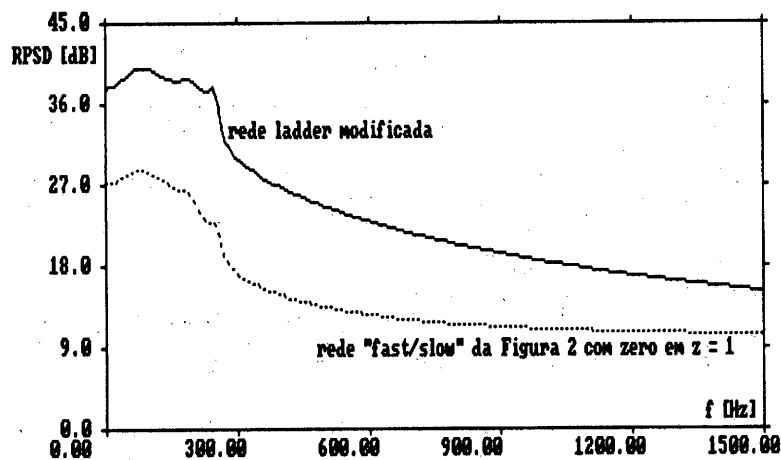


Figura 6 - Densidade espectral relativa de ruído para o filtro de ordem 6

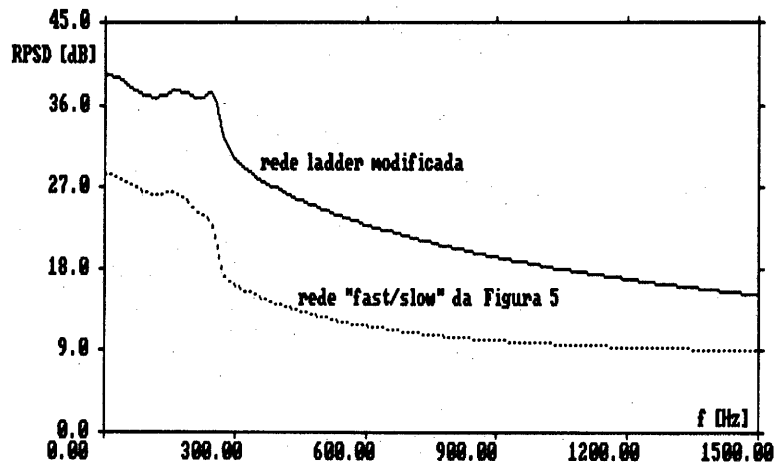


Figura 7 - Densidade espectral relativa de ruído para o filtro de ordem 5.

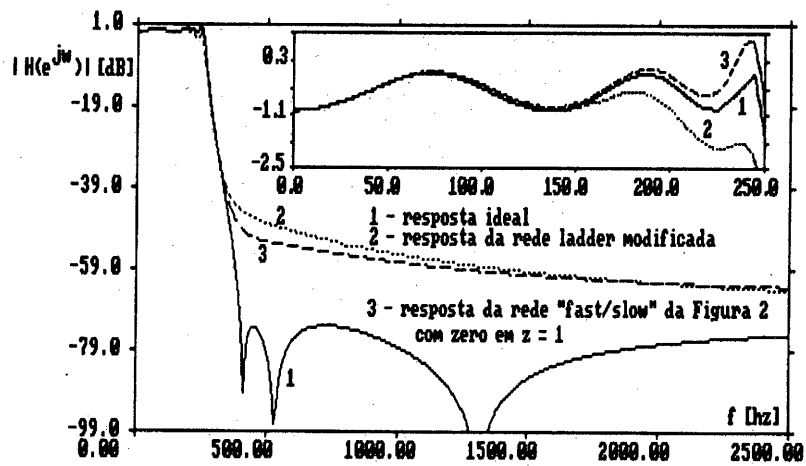


Figura 8 - Resposta do filtro de ordem 6 com coeficientes arredondados para 10 bits

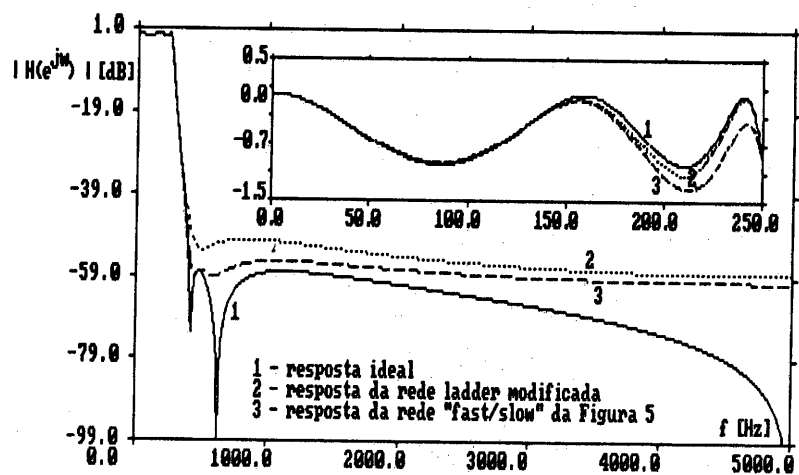


Figura 9 - Resposta do filtro de ordem 5 com coeficientes arredondados para 10 bits