

MÁRIO TADEU ALVES BOUTH

"FILTRO TRANSVERSAL PROGRAMÁVEL"

Dissertação apresentada ao curso de MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal da Paraíba, em cumprimento às exigências para obtenção do Grau de Mestre.

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: PROCESSAMENTO DA INFORMAÇÃO

ORIENTADOR: WILLIAM LLOYD BRANDT

CAMPINA GRANDE

AGOSTO - 1986

10-07-86 1818



B778f

Bouth, Mario Tadeu Alves

Filtro transversal programavel / Mario Tadeu Alves  
Bouth. - Campina Grande, 1986.  
70 f. : il.

Dissertacao (Mestrado em Engenharia Eletrica) -  
Universidade Federal da Paraiba, Centro de Ciencias e  
Tecnologia.

1. Filtros 2. Filtro Transversal Programavel 3.  
Engenharia Eletrica 4. Dissertacao I. Brandt, William Lloyd  
II. Universidade Federal da Paraiba - Campina Grande (PB)  
III. Título

CDU 621.372.852.1(043)

"FILTRO TRANSVERSAL PROGRAMÁVEL"

MÁRIO TADEU ALVES BOUTH

DISSERTAÇÃO APROVADA EM: 07/08/86



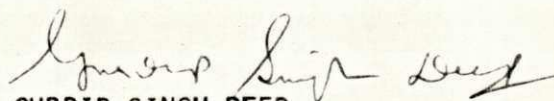
WILLIAM LLOYD BRANDT

Orientador



WILSON GUERREIRO PINHEIRO

Componente da Banca



GURDIP SINGH DEEP

Componente da Banca

CAMPINA GRANDE

AGOSTO - 1986

DEDICATÓRIA

Ao meu pai "IN MEMORIAN"

À minha mãe e meus irmãos.

À minha mulher Lindanor e nossa filha Cynthia.



## AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Prof. **William Lloyd Brandt**, Mestre em Engenharia Elétrica, pela atenção e boa vontade na orientação que tornaram possível a realização deste trabalho.

Agradeço também ao Prof. **Wilson Guerreiro Pينهiro**, Ph.D., pela revisão e correção do texto, contribuindo para uma melhor distribuição dos assuntos.

## R E S U M O

Neste trabalho é desenvolvido um filtro transversal programável com trinta e um estágios, em que os coeficientes que determinam a resposta impulso e a função de transferência do filtro são armazenados em forma digital e podem ser alterados no tempo, modificando, assim, a característica do filtro. A parte principal deste sistema consiste de uma linha de retardo analógica derivada e um Conversor Digital-Analógico Multiplicador (MDAC). A programabilidade do filtro é obtida por meio da representação dos coeficientes que determinam a resposta impulso do filtro como entradas digitais para o MDAC.

## A B S T R A C T

In this work a programmable transversal filter with thirty one taps, is developed. The coefficients that determine the impulse response and the transfer function of the filter are stored in digital form and can be altered in time, modifying in this way the characteristic of the filter. The heart of the system consists of a tapped analog delay line and a Multiplying Digital-Analog Converter (MDAC). Filter programmability is obtained by representing the coefficients which determine the impulse response as digital inputs to the MDAC.

## ÍNDICE

	PÁGINA
<b>CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO</b> .....	1
1.1 - Filtros Elétricos .....	1
1.2 - Filtros Programáveis .....	4
1.3 - Trabalho Desenvolvido .....	5
<b>CAPÍTULO 2 - FILTROS TRANSVERSAIS</b> .....	7
2.2 - Filtros Transversais usando Dispo sitivos de Transferência de Carga. ....	11
2.2.1 - "Bucket-Brigade Devices" .	14
2.2.2 - Dispositivos de Carga Acoplada .....	17
<b>CAPÍTULO 3 - IMPLEMENTAÇÃO DE UM FILTRO TRANSVERSAL PROGRAMÁVEL</b> .....	20
3.1 - Diagrama de Blocos do Filtro Trans versal Programável .....	20
3.2 - Implementação Prática .....	23
3.3 - Programação dos Filtros .....	27
3.4 - Descrição da Operação .....	28

3.4.1 - Diferenciador ou Transforma dor de Hilbert.....	28
3.4.2 - Filtros Passa-Baixas, Passa- Altas, Passa-faixa ou Rejei ta-Faixa.....	29
<b>CAPÍTULO 4 - CÁLCULO DOS COEFICIENTES DA RESPOSTA IMPULSO ...</b>	<b>33</b>
4.1 - Filtros RIF com Fase Linear .....	33
4.2 - Cálculo dos Coeficientes .....	34
4.2.1 - Aproximação Ponderada de Chebyshev .....	34
4.3 - Especificações dos Filtros Projetados	36
<b>CAPÍTULO 5 - PROJETO DO FILTRO ANALÓGICO .....</b>	<b>41</b>
5.1 - Seleção do Filtro Analógico .....	41
5.2 - Projeto do Filtro Elíptico Passa- Baixas de 5ª Ordem .....	46
<b>CAPÍTULO 6 - RESULTADOS E CONCLUSÕES .....</b>	<b>50</b>
6.1 - Resultados .....	50
6.2 - Conclusões .....	60
<b>APÊNDICE A - TRANSFORMADOR DE HILBERT ÓTIMO .....</b>	<b>64</b>
<b>APÊNDICE B - CÁLCULO DOS CAPACITORES DA LINHA DE RETARDO E DO ACUMULADOR .....</b>	<b>67</b>
<b>APÊNDICE C - LIGAÇÃO ENTRE AS EPROM's E O MDAC.....</b>	<b>69</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>71</b>



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

	PÁGINA
FIGURA 2.1 - FILTRO TRANSVERSAL .....	8
FIGURA 2.2 - CARACTERÍSTICA DE AMPLITUDE EM COSSENOS DE UM FILTRO TRANSVERSAL .....	10
FIGURA 2.3 - CARACTERÍSTICA DE FASE DE UM FILTRO TRANS VERSAL .....	12
FIGURA 2.4 - a) ESQUEMA DE UM BBD BIPOLAR .....	15
b) ESQUEMA DE UM BBD MOS (CANAL-P) .....	15
FIGURA 2.5 - ESQUEMA DE UM REGISTRADOR DE DESLOCAMENTO ANALÓGICO .....	18
a) ARMAZENAMENTO DA CARGA .....	18
b) TRANSFERÊNCIA .....	18
FIGURA 3.1 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO FILTRO TRANSVERSAL PROGRAMÁVEL .....	21
FIGURA 3.2 - DIAGRAMA DO FILTRO TRANSVERSAL PROGRAMÁVEL	24
FIGURA 3.3 - GERAÇÃO DO "CLOCK" DE AMOSTRAGEM .....	26
FIGURA 3.4 - CARTA DE FORMAS DE ONDAS .....	30

FIGURA 3.5 - GERAÇÃO DOS CONTROLES C e D .....	42
FIGURA 5.1 - FILTRO ELÍPTICO PASSA-BAIXAS DE 5 <sup>a</sup> ORDEM, NORMALIZADO .....	42
FIGURA 5.2 - FILTRO ELÍPTICO PASSA-BAIXAS DE 5 <sup>a</sup> ORDEM, NORMALIZADO, APÓS A TRANSFORMAÇÃO DE BRUTON	43
FIGURA 5.3 - CIRCUITO CONVERSOR DE IMPEDÂNCIA DE ANTONIOU ...	45
FIGURA 5.4 - FILTRO ELÍPTICO PASSA-BAIXAS DE 5 <sup>a</sup> ORDEM .	47
FIGURA 5.5 - RESPOSTA EM AMPLITUDE DO FILTRO ELÍPTICO DE 5 <sup>a</sup> ORDEM COM $f_c = 3.500$ Hz .....	49
FIGURA 6.1 - RESPOSTA EM AMPLITUDE DO FILTRO PASSA-ALTAS.	56
FIGURA 6.2 - RESPOSTA EM AMPLITUDE DO FILTRO PASSA-FAIXA .	57
FIGURA 6.3 - RESPOSTA EM AMPLITUDE DO TRANSFORMADOR DE HILBERT .....	58
FIGURA 6.4 - RESPOSTA EM AMPLITUDE DO FILTRO PASSA-BAIXAS	59
FIGURA A.1 - RESPOSTA IMPULSO DO TRANSFORMADOR DE HILBERT	66
FIGURA C.1 - LIGAÇÕES ENTRE AS EPROM's MCM-2716 e o DAC-1022 .....	70



## LISTA DE TABELAS

	PÁGINA
TABELA 4.1 - COEFICIENTES DA RESPOSTA IMPULSO DO FILTRO PASSA-ALTAS .....	37
TABELA 4.2 - COEFICIENTES DA RESPOSTA IMPULSO DO FILTRO PASSA-FAIXA .....	38
TABELA 4.3 - COEFICIENTES DA RESPOSTA IMPULSO DO TRANSFORMADOR DE HILBERT .....	39
TABELA 4.4 - COEFICIENTES DA RESPOSTA IMPULSO DO FILTRO PASSA-BAIXAS .....	40
TABELA 6.1 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO PASSA-ALTAS .....	52
TABELA 6.2 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO PASSA-FAIXA .....	53
TABELA 6.3 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO TRANSFORMADOR DE HILBERT .....	54
TABELA 6.4 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO PASSA-BAIXAS .....	55

TABELA 6.5 - VALORES PREVISTOS E OBTIDOS PARA O DESVIO	61
TABELA C.1 - PROGRAMAÇÃO DOS FILTROS .....	69

## 1 INTRODUÇÃO

### 1.1 - Filtros Elétricos

O filtro elétrico ideal é um circuito que permite transmissão perfeita de sinais elétricos em certas faixas de frequências, chamadas de "faixas de passagem" e atenuação infinita fora das faixas de passagem, denominadas de "faixas de rejeição". Este circuito ideal não pode ser obtido na prática e, geralmente, um dos objetivos no projeto de um filtro é aproximar as características reais das ideais, dentro de uma tolerância aceitável. Filtros são utilizados em todas as faixas de frequências com a finalidade de proporcionar transmissão tão perfeita quanto possível para sinais elétricos dentro das faixas de passagem e, ao mesmo tempo, rejeitar sinais e ruídos que estão fora das faixas de frequências desejadas.

Dependendo da faixa de frequências que deixam passar, os filtros são classificados em passa-baixas, passa-altas, passa-faixa e rejeita-faixa.

Conforme os conceitos teóricos usados no projeto de filtros elétricos, eles são chamados de filtros de parâme

tros-imagem (teoria clássica) ou filtros de perdas por inserção (teoria moderna){1} - {3}.

No que diz respeito à natureza dos elementos de que são constituídos, os filtros podem ser passivos ou ativos. Os primeiros contêm na sua estrutura somente componentes passivos (resistores, indutores e capacitores). Os filtros ativos são implementados com o uso de resistores, capacitores e dispositivos ativos. Os dispositivos ativos utilizados geralmente são amplificadores operacionais de construção compacta que, com o advento dos circuitos integrados lineares, hoje são viáveis e competitivos.

Os filtros passivos têm desempenho satisfatório em muitas aplicações, mas existem casos em que seu uso não é o mais adequado devido a problemas de tamanho, custo e outras razões {4},{5}. Nesses casos, a utilização de filtros ativos é mais conveniente.

Filtros eletromecânicos utilizam o fenômeno da ressonância mecânica para realizar a filtragem de sinais elétricos. O uso do fenômeno da ressonância mecânica torna esses filtros substancialmente diferentes dos outros filtros em que a ressonância puramente elétrica é a base de seu funcionamento.

Em um filtro eletromecânico, o sinal elétrico é convertido em vibrações mecânicas por meio de um transdutor e, após a filtragem, a vibração mecânica resultante é convertida de volta ao sinal elétrico.

Dependendo do transdutor utilizado, os filtros eletromecânicos podem ser a cristal, cerâmicos ou mecânicos {6}.



A conveniência do uso desses elementos é a frequência de ressonância estável e sua perda dissipativa muito baixa. Aplicações típicas desses filtros são encontradas em sistemas de portadora telefônica e em transmissão de rádio e televisão {6},{7}.

Em frequências de microondas (faixa de frequências que vai de 0,3 GHz a 300 GHz) também são necessários filtros, mas de um tipo diferente dos citados anteriormente. Fisicamente, esses filtros são constituídos de elementos distribuídos, tais como linhas de transmissão, guias de onda e "strip-lines" {6},{8}.

Filtros digitais realizam a mesma função de filtragem que filtros analógicos, exceto que aqueles operam sobre números e estes operam sobre sinais contínuos.

Como um sinal analógico não pode ser aplicado diretamente a um filtro digital, é necessário um circuito adicional para converter o sinal contínuo no tempo, em números. O filtro digital processa essa sequência de números, produzindo uma sequência de saída. Esta sequência de saída é, finalmente, convertida novamente ao sinal analógico {9},{10}.

Dependendo da duração da resposta impulso, os filtros digitais podem ser filtros de Resposta Impulso Infinita (RII) ou filtros de Resposta Impulso Finita (RIF). Conforme o tipo de realização, podem ser filtros de Realização Recursiva ou filtros de Realização Não-Recursiva. Em um filtro de Realização Não-Recursiva (ao contrário de um de Realização Recursiva), o valor presente da saída depende apenas dos valores presentes e anteriores da entrada. Este tipo de realização é chamado de filtro de linha de retardo derivada ou ainda

filtro transversal {9},{10}.

Um filtro transversal consiste de uma linha de retardo derivada em que amostras atrasadas de um sinal de entrada são retiradas dos vários estágios, como somas ou diferenças de tensão derivadas em pontos eqüidistantes do centro da linha de retardo. Este tipo de filtro proporciona boa aproximação para qualquer forma de resposta em amplitude desejada, sem qualquer distorção de fase, além de proporcionar um atraso constante em toda a faixa de frequências de interesse e a flexibilidade de se implementarem filtros com linhas de retardo digital de grande comprimento, sem a necessidade de componentes de alta precisão {11},{12}.

## 1.2 - Filtros Programáveis

Filtros programáveis são capazes de alterar no tempo a característica de sua resposta em frequência sem modificações em sua estrutura, podendo realizar com uma mesma arquitetura várias operações de filtragem.

Essa flexibilidade de programação de vários tipos de filtragem utilizando um mesmo circuito é muito difícil de ser obtida por meio de uma arquitetura de filtro convencional, considerando-se a necessidade de modificação de muitos componentes na estrutura do filtro, o que não é interessante do ponto de vista prático. A técnica de filtragem transversal apresenta algumas implementações que possuem a facilidade de se poderem implementar várias características de filtragem por meio de uma mesma arquitetura.

Existem arquiteturas de filtros transversais que podem realizar diferentes funções de filtragem, bastando para isto que se modifiquem apenas os valores dos resistores que determinam a forma da resposta em frequência [13]. Outros tipos de arquiteturas, ainda mais flexíveis para aplicações em filtros programáveis, permitem o uso de circuitos multiplicadores e de memórias que aplicam às amostras do sinal derivado, os coeficientes correspondentes a cada característica que se deseja implementar [14].

### 1.3 - Trabalho Desenvolvido

No presente trabalho, é implementado um filtro transversal programável de comprimento  $N = 31$  (número de estágios da linha de retardo) capaz de processar sinais elétricos cuja faixa de frequências vai desde zero até 4 kHz, aproximadamente, podendo ter sua aplicação voltada para processamento de sinais de voz. Nesta faixa de frequências, o filtro realiza filtragens passa-baixas, passa-altas, passa-faixa e rejeita-faixa, bem como diferenciadores e transformadores de Hilbert.

O desempenho do filtro implementado foi verificado através da medição de resposta em amplitude e fase relativa à derivação central, tomada como referência.

Devido ao fato de a amostragem de um sinal gerar frequências espúrias, principalmente a soma e a diferença (frequência do sinal  $\pm$  frequência de amostragem), é necessário,



na saída do filtro transversal, um filtro analógico que atenua bastante a frequência de amostragem e as frequências espúrias geradas. Este filtro evita que as frequências espúrias presentes na saída do filtro transversal dêem uma medida falsa da amplitude do sinal na saída. Por este motivo, foi também projetado um filtro analógico do tipo elíptico.

Com algumas modificações na arquitetura o filtro transversal programável desenvolvido poderá ser utilizado em outras aplicações tais como filtragem adaptativa, equalização e análise espectral [14].

## 2 FILTROS TRANSVERSAIS

### 2.1 - Fundamentos

Os filtros convencionais preenchem adequadamente todos os requisitos das técnicas de comunicação, onde pode ser tolerada alguma distorção de fase. Em muitos casos, no entanto, especialmente em televisão, a distorção de fase deve ser evitada em toda a faixa amplificada. À exceção dos corretores de fase sintetizados pelo algoritmo apresentado em {15}, em geral, circuitos corretores de fase são capazes de introduzir firme compensação apenas na faixa em que a resposta em fase é razoavelmente constante e falham nas regiões próximas aos limites da faixa de passagem, onde, usualmente as variações de fase se tornam mais acentuadas{16},{17}.

A principal vantagem dos filtros transversais descritos neste capítulo é que eles não apresentam distorção de fase, ou têm resposta em fase que varia lenta e independentemente da resposta em amplitude e, portanto, é facilmente corrigida. Um filtro transversal é ilustrado na fig. 2.1. O sinal é aplicado a uma linha de retardo derivada e a saída é obtida a partir de uma soma dos sinais das várias derivações. Cada derivação é provida com um meio de multiplicar efe

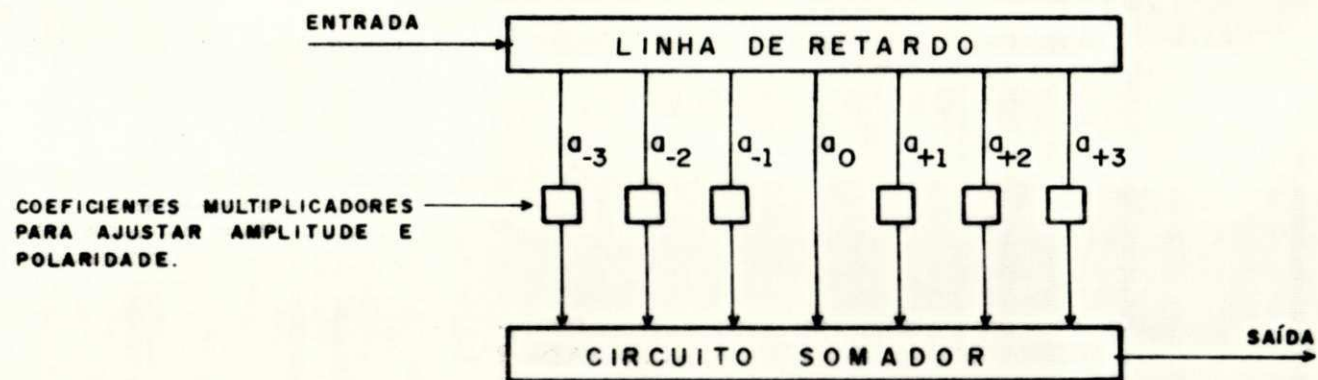


Fig. 2.1 - Filtro Transversal.

tivamente sua contribuição por um valor numérico entre +1 e -1. A ação de um filtro transversal pode ser mais bem visualizada considerando-se a soma das três derivações centrais,  $a_0$ ,  $a_{-1}$  e  $a_{+1}$ . O coeficiente multiplicador para  $a_0$  é fixado em +1 e para  $a_{-1}$  e  $a_{+1}$  são valores positivos iguais e menores do que +1. Um diagrama vetorial dessas três componentes é mostrado na fig. 2.2. Quando a frequência do sinal de entrada aumenta, a componente  $a_{+1}$  fica atrasada cada vez mais em relação à componente  $a_0$ , e a componente  $a_{-1}$  fica adiantada cada vez mais. A soma das três componentes permanece em fase com  $a_0$ , mas varia em amplitude. A fig. 2.2 indica a variação de amplitude com a frequência. Em uma frequência  $f = 1/T$ , onde  $T$  é o retardo entre duas derivações sucessivas, os vetores estão na mesma posição que na frequência zero, e o padrão de amplitude torna a repetir-se. Se as derivações  $a_{-2}$  e  $a_{+2}$  são também incluídas com coeficientes positivos e menores, é obtida uma variação adicional em amplitude, com metade do período para as derivações  $a_{-1}$  e  $a_{+1}$ . Portanto, qualquer variação representada por uma soma de cossenos e suas harmônicas pode ser obtida a partir de um conjunto de pares de derivações localizadas simetricamente, com coeficientes iguais. Isso inclui qualquer forma de variação com simetria par em relação à frequência  $f = 1/2T$ , ou qualquer forma entre a frequência zero e  $1/2T$ . A simetria par dos coeficientes não introduz nenhuma mudança na característica de fase. Neste caso, todas as frequências são atrasadas pelo mesmo tempo, ou seja, o atraso de grupo ("group delay") é constante para todas as frequências.

Considerando agora que as derivações simétricas em

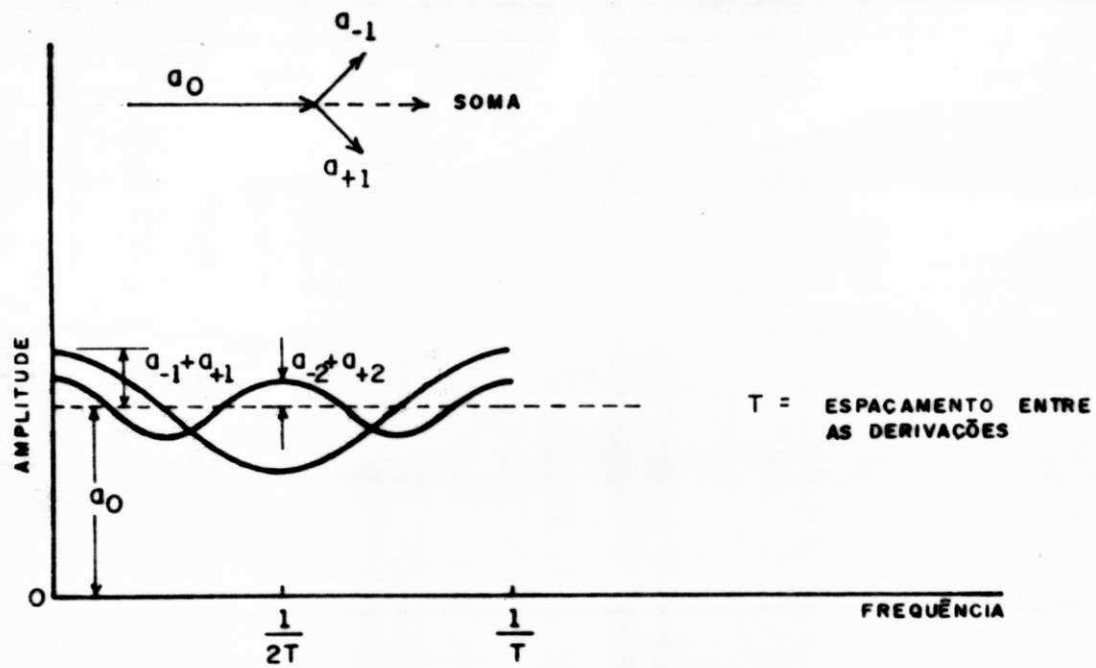


Fig. 2.2 - Característica de Amplitude em Cossenos de um Filtro Transversal.

relação a  $a_0$  possuam coeficientes simétricos, a fig. 2.3 ilustra a soma de  $a_{-1}$ ,  $a_0$  e  $a_{+1}$  nesta condição. O maior efeito, quando a freqüência aumenta, é uma variação aproximadamente senoidal na fase, com variações menores na amplitude, como ilustrado na fig. 2.3. Deste modo, qualquer forma de variação em fase, representada por uma soma de senos e suas harmônicas, pode ser obtida. Essas variações devem possuir simetria ímpar em relação à freqüência  $f = 1/2T$ . Grandes variações na fase implicam em variações na amplitude, mas estas podem ser corrigidas por meio de ajustes nos coeficientes de simetria par. Conseqüentemente, qualquer correção das características de fase e amplitude pode ser realizada por um filtro transversal.

## 2.2 - Filtros Transversais usando Dispositivos de Transferência de Carga (CTD)

Dispositivos de transferência de carga (CTD), que incluem os dispositivos CCD (Dispositivos de Carga Acoplada) e os BBD ("Bucket Brigade Device"), são aplicados de forma singular a muitas funções de processamento de sinais, considerando que são capazes de operar diretamente com sinais analógicos [18]. Uma das aplicações mais importantes em que os CTD's podem ser usados é o retardo no tempo de sinais analógicos [18],[19]. Quando os CTD's são usados nesta aplicação, o sinal a ser deslocado no tempo é primeiramente amostrado a uma taxa maior do que duas vezes a componente de freqüência mais alta

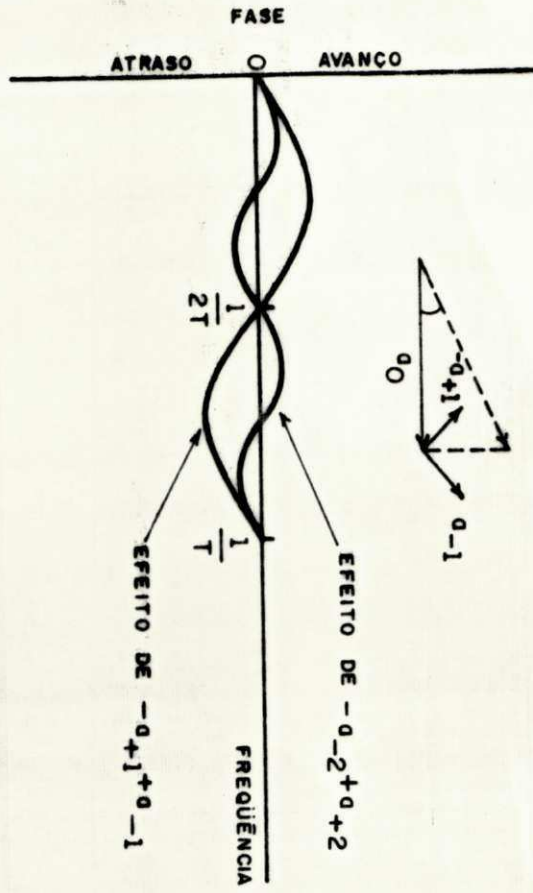


Fig. 2.3 - Característica de Fase de um Filtro Transversal.



no sinal. As amostras analógicas são então deslocadas no registrador de deslocamento a CTD e, após um tempo  $T_d$ , aparecem na saída. O sinal deslocado é, finalmente, reconstruído filtrando as amostras por meio de um filtro passa-faixa apropriado.

As aplicações alternativas para os CTD's no deslocamento no tempo de sinais analógicos são as linhas de retardo acústico para pequenos retardos no tempo, ou retardo digital precedido por conversão A/D e seguido por conversão D/A [18].

Uma vez que os dispositivos CTD's podem obter retardos de centenas de milissegundos, eles são muito utilizados em várias aplicações de retardo de sinais.

Operacionalmente, os filtros transversais CTD's, ora descritos, podem realizar as mesmas funções que os filtros transversais a Dispositivos de Ondas de Superfície (SWD) [20], exceto que os filtros SWD's são limitados a poucas dezenas de microssegundos na duração da resposta impulso, enquanto os filtros CTD's podem processar sinais com centenas de milissegundos de duração. Filtros CTD's, por outro lado, são limitados a poucas dezenas de MHz em sua largura de faixa.

O primeiro filtro transversal CTD utilizou BBD's para o elemento de retardo e foi projetado para ter uma característica passa-faixa [21]. Um filtro transversal, no entanto, pode ter uma resposta impulso, de duração finita, arbitrária e, portanto, pode ser utilizado para implementar qualquer filtro linear (\*). Neste sentido, um filtro transversal pode ser considerado como o bloco fundamental na construção de

---

(\*) Qualquer sistema, cuja saída é linearmente relacionada à entrada, é um sistema linear.

sistemas lineares, dos quais o retardo analógico no tempo é um caso especial.

Filtros do tipo acima descrito são chamados de filtros de dados amostrados, uma vez que um sinal contínuo de entrada é amostrado no tempo. Tais filtros possuem uma ampla faixa de aplicações. No entanto, antes do advento dos CTD's, muitos desses filtros exigiram implementação digital. Os CTD's têm o potencial de revolucionar certas aplicações de filtragem de dados amostrados, porque operam diretamente com sinais analógicos.

### 2.2.1 - "Bucket-Brigade Devices"

O dispositivo BRD foi desenvolvido diretamente para atender a necessidade de um registrador de deslocamento analógico simples e eficiente que pudesse ser construído como um circuito integrado{22} {23}. A natureza básica de um BBD pode ser ilustrada com o dispositivo bipolar a três elementos da fig. 2.4a. As amostras do sinal ( $V_s^1$ ,  $V_s^{11}$ ,  $V_s^{111}$ ) são armazenadas nos capacitores interconectados por chaves a transistor. Apenas a metade dos capacitores armazenam amostras do sinal ( $C_2$ ,  $C_4$  e  $C_6$ ). Os outros capacitores ( $C_1$ ,  $C_3$  e  $C_5$ ) ficam carregados para +V volts, que são alimentados pelo transistor  $Q_7$ .

Considere-se que uma nova amostra do sinal ( $V_s < V$ ) esteja presente no capacitor de entrada,  $C_{IN}$ , quando inicia o

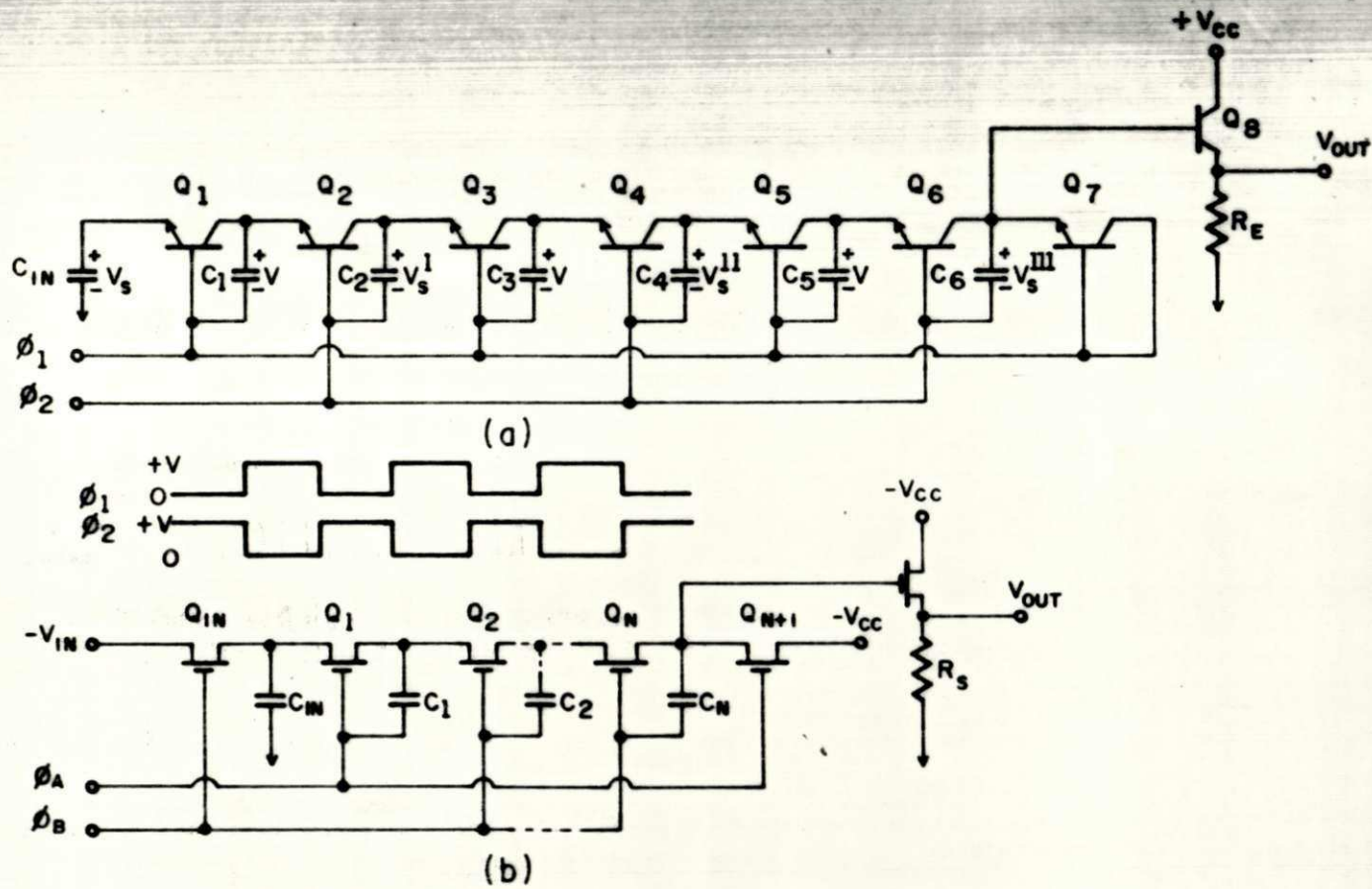


Fig. 2.4 - Esquema de um BBD Bipolar (a); Esquema de um BBD MOS (Canal - P) (b).



primeiro ciclo do "clock" de duas fases. A fase,  $\phi_1$ , do "clock" muda o estado dos transistores  $Q_1$ ,  $Q_3$  e  $Q_5$ , aumentando a tensão na base para  $+V$  volts. Esta, por sua vez, aumenta a tensão no coletor de cada um desses transistores para  $+2V$  volts, considerando que cada capacitor estava carregado inicialmente para  $+V$  volts. Observando o transistor  $Q_1$ , a corrente agora flui de  $C_1$  para  $C_{IN}$  até que a tensão sobre  $C_{IN}$  seja igual a  $+V$  volts, quando a junção base-emissor do transistor npn deixa de estar polarizada diretamente. A tensão restante no capacitor  $C_1$  é  $V - (V - V_s) = V_s$ . Deste modo, a magnitude do sinal foi transferida para o capacitor  $C_1$  pela transferência do déficit de carga em uma direção oposta à do movimento do sinal. A segunda fase do "clock" ( $\phi_2$ ) desloca o valor do sinal para o capacitor  $C_2$  e recarrega  $C_1$  para  $+V$  volts. Embora originalmente concebido em termos de um dispositivo bipolar, o conceito de BBD prontamente foi implementado com tecnologia MOS que usa transistores de efeito de campo para as chaves {23}, {24}. Um dispositivo BBD usando a tecnologia MOS é ilustrado na fig. 2.4b.

O dispositivo BBD é efetivamente um registrador de deslocamento analógico. Para converter o BBD em uma linha de retardo analógica derivada para aplicações em filtros transversais, são necessárias algumas técnicas de derivar os valores do sinal em retardos especificados. Sangster {23} discute uma configuração derivada para BBD e, mais recentemente, é apresentado um projeto em que seguidores de fonte são conectados diretamente aos capacitores que armazenam as amostras, para, desta forma, derivar os valores do sinal {25}, {26}.

Nestas duas referências são dados alguns exemplos.

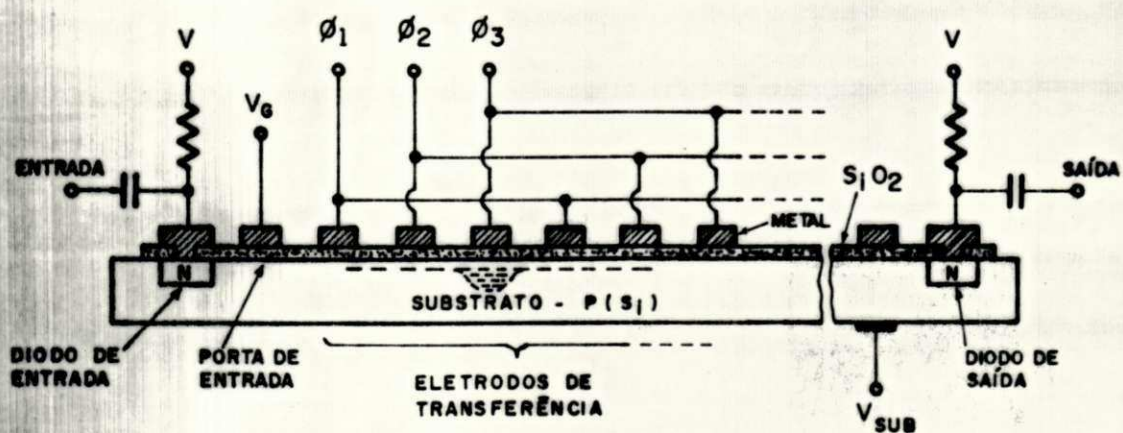
Vários dispositivos BPD são disponíveis comercialmente, por exemplo, os fabricados pela Reticon Corporation. Já se dispõem de linhas de retardo analógica simples e dual com 512 elementos e linha de retardo analógica derivada com 64 elementos.

### 2.2.2 - Dispositivos de Carga Acoplada (CCD)

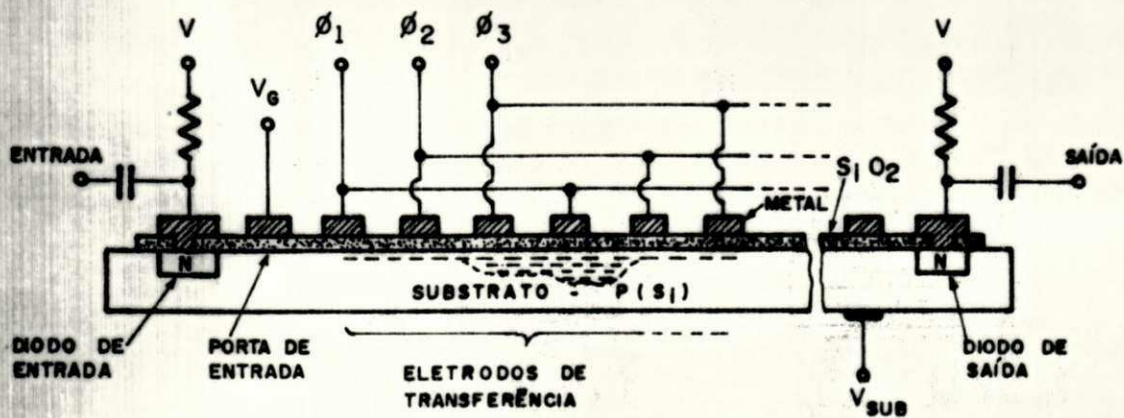
O dispositivo de carga acoplada é um conceito relativamente novo na tecnologia dos circuitos integrados e tem aplicações em retardo analógico {27} - {29} e dispositivos de captação de imagem a estado sólido {30}, {31}. Diferente do dispositivo BBD, não existe componente discreto analógico para o CCD. O conceito de CCD envolve armazenamento e deslocamento de carga em poços de potencial na superfície de um semicondutor. A natureza e operação de um CCD com três fases é ilustrada na fig. 2.5a. O dispositivo consiste de um arranjo de capacitores metal-isolante-semicondutor. Três capacitores constituem efetivamente uma célula de armazenamento. A carga é armazenada quando um conjunto de eletrodos fica mais positivo do que os outros dois conjuntos (fig. 2.5a) e é deslocada quando o conjunto de eletrodos adjacentes fica mais positivo do que o primeiro (fig. 2.5b). Deste modo, o dispositivo é quase um registrador de deslocamento analógico ideal.

A carga pode ser introduzida em um CCD pelos fótons





(a)



(b)

Fig. 2.5 - Esquema de um Registrador de Deslocamento Analógico CCD. (a) Armazenamento da Carga; (b) Transferência.

gerados pelos pares elétron-lacuna; por conseguinte, um CCD pode ser usado como um sensor de imagem {30}, {31}. No entanto, a carga na forma de amostras de um sinal analógico pode também ser introduzida eletronicamente {32}, e considerável interesse está agora sendo gerado pela aplicação eficiente desses dispositivos em processamento de sinais analógicos. Como os dispositivos BBD's, os CCD's estão sendo desenvolvidos com saídas derivadas e aplicados no processamento de sinais em filtragem casada {33} e correlação cruzada {34}.



### 3 IMPLEMENTAÇÃO DE UM FILTRO TRANSVERSAL PROGRAMÁVEL

#### 3.1 - Diagrama de Blocos do Filtro Transversal Programável

A fig. 3.1 ilustra, de forma simplificada, o diagrama de blocos do filtro transversal programável projetado. Este diagrama mostra as partes principais da arquitetura, consistindo de: 1) uma LINHA DE RETARDO analógica, que contém amostras do sinal de entrada deslocadas no tempo; 2) um par de chaves, MULTIPLEXADORAS, que selecionam as amostras do sinal na linha de retardo; 3) um bloco SOMA/SUBTRAÇÃO que soma ou subtrai estas amostras; 4) um CONVERSOR ANALÓGICO-DIGITAL MULTIPLICADOR (MDAC), que multiplica as amostras do sinal pelos coeficientes adequados; 5) uma MEMÓRIA, onde estão gravados os coeficientes; 6) um ACUMULADOR, que armazena a saída do MDAC; 7) um circuito de amostragem e retenção (S/H) que fornece a saída final de filtro transversal.

Este diagrama de blocos opera de modo a realizar o algoritmo que define um filtro transversal e que obedece à equação

$$Y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(n-k)h(k) \quad (3.1)$$

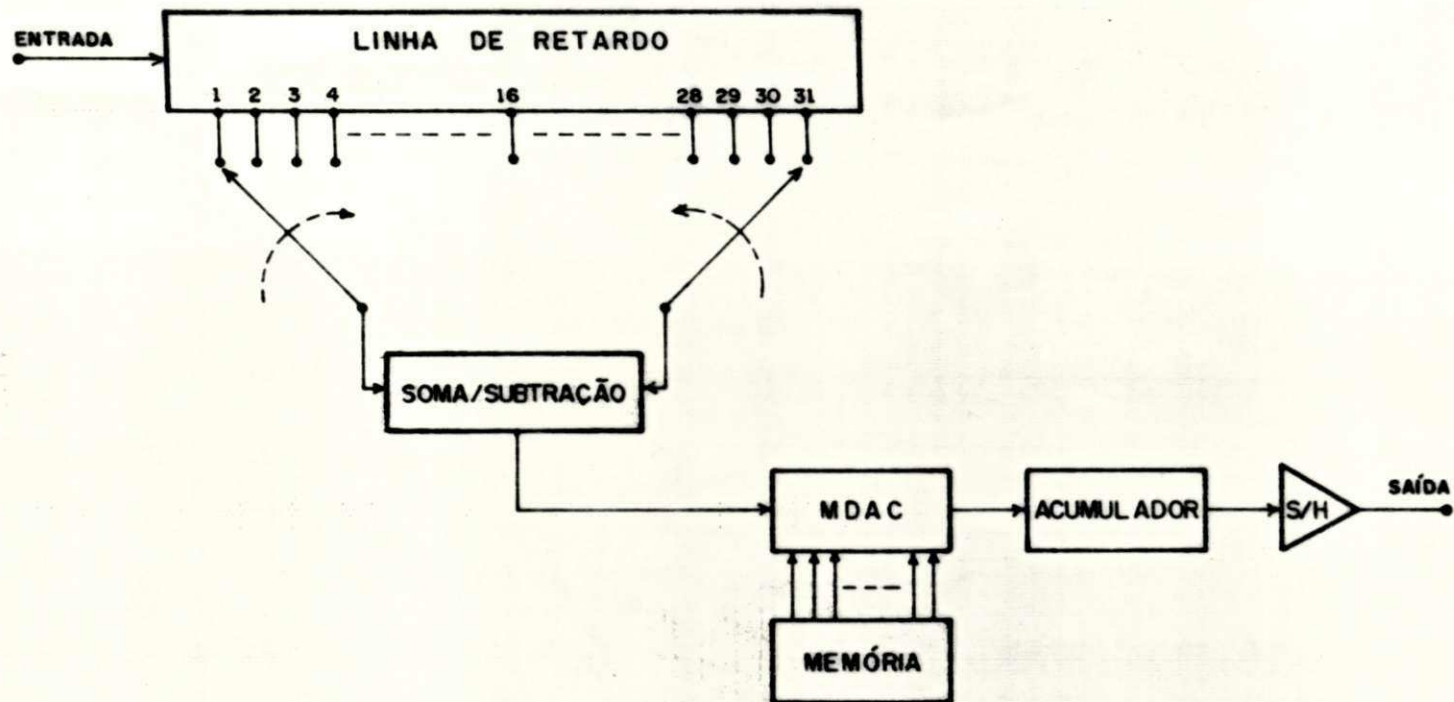


Fig. 3.1 - Diagrama de Blocos do Filtro Transversal Programável

onde  $X(n)$  e  $Y(n)$  são as amostras da  $n$ -ésima entrada e  $n$ -ésima saída, respectivamente;  $h(k)$  são os coeficientes que determinam a resposta impulso do filtro e  $N$  representa o comprimento do filtro, no caso,  $N=31$ .

O algoritmo que descreve o filtro transversal é executado pela seguinte seqüência de operações: as chaves MULTIPLEXADORAS selecionam, a partir das extremidades para o centro da linha de retardo e aos pares, as amostras do sinal de entrada deslocadas no tempo, que são aplicadas à entrada do bloco SOMA/SUBTRAÇÃO. Este bloco executa a soma destas amostras se o filtro estiver realizando uma filtragem passa-baixas, passa-altas, passa-faixa ou rejeita-faixa e a subtração se estiver realizando um diferenciador ou um transformador de Hilbert. Esta soma/subtração das amostras é aplicada à entrada do MDAC, em conjunto com o coeficiente digital correspondente fornecido pela MEMÓRIA. Este coeficiente é que determina a característica de filtragem realizada. Na saída do MDAC, tem-se o produto da soma/subtração pelo coeficiente correspondente que, por sua vez, é armazenado no ACUMULADOR. Este conjunto de operações se repete até que o ACUMULADOR armazene o produto entre o último par de amostras selecionados pelas chaves MULTIPLEXADORAS e o coeficiente correspondente. Quando isto ocorre, o ACUMULADOR tem armazenado a soma de todos os produtos entre as amostras e os coeficientes correspondentes. Então, o circuito S/H amostra esta soma, fornecendo o sinal de saída. O ACUMULADOR é reinicializado, uma nova amostra do sinal de entrada é aplicada à LINHA DE RETARDO e a operação se repete.

Convém observar que o uso de uma linha de retardo a nalógica sem amostragem, na faixa de frequências utilizada neste trabalho, implicaria em uma linha de retardo de comprimento extremamente grande para se obterem as amostras do si nal de entrada deslocadas no tempo, motivo pelo qual foi da da opção ao uso de uma linha de retardo analógica com amos tragem, além do baixo custo e disponibilidade de componentes no mercado.

### 3.2 - Implementação Prática

A linha de retardo analógica, característica do fil tro transversal projetado neste trabalho, pode ser modelada por uma série de circuitos de amostragem e retenção (S/H) como i lustra a fig. 3.2. Esses estágios (S/H) foram implementados por meio de chaves analógicas CMOS-4066 e amplificadores opera cionais TL-074, os quais apresentam alta impedância de entra da, de modo a manter, sem perda significativa, as amostras do sinal em cada capacitor, pelo tempo necessário para seu pro cessamento.

Considerando que todos os filtros aqui realizados fora m projetados para possuir uma resposta impulso de 31 amos tras, faz-se necessário que a linha de retardo possua 31 de rivações com amostras distintas do sinal de entrada. Portanto, foi necessário um conjunto de 61 estágios<sup>(\*)</sup>, de modo

---

(\*) Na linha de retardo implementada nesta trabalho, estágios consecutivos, a partir do primeiro, possuem a mesma amostra do sinal.

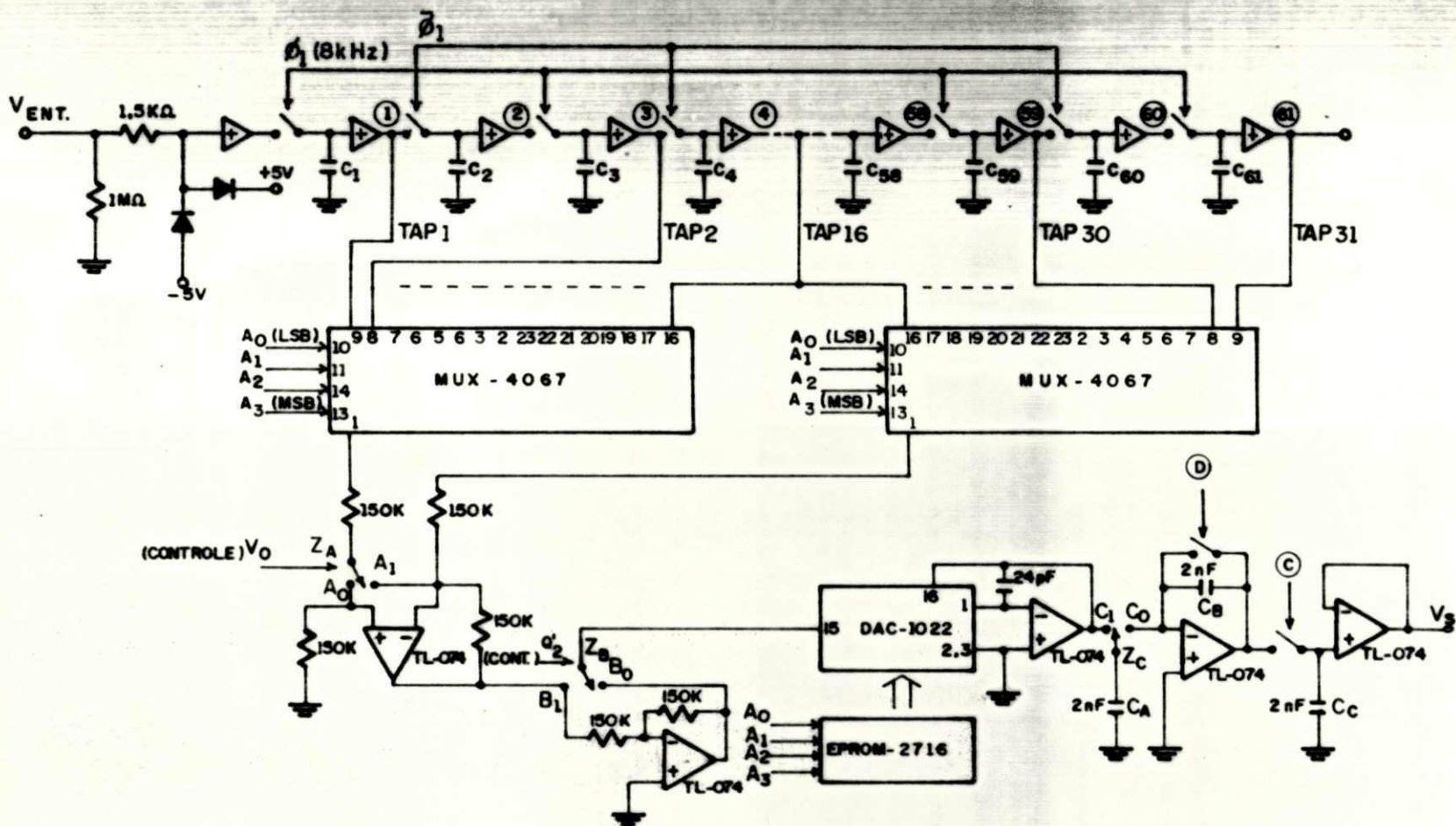


Fig. 3.2 - Diagrama do Filtro Transversal Programável.



a se obterem as 31 amostras distintas para realizar a presente implementação.

A amostragem do sinal de entrada é feita por meio de um "clock" de duas fases,  $\phi_1$  e  $\bar{\phi}_1$ , onde  $\bar{\phi}_1$  é o complemento de  $\phi_1$ , com frequência de 8 kHz, permitindo a amostragem e recuperação de sinais elétricos de até 4 kHz aproximadamente. Este "clock" de amostragem  $\phi_1$  é a saída  $A_3$  de um circuito divisor de frequência CMOS-4024B, cuja entrada é uma onda quadrada de frequência de 128 kHz, obtida a partir de um oscilador RC utilizando portas inversoras CMOS-4069 (fig. 3.3).

Como pode ser visto na fig. 3.2, os estágios S/H de ordem ímpar recebem amostras do sinal de entrada quando as chaves de ordem ímpar estão fechadas ( $\phi_1$  no nível alto), e os estágios S/H de ordem par, quando as chaves de ordem par estão fechadas ( $\bar{\phi}_1$  no nível alto). Como resultado, cada amostra do sinal de entrada é deslocada sequencialmente de um S/H para o adjacente em cada transição do "clock" de amostragem. Assim, para que uma amostra do sinal de entrada alcance a saída do último S/H são necessárias 61 transições do "clock".

As 31 amostras (31 derivações) do sinal de entrada são multiplexadas no tempo por meio de duas chaves multiplexadoras CMOS-4067 com 16 canais cada uma, com os quatro bits de endereços ligados em paralelo. O endereçamento das duas chaves multiplexadoras é feito por meio das saídas  $A_0$ ,  $A_1$ ,  $A_2$  e  $A_3$  do circuito divisor de frequência CMOS-4024B da fig. 3.3. Assim, durante cada período do "clock" de amostragem, todas as 31 amostras são varridas, aos pares, a partir das

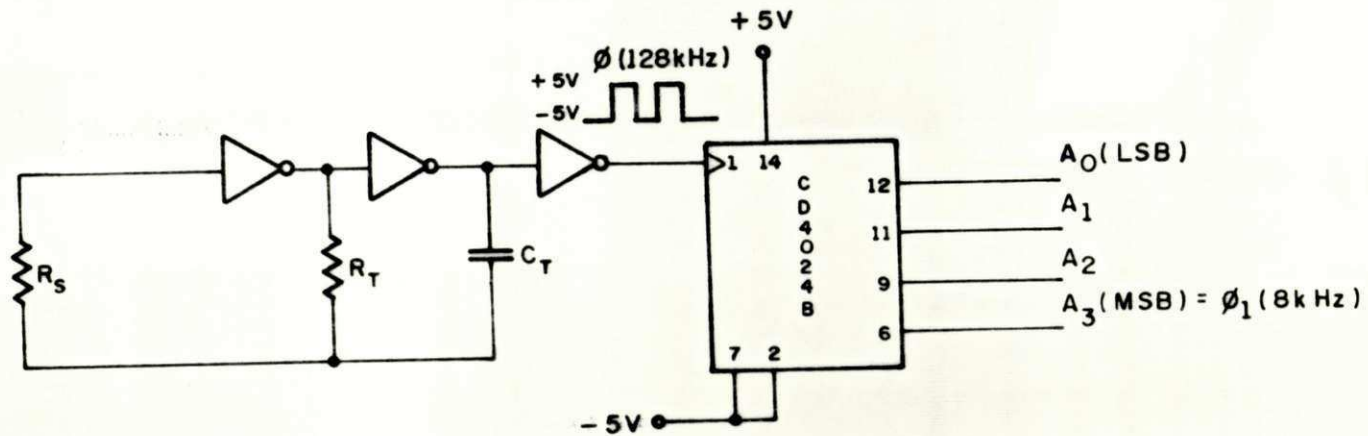


Fig. 3.3 - Geração do "CLOCK" de Amostragem.



extremidades para o centro da linha de retardo. A derivação central é comum às duas chaves multiplexadoras (ver fig. 3.3).

Na implementação dos blocos SOMA/SUBTRAÇÃO, ACUMULADOR e S/H também foram usados amplificadores operacionais do tipo TL-074.

O bloco MEMÓRIA foi realizado com o uso de duas memórias MCM-2716 e o bloco MDAC por um Circuito Digital-Analógico Multiplicador DAC-1022.

### 3.3 - Programação dos Filtros

A fim de que fosse possível a realização de várias características de filtragem sem modificações na arquitetura do filtro transversal projetado, os coeficientes que determinam a resposta impulso de vários filtros foram gravados, com precisão de 10 bits, mais um bit de sinal, em duas memórias EPROM's (MCM-2716) ligadas em paralelo, com capacidade de armazenar 2.048 bytes cada uma. Os bits de saída dessas duas memórias são aplicadas ao Conversor Digital-Analógico Multiplicador DAC-1022, que tem por objetivo multiplicar as amostras do sinal de entrada pelo coeficiente correspondente (ver fig. 3.2).

Dos onze bits de endereços das EPROM's, os quatro primeiros menos significativos ( $A_0-A_3$ ), são ligados, por meio de diodos, aos mesmos endereços das chaves multiplexadoras. Assim, para cada par de amostras selecionado pelas chaves multiplexadoras, a memória aplica o coeficiente corres

pondente. Os bits de endereçamento restantes ( $A_4-A_{10}$ ) programam o tipo de filtro a ser implementado. Desta forma,  $2^7$  filtros podem ser armazenados na memória mas, para fins de demonstração, apenas quatro filtros foram gravados.

### 3.4 - Descrição da Operação

Dependendo da combinação dos bits de programação do filtro (bits  $A_4-A_{10}$  das EPROM's), o filtro transversal programável projetado pode realizar várias características de filtragem descritas a seguir, tomando como referência a fig. 3.2.

#### 3.4.1 - Diferenciador ou Transformador de Hilbert

Quando o filtro transversal é programado para implementar um diferenciador ou um transformador de Hilbert, as chaves A e B ficam fechadas nas posições  $Z_A - A_0$  e  $Z_B - B_0$ . A chave C opera entre as posições  $C_0$  e  $C_1$  com frequência de 128 kHz. O sinal amostrado é processado como segue: quando as duas chaves multiplexadoras estão nas posições da primeira e trigésima-primeira derivações, a diferença entre as amostras desses dois estágios é aplicada à entrada do MDAC - 1022 simultaneamente com o primeiro coeficiente. Tem-se, então, na saída do MDAC, o produto  $|X(n)-X(n-30)| \cdot h(0)$ . Este resultado é armazenado no capacitor  $C_B$  do circuito acumulador. As chaves multiplexadoras são, então, deslocadas para a próxima

posição e, na saída do MDAC, agora está presente o produto  $|X(n-1)-X(n-29)| \cdot h(1)$ . Este produto é adicionado ao resultado armazenado anteriormente no capacitor  $C_B$ . O produto final  $|X(n-15)-X(n-15)| \cdot h(15)$  é obtido quando as chaves multiplexadoras estão na posição da derivação central. Seguindo esta operação, o acumulador contém a soma algébrica das 31 amostras do sinal derivado multiplicadas pelos coeficientes correspondentes. A saída do acumulador é amostrada por um circuito S/H para fornecer a saída final. Isto é feito a cada dezesseis períodos do "clock" de 128 kHz (ver a forma de onda C na fig. 3.4). O acumulador é, então, reinicializado, uma nova amostra é introduzida na linha de retardo e a operação é repetida. Detalhes sobre a resposta impulso de um transformador de Hilbert são encontrados no Apêndice A.

### 3.4.2 - Filtros Passa-baixas, Passa-altas, Passa-faixa ou Rejeita-faixa

Quando o filtro é programado para implementar filtros passa-baixas, passa-faixas, etc., os coeficientes das derivações simétricas em relação à central são iguais. Isto significa que as amostras dessas derivações devem ser somadas aos pares, e multiplicadas pelo coeficiente correspondente. Por meio de uma lógica adequada (ver fig. C.1), a chave A fica ligada na posição  $Z_A - A_1$ , possibilitando a soma dessas amostras. A chave B, controlada pela saída do bit de sinal,  $Q'_2$ , dos coeficientes gravados nas EPROM's, determina a inversão, ou não, da soma, dependendo do final (negativo

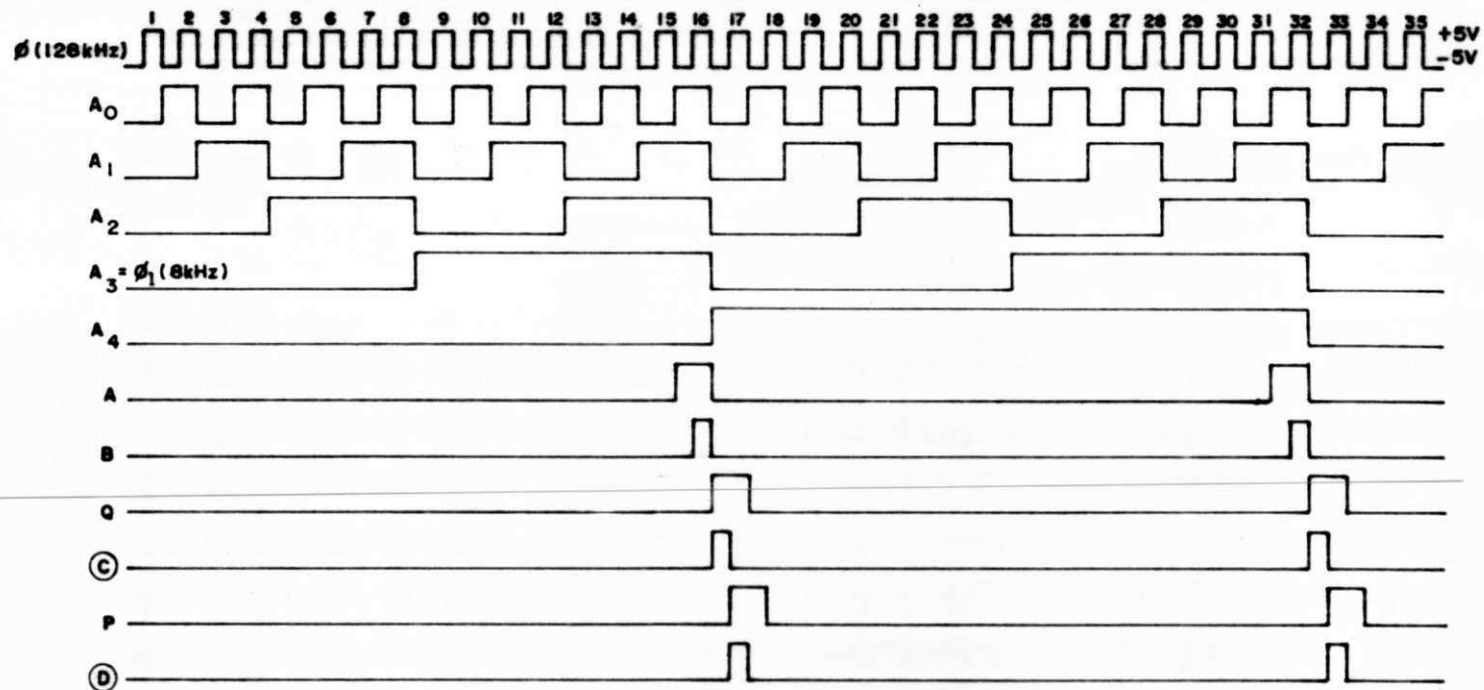


Fig. 3.4 - Carta de Formas de Ondas .

Obs.: A lógica que gera os controles C e D está ilustrado na Fig. 3.5.

ou positivo) do coeficiente correspondente. O restante do processamento do sinal amostrado nestes casos é idêntico ao descrito anteriormente.



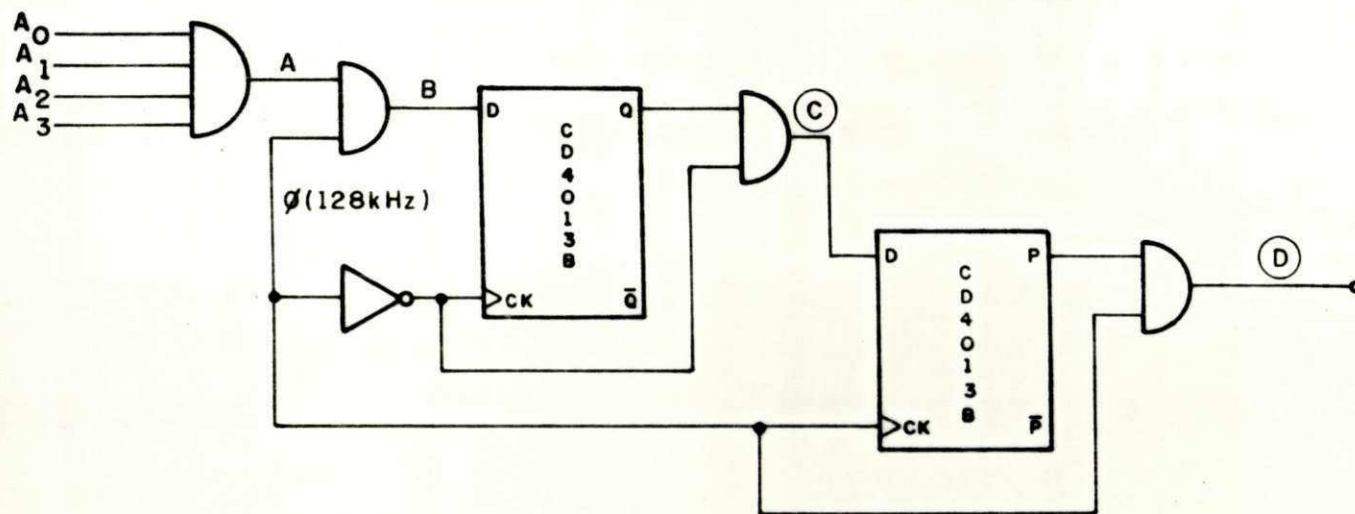


Fig. 3.5 - Geração dos Controles C e D.



## 4 CÁLCULO DOS COEFICIENTES DA RESPOSTA IMPULSO

### 4.1 - Filtros RIF com Fase Linear

Na teoria dos filtros digitais, a classe das seqüências de duração finita possuem certas propriedades convenientes ao projeto de filtros. Por exemplo, as questões de estabilidade e realizabilidade nunca surgem, uma vez que as seqüências de resposta impulso finita (RIF) são sempre estáveis e, com um retardo apropriado, sempre podem ser realizáveis. Além disso, filtros RIF podem ser projetados de modo que sua resposta em frequência possua característica de fase exatamente linear [35].

A resposta em frequência de um filtro RIF com fase linear pode ser escrita na forma:

$$H(e^{j\omega}) = e^{-j\omega(N-1)/2} \cdot e^{j(\pi/2) \cdot L} \cdot H^*(e^{j\omega}) \quad (4.1)$$

onde  $N$  é o comprimento do filtro e os valores de  $L$  e a forma de  $H^*(e^{j\omega})$  dependem da simetria da resposta impulso do filtro e do valor de  $N$  [35].

## 4.2 - Cálculo dos Coeficientes

Dentre os vários métodos de projetos de filtros RIF existentes, os coeficientes da resposta impulso dos filtros projetados neste trabalho foram calculados com base no método do projeto do filtro ótimo (Erro Mínimax) [35].

Considerando o projeto de um filtro RIF com fase linear como um problema de aproximação de Chebyshev, é possível derivar um conjunto de condições para as quais pode ser provado que a solução é ótima (no sentido de que o pico do erro de aproximação, em todo o intervalo de aproximação, é minimizado) e única [35].

### 4.2.1 - Aproximação Ponderada de Chebyshev

O projeto de um filtro RIF com fase linear pode ser formulado como um problema de aproximação de Chebyshev, definindo uma função  $D(e^{j\omega})$ , a resposta em frequência desejada do filtro, e  $W(e^{j\omega})$ , uma função de ponderação do erro de aproximação, que permite, no projeto do filtro, escolher o tamanho relativo do desvio nas diferentes faixas de frequências. O erro de aproximação ponderado,  $E(e^{j\omega})$ , é definido como [35]:

$$E(e^{j\omega}) = W(e^{j\omega}) | D(e^{j\omega}) - H^*(e^{j\omega}) | \quad (4.2)$$

Escrevendo  $H^*(e^{j\omega})$  como um produto de  $P(e^{j\omega})$  e  $Q(e^{j\omega})$ , onde  $Q(e^{j\omega})$  depende da simetria e do comprimento do filtro,  $N$  e

$P(e^{j\omega})$  é uma combinação linear de cossenos, então a equação (4.2) pode ser escrita como

$$E(j\omega) = \widehat{W}(e^{j\omega}) \left| \widehat{D}(e^{j\omega}) - P(e^{j\omega}) \right| \quad (4.3)$$

onde

$$\widehat{W}(e^{j\omega}) = W(e^{j\omega})Q(e^{j\omega}) \quad (4.4)$$

e

$$\widehat{D}(e^{j\omega}) = \frac{D(e^{j\omega})}{Q(e^{j\omega})} \quad (4.5)$$

A aproximação de Chebyshev consiste em encontrar o conjunto de coeficientes de  $P(e^{j\omega})$  que minimiza o máximo valor absoluto de  $E(e^{j\omega})$  nas faixas de frequências em que a aproximação é realizada. Usando a notação  $\|E(e^{j\omega})\|$  para denotar este valor mínimo, pode-se escrever, para a aproximação de Chebyshev que [36]:

$$\|E(e^{j\omega})\| = \min_{\omega \in A} \left| \max_{\omega \in A} |E(e^{j\omega})| \right| \quad (4.6)$$

onde  $A$  representa a união de todas as faixas de frequências de interesse.

O programa que resolve o problema de aproximação de Chebyshev, para o cálculo dos coeficientes da resposta impulso dos filtros projetados neste trabalho, faz uso do algoritmo de mudanças múltiplas de Remez [36]. Este algoritmo impõe que o valor desejado da função de transferência seja zero nas

faixas de rejeição e um, nas faixas de passagem. O programa executa o algoritmo de aproximação e fornece uma listagem (ver tabelas de 4.3 a 4.6) com os coeficientes da resposta impulso e o desvio em relação ao valor desejado da função de transferência em cada faixa de frequência [36]. Este desvio é uma medida de quanto a função de transferência oscila em torno de zero nas faixas de rejeição e quanto oscila em torno de um nas faixas de passagem [36].

#### 4.3 - Especificações dos Filtros Projetados

Embora a memória utilizada neste trabalho tenha capacidade de armazenar coeficientes correspondentes a  $2^7$  filtros, apenas quatro filtros foram projetados e gravados para fins de realizar testes e demonstrar a programabilidade do filtro transversal implementado neste trabalho. Todos os filtros projetados são filtros RIF com fase linear, com resposta impulso de trinta e uma amostras ( $N=31$ ), cujos coeficientes foram determinados utilizando o algoritmo de Remez conforme listagens do programa do computador apresentada nas tabelas 4.3 a 4.6.



1) Filtro Passa-Altas: faixa de rejeição de 0,0 a 640 Hz com desvio igual a 0,0039; faixa de transição de 640 Hz a 1.280 Hz e faixa de passagem de 1.280 Hz a 4.000 Hz com desvio igual a 0,0039.

Tab. 4.1 - Coeficientes da Resposta Impulso

H( 1)	= 0.42180600E-02	= H ( 31)
H( 2)	= 0.45150510E-02	= H ( 30)
H( 3)	= 0.24560830E-02	= H ( 29)
H( 4)	= -0.36547090E-02	= H ( 28)
H( 5)	= -0.11415420E-01	= H ( 27)
H( 6)	= -0.15417040E-01	= H ( 26)
H( 7)	= -0.99994050E-02	= H ( 25)
H( 8)	= 0.63715050E-02	= H ( 24)
H( 9)	= 0.27752240E-01	= H ( 23)
H( 10)	= 0.41150240E-01	= H ( 22)
H( 11)	= 0.31729960E-01	= H ( 21)
H( 12)	= -0.91501280E-02	= H ( 20)
H( 13)	= -0.77349060E-01	= H ( 19)
H( 14)	= -0.15498650E 00	= H ( 18)
H( 15)	= -0.21662520E 00	= H ( 17)
H( 16)	= 0.75991420E 00	= H ( 16)

2) Filtro passa-Faixa: faixa de rejeição inferior de 0,0 a 640 Hz com desvio igual 0,00148, faixa de transição inferior de 640 Hz a 1.280 Hz, faixa de passagem de 1.280 Hz a 2.880 Hz com desvio igual 0,0148, faixa de transição superior de 2.880 Hz a 3.520 Hz e faixa de rejeição superior de 3.520 Hz a 4.000 Hz com desvio igual a 0,00148.

Tab. 4.2 - Coeficientes da Resposta Impulso

H( 1)	=	-0.42463200E-02	=	H( 31)
H( 2)	=	0.73263160E-02	=	H( 30)
H( 3)	=	0.10642460E-01	=	H( 29)
H( 4)	=	-0.73877790E-02	=	H( 28)
H( 5)	=	0.48007290E-02	=	H( 27)
H( 6)	=	-0.23788110E-01	=	H( 26)
H( 7)	=	-0.19944370E-01	=	H( 25)
H( 8)	=	0.17586640E-01	=	H( 24)
H( 9)	=	-0.11968910E-01	=	H( 23)
H( 10)	=	0.75149530E-01	=	H( 22)
H( 11)	=	0.27733470E-01	=	H( 21)
H( 12)	=	-0.28277190E-01	=	H( 20)
H( 13)	=	0.21501210E-01	=	H( 19)
H( 14)	=	-0.30639200E 00	=	H( 18)
H( 15)	=	-0.28518280E-01	=	H( 17)
H( 16)	=	0.53305140E-00	=	H( 16)



3) Transformador de Hilbert: Faixa de passagem de 400 Hz a 3.600 Hz com desvio igual a 0,00268.

Tab. 4.3 - Coeficientes da Resposta Impulso

H( 1)	=	0.41959220E-02	=	-H( 31)
H( 2)	=	0.65013690E-07	=	-H( 30)
H( 3)	=	0.92824250E-02	=	-H( 29)
H( 4)	=	0.39373440E-08	=	-H( 28)
H( 5)	=	0.18836060E-01	=	-H( 27)
H( 6)	=	0.13016660E-06	=	-H( 26)
H( 7)	=	0.34401250E-01	=	-H( 25)
H( 8)	=	0.19405930E-06	=	-H( 24)
H( 9)	=	0.59551770E-01	=	-H( 23)
H( 10)	=	0.29098750E-06	=	-H( 22)
H( 11)	=	0.10303750E-00	=	-H( 21)
H( 12)	=	0.38348680E-06	=	-H( 20)
H( 13)	=	0.19683080E-00	=	-H( 19)
H( 14)	=	0.62767090E-06	=	-H( 18)
H( 15)	=	0.63135240E 00	=	-H( 17)
H( 16)	=	0.0		

- 4) Filtro passa-baixas: faixa de passagem de 0 a 2.000 Hz com desvio  $\underline{i}$  igual a 0,024, faixa de transição de 2.000 Hz a 2.400 Hz e faixa de rejeição de 2.400 Hz a 4.000 Hz com desvio igual a 0,024.

Tab. 4.4 - Coeficientes da Resposta Impulso

H( 1 )	=	0.66099301E-02	=	H( 31 )
H( 2 )	=	-0.16448810E-01	=	H( 30 )
H( 3 )	=	-0.87593380E-02	=	H( 29 )
H( 4 )	=	0.13544080E-01	=	H( 28 )
H( 5 )	=	0.25494430E-02	=	H( 27 )
H( 6 )	=	-0.22166690E-01	=	H( 26 )
H( 7 )	=	0.39911300E-02	=	H( 25 )
H( 8 )	=	0.30053150E-01	=	H( 24 )
H( 9 )	=	-0.17265130E-01	=	H( 23 )
H( 10 )	=	-0.37812560E-01	=	H( 22 )
H( 11 )	=	0.41163350E-01	=	H( 21 )
H( 12 )	=	0.44279030E-01	=	H( 20 )
H( 13 )	=	-0.91566620E-01	=	H( 19 )
H( 14 )	=	-0.48571820E-01	=	H( 18 )
H( 15 )	=	0.31327690E 00	=	H( 17 )
H( 16 )	=	0.55008660E 00	=	H( 16 )

## 5 PROJETO DO FILTRO ANALÓGICO

### 5.1 - Seleção do Filtro Analógico

Para o filtro analógico utilizado na saída do filtro transversal, foi dada preferência a um filtro do tipo elíptico de quinta ordem, por proporcionar atenuação suficiente das frequências espúrias, necessitando, para isto, de um número menor de elementos do que seria possível com outros tipos de filtros de mesma ordem. Este filtro analógico passa-baixas pode ser implementado a partir do modelo normalizado da fig. 5.1 que ilustra um filtro elíptico passa-baixas de ordem  $n = 5$ , frequência de corte normalizada = 1, máxima atenuação na faixa de passagem  $A_{m\acute{a}x.} = 0,1$  dB e mínima atenuação na faixa de rejeição,  $A_{m\grave{i}n.} = 45$  dB [37]. De fato, este filtro pode ser realizado sem uso de indutores, utilizando transformação de Bruton [38], de modo que resistores, indutores e capacitores são substituídos por capacitores, resistores e supercapacitâncias, respectivamente (ver fig. 5.2). As supercapacitâncias (resistências negativas dependentes da frequência) podem ser implementadas usando o conversor de impedância de Antoniou [39].

Os valores dos elementos (fig. 5.1) são desnormalizados por meio das relações:

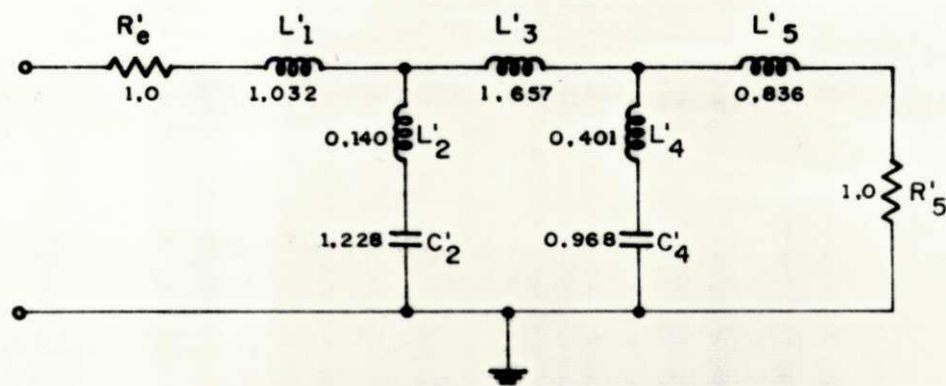


Fig. 5.1 - Filtro Elíptico Passa-Baixas, de 5<sup>a</sup> ordem, Normalizado.

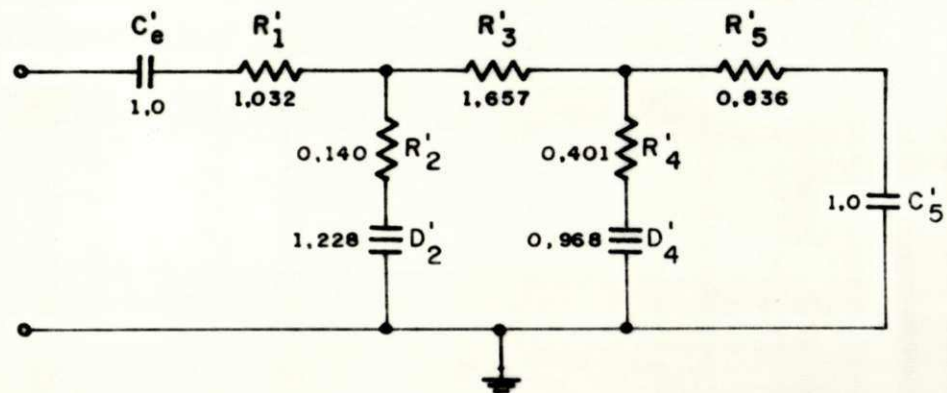


Fig. 5.2 - Filtro Elíptico Passa-Baixas de 5<sup>a</sup> ordem, Normalizado, após a transformação de Bruton.



$$R = K.R'; \quad C = \frac{C'}{2\pi f_c K}; \quad D = \frac{D'}{(2\pi f_c)^2 \cdot K} \quad (5.1)$$

onde  $K$  é o fator de escalonamento de impedância e  $f_c$ , a frequência de corte desejada.

A supercapacitância  $D$  é definida pela impedância {40}:

$$Z = \frac{1}{S^2 D} \Big|_{S=j\omega} = - \frac{1}{\omega^2 D} \quad (5.2)$$

O circuito conversor de impedância de Antoniou é ilustrado na fig. 5.3. A impedância de entrada deste circuito é dada por

$$Z = \frac{Z_1 Z_3 Z_4}{Z_2 Z_4} \quad (5.3)$$

Considerando  $Z_2 = Z_4 = Z_5 = R$  e  $Z_1 = Z_3 = \frac{1}{j\omega C}$ , a impedância  $Z$  toma a forma

$$Z = - \frac{1}{\omega^2 RC^2} \quad (5.4)$$

Comparando as equações (5.2) e (5.4) tem-se que

$$D = RC^2 \quad (5.5)$$

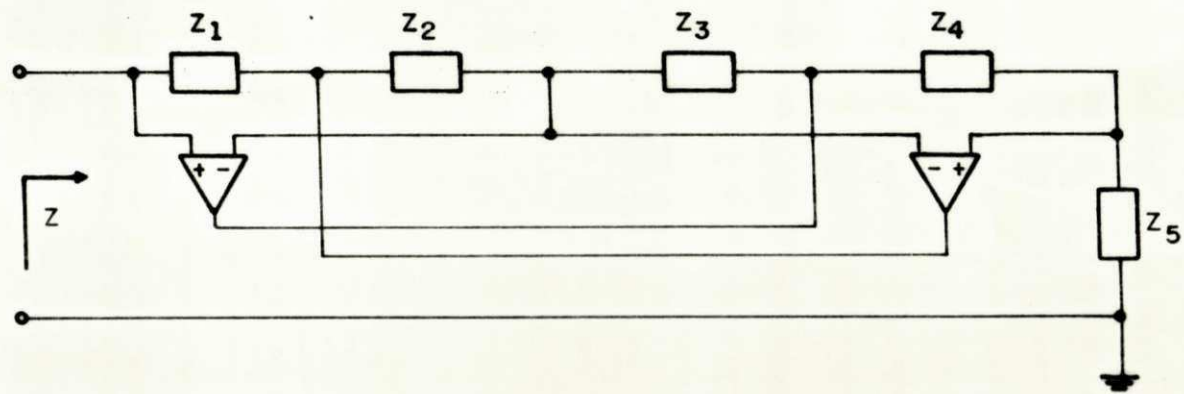


Fig. 5.3 - Circuito Conversor de Impedância de Antoniou.

## 5.2 - Projeto do Filtro Elíptico Passa-Baixas de 5ª Ordem

Considerando a frequência de corte  $f_c = 3,5$  kHz e o fator de escalonamento  $K = 10.000$ , por meio das equações (5.1) e dos valores normalizados, têm-se:

$$C = C_e = C_s = 4,55 \text{ nF}$$

$$R_1 = 10,32 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 1,4 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 16,57 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 4,01 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = 8,36 \text{ k}\Omega$$

$$D_2 = 2,54 \times 10^{-13} \text{ F}^2 \Omega$$

$$D_4 = 2,0 \times 10^{-13} \text{ F}^2 \Omega$$

Da eq. (5.5), tem-se que:

$$D = RC^2$$

Considerando  $C = 4,7$  nF, obtêm-se:

$$\text{Para } D_2, \quad R_2 = 11,5 \text{ k}\Omega$$

$$\text{Para } D_4, \quad R_4 = 9 \text{ k}\Omega$$

A fig. 5.4 ilustra o circuito completo do filtro passa-baixas com "buffers" isoladores na entrada e na saída. Os potenciômetros  $R_{D1}$  e  $R_{D2}$  permitem o ajuste para um zero prô

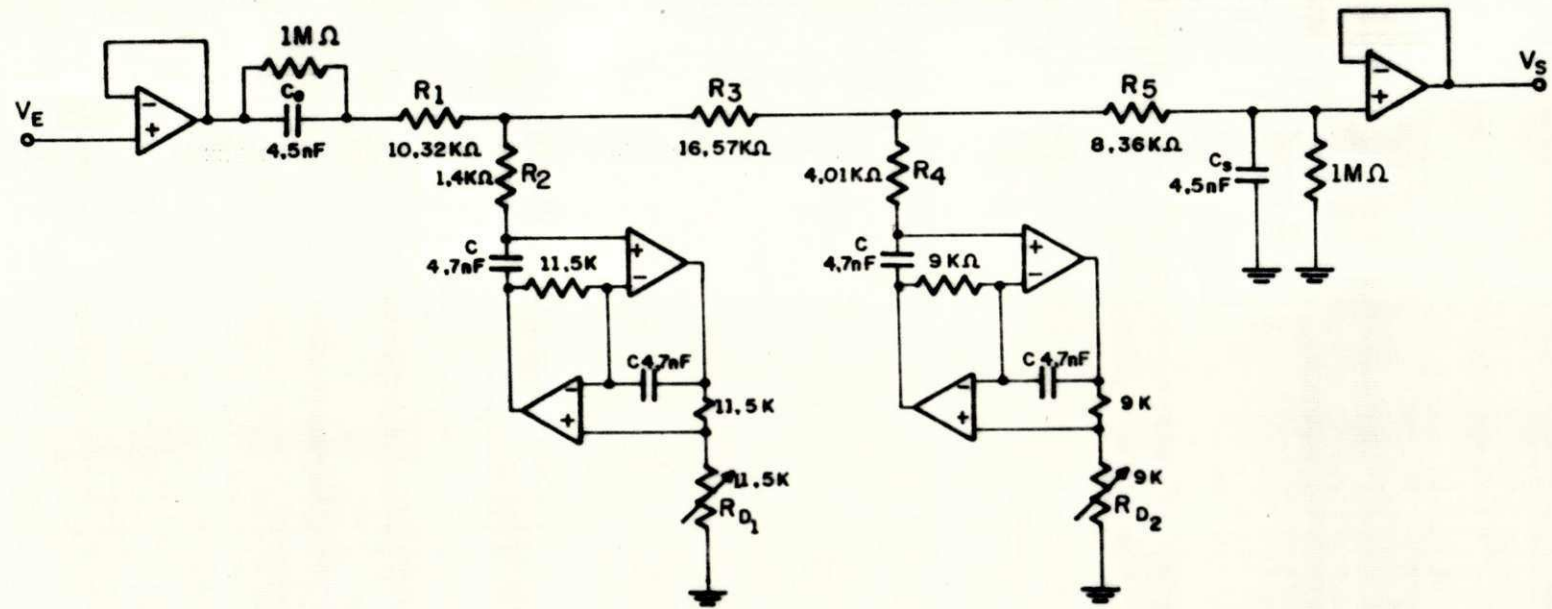


Fig. 5.4 - Filtro Elíptico Passa-Baixas de 5.<sup>a</sup> ordem.

ximo à frequência de amostragem, 8kHz.

Para os testes com o transformador de Hilbert, são necessários dois destes filtros com características de fase e amplitude rigorosamente iguais.

A fig. 5.5 ilustra a resposta em amplitude do filtro analógico.



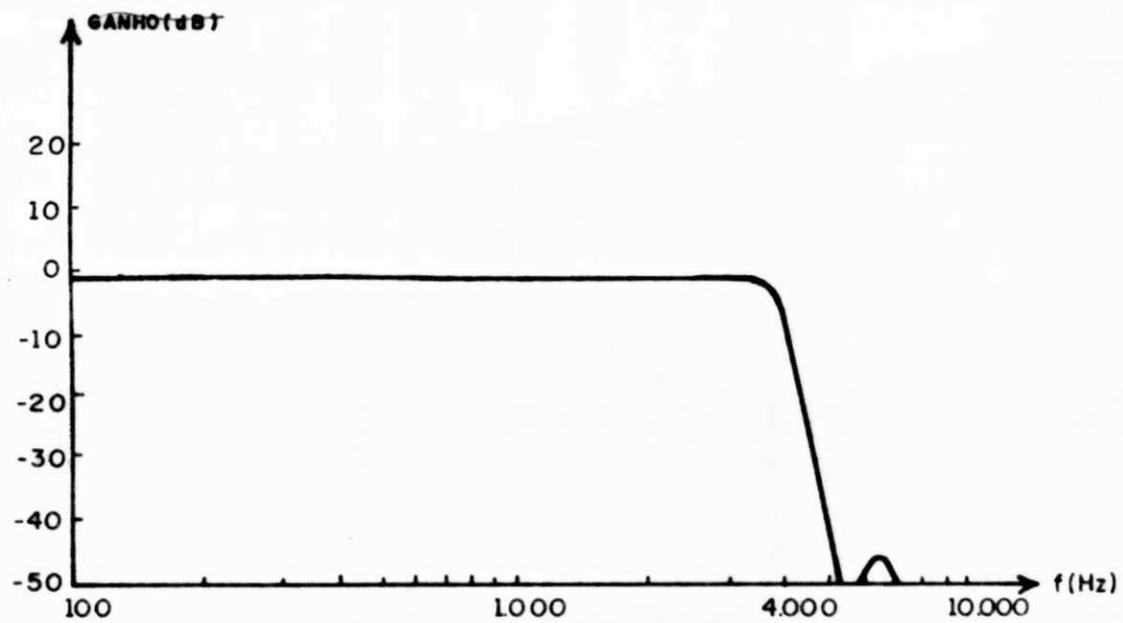


Fig. 5.5 - Resposta em Frequência do Filtro Elíptico de 5<sup>a</sup> ordem com  $f_c = 3.500$  Hz

## 6 RESULTADOS E CONCLUSÕES

### 6.1 - Resultados

Nesta seção, são apresentados os resultados referentes ao desempenho do filtro transversal programável desenvolvido. Como citado no capítulo introdutório, foi utilizado um filtro analógico na saída do filtro transversal para a realização adequada dos testes. Para o teste do transformador de Hilbert, foi necessário conectar à saída da derivação central da linha de retardo um outro filtro analógico com características de fase e amplitude rigorosamente iguais às do primeiro. De outra forma, não poderia ser realizado um teste correto. Assim, foram efetuadas as medidas de fase relativa à derivação central, bem como as de amplitude, por meio dos filtros analógicos. Para obterem-se as curvas de resposta em amplitude devidas ao filtro transversal somente, foram feitas correções das medições anteriores.

As tabelas enumeradas de 6.1 a 6.4 exibem as respostas em amplitude já corrigidas e fase relativa para os quatro filtros programados.

As tabelas enumeradas de 6.1 a 6.4 exibem as respostas em amplitudes já corrigidas e fase relativa para os quatro filtros programados.

Os filtros foram implementados usando quantização dos coeficientes com dez bits e a frequência de amostragem foi 8 kHz. Para os testes realizados, o sinal de entrada foi uma onda senoidal com 2 volts de tensão pico a pico, mas sinais com tensão de até 10 volts pico a pico podem ser processados, uma vez que a máxima excursão de sinal permitida pelas chaves de amostragem é 10 volts pico a pico.

As figuras de 6.1 a 6.4 ilustram a resposta em amplitude para os quatro tipos de filtros programados.

Tab. 6.1 - Resposta em Frequência para o Filtro  
Passa-Altas com  $F_L = 0,16$  (1,280 Hz).

FREQ. (Hz)	$20 \log  H(e^{j\omega})  \text{dB}$	Fase relativa
100	- 29,12	$180^\circ$
200	- 29,12	$180^\circ$
400	- 34,00	$2^\circ$
600	- 19,41	$13,5^\circ$
800	- 10,40	$0^\circ$
1.000	- 4,10	$0^\circ$
1.200	- 0,76	$0^\circ$
1.400	0,34	$0^\circ$
1.600	0,67	$0^\circ$
1.800	0,67	$0^\circ$
2.000	0,67	$0^\circ$
2.200	0,67	$0^\circ$
2.400	0,67	$0^\circ$
2.600	0,67	$0^\circ$
2.800	0,34	$0^\circ$
3.000	0,00	$0^\circ$
3.200	- 0,37	$0^\circ$
3.400	- 0,76	$0^\circ$
3.600	- 0,79	$0^\circ$
3.800	- 1,41	$0^\circ$
4.000	- 1,78	$0^\circ$

Tab. 6.2 - Resposta em Frequência para o Filtro Passa-Faixa com  $F_L = 0,16$  (1.280 Hz) e  $F_H = 0,36$  (2.800 Hz).

FREQ. (Hz)	$20 \log  H(e^{j\omega}) $ dB	Fase relativa
100	- 31,70	$24^\circ$
200	- 38,42	$24^\circ$
400	- 29,63	$16^\circ$
600	- 26,93	$9^\circ$
800	- 14,56	$0^\circ$
1.000	- 6,40	$0^\circ$
1.200	- 1,59	$4,5^\circ$
1.400	0,00	$0^\circ$
1.600	0,34	$0^\circ$
1.800	0,34	$0^\circ$
2.000	0,00	$0^\circ$
2.200	0,00	$0^\circ$
2.400	0,00	$0^\circ$
2.600	0,00	$0^\circ$
2.800	- 0,37	$0^\circ$
3.000	- 2,02	$0^\circ$
3.200	- 5,32	$0^\circ$
3.400	- 10,12	$0^\circ$
3.600	- 19,33	$0^\circ$
3.800	- $\infty$	?
4.000	- 20,72	?



Tab. 6.3 - Resposta em Frequência para o Transformador de Hilbert com  $F_L = 0,05$  (400 Hz) e  $F_H = 0,45$  (3.600 Hz).

FREQ. (Hz)	$20 \log  H(e^{j\omega})  \text{ dB}$	Fase relativa
100	- 7,96	- 90°
200	- 3,10	- 90°
400	0,17	- 90°
600	0,51	- 90°
800	0,67	- 90°
1.000	0,67	- 90°
1.200	0,51	- 90°
1.400	0,51	- 90°
1.600	0,34	- 90°
1.800	0,00	- 90°
2.000	0,00	- 90°
2.200	- 0,35	- 90°
2.400	- 0,54	- 90°
2.600	- 0,72	- 90°
2.800	- 1,62	- 90°
3.000	- 2,05	- 90°
3.200	- 2,97	- 90°
3.400	- 2,97	- 90°
3.600	- 2,61	- 90°
3.800	- 3,74	- 90°
4.000	- 8,63	- 90°

Tab. 6.4 - Resposta em Frequência para o Filtro Passa-Baixas com  $F_H = 0,25$  (2.000 Hz)

FREQ. (Hz)	$20 \log  H(e^{j\omega})  \text{dB}$	Fase relativa
100	1,58	$0^\circ$
200	1,58	$0^\circ$
400	1,44	$0^\circ$
600	1,44	$0^\circ$
800	1,29	$0^\circ$
1.000	1,29	$0^\circ$
1.200	1,02	$0^\circ$
1.400	0,69	$0^\circ$
1.600	0,69	$6^\circ$
1.800	0,00	$3^\circ$
2.000	- 0,76	$0^\circ$
2.200	- 3,00	$3^\circ$
2.400	- 6,02	$6^\circ$
2.600	- 10,70	$24^\circ$
2.800	- 21,62	$24^\circ$
3.000	- 30,75	$72^\circ$
3.200	- 35,92	$120^\circ$
3.400	- 34,00	?
3.600	- 27,33	?
3.800	- 32,04	?
4.000	- $\infty$	?

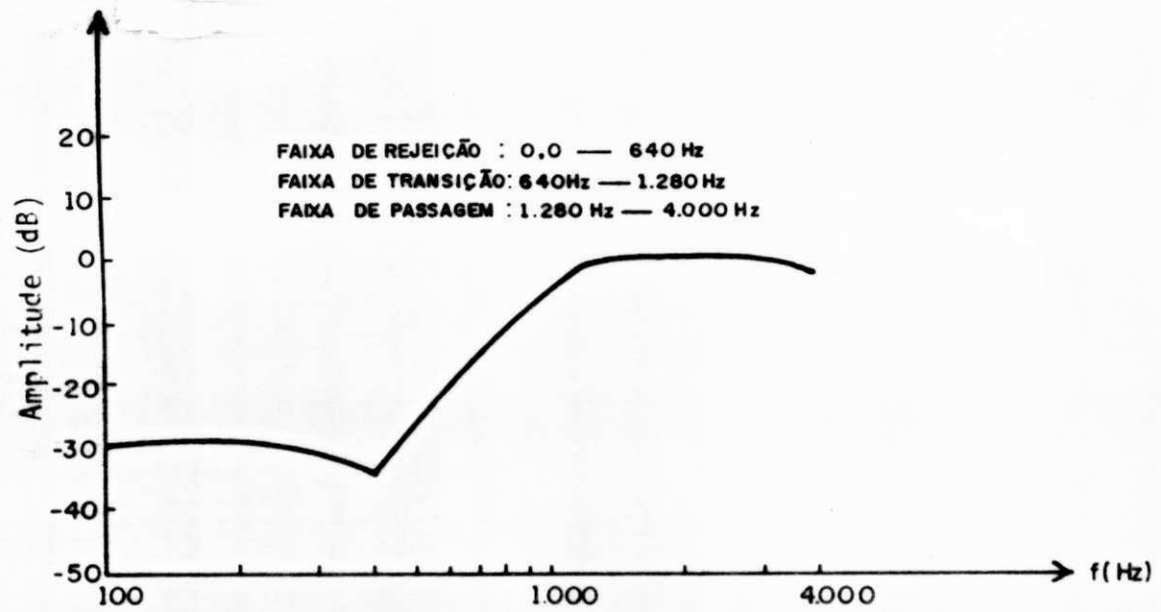


Fig. 6.1 - Resposta em Amplitude do Filtro Passa-Altas.

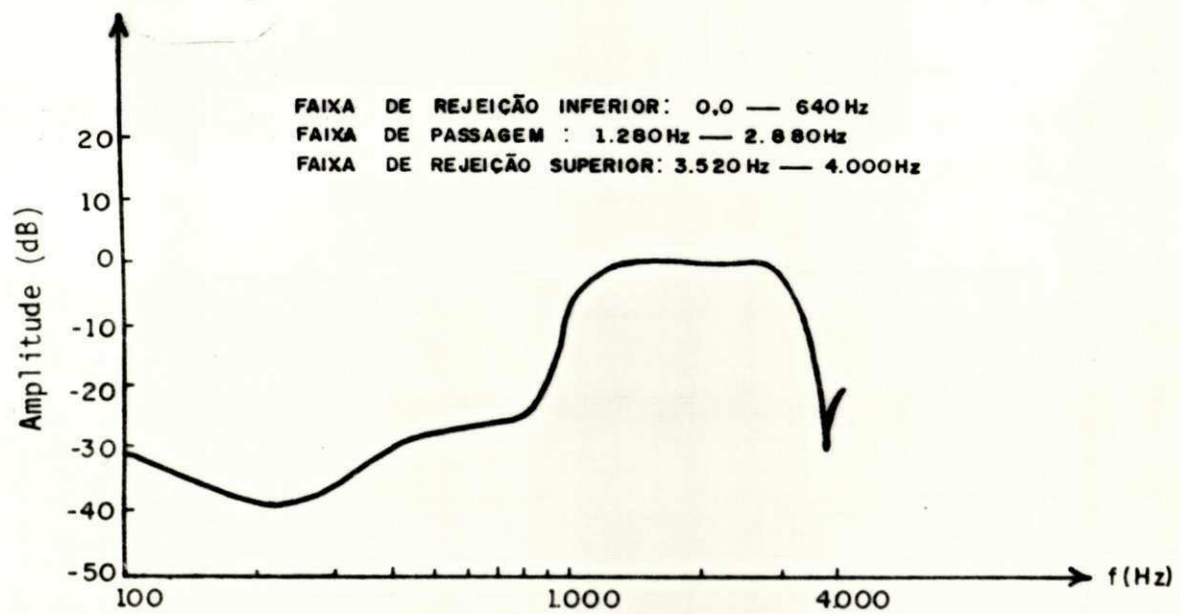


Fig. 6.2 - Resposta em Amplitude do Filtro Passa-Faixa.

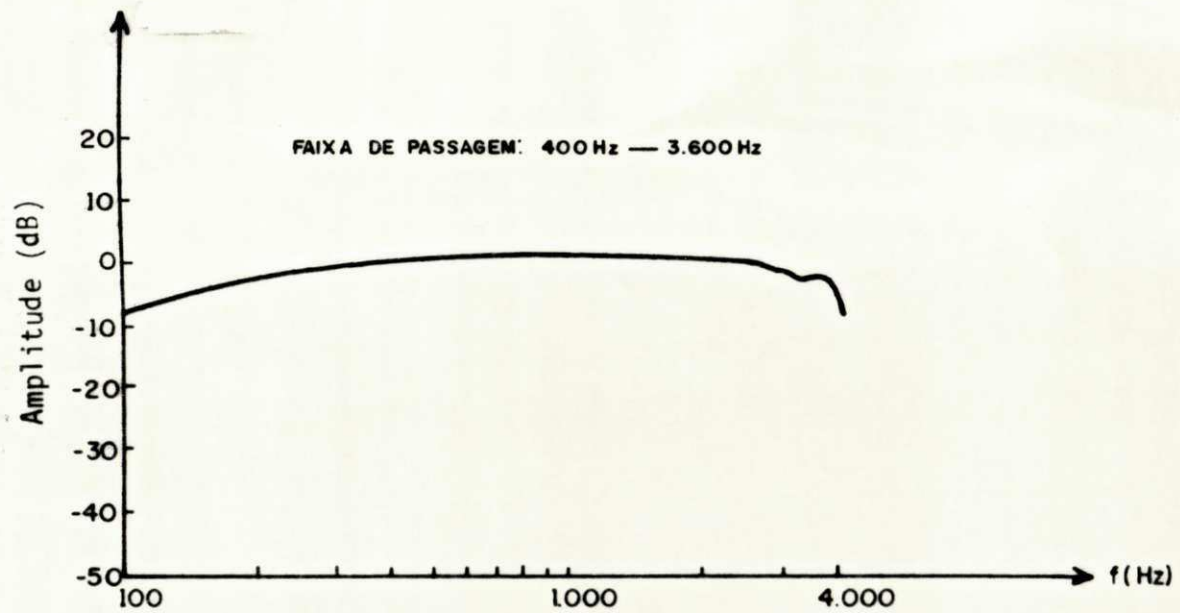


Fig. 6.3 - Resposta em Amplitude do Transformador de Hilbert.



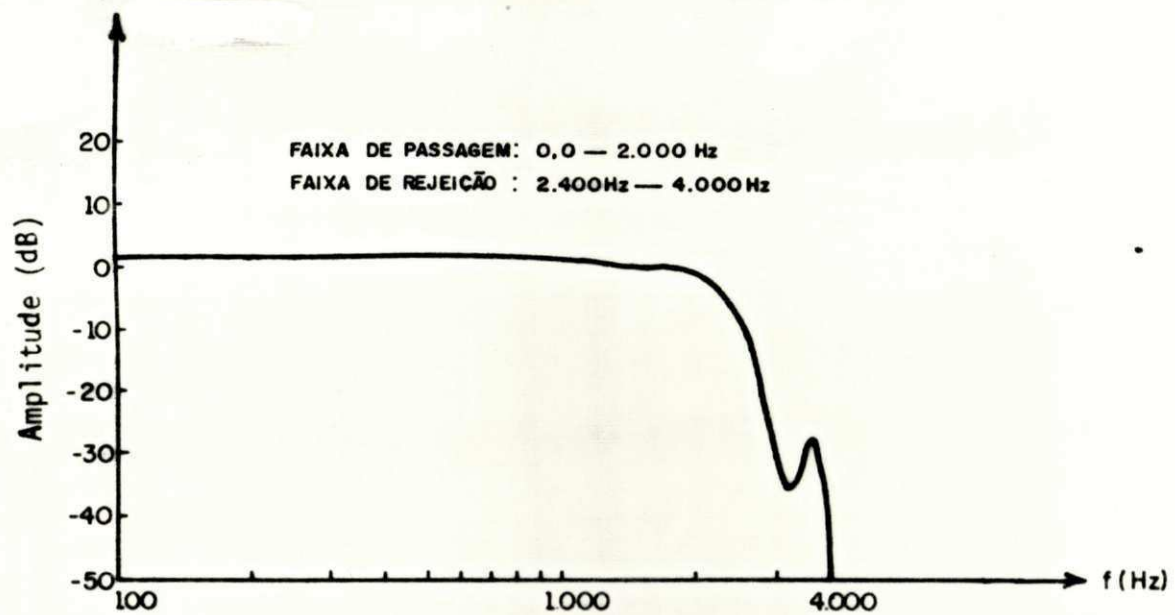


Fig. 6.4 - Resposta em Amplitude do Filtro Passa-Baixas.

## 6.2 - Conclusões

A Tab. 6.5 mostra um resumo dos valores previstos e os valores obtidos experimentalmente para o desvio da resposta em frequência nas faixas de passagem e de rejeição, para os quatro filtros programados. A grande diferença entre os valores desejados e medidos do desvio, para os quatro filtros, deve-se às limitações da arquitetura implementada. Essas limitações surgem principalmente pela utilização de uma linha de retardo analógica, cujo princípio de funcionamento é a transferência de carga entre os vários estágios. Essas limitações e seus efeitos sobre as características do filtro são relacionados abaixo:

- 1) Transferência incompleta de carga entre os estágios: em operação ideal, é presumido que a transferência de carga de um estágio para outro da linha de retardo é suficientemente rápida para permitir que, durante cada transição do "clock" de amostragem, toda a carga seja transferida. Na prática, a transferência de carga nunca é completa [41]. Esta ineficiência na transferência de carga entre os estágios introduz dispersão na resposta em frequência do filtro. Em princípio, é possível corrigir esse efeito pela predistorção dos coeficientes que determinam a resposta impulso. No entanto, isso exige um conhecimento preciso do parâmetro de ineficiência de transferência de carga, o que é difícil de ser medido exatamente e varia de estágio para estágio [41], [42].
- 2) Perda por inserção: uma vez que os níveis dos sinais de entrada e de saída de um dispositivo a transferência de

FILTRO PROGRAMADO	DES V I O P R E V I S T O			DES V I O O B T I D O		
	FAIXA DE REJEIÇÃO INFERIOR	FAIXA DE PASSAGEM	FAIXA DE REJEIÇÃO SUPERIOR	FAIXA DE REJEIÇÃO INFERIOR	FAIXA DE PASSAGEM	FAIXA DE REJEIÇÃO SUPERIOR
PASSA-ALTAS	0,0039	0,0039	-	0,107	0,186	-
PASSA-FAIXA	0,00148	0,0148	0,0014861	0,045	0,08	0,108
TRANSFORMADOR DE HILBERT	-	0,00268	-	-	0,29	-
PASSA-BAIXAS	-	0,0241	0,024	-	0,20	0,50

Tab. 6.5 - Valores previstos e obtidos para o desvio.

carga não são de amplitudes iguais, é necessário um ajuste dos níveis do sinal quando forem utilizados vários estágios em cascata {43}. Uma solução óbvia para essa limitação é substituir a linha de retardo analógica por uma linha de retardo digital {43}.

- 3) Interação entre o sinal amostrado e o "clock" de amostragem {44}: a linha de retardo pode ser considerada como vários canais em paralelo derivados seqüencialmente no tempo. Considerando, por simplicidade, a amostragem instantânea de um sinal de frequência  $f_s$ , cada canal recebe uma quantidade infinita de componentes de frequência introduzidas pela ação da amostragem. Assim, o espectro do sinal de saída do sistema multiplexado contém uma infinidade de componentes nas frequências  $f_n = nf_0 \pm f_s$ ,  $n = 1, 2, \dots$ , onde  $f_0$  é a frequência de amostragem. As amplitudes das componentes em  $\pm f_s$  determinam a resposta em frequência do sistema. As componentes presentes em  $f_0 \pm f_s$ ,  $2f_0 \pm f_s, \dots$  são devidas à interação entre o sinal amostrado e as harmônicas do "clock" de amostragem. Portanto, neste sistema multiplexado essas componentes de interação contribuem para a distorção da característica do sistema.
- 4) Tensão do offset: a tensão de offset presente nas saídas dos vários estágios também introduz erro na resposta em frequência. Esta tensão de offset poderia ser eliminada por meio de acoplamento capacitivo nas saídas dos estágios S/H da linha de retardo {43}.



Não é de se esperar que o erro na quantização dos coeficientes tenha tanta influência no desempenho do filtro quanto as limitações acima relacionadas. Nesta Implementação, os coeficientes que determinam a resposta impulso dos filtros foram quantizados com dez bits. Menard [43] usou quantização dos coeficientes com oito bits e conseguiu implementar um filtro transversal com boa precisão.

As limitações impostas ao desempenho da arquitetura implementada neste trabalho poderiam ser sensivelmente reduzidas se, em lugar de uma linha de retardo analógica, fosse utilizada uma linha de retardo digital em que as amostras do sinal, uma vez quantizadas, diminuiriam em muito os efeitos da perda por inserção. Para isto, seria necessário a disponibilidade de conversores A/D com número de bits suficiente para uma boa precisão na representação digital das amostras quantizadas do sinal. Esta implementação digital exigiria também um "hardware" digital com capacidade de realizar as dezesseis multiplicações entre as amostras do sinal e os coeficientes correspondentes, durante cada período de amostragem,  $T = 125\mu s$ . Na falta desses dispositivos é que foi realizada a implementação analógica. Futuras implementações devem considerar essas limitações.

Apesar das limitações já relatadas, a arquitetura implementada tem bom desempenho para fins didáticos, podendo exibir, em aulas práticas, a grande flexibilidade dos filtros transversais em realizar praticamente qualquer forma de resposta em frequência.



## A P E N D I C E   A

### TRANSFORMADOR DE HILBERT ÓTIMO {9 }

Transformadores de Hilbert ótimos são caracterizados pela em freqüência desejada

$$D(e^{j\omega}) = \begin{cases} -j & , F_L \leq F \leq F_H \\ j & , (1 - F_H) \leq F \leq (1 - F_L) \end{cases} \quad (A.1)$$

onde  $F_L$  representa a freqüência de corte inferior e  $F_H$  representa a freqüência de corte superior da faixa para a qual o filtro aproxima a resposta do transformador de Hilbert ideal. As freqüências  $F$ ,  $F_L$  e  $F_H$  são normalizadas em relação à freqüência de amostragem.

O projeto do transformador de Hilbert foi baseado no caso 3 do Capítulo IV (resposta impulso anti-simétrica,  $N$  ímpar). Também foi considerado que as larguras das faixas de transição são iguais, ou seja,  $F_L = 0,5 - F_H$ , o que resulta em uma resposta em freqüência simétrica em relação a  $F = 0,25$ , fazendo com que os coeficientes da resposta impulso do transformador de Hilbert sejam alternadamente nulos.

A resposta impulso do transformador de Hilbert está ilustrada na fig. A.1.

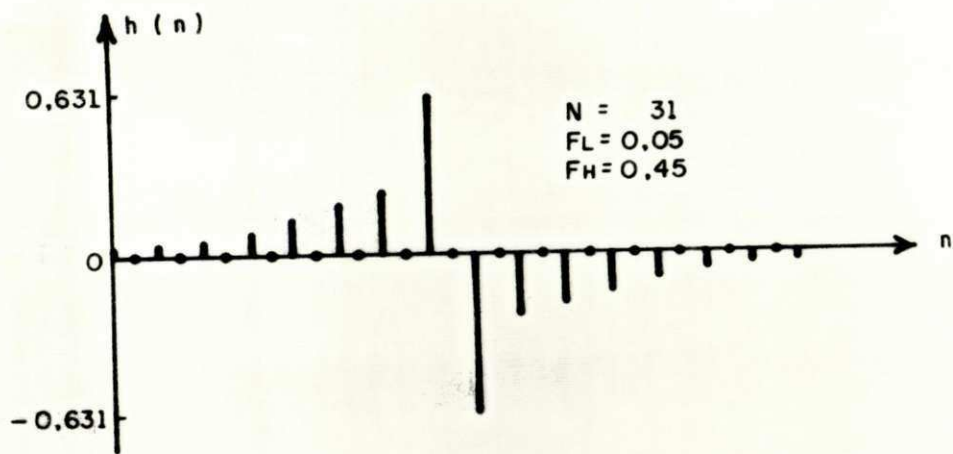


Fig. A.1 - Resposta Impulso do Transformador de Hilbert.

## A P E N D I C E B

## CÁLCULO DOS CAPACITORES DA LINHA DE RETARDO E DO ACUMULADOR

Cada um dos estágios S/H que constituem a linha de retardo pode ser representado por um circuito RC quando a chave está fechada, onde R é a resistência da chave no estado "ON", tipicamente, 250  $\Omega$ . O capacitor C pode ser calculado restringindo a constante de tempo RC a um valor tal que lhe permita carregar-se até ao nível da amostra do sinal, durante o intervalo de tempo em que a chave está fechada, T/2 onde T é o período do "clock" de amostragem, 125  $\mu$ s. Assim, foi considerado

$$RC = \frac{T}{10} \quad (B.1)$$

Substituindo na eq. (B.1) R = 250  $\Omega$  e T = 125  $\mu$ s, encontra-se o valor C = 50 nF.

O capacitor C<sub>B</sub> do circuito acumulador é calculado da mesma maneira acima descrita, com a diferença que a chave CD - 4053 oscila entre as posições C<sub>1</sub> e C<sub>0</sub> com frequência de 128 kHz ou período de 7,8  $\mu$ s, e a resistência R da chave

CD - 4053 no estado "ON" é tipicamente  $400 \Omega$ . Portanto, substituindo na eq. (B.1)  $R = 400 \Omega$  e  $T = 7,8 \mu s$ , obtêm-se  $C \cong 2nF$ . Os capacitores  $C_A$  e  $C_C$  são iguais a  $C_B$ .



## A P Ê N D I C E   C

### LIGAÇÕES ENTRE AS EPROM's e o MDAC

No esquema completo do filtro transversal programável, as duas memórias MCM - 2716 e o DAC - 1022 estão conectadas entre si da maneira ilustrada na fig. C.1. Os bits de endereço  $A_0 - A_3$  são ligados, por meio de diodos, aos mesmos bits de endereço das chaves multiplexadoras F4067. Os diodos limitam o nível de tensão para as memórias entre zero e +5V.

A programação dos quatro tipos de filtros gravados nas memórias é realizada por meio dos bits  $A_4 - A_{10}$ , conforme ilustra a Tab. C.1. As chaves  $K_4 - K_{10}$  selecionam o filtro desejado.

Tab. C.1 - Programação dos Filtros

FILTRO IMPLEMENTADO	$A_{10}$	$A_9$	$A_8$	$A_7$	$A_6$	$A_5$	$A_4$
TRANSFORMADOR DE HILBERT	0	0	0	0	0	0	0
FILTRO PASSA-ALTAS	0	0	0	0	0	+5V	0
FILTRO PASSA-BAIXAS	0	0	0	0	+5V	0	0
FILTRO PASSA-FAIXA	0	0	0	0	+5V	+5V	0

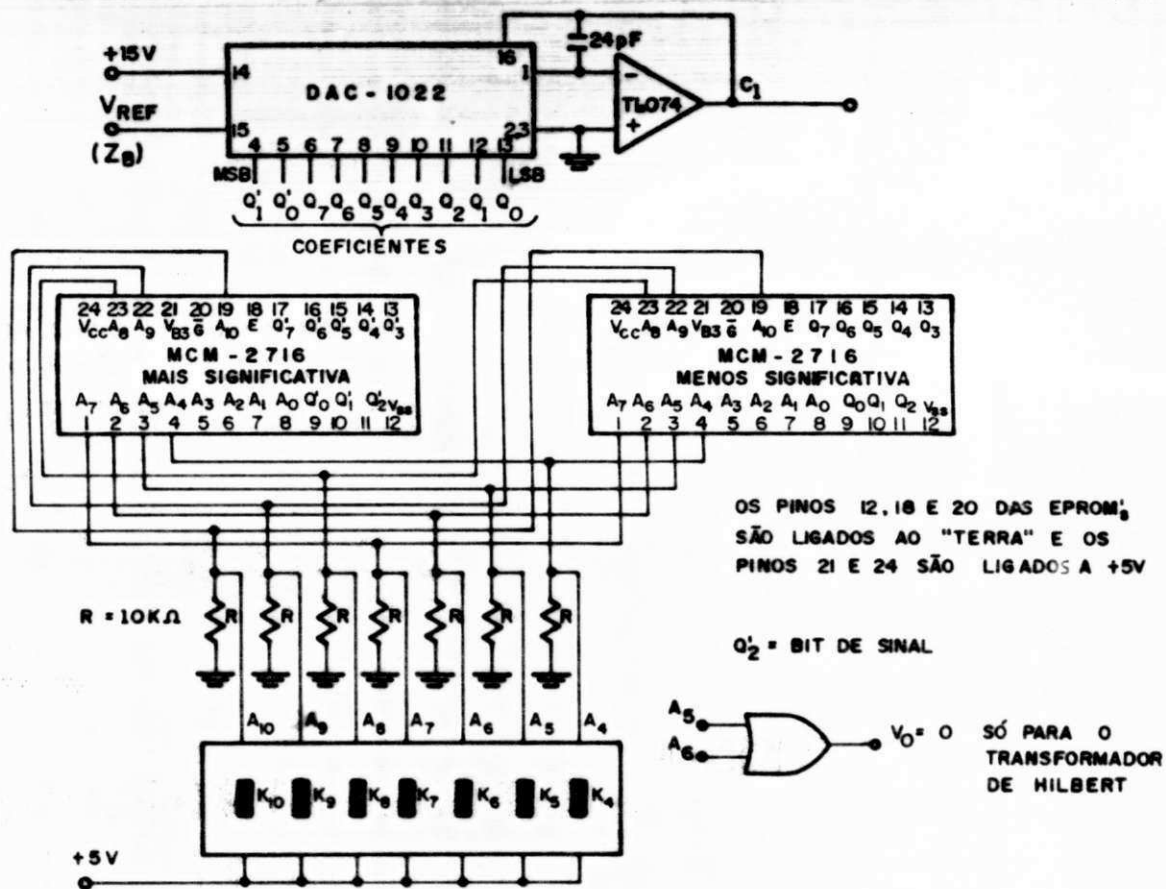


Fig. C.1 - Ligações entre as EPROM's MCM - 2716 e o DAC - 1022.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- {1} RUSTON, H., and J. Bordogna, "Electric Networks: Functions, Filters, Analysis", McGraw-hill Book Co., New York, 1966.
- {2} BLINCHIKOFF, H. J. and Anatol I. Zverev, "Filtering in the Time and Frequency Domains", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1976.
- {3} MOSCHYTZ, G. S. and P. Horn, "Active Filter Design Handbook", John Wiley & Sons, Ltda., 1981.
- {4} TEMES, G. C. and Jack W. La Patra, "Introduction to Circuit Synthesis and Design", McGraw-Hill Kogakusha Ltda., 1977.
- {5} DARYANANI, G., "Principles of Active Network Synthesis and Design", John Wiley & Sons, 1976.
- {6} TEMES, G. G. and Sanjit K. Mitra, "Modern Filter Theory and Design", John Wiley & Sons, 1973.

- {7} SHEAHAN, D. F. A. Johnson, "Crystal and Mechanical Filters", IEEE Trans. on Circuit and Systems, Vol. CAS-22, No 2, FEB. 1975.
- {8} REICH, H. J., John G. Skalnik, Philip F. Ordnung, Herbert L. Kraus, "Microwave Principles", D. Van Nostrand Company Inc., Princeton, New Jersey, 1957.
- {9} RABINER, L. R. and Bernard Gold, "Theory and Application of Digital Signal Processing", Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 1975.
- {10} STANLEY, W. D., "Digital Signal Processing", Reston Publishing Company, Inc., 1975.
- {11} KALLMANN, H. E., "Transversal Filters", Proc. IRE, Vol. 28, pp. 302-310, July, 1940.
- {12} BENNETT, W. R. and J. R. Davey, "Data Transmission", McGraw-Hill Book Company, 1965.
- {13} BETTY, K. R. and Gary Horlick, "Transversal Filtering of Analog Signals with a Tapped Analog Delay Line", Analytical Chemistry, Vol. no 14, DEC 1976.
- {14} MENARD, P., Dipak Roy, and Robert Inkol, "The Design of a Programmable Transversal Filter and Its Application in Spectral Analysis", IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol IM-31, no 1, March 1982.



- {15} PINHEIRO, W. G., "All Pass Equalization", IEE - International Symposium on Circuits and Systems Proceedings, Vol. 1, pp. 294-297, 1983.
- {16} Ref. {11}.
- {17} Ref. {12}.
- {18} BUSS, D. D., D. R. Collins, W. H. Bailey, and C. R. Reeves, "Transversal Filtering Using Charge-Transfer Devices", IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-8, no 2, April 1973.
- {19} BUTLER, W. J.; M. B. Barron, and C. M. Puckette, "Practical Considerations for Analog Operation of Bucket-Brigade Circuits", IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-8, no 2, pp. 138-139, 226-227, April 1973.
- {20} HARTMANN, C. Sa.; D. T. Bell, and R. Rosenfeld, "Impulse Model Design of Acoustic Surface-Wave Filters", IEEE Trans. Microwave Theory Tech, Vol. MTT-21, pp. 162-175- April 1973.
- {21} SANGSTER, F. L. J., "The Bucket-Brigade Delay-Line, A Shift Register for Analog Signals", Philips Tech. Rev., Vol. 31, pp. 92-110, 1970.
- {22} SANGSTER, F. L. J. and K. Teer, "Bucket-Brigade Electronics-New Possibilities for Delay, Time-Axis Conversion, and Scanning", IEEE J. Solid-State a Circuits, Vol. SC-4, pp. 131-136, June 1969.



- {23} Ref. {21}, pp. 97-100.
- {24} Ref. {19}.
- {25} BUSS, D. D., W. H. Bailey and D. R. Collins, "Matched Filtering Using Tapped Bucket-Brigade Delay Lines", Electronics Letters, Vol. 8, No 4, Feb. 1972.
- {26} Ref. {18}.
- {27} BOYLE, W. S. and G. F. Smith, "Charge Coupled Semiconductor Devices", Bell Syst. Tech. Journal, Vol. 49, pp. 587-593, April 1970.
- {28} TOMPSETT, M. F., G. F. Amelio, and G. E. Smith, "Appl. Phys. Lett.", No 17, pp. 111-1970.
- {29} TOMPSETT, M. F. and E. J. Simany, IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-8, pp. 151, 1973.
- {30} BARBE, D. F., Proc. IEEE, No 63, pp. 38, 1975.
- {31} AMELIO, G. F., W. J. Bertram Jr., and M. F. Tompsett, IEEE Trans. Electron. Devices, Vol. ED-18, pp.986.1971.
- {32} Ref. {30}.
- {33} Ref. {26}.
- {34} TIEMANN, J. J., W. E. Engeler, and R. D. Baertsch, IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-9, pp. 403, 1974.

- {35} RABINER, L. R., "Theory and Application of Digital Signal Processing", Prentice-Hall, Inc. 1975.
- {36} McClellan, J. H; T. W. Parks, L. R. Rabiner, "A Computer Program for Designing Optimum FIR Linear Phase Digital Filters", IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics, Vol. AU-21, No 6, Dec. 1973.
- {37} GEFPE, P. R., "Simplified Modern Filter Design", Hayden Book Company, Inc., New York, 1966.
- {38} BRUTON, L. T., "Network Transfer Functions Using the Concept of Frequency-Dependent Negative Resistance", IEEE Trans. on Circuit Theory, Vol. CT-16, pp. 406-408, Aug. 1969.
- {39} ANTONIOU, A., "Realization of Gyration Using Operational Amplifiers, and Their Use in RC-Active Network Synthesis", Proc. IEEE, Vol. 116, pp. 1838-1850, Nov. 1969.
- {40} Ref. {4}.
- {41} BERGLUND, C. N. and K. K. Thornber, "Incomplete Transfer in Charge-Transfer Devices", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-8, No 2, April 1973.
- {42} BUTLER, W. J.; M. B. Barron, and Charles McD. Puckette, "Practical Considerations for Analog Operation of Bucket-Brigade Circuits", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-8, No 2, April 1973.

{43} Ref. {1}.

{44} ROY, D., C. F. Rahim, and M. A. Copeland, "Distortion Effects Due to Multiplexing of Charge-Transfer Structures", IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. ED-24, No 6, June 1977.