

FILTRO PROGRAMÁVEL A CAPACITORES CHAVEADOS COM FREQUÊNCIA
CENTRAL E BANDA DE 3 dB INDEPENDENTEMENTE SINTONIZÁVEIS

Manoel Castro Alvarez Perez

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Antonio Petraglia

Rio de Janeiro
Setembro de 2013

FILTRO PROGRAMÁVEL A CAPACITORES CHAVEADOS COM FREQUÊNCIA
CENTRAL E BANDA DE 3 dB INDEPENDENTEMENTE SINTONIZÁVEIS

Manoel Castro Alvarez Perez

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ
COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS
NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM
ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Antonio Petraglia, Ph.D.

Prof. Marcelo Martins Werneck, Ph.D.

Prof. Paulo Bulkool Batalheiro, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

SETEMBRO DE 2013

Perez, Manoel Castro Alvarez

Filtro Programável a Capacitores Chaveados com Frequência Central e Banda de 3 dB Independentemente Sintonizáveis. – Rio de Janeiro: COPPE, 2013.

XIII, 82 p.: il.: 29,7 cm.

Orientador: Antonio Petraglia

Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2013.

Referências Bibliográficas: p. 66 - 69.

1. Microeletrônica Analógica. 2. Filtros a Capacitores Chaveados. I. Petraglia, Antonio. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a DEUS por toda a ajuda e proteção.

Agradeço ao Programa de Engenharia Elétrica por me aceitar e permitir que eu faça este estudo.

Agradeço à CAPES, pela bolsa paga a mim durante o primeiro e segundo ano do curso, sem a qual não teria condições de cursar o mestrado.

Agradeço ao meu pai (in memorium), Manoel Castro Alvarez, e a minha mãe, Jesusa Perez Ubeira, por sempre me mostrarem e me apoiarem no caminho dos estudos.

Agradeço ao meu irmão, Prof. Ph.D. Mario Castro Alvarez Perez, e a minha filha, Thays de Jesus Alvarez Perez, por terem uma paciência gigantesca comigo, mesmo nas horas mais difíceis.

Agradeço ao meu orientador Prof. Ph.D. Antonio Petraglia por ter acreditado em mim e ter me auxiliado sempre em todas as fases deste trabalho, nas horas em que estava completamente perdido e sem saída.

Agradeço ao Prof. D.Sc. Antonio Carlos Moreirão de Queiroz pelo desenvolvimento dos programas EDFILF e ASIZ sem os quais não conseguiria fazer grande parte deste trabalho.

Agradeço ao amigo Prof. D.Sc. Carlos Fernando Teodósio Soares, por me mostrar a luz, nas horas em que estava imerso nas trevas da ignorância.

Agradeço aos amigos Prof. Dr'Etat Antonio Carneiro de Mesquita Filho e ao Prof. D.Sc. Mario Vaz da Silva Filho, por sempre me apoiarem e me ajudarem nos estudos, não permitindo que eu desistisse do mestrado quando estive na iminência disto.

Agradeço ao gerente da rede de computadores, Rafael Szendrodi, por manter os computadores do PADS funcionando adequadamente, para que eu consiga fazer todas as simulações deste trabalho.

Agradeço às secretárias Daniele e Rosa da Secretaria de Engenharia Elétrica pelo constante apoio.

Agradeço ao aluno de graduação Thiago Valentin de Oliveira, por me auxiliar a entender os programas que constam deste trabalho.

Agradeço a todos os amigos do PADS e de outros Laboratório da COPPE, que diretamente ou indiretamente me auxiliaram na execução deste trabalho, em especial ao Prof. Luis Pereira do Amaral, ao Prof M.Sc. Leandro Dornelles, ao Prof. M.Sc. Ricardo França, e aos amigos M.Sc. Gustavo do Santos Moraes, M.Sc. Oscar Robles, Allan, M.Sc.Fabian, Fernanda, M.Sc.Jorge, Lúcio, M.Sc. Pedro Paulo, M.Sc.Thiago e outros que não me recordo o nome e que me auxiliaram, à estes peço desculpas pela ausência do nome.

Agradeço ao senhor Augusto e dona Graça, da cantina do segundo andar do bloco H da COPPE, que sempre me deram carinho e atenção, nas horas em que precisava de um “cafezinho” ou um “lanchinho” para ficar atento e executar todos os trabalhos pertinentes a este mestrado.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

FILTRO PROGRAMÁVEL A CAPACITORES CHAVEADOS COM FREQUÊNCIA
CENTRAL E BANDA DE 3 dB INDEPENDENTEMENTE SINTONIZÁVEIS

Manoel Castro Alvarez Perez

Setembro/2013

Orientador: Antonio Petraglia

Programa: Engenharia Elétrica

Esta dissertação apresenta o projeto de filtros notch e passa-banda de segunda ordem a capacitores chaveados com frequência central e banda de 3 dB independentemente sintonizáveis. As estruturas dos filtros são realizadas como sistemas discretos no tempo do tipo IIR (*Infinite Impulse Response*) analógicos. As suas arquiteturas possuem a forma conhecida como *Lattice*, o que atribui à técnica de projeto uma característica modular. São estudadas as propriedades de sensibilidade dos filtros em termos das variações na resposta em frequência causadas pelo descasamento das capacitâncias que realizam seus coeficientes. Neste trabalho são realizadas também comparações de desempenho, em termos de complexidade estrutural e eficiência de mecanismo de sintonia, entre a estrutura de filtragem proposta e a de uma das mais conhecidas na literatura.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

PROGRAMMABLE SWITCHED-CAPACITOR FILTER WITH CENTRAL FREQUENCY
AND BANDWIDTH INDEPENDENTLY TUNABLE

Manoel Castro Alvarez Perez

September/2013

Advisor: Antonio Petraglia

Department: Electrical Engineering

This dissertation presents the design of programmable second-order switched-capacitor bandpass/notch filters that have central frequency and bandwidth independently tunable. The filter structure is implemented as discrete-time analog IIR (Infinite Impulse Response) systems. Their architectures have the form known as *Lattice*, which gives the technique a modular design. The sensitivity properties of the filters in terms of variations in the frequency response caused by mismatches between capacitances that realize their coefficients are studied. Also presented in this work is a performance comparison, in terms of structural complexity and efficiency in achieving independent tuning, between the proposed structure and one of the most well known in the literature.

SUMÁRIO

I	Introdução	
I.1	Características Gerais dos Filtros Chaveados	2
I.2	Filtros Sintonizáveis ou Programáveis	4
I.3	Objetivo do Trabalho	5
I.4	Organização do Trabalho	5
II	Métodos / Técnicas de Filtros a Capacitores Chaveados Sintonizados	
II.1	Técnicas de Sintonia	6
II.2	Banco / Matriz de Capacitores	7
II.3	Sintonia Digital.....	10
III	Método Proposto	
III.1	Estruturalmente Passa-Tudo.....	11
III.2	Diagrama de Blocos de Passo-Tudo de Primeira Ordem.....	13
III.3	Diagrama de Blocos de Passo-Tudo de Segunda Ordem.....	13
III.4	Diagrama de Blocos do Filtro Notch e do Filtro Passa-Banda.....	17
III.5	Implementação com a Técnica de Capacitores Chaveados.....	20
III.5.1	Bloco Somador.....	20
III.5.2	Bloco Atrasador Básico	21
III.5.3	Somador Universal.....	22
III.5.4	Passa-Tudo de Primeira Ordem.....	23
III.5.5	Passa-Tudo de Segunda Ordem.....	24
III.5.6	Filtro Notch e Filtro Passa-Banda.....	24
III.6	Sintonia Digital através das Realizações de α e β	31

IV	Simulações e Cálculo da Sensibilidade	
IV.1	Fator de Qualidade e Ganho Finito.....	32
IV.2	Variações da Resposta para o Estudo dos Efeitos dos Ganhos Finitos.....	36
IV.3	Estudo das Sensibilidades dos Filtros Passa-Banda e Notch a Variações dos Multiplicadores α e β	42
IV.3.1	Sensibilidade do Filtro Notch.....	43
IV.3.1.1	Obtenção de $S_{\alpha}^{ H_N(\omega) }$	43
IV.3.1.2	Obtenção de $S_{\beta}^{ H_N(\omega) }$	44
IV.3.1.3	Obtenção da Variação $(\Delta H_N(\omega))/ H_N(\omega) $	44
IV.3.2	Sensibilidade do Filtro Passa-Banda.....	48
IV.3.2.1	Obtenção de $S_{\alpha}^{ H_{PB}(\omega) }$	48
IV.3.2.2	Obtenção de $S_{\beta}^{ H_{PB}(\omega) }$	49
IV.3.2.3	Obtenção da Variação $(\Delta H_{PB}(\omega))/ H_{PB}(\omega) $	49
IV.4	Comparação com o Desempenho de Outra Estrutura.....	51
IV.4.1	Circuito Passa-Banda Tipo E.....	53
V	Conclusões	
V.1	Conclusões Gerais.....	63
V.2	Trabalhos Futuros.....	65

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1	Ilustração de um circuito com capacitor chaveado	2
Fig. 1.2	Circuitos a capacitores chaveados operando	3
Fig. 2.1	Filtros: (a) Notch e (b) Passa-Banda	6
Fig. 3.1	Diagrama de blocos da seção $A_1(z)$	12
Fig. 3.2	Diagrama de blocos da seção passa-tudo $A_1(z)$ em topologia estruturalmente passa-tudo	12
Fig. 3.3	Diagrama de blocos da seção passa-tudo $A_1(z)$	13
Fig. 3.4	Diagrama de blocos de passa-tudo de segunda ordem completo	14
Fig. 3.5	Diagrama de blocos de passa-tudo de segunda ordem com a representação do diagrama de primeira ordem como $A_1(z)$	14
Fig. 3.6	Resposta em fase da função de transferência do filtro passa-tudo de 2ª ordem para alguns valores de β , com α fixo em 0.9.....	16
Fig. 3.7	Resposta em fase da função de transferência do filtro passa-tudo de 2ª ordem para alguns valores de α , com β fixo em 0.5	16
Fig. 3.8	Diagrama de blocos de Filtros Notch ($V_{01}(z)$) e Passa-Banda ($V_{02}(z)$)	17
Fig. 3.9	Filtros Passa-Banda e Notch. ω_0 é a frequência central, e ω_1 e ω_2 são os limites da banda de 3dB	19
Fig. 3.10	Bloco somador	21
Fig. 3.11	Bloco atrasador básico	22
Fig. 3.12	Somador universal	23
Fig. 3.13	Sinais de relógio que controlam as fases	23
Fig. 3.14	Circuito de filtro passa-tudo de primeira ordem, usando a técnica de capacitores chaveados	24
Fig. 3.15	Circuito de filtro passa-tudo de segunda ordem usando a técnica de capacitores chaveados	26
Fig. 3.16	Circuito de filtro notch usando a técnica de capacitores chaveados	27

Fig. 3.17	Efeito da variação do parâmetro β responsável pela sintonia da frequência central (ω_0) do filtro notch	28
Fig. 3.18	Efeito da variação do parâmetro α responsável pelo controle da banda de passagem de 3 dB (ω_b) do filtro notch	28
Fig. 3.19	Circuito de filtro passa-banda, usando a técnica de capacitores chaveados	29
Fig. 3.20	Efeito da variação do parâmetro β responsável pela sintonia da frequência central (ω_0) do filtro passa-banda	30
Fig. 3.21	Efeito da variação do parâmetro α responsável pelo controle da banda de passagem de 3 dB (ω_b) do filtro passa-banda	30
Fig. 3.22	Esquema de ligação para a realização dos parâmetros α e β	31
Fig. 4.1	Integradores SC: (a) Inversor; (b) Não Inversor.....	33
Fig. 4.2	Circuito de filtro passa-banda usando a técnica de capacitores chaveados para estudo dos efeitos do ganho finito do AmpOp	38
Fig. 4.3	Gráfico do filtro passa-banda com $\tau = 0.81$, comparando o ganho de 1.000 com o valor ideal, ou seja, infinito	39
Fig. 4.4	Gráfico do filtro passa-banda com $\tau = 0.89$, comparando o ganho de 2.000 com o valor ideal	39
Fig. 4.5	Gráfico do filtro passa-banda com $\tau = 0.953$, comparando o ganho de 5.000 com o valor ideal	40
Fig. 4.6	Gráfico do filtro passa-banda com $\tau = 0.976$, comparando o ganho de 10.000 com o valor ideal	40
Fig. 4.7	Gráfico do filtro passa-banda com $\tau = 0.988$, comparando o ganho de 20.000 com o valor ideal	41
Fig. 4.8	Variação percentual na resposta em frequência de módulo do filtro notch considerando erro percentual de 1% nos multiplicadores α e β	46
Fig. 4.9	Variação percentual na resposta em frequência de módulo do filtro notch considerando erro percentual de 1% no multiplicador α : nos 4 casos $\omega_0 = \pi/2$	47
Fig. 4.10	Variação percentual na resposta em frequência de módulo do filtro passa-banda considerando erro percentual de 1% nos multiplicadores α e β	50

Fig. 4.11	Variação percentual na resposta em frequência de módulo do filtro passa-banda considerando erro percentual de 1% no multiplicador α : nos 4 casos $\omega_0 = \pi/2$	51
Fig. 4.12	Circuito de Fleischer e Laker do tipo E	52
Fig. 4.13	Resposta em amplitude (dB) do circuito tipo E para o filtro passa-banda com o valor do capacitor E fixo em 0.05	55
Fig. 4.14	Resposta em amplitude (dB) do circuito tipo E para o filtro passa-banda com a variação dos valores dos capacitores C e E	55
Fig. 4.15	Circuito tipo E com o multiplicador de saída	56
Fig. 4.16	Estudo de ganho do Circuito tipo E [30] com $L = 0.221$, comparando o ganho de 1.000 com o valor ideal, ou seja, infinito. $C = 0.975$, $E = 0.05$ e $K = 0.025$	57
Fig. 4.17	Estudo de ganho do Circuito tipo E [30] com $L = 0.2373$, comparando o ganho de 2.000 com o valor ideal, ou seja, infinito. $C = 0.975$, $E = 0.05$ e $K = 0.025$	57
Fig. 4.18	Estudo de ganho do Circuito tipo E [30] com $L = 0.2480$, comparando o ganho de 5.000 com o valor ideal, ou seja, infinito. $C = 0.975$, $E = 0.05$ e $K = 0.025$	58
Fig. 4.19	Estudo de ganho do Circuito tipo E [30] com $L = 0.2519$, comparando o ganho de 10.000 com o valor ideal, ou seja, infinito. $C = 0.975$, $E = 0.05$ e $K = 0.025$	58
Fig. 4.20	Estudo de ganho do Circuito tipo E [30] com $L = 0.2539$, comparando o ganho de 20.000 com o valor ideal, ou seja, infinito. $C = 0.975$, $E = 0.05$ e $K = 0.025$	59

LISTA DE TABELAS

TABELA I	Equações de Erros	35
TABELA II	Frequência central, Frequência de largura de banda e Fator de qualidade em relação ao ganho para o circuito proposto.....	41
TABELA III	Correspondência entre o circuito proposto e o circuito tipo E [30].....	54
TABELA IV	Frequência central, Largura de banda e Fator de qualidade em relação ao ganho para o circuito tipo E [30] $C = 0.975$, $E = 0.05$ e $K = 0.025$	59
TABELA V	Frequência central e Largura de banda em relação ao ganho e ao capacitor L, para o circuito tipo E [30] para todas combinações da Tabela III.....	61
TABELA VI	Capacitâncias totais normalizadas do circuito proposto e do circuito tipo E[30]	62

LISTA DE SÍMBOLOS

α	Parâmetro responsável pelo controle da banda de passagem de 3 dB (ω_b).
β	Parâmetro responsável pela sintonia da frequência central (ω_0).
f	Frequência dos sistemas contínuos no tempo, dada em Hertz.
φ_1	Fase de chaveamento 1 do circuito a capacitores chaveados.
φ_2	Fase de chaveamento 2 do circuito a capacitores chaveados.
m	Erro de Amplitude.
θ	Erro de Fase.
Q	Fator de Qualidade.
S	Sensibilidade.
ω_0	Frequência central (em rad/amostra).
ω_b	Largura de Banda em 3 dB (em rad/amostra).
ω	Frequência dos sistemas discretos no tempo, dada em rad/amostra.
z	Variável complexa da Transformada z .

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Muitos pesquisadores de filtros analógicos contínuos no tempo têm se empenhado em desenvolver filtros analógicos sintonizados ou programáveis que se mostrem isentos da imprecisão gerada pelos valores absolutos dos seus componentes. Uma das formas mais correntes usadas para evitar este problema é a utilização de filtros a capacitores chaveados, devido à sua resposta de frequência precisa, assim como boa linearidade e faixa dinâmica.

Nos filtros a capacitores chaveados, o sinal de entrada é amostrado periodicamente e armazenado sob a forma de tensões nos seus capacitores. Sendo assim, estes filtros processam sinais discretos no tempo e contínuos em amplitude. Apesar de serem sistemas discretos no tempo, os filtros a capacitores chaveados são circuitos analógicos a dados amostrados, sendo que os sinais processados podem assumir qualquer valor real podendo apenas mudar em instantes discretos de tempo. Nos intervalos de tempo entre as mudanças de valor, os sinais a dados amostrados permanecem constantes.

Nos filtros a capacitores chaveados, os coeficientes de suas funções de transferência dependem somente de razões de capacitâncias, não dependendo dos valores absolutos dos capacitores, e podem ser ajustados com precisão da ordem de 0.1 % [1]. Assim não é necessário que os capacitores sejam grandes como os que seriam empregados em uma implementação analógica contínua no tempo, além de não inviabilizar a confecção de circuitos integrados, já que não teremos componentes grandes. A precisão dos filtros chaveados é comparável à conseguida com algumas implementações digitais, embora os filtros chaveados apresentem um consumo de potência significativamente menor. Uma característica interessante dos filtros a capacitores chaveados, diferentemente dos filtros contínuos no tempo, é que eles dispensam qualquer tipo de sintonia automática para ajustar a frequência de corte. Outra vantagem é que os filtros recursivos a capacitor chaveado, implementados com integradores possuem bom desempenho [2,3,4,5], além

da redução do consumo de potência, da área do silício utilizada e potencial de multiplexação de dois ou mais filtros.

Uma desvantagem que os filtros a capacitor chaveado possuem, em comparação aos filtros analógicos contínuos no tempo é que deve-se levar em consideração a possibilidade da ocorrência do fenômeno de *aliasing*, o que leva à necessidade de se pré-filtrar o sinal de entrada, com um filtro analógico contínuo no tempo, para limitar sua banda conforme o limite imposto pelo Teorema de Nyquist (a frequência de amostragem é igual ou maior a 2 vezes a frequência máxima).

Um circuito a capacitor chaveado opera como um processador de sinais de tempo discreto (embora sem o uso de conversores A/D ou D/A). Como um resultado, estes circuitos são mais facilmente analisados com o uso das técnicas da transformada z e normalmente necessitam de filtros *anti-aliasing* [1].

I.1 CARACTERÍSTICAS GERAIS DOS FILTROS A CAPACITORES CHAVEADOS

O funcionamento básico de circuitos a capacitores chaveados [21] pode ser ilustrado como na Fig. 1.1, onde um capacitor (C_1) é periodicamente chaveado entre dois pontos do circuito. As chaves são acionadas alternadamente, de forma que quando uma esteja aberta, a outra estará fechada.

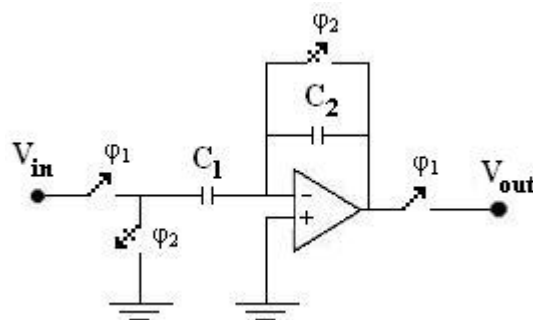


Fig. 1.1 – Ilustração de um circuito com capacitor chaveado.

O filtro da figura acima possui dois estágios de operação devido às fases ϕ_1 e ϕ_2 das chaves. Quando a chave 1 (ϕ_1) está fechada, a chave 2 (ϕ_2) está aberta e o capacitor se carrega. Quando a fase 1 está aberta, a fase 2 está fechada e o capacitor descarrega (Fig. I.2). Pode-se observar que a fonte (V_{in}) nunca estará conectada diretamente ao circuito, pois as chaves funcionam defasadas de 180° (Fig. 1.2). Estas geram uma transferência de cargas que resulta em uma corrente pulsada.

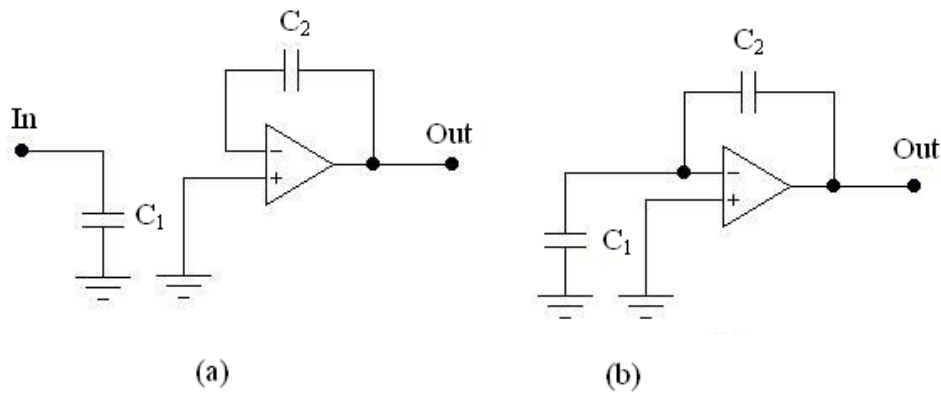


Fig. 1.2 – Circuitos a capacitores chaveados operando: (a) Com C_1 conectado à entrada, carregando o capacitor; (b) com C_1 conectado a C_2 , descarregando.

O comportamento (por exemplo, da frequência de corte) de um filtro construído usando a técnica de capacitores chaveados pode ser alterado por variações nas capacitâncias ou pela frequência de chaveamento [6]. A função de transferência de um filtro varia em função da razão C_2/C_1 , tornando-se facilmente controlada para a aplicação em circuitos integrados, especialmente na tecnologia MOS.

A partir da estrutura básica da Fig. 1.1, podem ser construídos filtros com vários pólos e zeros, possibilitando uma maior qualidade e praticidade, além da facilidade de ser programável. Estes filtros podem ser utilizados como fontes chaveadas, conversores analógico-digitais (A/D) e digital-analógicos (D/A), que são muito utilizados em equipamentos eletrônicos.

Em geral, os filtros programáveis incorporam bancos de capacitores que permitem variar os valores das capacitâncias. Dois fatores que contribuem para erros nos coeficientes do filtro devem ser considerados: a capacitância parasita associada ao grande número de capacitores do banco e a grande dispersão que se observa nos valores dos capacitores [7,8], dificultando a aplicação de técnicas de projeto de circuito integrado que garantam a precisão da razão dos capacitores.

Outra característica desejável para os filtros a capacitores chaveados é a baixa sensibilidade às variações dos coeficientes - razão de capacitâncias - que depende, entre outros fatores, do tipo de estrutura adotada na implementação do filtro. Em estudos comparativos [2,9], foi mostrado que estruturas recursivas (IIR) a capacitores chaveados, tendo função de transferência com número de pólos menor do que o número de zeros, além de maior linearidade na fase, apresentam menor sensibilidade às

variações de coeficientes do que as realizações *ladder* do filtro elíptico - número de pólos e zeros iguais - que atendam às mesmas especificações.

I.2 FILTROS SINTONIZÁVEIS OU PROGRAMÁVEIS

Na maior parte dos filtros sintonizáveis ou programáveis, os parâmetros mais importantes são as frequências de ressonância, o fator de qualidade e o ganho. Muitos trabalhos em eletrônica foram feitos sobre os filtros programáveis passa-baixa, passa-alta, passa-banda e equalizadores do tipo “bump”. No entanto, em algumas aplicações, é mais importante controlar o ganho nas faixas de frequência em vez de na frequência de ressonância, no fator de qualidade ou no ganho de pico [10-13].

Uma consideração importante para a realização eficaz dos equalizadores digitalmente programáveis a capacitores chaveados é o ajuste independente dos parâmetros do filtro, isto é, da frequência central, da largura de banda, e do ganho, uma vez que podem levar à utilização da lógica simples de controle digital e à redução da área de silício utilizada. Para isto, o projeto de filtros variáveis a capacitores chaveados tem exigido a utilização de muitas fases de *clock* ou projetos muito complexos de filtros. Este trabalho desenvolve um novo procedimento para o projeto de filtros programáveis a capacitores chaveados [8,14]. O esquema proposto utiliza um circuito estruturalmente sem perdas [15], como um bloco de construção fundamental, de modo que a sua função de transferência permanece passa-tudo independente da mudança da razão entre os capacitores pertinentes, garantindo a baixa sensibilidade. Com o uso deste circuito passa-tudo, a frequência central, a largura de banda e o ganho do equalizador podem ser controlados por 2 arranjos de capacitores independentes.

Uma abordagem mais típica para implementação dos filtros sintonizáveis é empregar filtros passa-baixa e passa-alta em paralelo com um filtro passa-faixa com ganho programável [16,17]. Para um sistema de segunda ordem, a implementação deste circuito precisa de, no mínimo, 6 amplificadores operacionais, 3 bancos de capacitores e a implementação de 6 pólos. Assim sendo, o número de chaves, a dissipação de potência e a área de silício necessárias para esta estrutura é grande. Para superar estas deficiências, uma arquitetura de capacitor-chaveado de segunda ordem em cascata pode ser usada. Esta topologia permite o controle independente do ganho para os filtros passa-alta, passa-baixa e passa-faixa.

I.3 OBJETIVO DO TRABALHO

O objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de um projeto de filtros notch e passa-banda de segunda ordem a capacitores chaveados, em topologia do tipo *lattice*, de forma que a frequência central e a banda de passagem de 3 dB sejam independentemente sintonizáveis. Serão mostrados detalhamentos do projeto e simulações, e estudadas as propriedades de sensibilidade dos filtros nas variações na resposta em frequência, além da comparação de desempenho, em termos de complexidade estrutural e eficiência de mecanismo de sintonia, entre a estrutura de filtragem proposta e a de uma das mais conhecidas na literatura.

I.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No Capítulo II deste trabalho é apresentada uma classificação dos principais métodos e técnicas de filtros a capacitores chaveados sintonizados, onde são apresentados os circuitos dos tipos de integradores a capacitores chaveados, que serão utilizados na implementação do circuito, os tipos de resposta em frequência implementados (passa-banda e notch), e as dificuldades e limitações das outras estruturas propostas na literatura sobre filtros a capacitores chaveados. A técnica desenvolvida neste trabalho permite a sintonia da frequência central e da banda de 3 dB de forma independente. Os detalhes são apresentados no capítulo seguinte.

O Capítulo III é inteiramente dedicado à demonstração do método proposto, onde são apresentados os diagramas de blocos de primeira e segunda ordens, bem como a estrutura completa dos filtros sintonizados dos tipos passa-banda e notch.

No Capítulo IV são apresentados os resultados das simulações realizadas, análise da sensibilidade do circuito proposto e a comparação com o desempenho de uma outra estrutura.

Finalmente, no Capítulo V, são apresentadas as conclusões deste trabalho e trabalhos futuros que poderão ser realizados utilizando esta dissertação como referência.

CAPÍTULO II

MÉTODOS / TÉCNICAS DE FILTROS A CAPACITORES CHAVEADOS SINTONIZADOS

O projeto de filtros a capacitores chaveados normalmente envolve a tarefa de se obter uma função de transferência que satisfaça a um conjunto de especificações impostas à resposta em frequência do filtro, usualmente essas especificações são dadas em termos do módulo da resposta em frequência. Obtida a função de transferência, expressa por uma razão de polinômios em z , no caso de sistemas invariantes no tempo, o projetista deve encontrar o circuito a capacitores chaveados capaz de implementá-la. Existem diversos métodos para se obter a função de transferência de um filtro discreto no tempo que satisfaça um dado conjunto de especificações [18,19].

II.1 TÉCNICAS DE SINTONIA

Os filtros fazem essencialmente uma seleção de frequências deixando passar frequências que estão dentro de uma determinada faixa e rejeitando outras fora desta faixa, podendo ser: passa-baixa, passa-alta, notch e passa-banda, sendo que estes dois últimos serão os abordados neste trabalho (Fig. 2.1a e Fig. 2.1b, respectivamente)

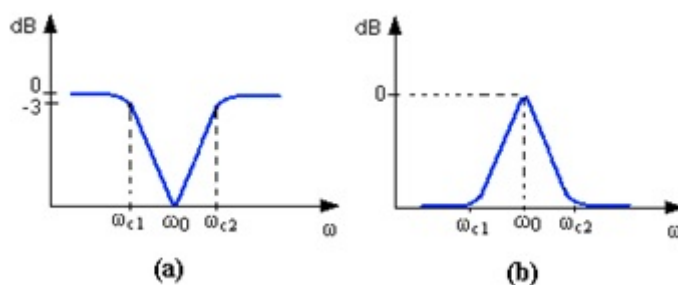


Fig. 2.1 - Filtros: (a) Notch e (b) Passa-Banda.

O filtro notch (Fig. 2.1a) pode ser construído pela combinação em paralelo de um filtro passa-baixa com um filtro passa-alta e um amplificador somador [20]. O filtro é projetado de tal forma que a frequência de corte inferior ω_{c1} é ajustada pelo filtro passa-baixa, enquanto que a frequência de corte superior ω_{c2} é ajustada pelo filtro passa-alta. O espaçamento entre ω_{c1} e ω_{c2} é a largura de banda do filtro. O filtro somente deixa passar as frequências abaixo de ω_{c1} e acima de ω_{c2} . A característica principal do filtro notch é que ele atenua as frequências de uma estreita banda de frequências próximas a frequência central (ω_0). A frequência central (ω_0) e a largura de banda de 3 dB (ω_{3dB}) são calculadas como:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{c1} \omega_{c2}} \quad \text{e} \quad \omega_{3dB} = \omega_{c2} - \omega_{c1} \quad (\text{II.1})$$

O filtro passa-banda (Fig.2.1b) pode ser construído da mesma forma que o filtro notch à exceção da utilização de um amplificador subtrator ao invés de um amplificador somador. A característica principal deste filtro é que ele amplifica as frequências de uma estreita banda de frequências próximas à frequência central (ω_0).

II.2 BANCO / MATRIZ DE CAPACITORES

No processo de fabricação CMOS, os capacitores podem ser construídos utilizando componentes distintos. Devido à maior linearidade [1], as implementações mais comuns consistem em capacitores formados por poly/poly e metal/metal, isto é, duas placas de silício policristalino ou 2 placas de metal, respectivamente, separadas por uma fina camada de óxido de silício (SiO_2).

As menores dimensões apresentadas por capacitores de silício policristalino separados por uma camada de óxido de silício [22] provocam a utilização de uma menor área de circuito integrado.

Em circuitos integrados, o valor final da capacitância é dado pela área e pelo perímetro das placas de um capacitor [23]. A dependência em relação ao perímetro se deve ao chamado efeito de borda, que consiste no espalhamento do campo elétrico além das bordas das placas do capacitor. Devido ao efeito de borda, também conhecido como efeito de franja, o projetista de circuitos analógicos deve realizar o casamento adequado, considerando a relação área/perímetro. Por exemplo, caso o projetista deseje

implementar uma razão entre capacitores $C_1/C_2 = \eta$, não só a razão entre as áreas, como também a razão entre os perímetros, devem apresentar o valor estimado.

Uma forma de conseguir esse casamento é através da associação de capacitores unitários idênticos em paralelo [24, 25]. Essa técnica consiste na utilização de um único capacitor capaz de implementar os demais capacitores necessários. Supondo que o projetista deva implementar uma razão de capacitâncias igual a $7/9$, ou seja, $\frac{C_1}{C_2} = \frac{7}{9}$, o capacitor C_1 poderia ser implementado através da associação de sete capacitores unitários em paralelo, enquanto o C_2 através de nove. Dessa forma, a razão de capacitâncias é dada por:

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{7C}{9C} = \frac{7}{9} \quad (\text{II.2})$$

onde C é a capacitância do capacitor unitário projetado.

Essa técnica permite não só um melhor casamento entre componentes, como também reduz o efeito de capacitâncias parasitas [8], além de reduzir o tempo de projeto, já que somente um único capacitor será projetado, enquanto os demais são obtidos a partir da organização desse capacitor em paralelo.

Como os circuitos a capacitores chaveados dependem unicamente da relação entre capacitâncias, considere um circuito composto pela razão M/N , onde M e N são valores inteiros positivos. Sabe-se que terão que ser organizados $M+N$ capacitores unitários, de forma que um número M de capacitores estejam associados em paralelo e N capacitores estejam organizados da mesma forma. Todavia, devido a erros relacionados a gradientes de variação de processo, a razão entre capacitâncias realmente implementada no circuito integrado de interesse será:

$$\frac{C_M}{C_N} = \frac{\sum_{I=1}^M C_I}{\sum_{J=1}^N C_J} = \frac{M}{N} \frac{\frac{1}{M} \sum_{I=1}^M C_I}{\frac{1}{N} \sum_{J=1}^N C_J} \quad (\text{II.3})$$

onde C_i e C_j consistem nas capacitâncias reais que implementam os capacitores C_M e C_N .

Não ocorrerá nenhum erro na implementação das razões de capacitâncias no circuito integrado, se os valores médios das capacitâncias unitárias que implementam os capacitores C_M e C_N forem iguais.

A técnica de implementação de capacitores unitários foi a mesma adotada em [22], devido aos resultados positivos obtidos. O primeiro passo consiste na determinação do

valor da capacitância unitária. Alguns fatores podem ser determinantes na escolha de uma capacitância que atenda às necessidades do projeto como: o ruído térmico e o tamanho final do componente.

O valor da capacitância estará diretamente relacionada à questão de ruído térmico introduzido no circuito. A potência média do ruído térmico pode ser modelada a partir da equação:

$$v_n^2 = \frac{kT}{C} \quad (\text{II.4})$$

onde T é a temperatura, expressa em Kelvin, k é a constante de Boltzmann e C é a capacitância vista pela chave analógica [22].

Essa expressão mostra que a potência média de ruído térmico cai à medida que há o aumento da capacitância unitária do circuito. Porém, um aumento significativo da capacitância unitária poderia não só levar a um crescimento da área de circuito integrado ocupado, mas também ao aumento de potência consumida, devido à maior corrente de polarização fornecida pelos OTAs (*Operational Transconductance Amplifiers*), de forma a atender às especificações do projeto.

Dessa forma, a capacitância escolhida deve atender de maneira satisfatória às duas condições impostas. Uma capacitância muito pequena levaria não só ao aumento expressivo da potência de ruído térmico, mas também a capacitâncias parasitas da mesma ordem de grandeza, enquanto uma capacitância muito grande provocaria um aumento excessivo do circuito integrado e um maior consumo de potência.

Os valores das capacitâncias por unidade de área e perímetro variam de acordo com o processo de fabricação utilizado. Por exemplo, utilizando-se o manual do processo da AMS (*AustriaMicroSystems*) de 0,35 μm , os valores máximos para as capacitâncias por unidade de área e por unidade de perímetro são $C_a = 0,96 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$ e $C_p = 0,089 \text{ fF}/\mu\text{m}$.

A utilização dos valores máximos para as capacitâncias deve-se em virtude das características de projeto dos amplificadores de transcondutância (OTAs). O dimensionamento deles é feito a partir da carga capacitiva presente na saída. Dessa forma, utilizando os valores máximos, pode-se garantir que os capacitores projetados não apresentarão uma capacitância maior que o valor adotado para o dimensionamento do amplificador.

II.3 SINTONIA DIGITAL

Antes da sintonia digital no processo de sintonia, seja de uma emissora de rádio, televisão, ou outro dispositivo de recepção, havia a interferência mecânica do homem, que deveria variar o posicionamento mecânico de armaduras de um capacitor, aumentando ou diminuindo o valor desta capacitância. Em dispositivos móveis ou que sofrem vibração houve a preferência por indutores variáveis, para fazer a alteração da sintonia de emissoras.

Com o passar do tempo, o diodo varicap ganhou terreno e passou a ser utilizado em praticamente todos os circuitos de sintonia, por sua facilidade de modificação de capacitância por tensão aplicada, mas eles precisavam de potenciômetros para gerar a alteração de tensão entre eles. O problema dos potenciômetros é que não permitiam o controle ou a troca de estações à distância, à menos que estes fossem conjugados a pequenos motores, que faziam o deslocamento das estações de forma mecânica.

No final da década de 70, começaram a surgir no Japão, os primeiros equipamentos com sintonia digital, controlados por microprocessadores. Além deles, foram criados os circuitos de leitura e controle dos osciladores locais dos circuitos sintonizados, chamados de VCO (osciladores controlados por tensão), cuja frequência é definida por uma malha de realimentação com divisores de frequência, malha esta chamada de sintetizador PLL (Phase Locked Loop).

Com a evolução e a consequente miniaturização dos circuitos, cada vez mais passou-se a utilizar nas malhas, bancos de capacitores, devido a sua precisão de sintonia e facilidade de montagem em circuitos integrados. Mais recentemente passou-se a estudar o comportamento desta sintonia digital utilizando a técnica de capacitores chaveados, com a publicação de diversos artigos técnicos, sendo que estes possuem especificidades em relação aos parâmetros de abordagem, ou seja, alguns só descrevem os tipos de sintonia digital, alguns apresentam limitações quanto a variação da frequência central ou da largura de banda de -3 dB em relação ao ganho, e outros apresentam o fator de qualidade como um dos parâmetros determinantes.

A técnica desenvolvida neste trabalho permite a sintonia da frequência central (ω_0) e da banda de -3 dB (ω_b) de forma independente. Os detalhes são apresentados no capítulo seguinte.

CAPÍTULO III

MÉTODO PROPOSTO

O método proposto nesta dissertação baseia-se no projeto de filtros estruturalmente passa-tudo e através destes, são desenvolvidos filtros notch e passa-banda, objetivos deste trabalho.

III.1 BLOCO ESTRUTURALMENTE PASSA-TUDO

Os blocos que desempenham funções passa-tudo apresentam, no geral, suas aplicações voltadas para a equalização de fase de uma determinada função de transferência [15]. Características como o valor de magnitude unitário para todas as frequências, as baixas perdas e o baixo coeficiente de sensibilidade possibilitaram a sua aplicação na resolução de diversos problemas relacionados ao projeto de filtros digitais.

Por outro lado, ao serem implementadas em circuitos integrados operando em tempo discreto, como é o caso de circuitos a capacitores chaveados [26], os coeficientes das funções de transferência implementadas poderão sofrer variações decorrentes do processo de fabricação CMOS. Como essas variações são aleatórias, os coeficientes do numerador e denominador poderão sofrer alterações distintas em seus valores nominais, resultando em um bloco que não preservaria as características originais dos filtros passa-tudo.

Uma forma de manter essas características, mesmo na ocorrência de variações do processo de fabricação, é através da topologia estruturalmente passa-tudo. A Fig. 3.1 ilustra o diagrama de blocos da seção $A_1(z)$ que será utilizada como exemplo para obtenção da topologia desejada.

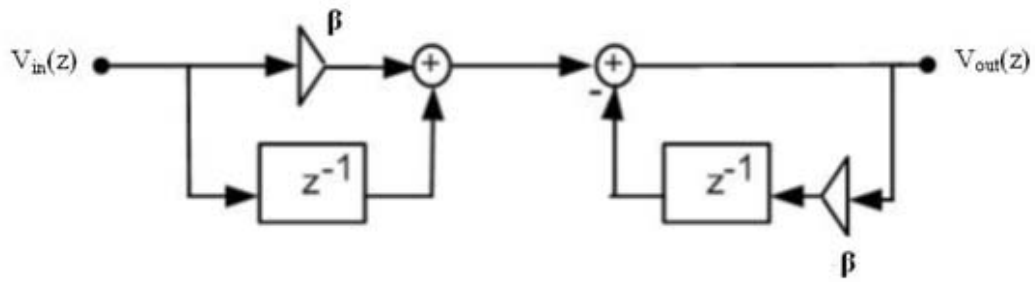


Fig. 3.1 – Diagrama de blocos da seção $A_1(z)$.

A Fig. 3.1 mostra que dois multiplicadores de valores iguais são utilizados para gerar os coeficientes do numerador e denominador da função. Caso haja variações decorrentes do processo de fabricação, o problema descrito anteriormente persistiria e um descasamento nos valores desses dois multiplicadores faria com que o filtro deixasse de apresentar as características de um filtro passa-tudo. No entanto, representando a função $A_1(z)$ a partir da sua equação a diferenças e reorganizando os termos, o seguinte resultado poderá ser obtido:

$$V_{out}(z) + \beta V_{out}(z)z^{-1} = \beta V_{in}(z) + V_{in}(z) z^{-1} \quad (\text{III.1})$$

$$V_{out}[n] + \beta V_{out}[n - 1] = \beta V_{in}[n] + V_{in}[n - 1] \quad (\text{III.2})$$

$$V_{out}[n] = \beta (V_{in}[n] - V_{out}[n - 1]) + V_{in}[n - 1] \quad (\text{III.3})$$

O diagrama de blocos na Fig. 3.2 ilustra a nova configuração. Conforme pode ser notado, tanto o coeficiente do numerador quanto o do denominador são gerados por um único multiplicador. Caso houvesse uma variação do valor desse multiplicador, numerador e denominador da função seriam igualmente afetados, preservando as características do filtro passa-tudo.

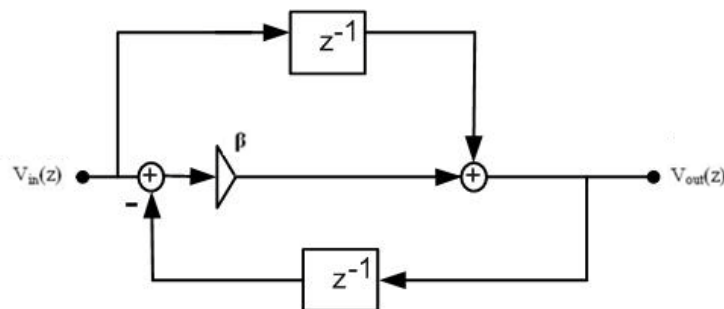


Fig. 3.2 – Diagrama de blocos da seção passa-tudo $A_1(z)$ em topologia estruturalmente passa-tudo.

Portanto, a topologia estruturalmente passa-tudo consiste em rearranjar a função de transferência inicial de maneira que os coeficientes sejam dados por um único termo multiplicativo. Dessa maneira, o processo de fabricação promoveria variações iguais nos termos do numerador e denominador da função de transferência, mantendo a resposta em frequência desejada.

Nas seções seguintes serão desenvolvidos, inicialmente, diagramas de blocos de circuitos estruturalmente passa-tudo de primeira e segunda ordens, e depois os seus respectivos circuitos, bem como suas aplicações na realização dos filtros notch e passa-banda.

III.2 DIAGRAMA DE BLOCOS DE FILTRO PASSA-TUDO DE PRIMEIRA ORDEM

Com base na teoria apresentada, o filtro será decomposto a partir da soma de duas seções passa-tudo. A Fig. 3.3 ilustra o diagrama de blocos da segunda seção ($A_1(z)$) e sua função de transferência é apresentada na equação (III.4).

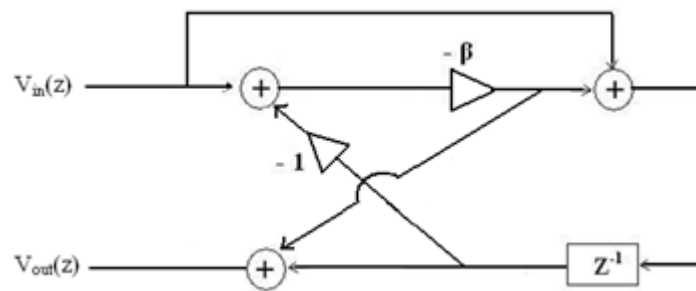


Fig. 3.3 – Diagrama de blocos da seção passa-tudo $A_1(z)$.

$$A_1(z) = \frac{V_{out}(z)}{V_{in}(z)} = \frac{z^{-1}-\beta}{1-\beta z^{-1}} = \frac{1-\beta z}{z-\beta} \quad (III.4)$$

III.3 DIAGRAMA DE BLOCOS DE FILTRO PASSA-TUDO DE SEGUNDA ORDEM

A Fig. 3.4 mostra o diagrama de blocos de um filtro passa-tudo de segunda ordem discreto no tempo obtido pela conexão em série dos blocos passa-tudo de primeira ordem mostrados na Seção anterior.

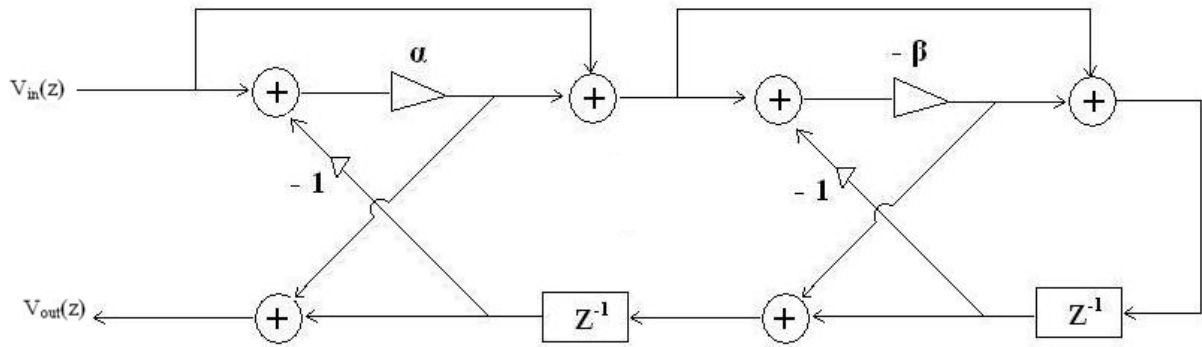


Fig. 3.4 – Diagrama de blocos de passa-tudo de segunda ordem completo.

A sua função de transferência pode ser obtida utilizando o método de Mason [35]. Entretanto, devido ao grande número de percursos de realimentação fechados que torna o método de Mason trabalhoso, optamos por um procedimento mais simples e instrutivo. Observando inicialmente o diagrama da Fig. 3.3 e a Eq. (III.4), concluímos que o diagrama da Fig. 3.4 pode ser modificado com mostrado na Fig. 3.5.

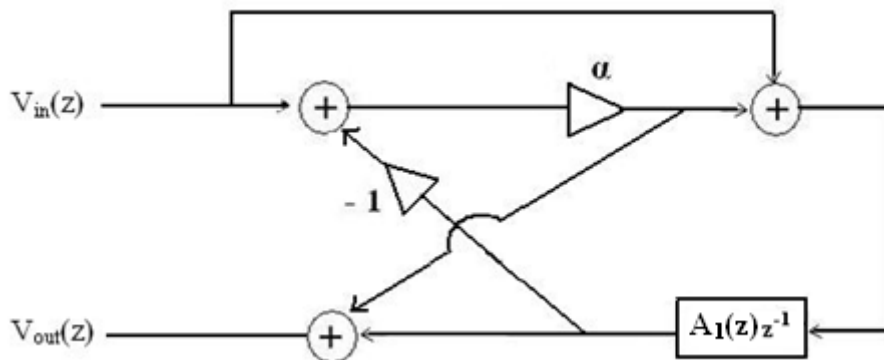


Fig. 3.5 – Diagrama de blocos de passa-tudo de segunda ordem com a representação do diagrama de primeira ordem como $A_1(z)$.

A semelhança entre os diagramas de blocos das Figs. 3.3 e 3.5 nos permite escrever

$$\frac{V_{out}(z)}{V_{in}(z)} = \frac{A_1(z) z^{-1} + \alpha}{1 + \alpha A_1(z) z^{-1}} \quad (III.5)$$

Substituindo a Eq. (III.4) na Eq. (III.5), obtemos:

$$\frac{V_{out}(z)}{V_{in}(z)} = \frac{\left(\frac{1-\beta z}{z-\beta}\right)z^{-1} + \alpha}{1 + \alpha \left(\frac{1-\beta z}{z-\beta}\right)z^{-1}} = \frac{z^{-1} - \beta + \alpha z - \alpha\beta}{z - \beta + \alpha z^{-1} - \alpha\beta}. \quad (III.6)$$

Multiplicando o numerador e o denominador da Eq. (III.6) por z^{-1} , temos:

$$\frac{V_{out}(z)}{V_{in}(z)} = \frac{z^{-2} - \beta z^{-1} + \alpha - \alpha\beta z^{-1}}{1 - \beta z^{-1} + \alpha z^{-2} - \alpha\beta z^{-1}}, \quad (III.7)$$

e rearranjando os termos, chegamos finalmente à função de transferência do filtro passa-tudo de segunda ordem:

$$A(z) = \frac{V_{out}(z)}{V_{in}(z)} = \frac{\alpha - \beta(1+\alpha)z^{-1} + z^{-2}}{1 - \beta(1+\alpha)z^{-1} + \alpha z^{-2}} \quad (III.8)$$

As Fig. 3.6 e 3.7 apresentam as resposta do filtro passa-tudo de 2ª ordem para alguns valores de β e de α , respectivamente. A resposta de módulo, por ser constante, não será mostrada. É importante observar na Fig. 3.6 que com o valor de α mantido constante e variando o valor de β a frequência onde a resposta de fase é igual a 180° é alterada. Por outro lado, na Fig. 3.7, na qual valor de β é mantido constante, variações no valor de α expandem (quando α é diminuído) ou contraem (quando α é aumentado) a região em torno da frequência de 180° .

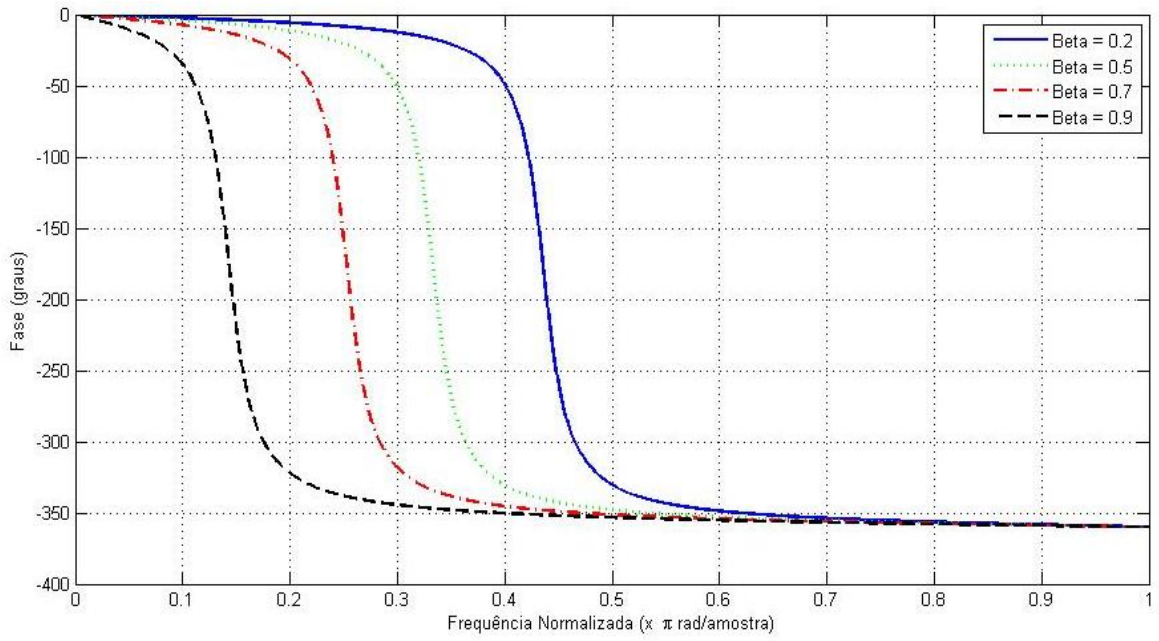


Fig. 3.6 – Resposta em fase da função de transferência do filtro passa-tudo de 2ª ordem para alguns valores de β , com α fixo em 0.9.

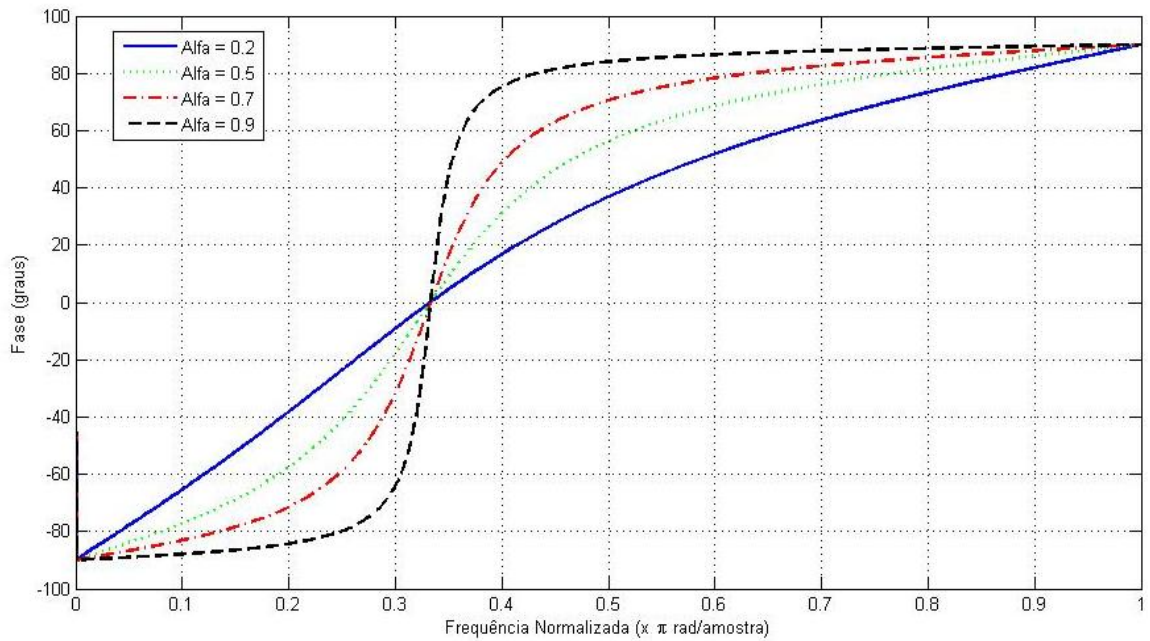


Fig. 3.7 – Resposta em fase da função de transferência do filtro passa-tudo de 2ª ordem para alguns valores de α , com β fixo em 0.5.

III.4 DIAGRAMA DE BLOCOS DOS FILTROS NOTCH E PASSA-BANDA

O filtro passa-tudo de segunda ordem é utilizado nesta Seção para desenvolver os filtros dos tipos passa-banda e notch, como mostrado no diagrama de blocos da Fig. 3.8.

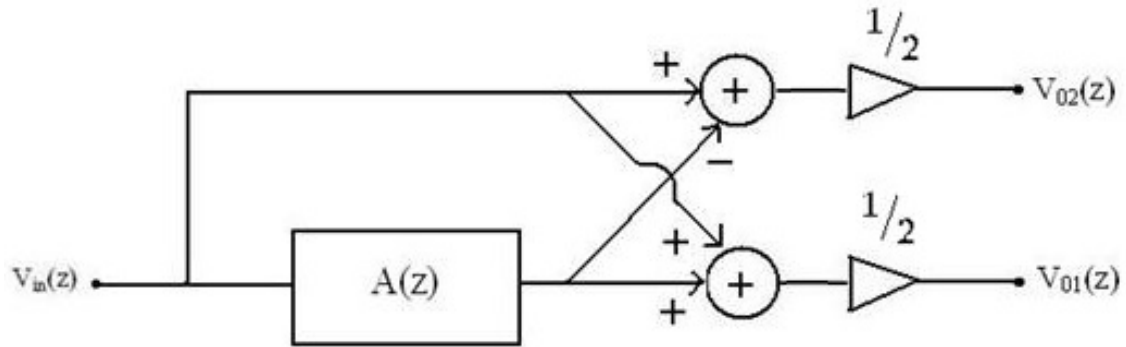


Fig. 3.8 – Diagrama de blocos dos Filtros Notch ($V_{01}(z)$) e Passa-Banda ($V_{02}(z)$).

Consideremos inicialmente o caminho da entrada até a saída V_{01} . Uma vez que o bloco passa-tudo de segunda-ordem $A(z)$ introduz uma defasagem de 180 graus numa frequência determinada pelo multiplicador α , então nessa frequência o resultado da soma do sinal de entrada com o da saída da seção passa-tudo será igual a zero. Por essa razão o sistema resultante é chamado de filtro do tipo notch. Matematicamente, esse comportamento pode ser percebido na expressão da função de transferência

$$\frac{V_{01}(z)}{V_{in}(z)} = \frac{1}{2} (1 + A(z)). \quad (\text{III.9})$$

Substituindo a Eq. (III.8) na Eq. (III.9) temos

$$\frac{V_{01}(z)}{V_{in}(z)} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\alpha - \beta(1 + \alpha)z^{-1} + z^{-2}}{1 - \beta(1 + \alpha)z^{-1} + \alpha z^{-2}} \right), \quad (\text{III.10})$$

que pode ser finalmente re-escrito como

$$\frac{V_{01}(z)}{V_{in}(z)} = \frac{1}{2} (\alpha + 1) \left(\frac{1 - 2\beta z^{-1} + z^{-2}}{1 - \beta(1 + \alpha)z^{-1} + \alpha z^{-2}} \right), \quad (\text{III.11})$$

que assume a forma do filtro notch.

Por outro lado, no caminho da entrada até a saída V_{02} os sinais são subtraídos, de maneira que somente na frequência determinada pelo multiplicador α os sinais da entrada e da saída do bloco de segunda ordem serão somados em fase quando passarem pelo subtrator. Conseqüentemente, o sistema resultante é denominado de filtro passa-banda, e a sua relação entrada e saída assume a forma

$$\frac{V_{02}(z)}{V_{in}(z)} = \frac{1}{2} (1 - A(z)) , \quad (\text{III.12})$$

substituindo a Eq. (III.8) na Eq. (III.12) obtemos

$$\frac{V_{01}(z)}{V_{in}(z)} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\alpha - \beta(1 + \alpha)z^{-1} + z^{-2}}{1 - \beta(1 + \alpha)z^{-1} + \alpha z^{-2}} \right) \quad (\text{III.13})$$

e finalmente

$$\frac{V_{01}(z)}{V_{in}(z)} = \frac{1}{2} (1 - \alpha) \left(\frac{1 - z^{-2}}{1 - \beta(1 + \alpha)z^{-1} + \alpha z^{-2}} \right) , \quad (\text{III.14})$$

que é a expressão do filtro passa-banda de segunda ordem. Como exemplo ilustrativo, a Fig. 3.9 apresenta as respostas em frequência de módulo dos filtros passa-banda e notch com $\omega_0 = 0,451$ rad/s e $\omega_b = 0,051$ rad/s.

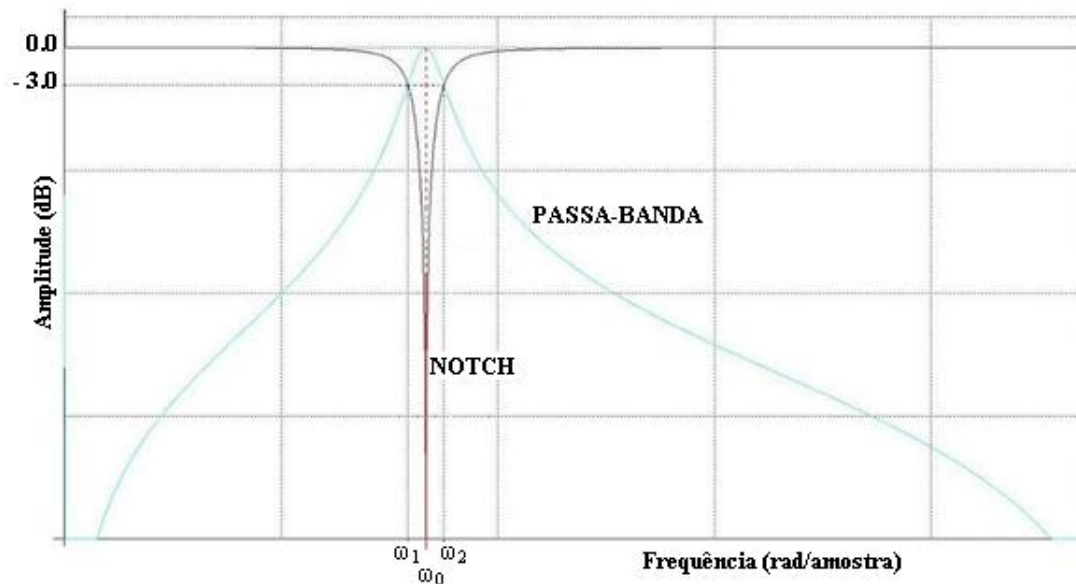


Fig. 3.9 – Filtros Passa-Banda e Notch. ω_0 é a frequência central, e ω_1 e ω_2 são os limites da banda de 3dB.

O parâmetro β tem a função de ser o responsável pela sintonia da frequência central (ω_0), conforme pode ser observado nas Fig. 3.17 (usando o filtro notch) e Fig. 3.20 (usando o filtro passa-banda), nas páginas 27 e 29, respectivamente. Esta propriedade é consequência da influência desse parâmetro na resposta de fase do filtro passa-tudo, como mencionado na Seção III.3, e ilustrado na Fig. 3.6. O parâmetro α , tem a função de ser o responsável pelo controle da banda de passagem de 3 dB (ω_b) como pode-se observar nas Fig. 3.18 (usando o filtro notch) e Fig. 3.21 (usando o filtro passa-banda), nas páginas 27 e 29, respectivamente. Esta propriedade é consequência da influência desse parâmetro na resposta de fase do filtro passa-tudo, como mencionado na Seção III.3, e ilustrado na Fig. 3.7. A frequência central (ω_0) é obtida através da equação:

$$\omega_0 = \arccos \beta . \quad (\text{III.15})$$


A banda de passagem de 3 dB é determinada por


$$\omega_b = \omega_2 - \omega_1 = \arccos \left(\frac{2\alpha}{1+\alpha^2} \right) . \quad (\text{III.16})$$

III.5 IMPLEMENTAÇÃO COM A TÉCNICA DE CAPACITORES CHAVEADOS

Os diagramas de bloco apresentados nas Seções III.2, III.3 e III.4, foram transformados em circuitos elétricos e implementados no editor EdFil [33]. O editor EdFil é usado para gerar o netlist de entrada do Programa ASIZ [34], e também pode ser usado em outros programas, como o SPICE. Foi desenvolvido pelo Prof. Antonio Moreirão Queiroz, do Programa de Engenharia Elétrica da COPPE em 1983, após a conclusão de que é praticamente impossível escrever um netlist textual para um circuito não-trivial sem erros. Este programa é bastante diferente de outros programas capturadores de esquemáticos, mas é muito fácil de usar. O Programa ASIZ analisa filtros de correntes chaveada (SI) e de capacitores chaveados (SC), em transformada z , ou qualquer rede linear invariante no tempo periodicamente chaveada composta por capacitores, resistores e fontes de tensão, ou fontes de tensão controladas por corrente, onde o circuito estabiliza completamente entre instantes de chaveamento. As saídas destas análises podem ser mostradas na tela do monitor e enviadas para um arquivo de impressão.

As chaves que serão utilizadas em todos os circuitos tem a seguinte simbologia:

 representa a chave na fase 1 (ϕ_1);

 representa a chave na fase 2 (ϕ_2).

III.5.1 BLOCO SOMADOR

Fundamental para a implementação de qualquer função, principalmente a função Lattice (treliça), o somador mais simples possui a forma representada na Fig. 3.10. Dependendo do valor do capacitor da entrada em relação ao capacitor de realimentação do amplificador operacional, podemos ter a entrada multiplicada por um fator, no caso o K . Além disso, o circuito apresentará um meio atraso intrínseco da estrutura, já que a entrada B (V_B) é amostrada na fase 1 e a saída (V_{OUT}) na fase 2.

O funcionamento básico do circuito somador da Fig. 3.10, é assim descrito:

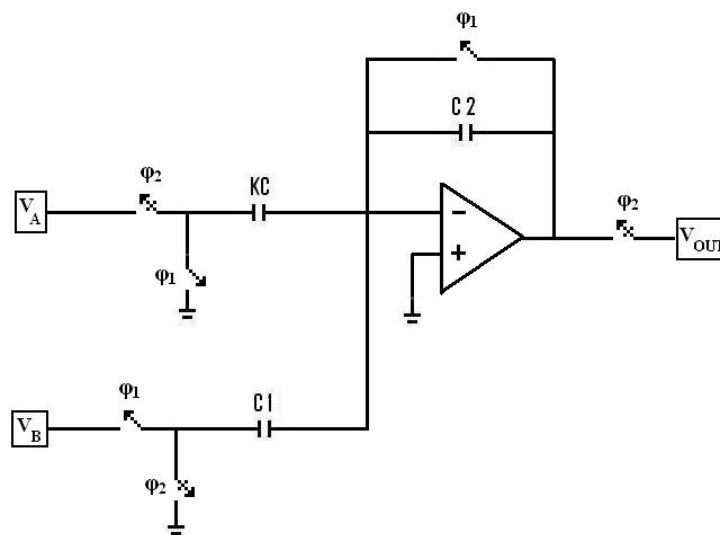


Fig. 3.10 – Bloco somador

Quando a chave na fase 1 (ϕ_1) é fechada, carrega com a tensão proveniente da entrada B, o capacitor C1, mas não vai para a saída, pois ela está após a chave na fase 2 (ϕ_2), que está aberta, ficando esta informação armazenada no amplificador. Após um meio período, como apresentado na Fig. 3.10, a chave da fase 2 é acionada, a chave na fase 1 é aberta, e a tensão proveniente da entrada A passa nos capacitores KC e C2, somando com a informação armazenada no amplificador e finalmente indo para a saída.

Assim temos que o circuito acima implementa a equação:

$$V_{OUT}(z) = z^{-\frac{1}{2}} \cdot K \cdot V_A - V_B \quad (\text{III.17})$$

III.5.2 BLOCO ATRASADOR BÁSICO

O atrasador é formado por três capacitores de mesmo valor e um amplificador. A saída apresenta um meio atraso em relação à entrada, que é naturalmente gerado no procedimento de projeto de circuitos a capacitores chaveados. Esta característica é em alguns caso vantajosa para compensar atrasos inerentes a estruturas de somadores e multiplicadores. Na Fig. 3.11 é representado um circuito atrasador.

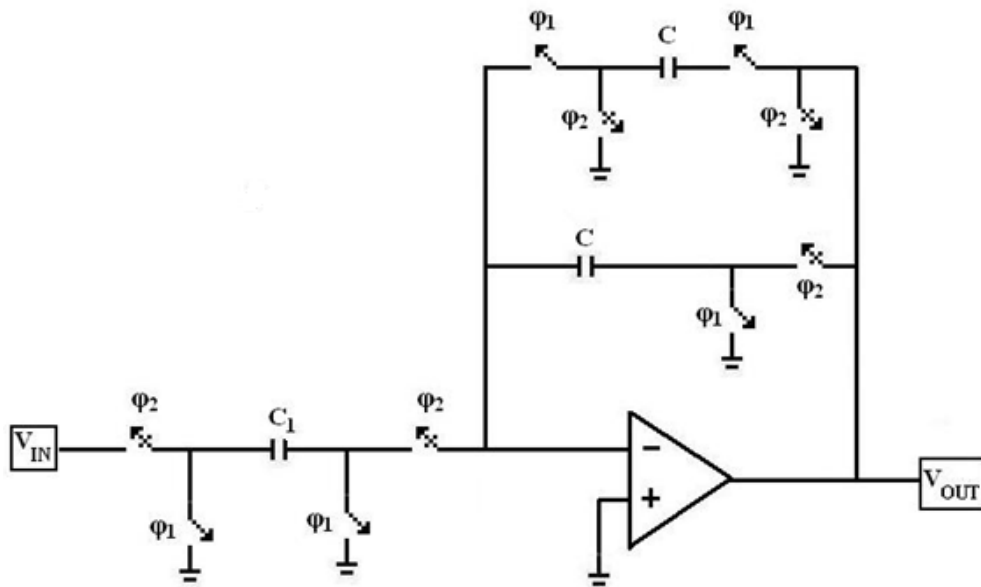


Fig. 3.11 – Bloco atrasador básico.

Inicialmente quando a chave na fase 1 (ϕ_1) é fechada, não há sinal na saída (V_{OUT}), pois a chave seguinte ao capacitor C_1 está na fase 2 (ϕ_2), gerando um meio período de atraso. Quando a chave na fase 2 é fechada, carrega o capacitor C_1 com a tensão proveniente da entrada V_{IN} , e vai para a saída (V_{OUT}), como apresentado na Fig. 3.11.

Assim temos que o circuito acima implementa a equação:

$$V_{OUT}(z) = -z^{-\frac{1}{2}} \cdot V_{IN} \quad (\text{III.18})$$

III.5.3 SOMADOR UNIVERSAL

O circuito apresentado na Fig. 3.12 possibilita diferentes combinações de entradas, com ou sem atraso, generalizando as operações realizadas pelos circuitos das Fig. 3.10 e Fig. 3.11. Este circuito será utilizado como um módulo fundamental na realização dos filtros passa-tudo, notch e passa-banda introduzidos nas Seções seguintes. A análise dos circuitos acima permite escrever a equação da saída, dada por:

$$V_{OUT}(z) = -\alpha \cdot V_1 + \beta \cdot V_2 \cdot z^{-\frac{1}{2}} + \gamma \cdot V_3 \cdot z^{-1} - \delta \cdot V_4 \cdot z^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{III.19})$$

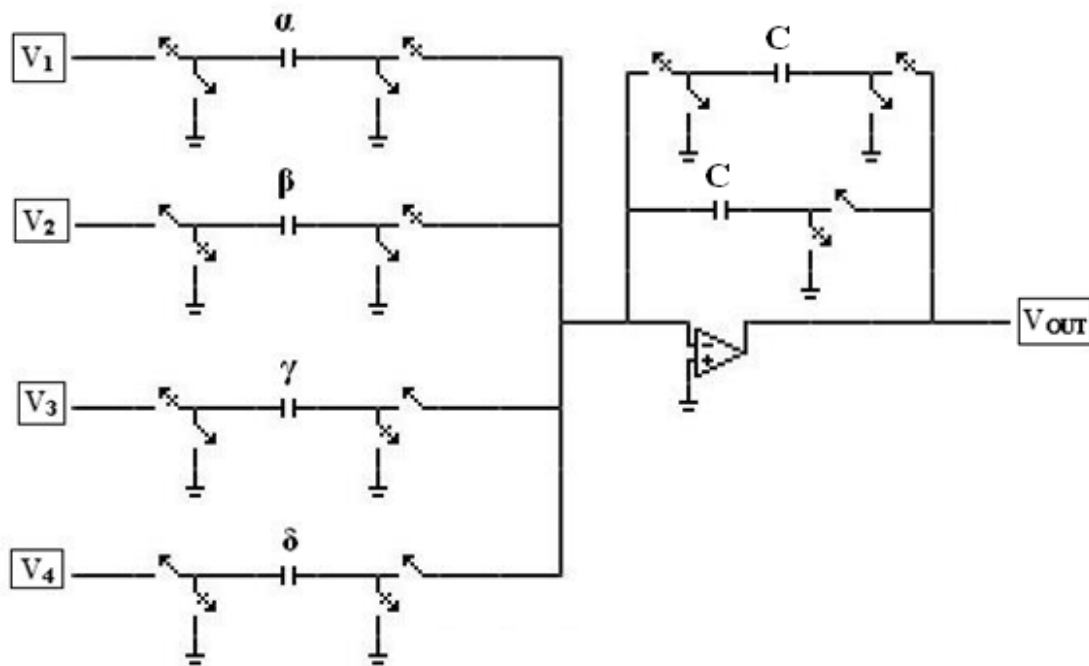


Fig. 3.12 – Somador universal.

III.5.4 FILTRO PASSA-TUDO DE PRIMEIRA ORDEM

Na Fig. 3.13 são representados os sinais de relógio que controlam as chaves. A Fig. 3.14 representa um circuito de filtro passa-tudo de primeira ordem usando a técnica de capacitores chaveados. Pode-se mostrar que a função de transferência deste filtro é dada pela Eq. (III.4).

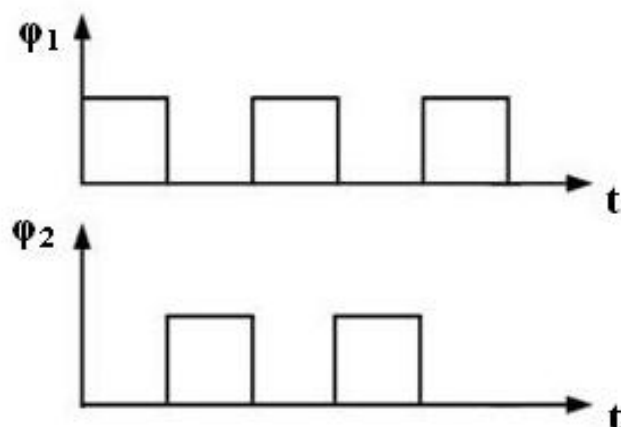


Fig. 3.13 – Sinais de relógio que controlam as fases.

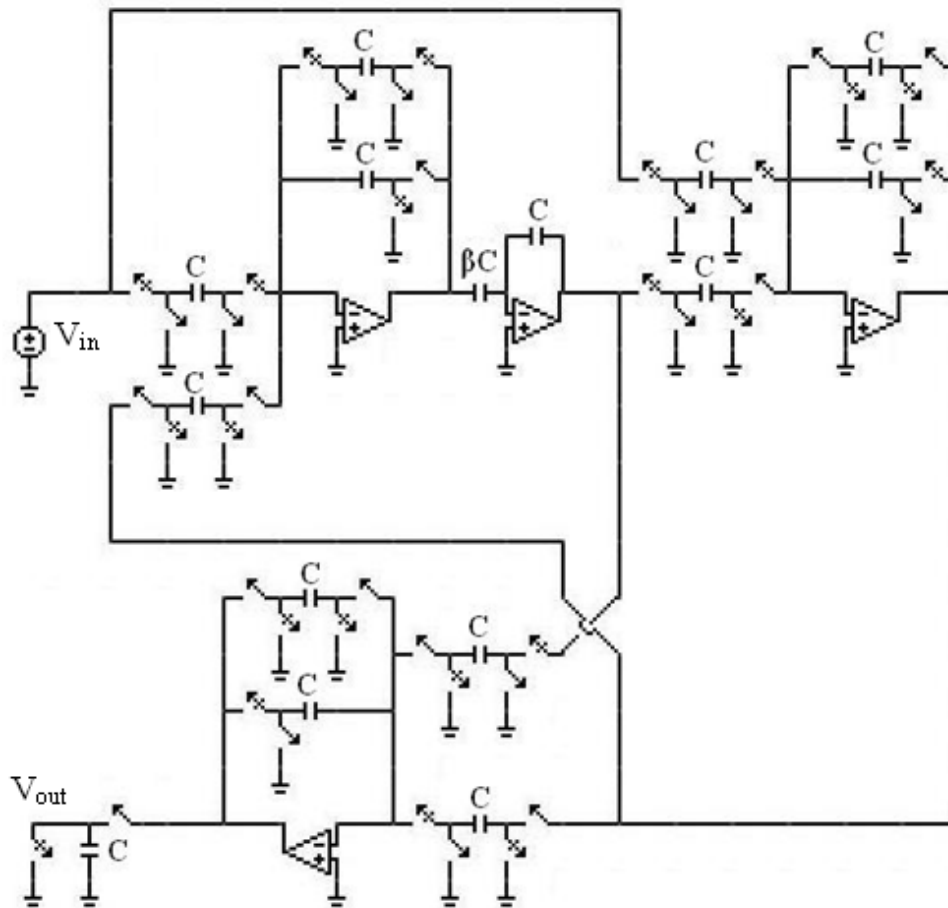


Fig. 3.14 – Circuito de filtro passa-tudo de primeira ordem, usando a técnica de capacitores chaveados.

III.5.5 FILTRO PASSA-TUDO DE SEGUNDA ORDEM

A Fig. 3.15, na página 26, representa um circuito de filtro passa-tudo de segunda ordem, comumente chamado de *biquad*, usando a técnica de capacitores chaveados. Pode-se mostrar que a função de transferência deste filtro é dada pela Eq. (III.8).

III.5.6 FILTROS PASSA-BANDA E NOTCH

A Fig. 3.16, na página 27, representa o circuito do filtro notch usando a técnica de capacitores chaveados. Observa-se que a função de transferência deste filtro é dada pela Eq. (III.11). As Figs. 3.17 e 3.18, na página 28, representam a variação do parâmetro β responsável pela sintonia da frequência central (ω_0) e a variação do parâmetro α responsável pelo controle da banda de passagem de 3 dB (ω_b), respectivamente.

A Fig. 3.19, na página 29, representa o circuito do filtro passa-banda usando a técnica de capacitores chaveados. A função de transferência deste filtro é dada pela Eq. (III.14). As Fig. 3.20 e 3.21, na página 30, representam a variação do parâmetro β responsável pela sintonia da frequência central (ω_0) e a variação do parâmetro α responsável pelo controle da banda de passagem de 3 dB (ω_b), respectivamente.

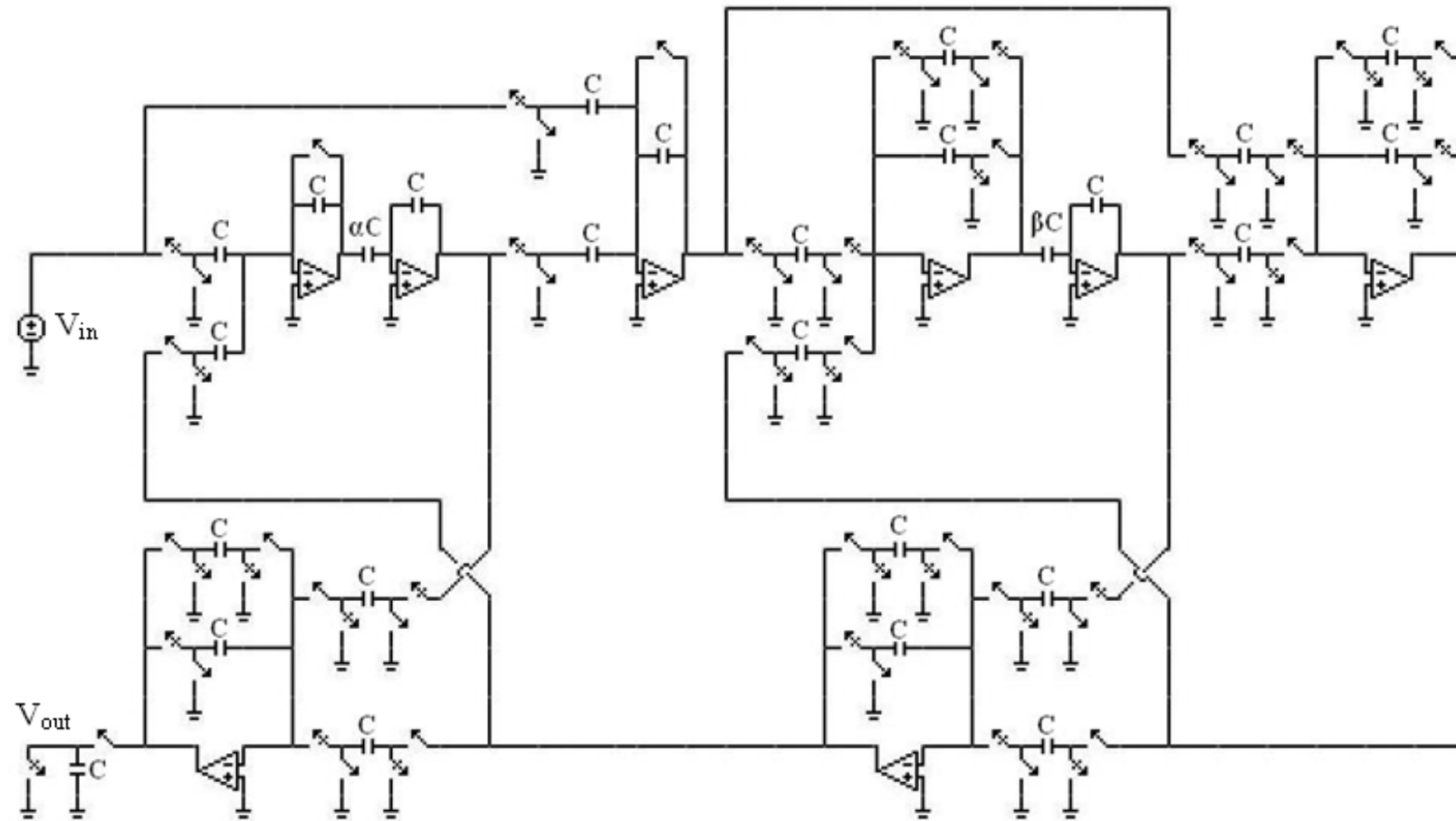


Fig. 3.15 – Circuito de filtro passa-tudo de segunda ordem usando a técnica de capacitores chaveados. Todos os capacitores C são capacitores unitários.

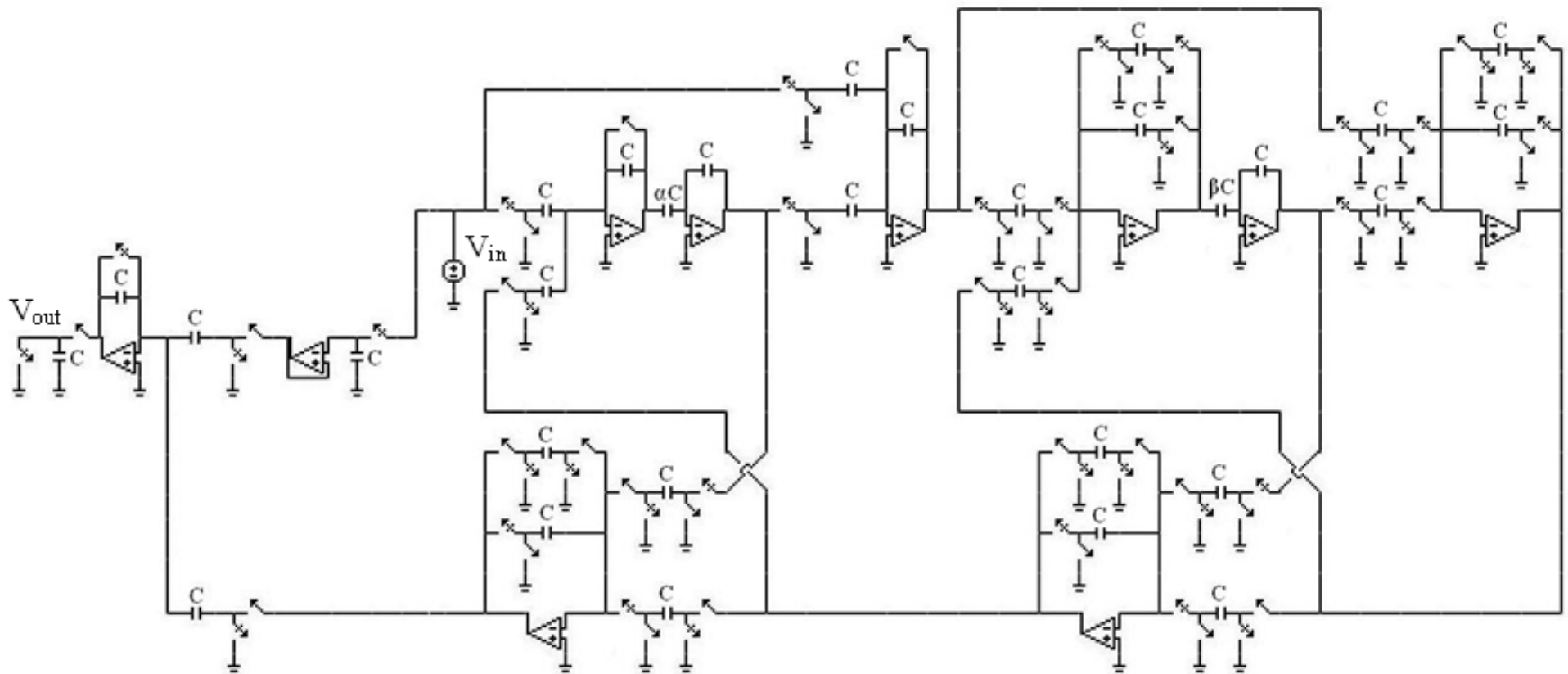


Fig. 3.16 – Circuito de filtro notch usando a técnica de capacitores chaveados. Todos os capacitores C são capacitores unitários.

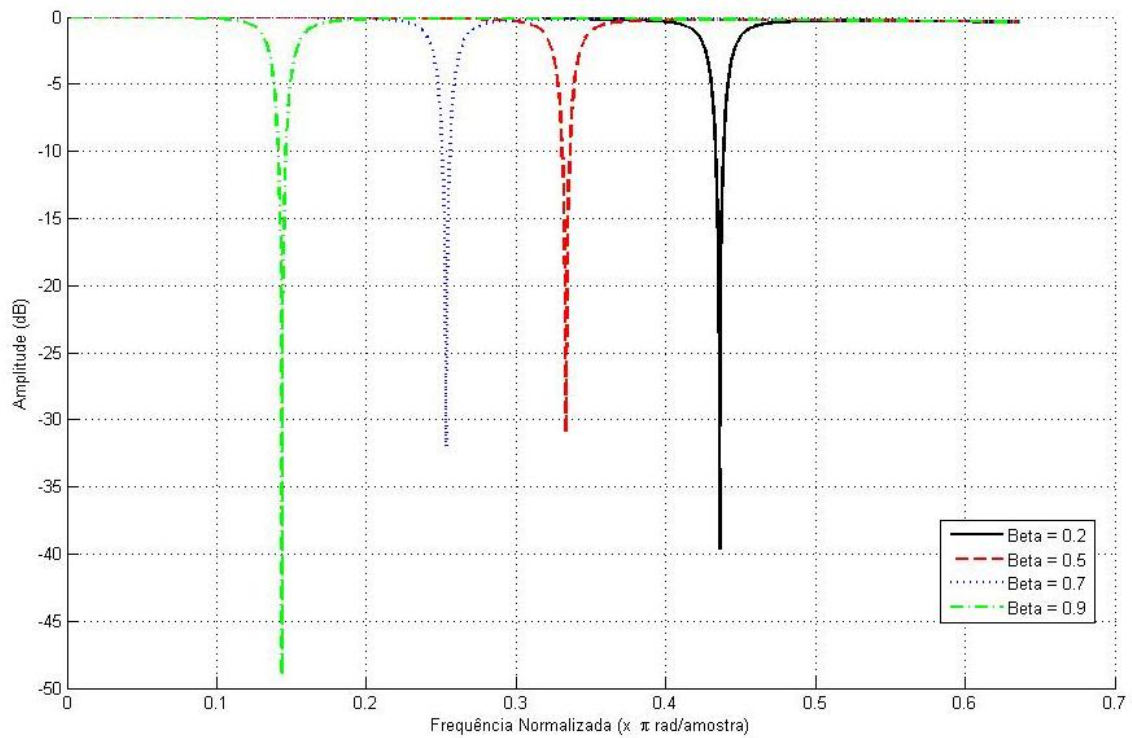


Fig. 3.17 – Efeito da variação do parâmetro β responsável pela sintonia da frequência central (ω_0) do filtro notch com $\omega_b = 0.051$ rad/amostra ($\alpha = 0.95$): $\omega_0 = 0.143$ rad/amostra ($\beta = 0.9$); $\omega_0 = 0.253$ rad/amostra ($\beta = 0.7$); $\omega_0 = 0.334$ rad/amostra ($\beta = 0.5$); e, $\omega_0 = 0.436$ rad/amostra ($\beta = 0.2$).

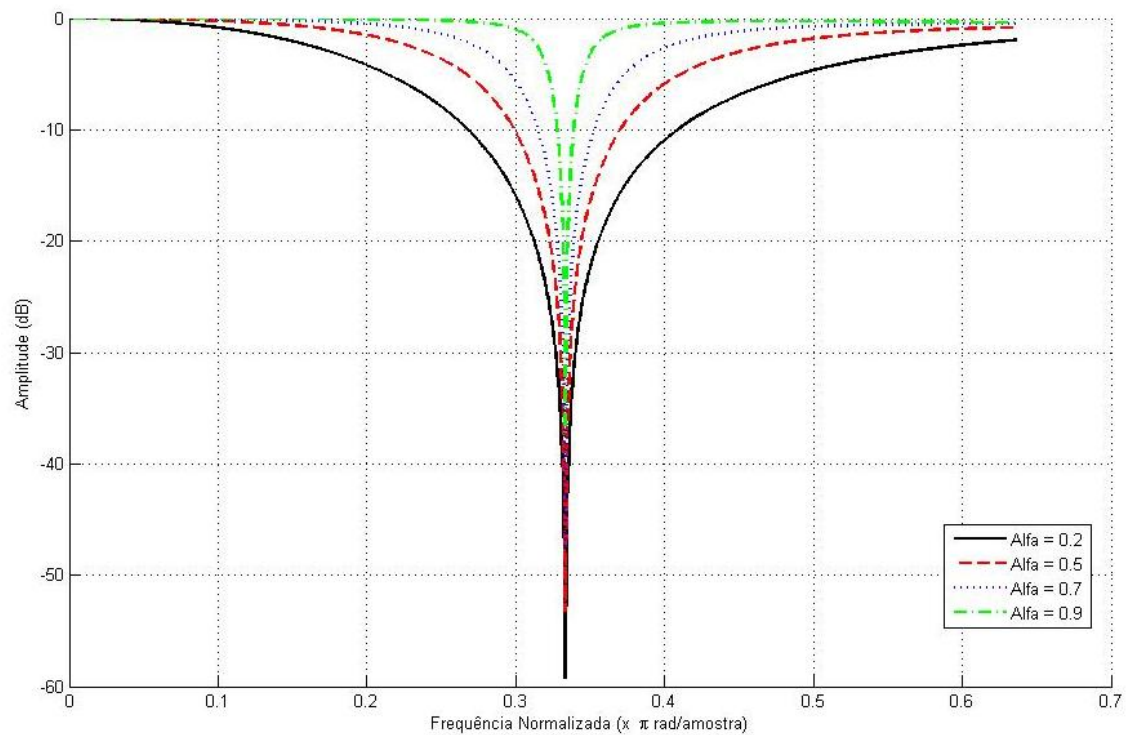


Fig. 3.18 – Efeito da variação do parâmetro α responsável pelo controle da banda de passagem de 3 dB (ω_b) do filtro notch com $\omega_0 = 0.333$ rad/amostra ($\beta = 0.5$): $\omega_b = 0.389$ rad/amostra ($\alpha = 0.2$); $\omega_b = 0.211$ rad/amostra ($\alpha = 0.5$); $\omega_b = 0.114$ rad/amostra ($\alpha = 0.7$); e, $\omega_b = 0.037$ rad/amostra ($\alpha = 0.9$).

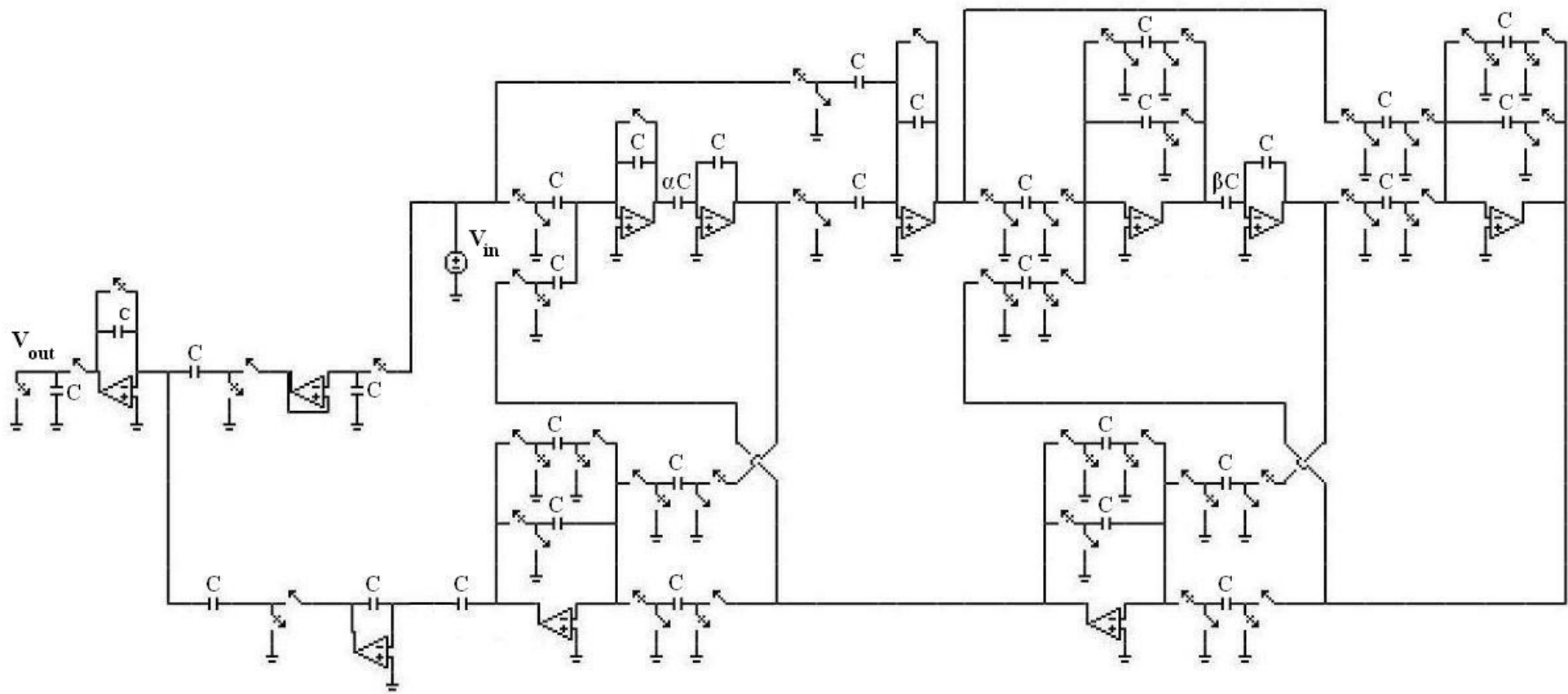


Fig. 3.19 – Circuito de filtro passa-banda usando a técnica de capacitores chaveados. Todos os capacitores C são capacitores unitários.

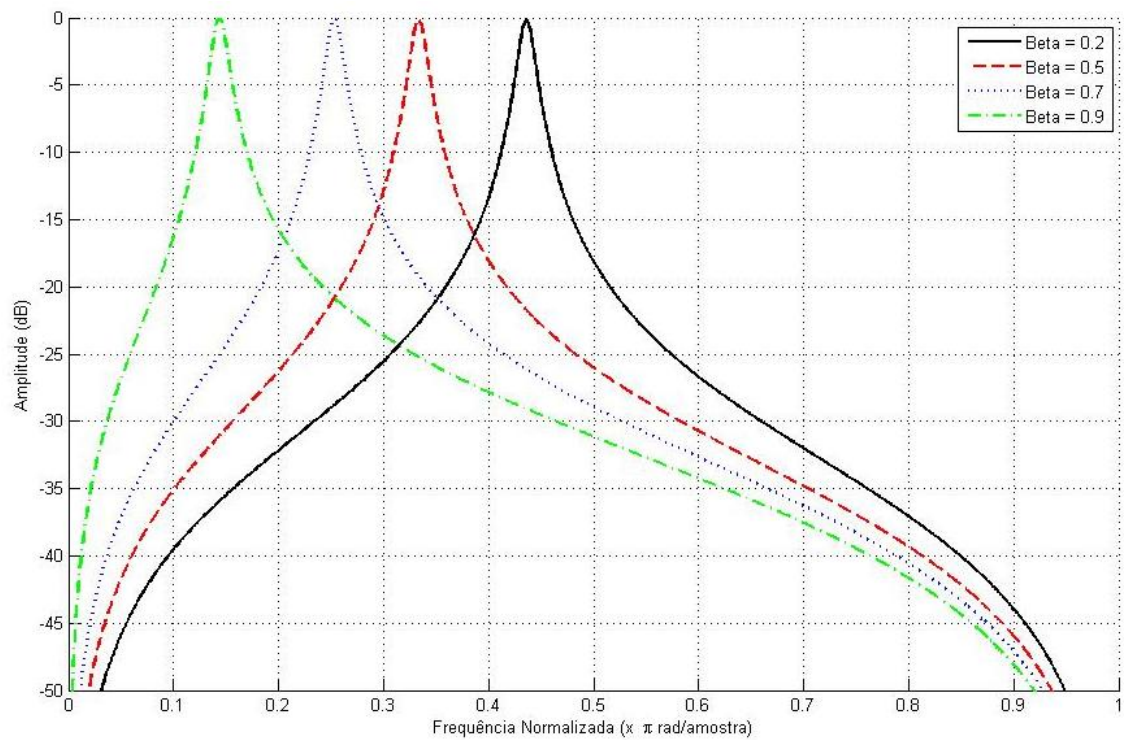


Fig. 3.20 – Efeito da variação do parâmetro β responsável pela sintonia da frequência central (ω_0) do filtro passa-banda com $\omega_b = 0.049$ rad/amostra ($\alpha = 0.95$): $\omega_0 = 0.436$ rad/amostra ($\beta = 0.2$); $\omega_0 = 0.333$ rad/amostra ($\beta = 0.5$); $\omega_0 = 0.253$ rad/amostra ($\beta = 0.7$); e, $\omega_0 = 0.144$ rad/amostra ($\beta = 0.9$).

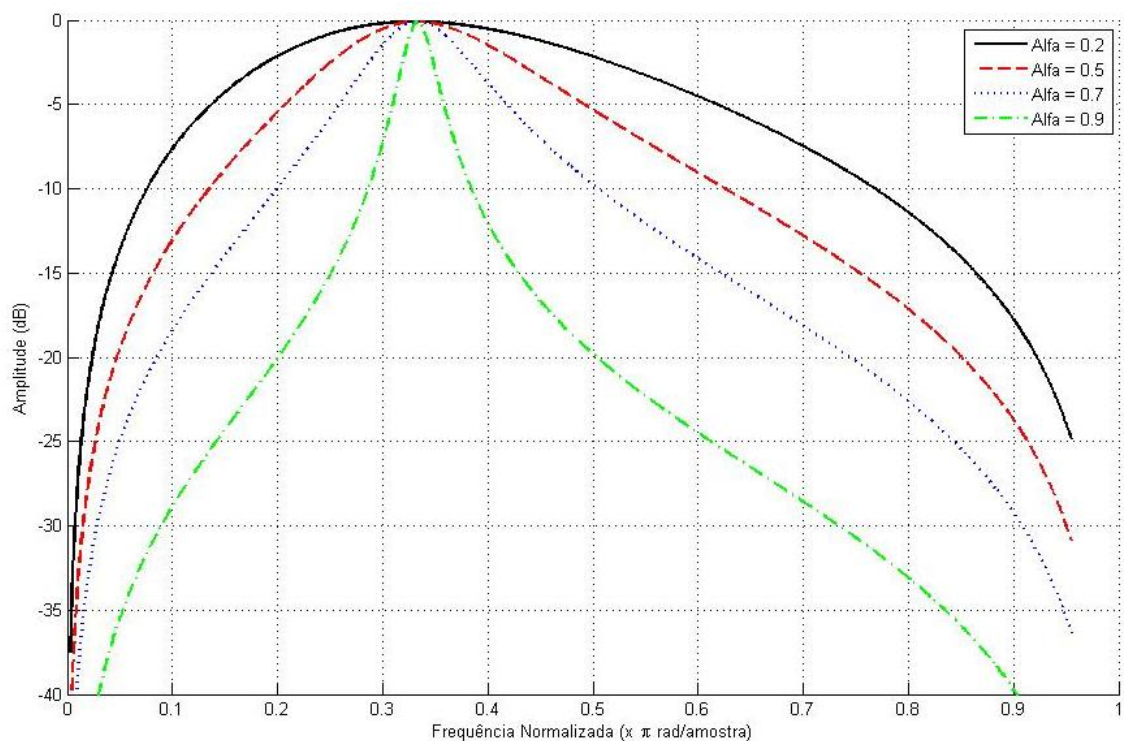


Fig. 3.21 – Efeito da variação do parâmetro α responsável pelo controle da banda de passagem de 3 dB (ω_b) do filtro passa-banda com $\omega_0 = 0.332$ rad/amostra ($\beta = 0.5$): $\omega_b = 0.362$ rad/amostra ($\alpha = 0.2$); $\omega_b = 0.199$ rad/amostra ($\alpha = 0.5$); $\omega_b = 0.108$ rad/amostra ($\alpha = 0.7$); e, $\omega_b = 0.033$ rad/amostra ($\alpha = 0.9$).

III.6 SINTONIA DIGITAL ATRAVÉS DAS REALIZAÇÕES DE α E β

Como apresentado na Seção II.2 [27] os valores de α e de β podem ser implementados com o uso de bancos de capacitores. Nos circuitos apresentados na Seção III.5, os capacitores αC e βC são realizados como ilustrados no exemplo da Fig. 3.22, onde as chaves são digitalmente controladas.

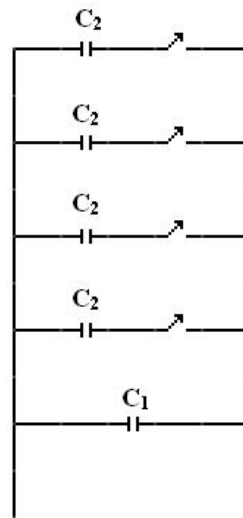


Fig. 3.22 – Esquema de ligação para a realização dos parâmetros α e β .

CAPÍTULO IV

SIMULAÇÕES E CÁLCULO DA SENSIBILIDADE

A seguir serão apresentadas simulações, utilizando o programa ASIZ [34], para os estudos de ganho infinito (ideal), de ganhos iguais a 1000, 2000, 5000, 10000 e 20000, para os circuitos dos filtros passa-banda e notch. Serão também apresentados os estudos das sensibilidades destes filtros quanto às variações dos multiplicadores α e β , além da comparação da estrutura apresentada nesta dissertação com outra estrutura muito utilizada para o estudo de filtros a capacitores chaveados.

IV.1 FATOR DE QUALIDADE E GANHO FINITO

O ganho de tensão é um dos principais parâmetros que caracterizam o desempenho de um amplificador operacional (AmpOp) real. O ganho finito tem como consequência, a necessidade de uma diferença de tensão não nula entre os terminais positivo e negativo da entrada do AmpOp, deixando, portanto, de constituir um curto-circuito virtual. Os AmpOps reais são também caracterizados por uma resposta em frequência de tipo passa-baixas. A natureza finita da largura de banda é consequência dos capacitores e das resistências parasitas inerentes aos transistores e interligações. Estas limitações afetam a frequência central e a banda de 3 dB dos circuitos desenvolvidos neste trabalho.

Nos integradores a capacitores chaveados, Fig. 4.1, os filtros sofrem os efeitos dos AmpOps de ganho finito e da largura de banda finita, como descritos em [27, 28].

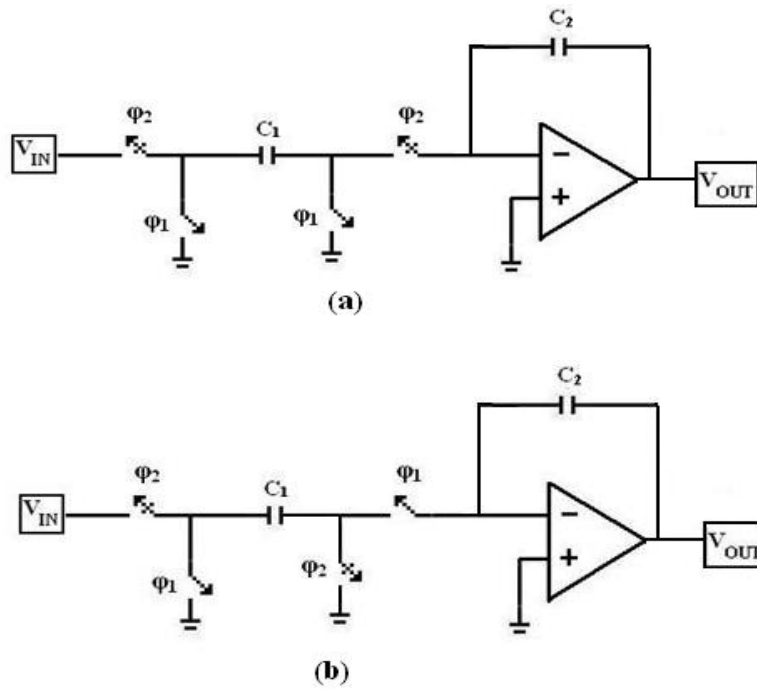


Fig. 4.1 – Integradores SC: (a) Inversor; (b) Não Inversor

Para um AmpOp com ganho e largura de banda infinitos, o integrador inversor da Fig. 4.1a, tem a sua função de transferência ideal $H_i(\omega)$ [28] dada por:

$$H_i(\omega) = \frac{-(C_1/C_2) e^{j(\omega T/2)}}{j2 \sin(\omega T/2)}, \quad (\text{IV.1})$$

onde T é o período de amostragem. A função de transferência ideal para o integrador não inversor da Fig. 4.1b é,

$$H_i(\omega) = \frac{(C_1/C_2) e^{-j(\omega T/2)}}{j2 \sin(\omega T/2)}. \quad (\text{IV.2})$$

A função de transferência de um integrador realizado por amplificadores cujos modelos incluem efeitos de ganho e banda de passagem finitos pode ser expressa na forma:

$$H_a(\omega) = \frac{H_i(\omega)}{[1-m(\omega)] e^{-j\theta(\omega)}}, \quad (\text{IV.3})$$

onde $m(\omega)$ é o erro da amplitude e $\theta(\omega)$ é o erro da fase do circuito do integrador. Para erros muito pequenos, ou seja, $m(\omega)$ e $\theta(\omega) \ll 1$, pode-se reescrever a Eq. (IV.3) da seguinte forma:

$$H_a(\omega) \cong \frac{H_i(\omega)}{[1 - m(\omega) - j\theta(\omega)]}. \quad (\text{IV.4})$$

Assumindo que o AmpOp tem um ganho finito A_0 , a função de transferência de ambos os integradores é:

$$H_a(\omega) = \frac{H_i(\omega)}{\left[1 + \frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{C_1}{2C_2} \right) - j \frac{\left(\frac{C_1}{C_2} \right)}{2A_0 \tan\left(\frac{\omega T}{2}\right)} \right]}. \quad (\text{IV.5})$$

As equações dos erros de $m(\omega)$ e $\theta(\omega)$ e as equações da avaliação aproximada dos termos de erro da frequência de ganho unitária ω_u , podem ser encontradas na Tabela I, onde ω_u é dada por:

$$\omega_u = \frac{2}{T} \frac{1}{\sin\left(\frac{C_1}{2C_2}\right)}. \quad (\text{IV.6})$$

TABELA I [28] – Equações de Erros.

ERROS DEVIDO AO GANHO FINITO A_0	PARA AMBOS OS INTEGRADORES:	
	$m(\omega) = -\frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right) \qquad \theta(\omega) = \frac{C_1/C_2}{2 A_0 \tan\left(\frac{\omega T}{2}\right)}$	
ERROS DEVIDO A LARGURA DE BANDA DE GANHO UNITÁRIO (f_f)	INTEGRADOR INVERSOR:	INTEGRADOR NÃO INVERSOR:
	$m(\omega) \cong -e^{-k_1} \left[1 - \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2}\right) \cos(\omega T)\right]$ $\theta(\omega) \cong -e^{-k_1} \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2}\right) \sin(\omega T)$	$m(\omega) \cong -e^{-k_1} \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2}\right)$ $\theta(\omega) \cong 0$
	PARA $(\omega_0 T) \ll 1$:	PARA $(\omega_0 T) \ll 1$:
	$m(\omega_0) \cong -2\pi \left(\frac{f_0}{f_a}\right) e^{-\pi \left(\frac{f_f}{f_a}\right)}$ $\theta(\omega_0) \cong m(\omega_0)$	$m(\omega_0) \cong -2\pi \left(\frac{f_0}{f_a}\right) e^{-\pi \left(\frac{f_f}{f_a}\right)}$ $\theta(\omega_0) \cong 0$
$k_1 = \pi \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2}\right) \left(\frac{f_f}{f_a}\right)$		$f_a = \text{frequência do relógio} = 1 / T$

Os circuitos de segunda ordem são afetados por vários erros de amplitude ($m(\omega)$) e de fase ($\theta(\omega)$), devido ao uso de diversos integradores inversores e não inversores. Para minimizar esses erros utiliza-se um fator de qualidade (Q) alto. Assumindo um alto valor de Q, a frequência referente à região de influência do polo do circuito de segunda ordem (ω_p) é dada por [28]:

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} \cong \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n m_i(\omega_0), \quad (\text{IV.7})$$

onde n é o número de integradores do circuito.

Similarmente, se os integradores apresentarem erros de fase, o valor de Q do pólo do circuito, Q_a , em relação ao Q nominal é [28]:

$$Q_a \cong \frac{Q}{1+Q \sum_{i=1}^n \theta_i(\omega_0)}. \quad (\text{IV.8})$$

O ganho máximo de amplitude de um circuito *biquad* a capacitores chaveados depende da razão de capacitâncias do circuito [29]. Como uma regra prática, para filtros passa-banda, *biquads* passa-baixa de baixo Q ($Q < 1/2$), e *biquads* passa-alta de baixo Q, o ganho máximo é normalizado para a unidade, enquanto que para *biquads* passa-baixa e *biquads* passa-alta de alto Q ($Q > 3$), o ganho máximo é obtido em função do fator de qualidade total do circuito e da função de transferência ($H(z)$) do circuito [30, 31, 32].

A análise acima para a avaliação dos efeitos de banda de passagem finita do amplificador é baseada na premissa de que a frequência do sinal de entrada é muito menor que a frequência de amostragem, ou equivalentemente, $(\omega_0 T/2) \ll 1$. Este é um limite imposto em muitas implementações de circuitos a capacitores chaveados, cujas estruturas são derivadas de filtros contínuos no tempo. A estrutura proposta neste trabalho, por outro lado, foi desenvolvida diretamente no domínio discreto, ou seja, a partir das funções de transferência que são funções de z , como mostrado no Cap. III. Portanto, os filtros projetados são capazes de processar com precisão sinais de entrada com frequências próximas à metade da frequência de amostragem. As limitações de ganho finito, por outro lado, são importantes na determinação da complexidade do circuito do AmpOp em realização em circuito integrado.

No estudo mostrado a seguir procura-se determinar o valor mínimo de ganho que os AmpOps podem assumir de forma que a distorção na resposta em frequência seja desprezível. Uma vez que o produto ganho x banda passante é constante para uma determinada arquitetura de AmpOp, este estudo auxiliará o projeto de AmpOps de ganho baixo e banda passante elevada.

IV.2 VARIAÇÕES DA RESPOSTA PARA O ESTUDO DOS EFEITOS DOS GANHOS FINITOS

A Fig. 4.2, na página 38, apresenta o filtro passa-banda usado para o estudo dos efeitos dos ganhos finitos (G) dos amplificadores, por ser mais fácil sua visualização. Os valores de α e de β foram arbitrados como sendo α igual a 0.95 e β igual a 0.5. Observe que neste circuito está presente o fator “ τ ” no capacitor de saída, sendo que este parâmetro é responsável pelo fator multiplicativo e estudo do ganho. As Figs. 4.3, 4.4, 4.5, 4.6 e 4.7 apresentam os gráficos obtidos com o Programa Asiz [34], na

comparação de diversos valores de ganho finito do AmpOp (G), variando o valor de τ , com o objetivo de normalizar as respostas em frequência de forma que o valor máximo seja igual a 0 dB. Nestes gráficos estão indicadas as frequências de corte inferior (ω_1) e superior (ω_2) e a frequência central (ω_0) para os ganhos finitos (1000, 2000, 5000, 10000 e 20000), e para o ganho infinito (ideal).

Com a utilização do multiplicador τ , a equação do filtro passa-banda é:

$$\frac{V_{o1}(z)}{V_{in}(z)} = \frac{1}{2} (1 - \alpha) \tau \left(\frac{1 - z^{-2}}{1 - \beta(1 + \alpha)z^{-1} + \alpha z^{-2}} \right) \quad (\text{IV.9})$$

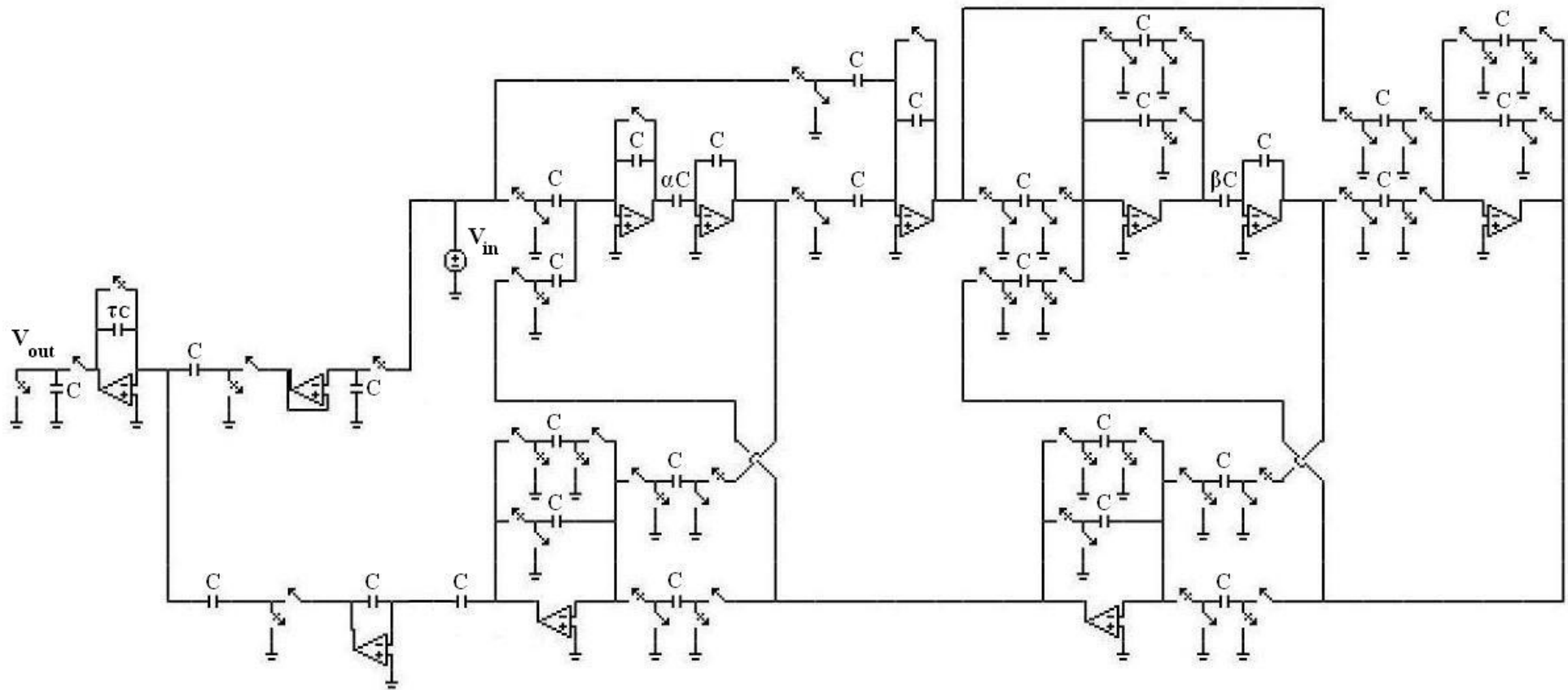


Fig. 4.2 – Circuito de filtro passa-banda usando a técnica de capacitores chaveados para estudo dos efeitos do ganho finito do AmpOp.

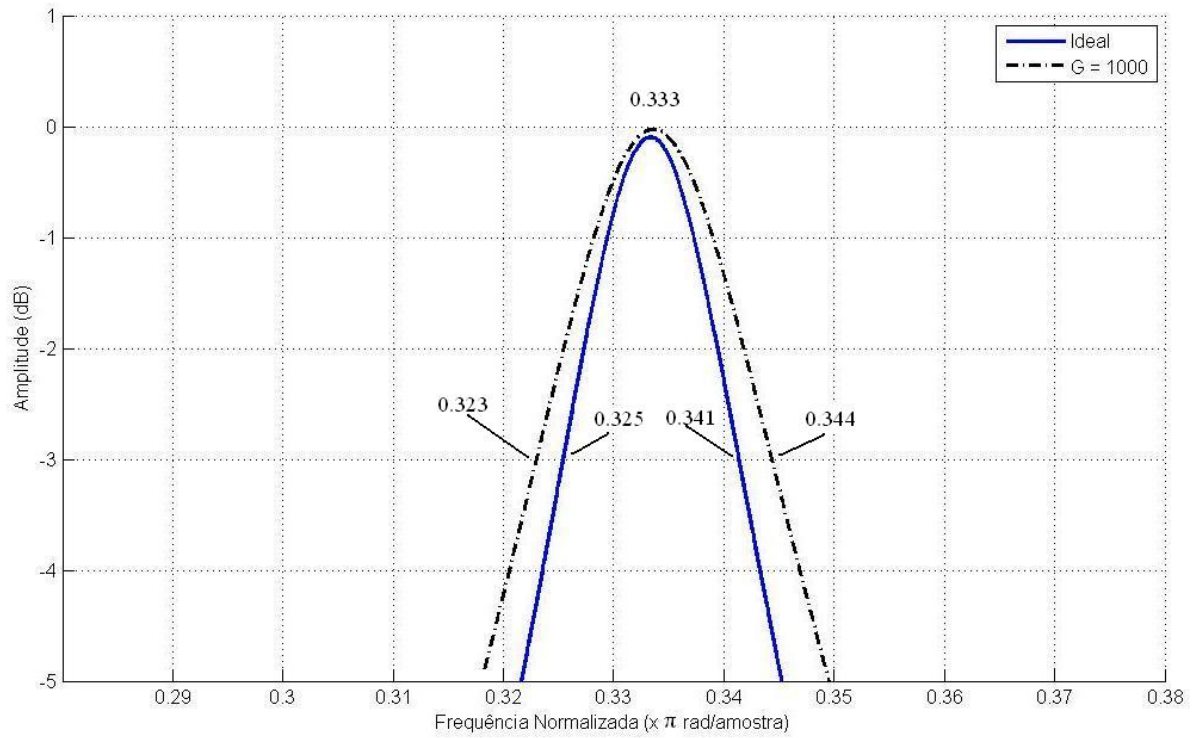


Fig. 4.3 - Gráfico do filtro passa-banda com $\tau = 0.81$, comparando o ganho de 1.000 com o valor ideal, ou seja, infinito.

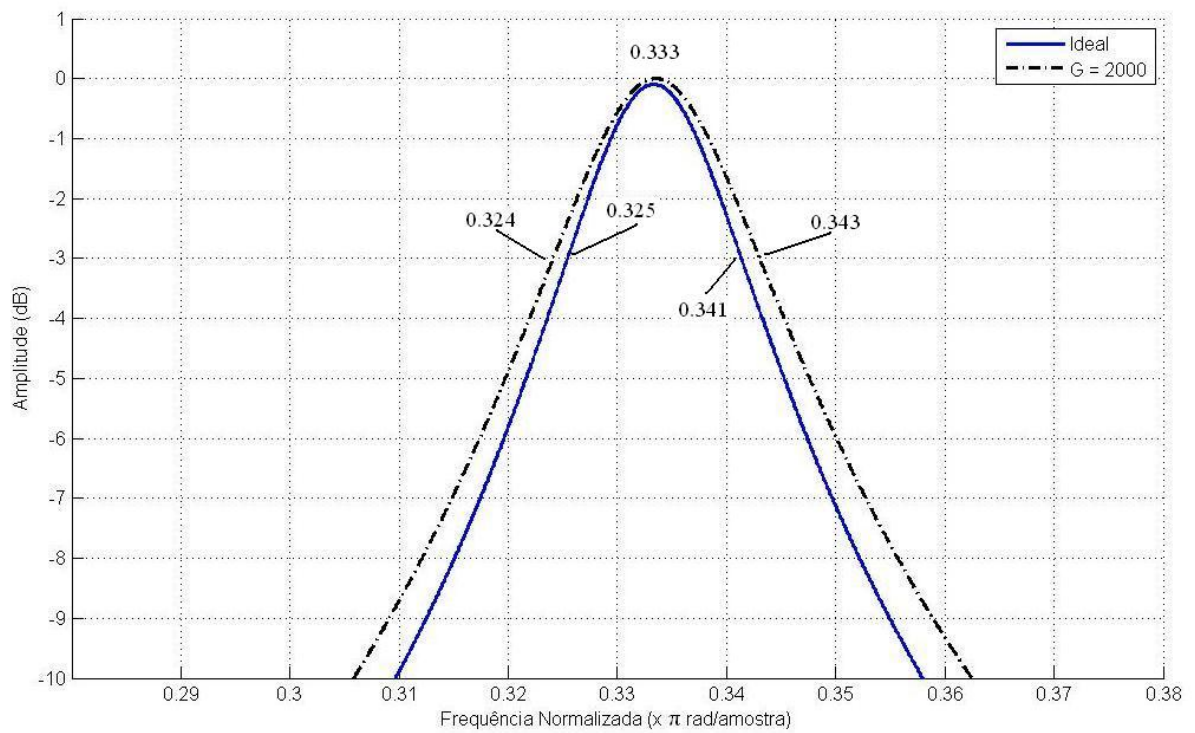


Fig. 4.4 - Gráfico do filtro passa-banda com $\tau = 0.89$, comparando o ganho de 2.000 com o valor ideal.

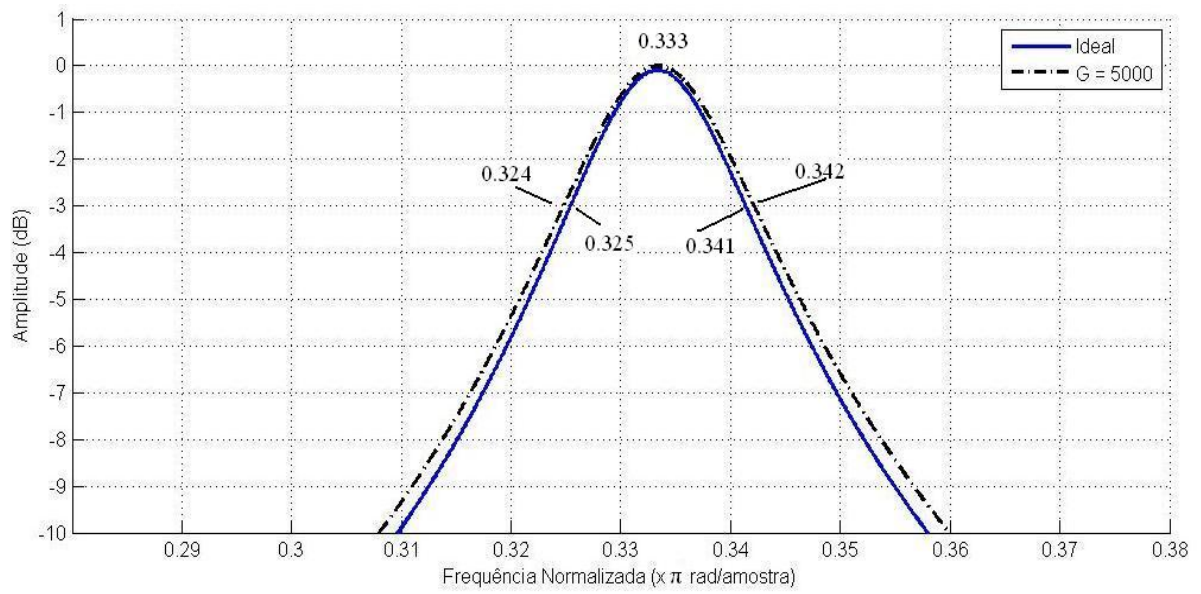


Fig. 4.5 - Gráfico do filtro passa-banda com $\tau = 0.953$, comparando o ganho de 5.000 com o valor ideal.

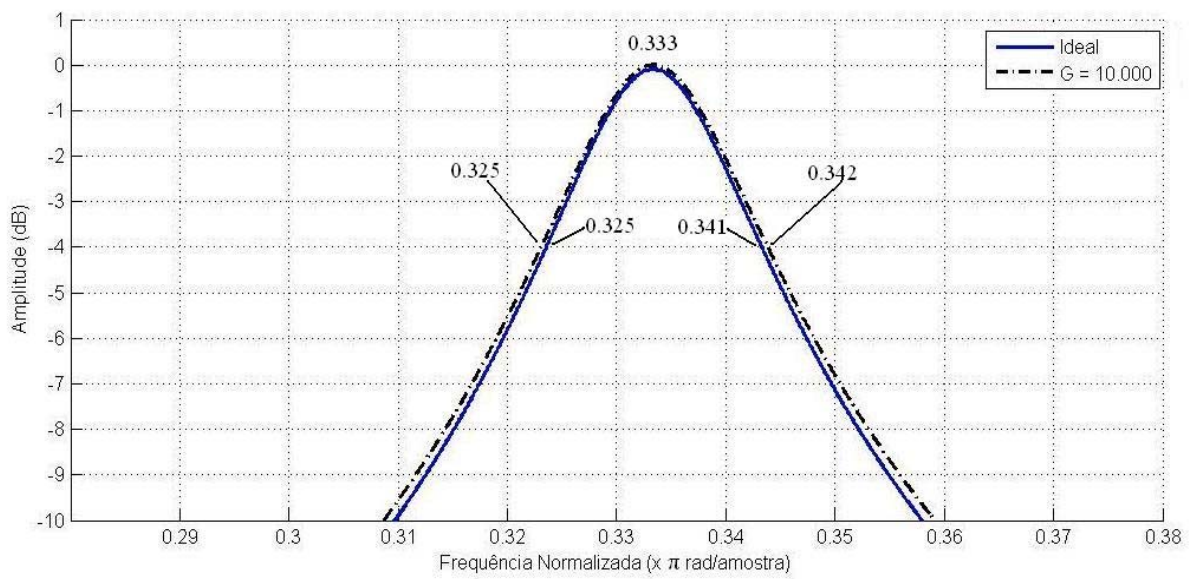


Fig. 4.6 - Gráfico do filtro passa-banda com $\tau = 0.976$, comparando o ganho de 10.000 com o valor ideal.

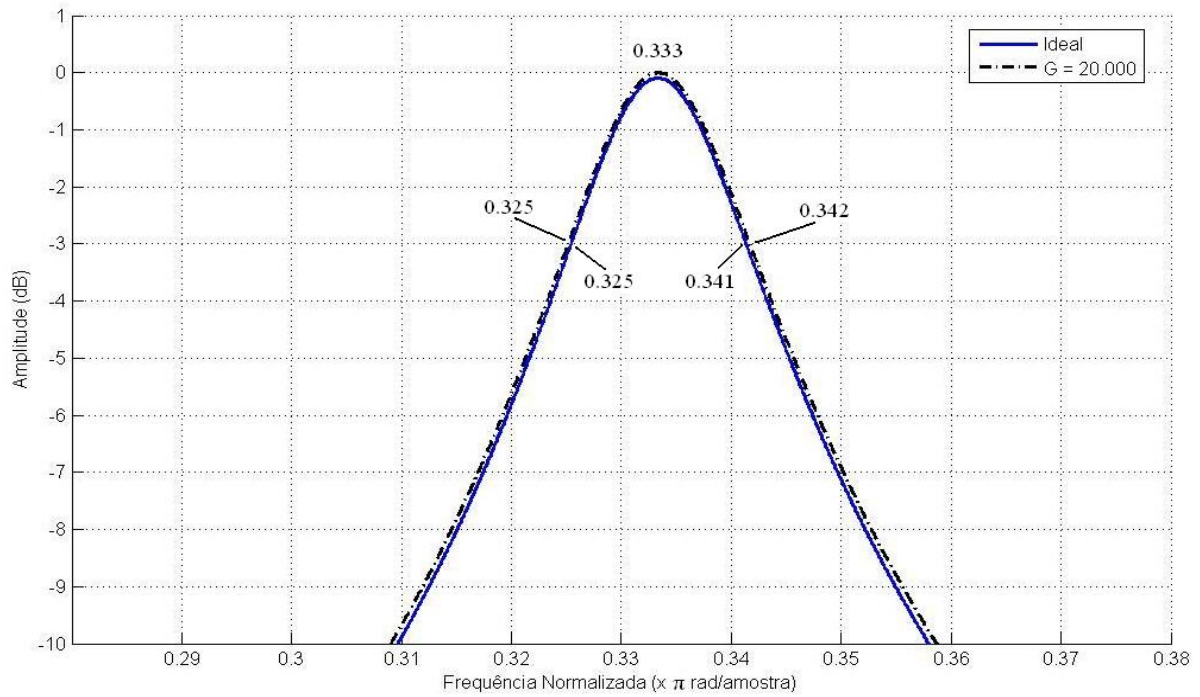


Fig. 4.7 - Gráfico do filtro passa-banda com $\tau = 0.988$, comparando o ganho de 20.000 com o valor ideal.

Na Tabela II estão apresentados os valores da frequência central (ω_0) e os valores da largura de banda (ω_b) dos gráficos apresentados anteriormente, em relação ao ganho (G) e ao parâmetro τ .

Para o cálculo do Fator de Qualidade (Q), foi empregada a equação:

$$Q = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{\omega_0}{\omega_b} \quad (\text{IV.10})$$

TABELA II - Frequência central, Frequência de largura de banda e Fator de qualidade em relação ao ganho para o circuito proposto

G	τ	ω_1 (rad/a)	ω_2 (rad/a)	ω_b (rad/a)	ω_0 (rad/a)	Q
Ideal	1.000	0.325	0.341	0.016	0.333	20.8125
1.000	0.810	0.323	0.344	0.021	0.333	15.8571
2.000	0.890	0.324	0.343	0.019	0.333	17.5263
5.000	0.953	0.324	0.342	0.018	0.333	19.1609
10.000	0.976	0.325	0.342	0.017	0.333	19.5882
20.000	0.988	0.325	0.342	0.017	0.333	19.5882

Os resultados indicados na Tabela II mostram que a frequência central não é afetada por AmpOps com ganhos finitos tão baixos como 1.000. Além disso, o fator de

qualidade do filtro passa-banda diminui quando o ganho do AmpOp diminui, como esperado. Em particular para ganhos da ordem de 20.000, ou seja 86 dB, o fator de qualidade diminui em cerca de 1%. Portanto, amplificadores operacionais com topologia em configuração cascode regulado [26] podem utilizados para satisfazer esses requisitos. Em aplicações em que um erro em torno de 5% no fator de qualidade puder ser tolerado, amplificadores ainda mais simples, com ganho finito igual a 5.000 (74 dB) poderão ser empregados. Estas conclusões podem ser extendidas para o filtro notch.

IV.3 ESTUDO DAS SENSIBILIDADES DOS FILTROS PASSA-BANDA E NOTCH A VARIAÇÕES DOS MULTIPLICADORES α e β

A sensibilidade da resposta em frequência de módulo de um circuito, numa frequência ω , em relação a um componente x é definida por

$$S_x^{|H(\omega)|} = \frac{x}{|H(\omega)|} \frac{\partial |H(\omega)|}{\partial x}. \quad (\text{IV.11})$$

Portanto, o erro percentual da resposta em frequência de módulo pode ser escrita como

$$\frac{\Delta |H(\omega)|}{|H(\omega)|} = \frac{\Delta x}{x} S_x^{|H(\omega)|}. \quad (\text{IV.12})$$

Como as funções de transferência dos filtros *notch* e passa-banda desenvolvidos neste trabalho dependem apenas dos multiplicadores α e β , então o erro percentual causado por variações simultâneas desses multiplicadores na resposta em frequência de módulo será:

$$\frac{\Delta |H(\omega)|}{|H(\omega)|} = \frac{\Delta \alpha}{\alpha} S_\alpha^{|H(\omega)|} + \frac{\Delta \beta}{\beta} S_\beta^{|H(\omega)|}. \quad (\text{IV.13})$$

Nas seções seguintes serão desenvolvidas as expressões das variações percentuais das respostas em frequência de módulo indicadas pela Eq. (IV.13) com o objetivo de avaliar o desempenho dos circuitos notch e passa-banda propostos neste trabalho.

IV.3.1. Sensibilidade do Filtro Notch

A resposta em frequência do filtro notch é obtida substituindo z por $e^{j\omega}$ na Eq. (III.11), ou seja,

$$H_N(\omega) = \frac{1+\alpha}{2} \frac{1-2\beta e^{-j\omega} + e^{-j2\omega}}{1-\beta(1+\alpha)e^{-j\omega} + \alpha e^{-j2\omega}}, \quad (\text{IV.14})$$

que pode ser reescrita como

$$H_N(\omega) = \frac{\cos \omega - \beta}{\cos \omega - \beta + j\left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin \omega\right)}. \quad (\text{IV.15})$$

Portanto,

$$|H_N(\omega)|^2 = \frac{(\cos \omega - \beta)^2}{(\cos \omega - \beta)^2 + \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin \omega\right)^2}. \quad (\text{IV.16})$$

IV.3.1.1. Obtenção de $S_\alpha^{|H_N(\omega)|}$

Para o cálculo da sensibilidade de $|H_N(\omega)|$ em relação ao multiplicador α , utilizamos a seguinte propriedade [36]:

$$S_\alpha^{|H_N(\omega)|} = \frac{1}{2} S_\alpha^{|H_N(\omega)|^2}. \quad (\text{IV.17})$$

Portanto, calculamos inicialmente da Eq. (IV.16),

$$\frac{\partial |H_N(\omega)|^2}{\partial \alpha} = \frac{4}{(1+\alpha)^2} \frac{(\cos \omega - \beta)^2 \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin \omega\right)}{\left((\cos \omega - \beta)^2 + \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin \omega\right)^2\right)^2} \quad (\text{IV.18})$$

e finalmente, pelas Eqs. (IV.16) e (IV.17) obtemos:

$$S_{\alpha}^{|H_N(\omega)|} = \frac{2\alpha}{(1+\alpha)^2} \frac{\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin\omega}{(\cos\omega - \beta)^2 + \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin\omega\right)^2} . \quad (\text{IV.19})$$

IV.3.1.2. Obtenção de $S_{\beta}^{|H_N(\omega)|}$

Da Eq. (IV.16) obtemos, neste caso,

$$\frac{\partial |H_N(\omega)|^2}{\partial \beta} = \frac{-2(\cos\omega - \beta) \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin\omega\right)^2}{\left((\cos\omega - \beta)^2 + \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin\omega\right)^2\right)^2} \quad (\text{IV.20})$$

e portanto,

$$S_{\beta}^{|H_N(\omega)|} = \frac{1}{2} S_{\beta}^{|H_N(\omega)|^2} = \frac{-\beta \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin\omega\right)^2}{(\cos\omega - \beta) \left((\cos\omega - \beta)^2 + \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin\omega\right)^2\right)} . \quad (\text{IV.21})$$

IV.3.1.3. Obtenção da Variação $\Delta|H_N(\omega)|/|H_N(\omega)|$

Supondo uma variação percentual

$$\frac{\Delta\alpha}{\alpha} = \frac{\Delta\beta}{\beta} = \varepsilon \quad (\text{IV.22})$$

de realização das razões de capacitores que implementam os coeficientes do filtro notch, o erro total na resposta em frequência de módulo será, de acordo com a Eq. (IV.13),

$$\frac{\Delta|H_N(\omega)|}{|H_N(\omega)|} = \left(S_\alpha^{|H_N(\omega)|} + S_\beta^{|H_N(\omega)|} \right) \varepsilon. \quad (\text{IV.23})$$

Substituindo as Eqs. (IV.18) e (IV.21) na Eq. (IV.23), obtemos finalmente:

$$\frac{\Delta|H_N(\omega)|}{|H_N(\omega)|} = \frac{\left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin\omega \right) \left(\frac{2\alpha}{(1+\alpha)^2} (\cos\omega - \beta) - \beta \frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin\omega \right)}{(\cos\omega - \beta) \left((\cos\omega - \beta)^2 + \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin\omega \right)^2 \right)} \varepsilon. \quad (\text{IV.24})$$

Na Fig. 4.8 são apresentadas as variações percentuais das respostas em frequência de filtros notch considerando um erro percentual de 1% nos coeficientes α e β , que é um valor realista em realizações em circuito integrado. Nos exemplos, a banda de 3 dB é igual a $\omega_b = \pi/10$ e as frequências centrais são $\omega_0 = \pi/5, \pi/3$ e $\pi/2$ e $\pi/1.1$. É importante observar que as variações são relativamente pequenas, indicando que o circuito do filtro notch possui baixa sensibilidade a variações nos multiplicadores, exceto evidentemente, na região de frequências onde as curvas são descontínuas. As discontinuidades ocorrem na frequência ω_0 de cada curva, como indicado pela Eq. (IV.24), pois o fator $\cos\omega - \beta$ é igual a zero em $\omega = \omega_0$, uma vez que por definição (Eq. (III.15)), $\cos\omega_0 = \beta$, e portanto,

$$\lim_{\omega \rightarrow \omega_0} \frac{\Delta|H_N(\omega)|}{|H_N(\omega)|} = \infty. \quad (\text{IV.25})$$

A exceção ocorre quando $\omega_0 = \pi/2$ (curva pontilhada), como mostrado a seguir, uma vez que nesse caso $\beta = \cos(\pi/2) = 0$.

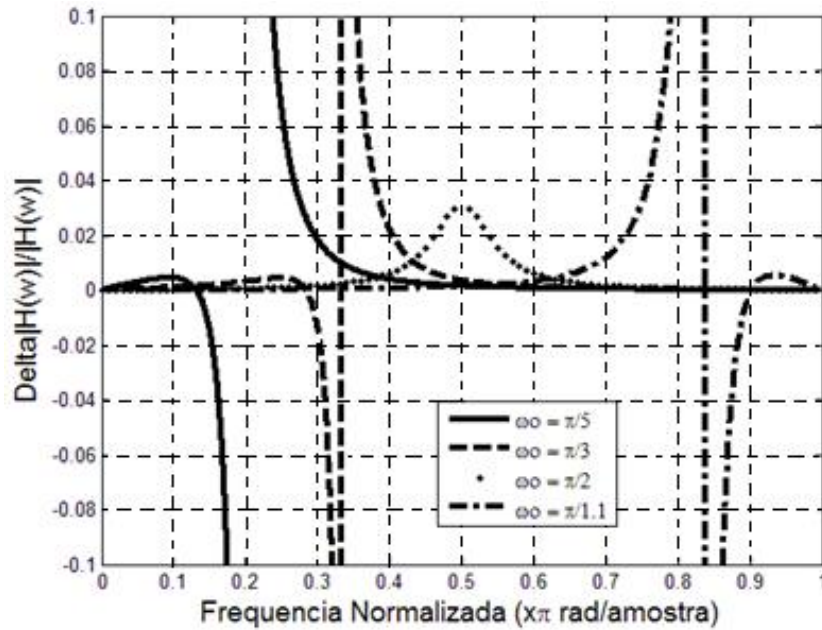


Fig. 4.8 – Variação percentual na resposta em frequência de módulo do filtro notch considerando erro percentual de 1% nos multiplicadores α e β : nos 4 casos $\omega_b = \pi/10$.

- Variação $\Delta|H_N(\omega)|/|H_N(\omega)|$ para $\omega_0 = \pi/2$

No caso em que $\omega_0 = \pi/2$ (curva pontilhada), $\beta = \cos(\pi/2) = 0$, e conseqüentemente a Eq. (IV.24) se torna

$$\frac{\Delta|H_N(\omega)|}{|H_N(\omega)|} = \frac{\left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin \omega\right) \left(\frac{2\alpha}{(1+\alpha)^2}\right)}{(\cos \omega)^2 + \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin \omega\right)^2} \varepsilon, \quad (\text{IV.26})$$

onde se pode observar que a variação percentual da resposta de módulo é contínua para todos os valores de ω . A Fig. 4.9 mostra as curvas para quatro diferentes valores de bandas de 3 dB, considerando uma variação percentual de 1% no multiplicador α .

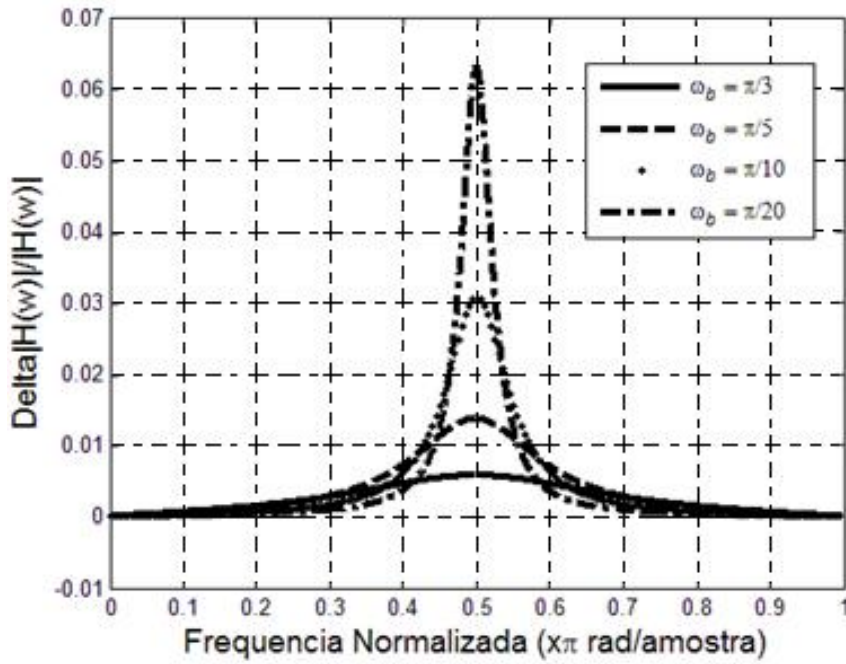


Fig. 4.9 – Variação percentual na resposta em frequência de módulo do filtro notch considerando erro percentual de 1% no multiplicador α : nos 4 casos $\omega_0 = \pi/2$.

Pode-se mostrar que o valor máximo ocorre na frequência $\omega = \pi/2$. Basta igualar a derivada da Eq. (IV.26) a zero, resultando em

$$\max_{\omega} \frac{\Delta|H_N(\omega)|}{|H_N(\omega)|} = \frac{\Delta|H_N(\pi/2)|}{|H_N(\pi/2)|} = \left[\frac{\Delta|H_N|}{|H_N|} \right]_{max} = \frac{2\alpha}{1-\alpha^2} \varepsilon. \quad (IV.27)$$

Para $\omega_b = \pi/10$, por exemplo, usando a Eq. (III.16) temos $2\alpha/(1+\alpha^2) = \cos(\omega_b) = 0.951$, que resulta $\alpha = 0.727$. Substituindo esse valor na Eq. (IV.27) obtemos a variação máxima

$$\left[\frac{\Delta|H_N|}{|H_N|} \right]_{max} = 3.079 \varepsilon = 0.0308 \quad (IV.28)$$

que está de acordo com o valor máximo do gráfico pontilhado da Fig. 4.9.

IV.3.2. Sensibilidade do Filtro Passa-Banda

De forma semelhante ao estudo acima relativo às propriedades de sensibilidade do filtro notch, inicialmente substituímos z por $e^{j\omega}$ na Eq. (III.14), o que resulta em

$$H_{PB}(\omega) = \frac{1}{2} (1 - \alpha) \frac{1 - e^{-j2\omega}}{1 - \beta(1+\alpha)e^{-j\omega} + \alpha e^{-j2\omega}}, \quad (\text{IV.29})$$

ou na forma mais conveniente,

$$H_{PB}(\omega) = \frac{j\left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin\omega\right)}{\cos\omega - \beta + j\left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin\omega\right)}. \quad (\text{IV.30})$$

IV.3.2.1. Obtenção de $S_{\alpha}^{|H_{PB}(\omega)|}$

Da Eq. (IV.30) segue que

$$|H_{PB}(\omega)|^2 = \frac{\left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin\omega\right)^2}{(\cos\omega - \beta)^2 + \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin\omega\right)^2}, \quad (\text{IV.31})$$

de onde calculamos

$$\frac{\partial |H_{PB}(\omega)|^2}{\partial \alpha} = \frac{-4(1-\alpha)}{(1+\alpha)^3} \frac{(\sin\omega (\cos\omega - \beta))^2}{\left((\cos\omega - \beta)^2 + \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin\omega\right)^2\right)^2}. \quad (\text{IV.32})$$

Usando as Eqs. (IV.31) e (IV.17) obtemos finalmente,

$$S_{\alpha}^{|H_{PB}(\omega)|} = \frac{-2\alpha}{1-\alpha^2} \frac{(\cos\omega - \beta)^2}{(\cos\omega - \beta)^2 + \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin\omega\right)^2}. \quad (\text{IV.33})$$

IV.3.2.2. Obtenção de $S_{\beta}^{|H_{PB}(\omega)|}$

Derivando a Eq. (IV.31) em relação a β obtemos

$$\frac{\partial |H_{PB}(\omega)|^2}{\partial \beta} = \frac{2(\cos\omega - \beta) \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin\omega\right)^2}{\left((\cos\omega - \beta)^2 + \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin\omega\right)^2\right)^2}. \quad (\text{IV.34})$$

Finalmente, como mostrado anteriormente, podemos calcular

$$S_{\beta}^{|H_{PB}(\omega)|} = \frac{\beta(\cos\omega - \beta)}{(\cos\omega - \beta)^2 + \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin\omega\right)^2}. \quad (\text{IV.35})$$

IV.3.2.3. Obtenção da Variação $\Delta|H_{PB}(\omega)|/|H_{PB}(\omega)|$

Assumindo que as variações percentuais dos multiplicadores α e β são iguais, como na Eq. (IV.22), o erro da resposta em frequência de módulo do filtro passa-banda será

$$\frac{\Delta|H_{PB}(\omega)|}{|H_{PB}(\omega)|} = \left(S_{\alpha}^{|H_{PB}(\omega)|} + S_{\beta}^{|H_{PB}(\omega)|} \right) \varepsilon. \quad (\text{IV.36})$$

Substituindo as Eq. (IV.33) e (IV.35) na Eq. (IV.36) obtemos,

$$\frac{\Delta|H_{PB}(\omega)|}{|H_{PB}(\omega)|} = \frac{\left(\frac{-2\alpha}{1-\alpha^2}(\cos\omega - \beta) + \beta\right)(\cos\omega - \beta)}{(\cos\omega - \beta)^2 + \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \sin\omega\right)^2} \varepsilon. \quad (\text{IV.37})$$

Na Fig. 4.10 são mostradas as variações na resposta em frequência de módulo do filtro passa-banda, considerando um erro percentual de 1% nos coeficientes α e β , banda de 3 dB igual a $\omega_b = \pi/10$ e 4 frequências centrais $\omega_0 = \pi/5, \pi/3, \pi/2$ e $\pi/1.2$. Assim como no caso do filtro notch, o circuito do filtro passa-banda possui baixa sensibilidade

a variações dos multiplicadores. Em particular, na frequência central a variação é igual a zero, como esperado, porque a derivada da resposta de módulo nessa frequência é igual a zero, isto é,

$$\left[\frac{\partial |H_{PB}(\omega)|}{\partial \omega} \right]_{\omega=\omega_0} = 0 \quad (IV.38)$$

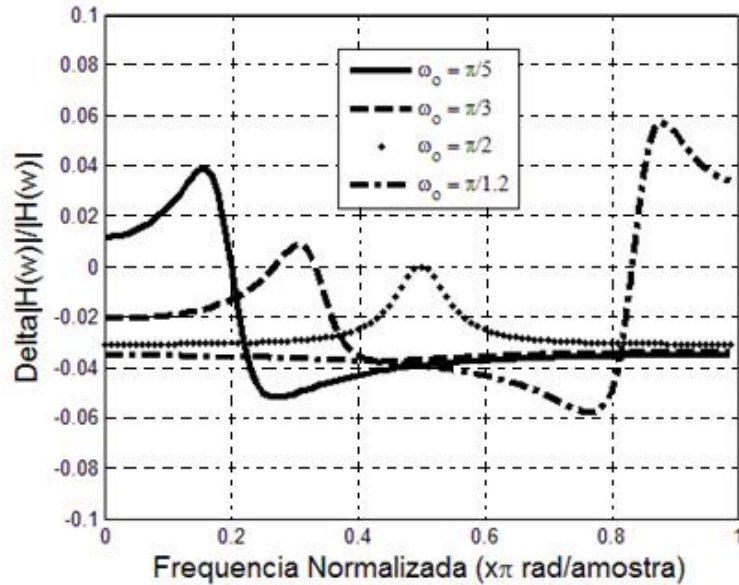


Fig. 4.10 – Variação percentual na resposta em frequência de módulo do filtro passa-banda considerando erro percentual de 1% nos multiplicadores α e β : nos 4 casos $\omega_b = \pi/10$.

- Variação $\Delta|H_{PB}(\omega)|/|H_{PB}(\omega)|$ para $\omega_0 = \pi/2$

Da Eq. (IV.37) obtemos para $\omega_0 = \pi/2$ ($\beta = 0$), a seguinte expressão:

$$\frac{\Delta|H_{PB}(\omega)|}{|H_{PB}(\omega)|} = \frac{\frac{-2\alpha}{1-\alpha^2}(\cos\omega)^2}{(\cos\omega)^2 + \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha}\right)^2} \mathcal{E} . \quad (IV.39)$$

Na Fig. 4.11 são apresentadas as curvas de variação percentual da resposta em frequência de módulo de filtros passa banda com frequência central $\omega_0 = \pi/2$ para

quatro diferentes valores de bandas de 3 dB, considerando uma variação percentual de 1% no multiplicador α .

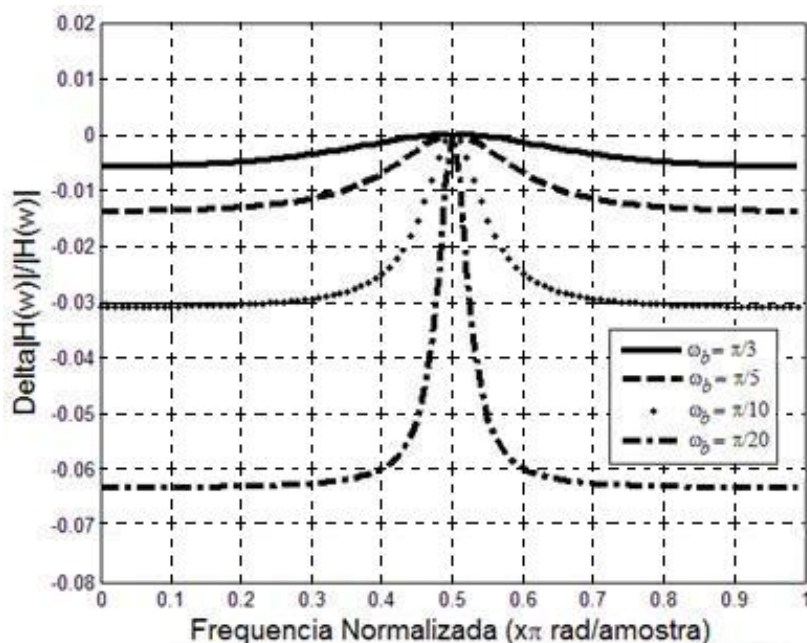


Fig. 4.11 – Variação percentual na resposta em frequência de módulo do filtro passa-banda considerando erro percentual de 1% no multiplicador α : nos 4 casos $\omega_0 = \pi/2$.

IV.4 COMPARAÇÃO COM O DESEMPENHO DE OUTRA ESTRUTURA

Dentre as muitas estruturas disponíveis sobre capacitores chaveados na literatura científica, abordaremos em especial, a título de comparação, a estrutura apresentada por Fleischer e Laker [30], sendo esta ainda uma das mais utilizadas para a realização de filtros a capacitores chaveados, mesmo sendo publicado há mais de 30 anos.

A topologia apresentada por Fleischer e Laker foi também construída para ser imune às capacitâncias parasitas, presentes nos circuitos à capacitores chaveados. A topologia denominada como do tipo E, é capaz de realizar qualquer função de transferência biquadrática estável no domínio z . No circuito do tipo E, Fig. 4.12, os valores das capacitâncias A, B, e D são definidos como sendo unitários. Como apresentado na Seção III.5.6, o circuito proposto nesta dissertação possui somente dois capacitores cujas capacitâncias, alfa e beta, são não unitárias e podem ser programados de forma a controlar independentemente a frequência central e a banda de 3 dB de filtros dos tipos passa-banda e notch. Para ilustrar a dificuldade encontrada em outros

circuitos para a implementação de sintonia independente, apresentamos a seguir o desempenho do filtro Fleischer e Laker através de simulações de filtros passa banda. Uma comparação entre capacitâncias totais requeridas pelos circuitos também é mostrada. Conclusões semelhantes podem ser obtidas em simulações de filtros notch, e por isso não são realizadas para estes tipos de filtros.

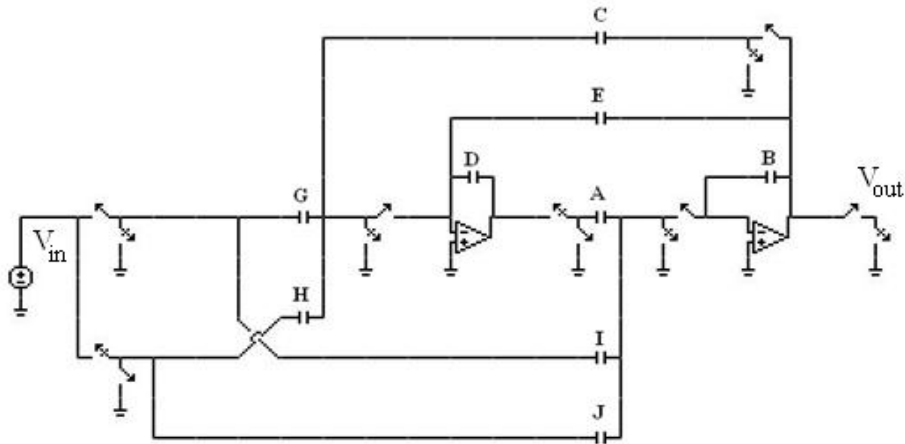


Fig. 4.12 – Circuito de Fleischer e Laker do tipo E.

A função de transferência geral, tanto para o filtro passa-banda quanto para o filtro notch é da forma [30]:

$$T(z) = \frac{V_{out}(z)}{V_{in}(z)} = - \frac{DI + (AG - DI - DJ)z^{-1} + (DJ - AH)z^{-2}}{D(F+B) + (AC + AE - DF - 2DB)z^{-1} + (DB - AE)z^{-2}} \quad (IV.40)$$

Os autores arbitraram os valores dos capacitores A, B e D como sendo iguais a 1, para simplificar a função de transferência, ou seja,

$$A = B = D = 1, \quad (IV.41)$$

Substituindo a Eq. (IV.41) na Eq. (IV.40), temos que a equação da função de transferência se resume à:

$$T(z) = \frac{V_{out}(z)}{V_{in}(z)} = - \frac{I + (G - I - J)z^{-1} + (J - H)z^{-2}}{(F+1) + (C+E-F-2)z^{-1} + (1-E)z^{-2}} \quad (IV.42)$$

Como no circuito E não existe o capacitor F ($F=0$), os autores apresentam a função de transferência, sendo T_E a função de transferência do circuito E, como:

$$T_E(z) = \frac{V_{out}(z)}{V_{in}(z)} = - \frac{I + (G-I-J)z^{-1} + (J-H)z^{-2}}{1 + (C+E-2)z^{-1} + (1-E)z^{-2}} \quad (IV.43)$$

IV.4.1. Circuito Passa-Banda Tipo E

Comparando a função de transferência do circuito E (Eq. (IV.43)), com função de transferência do circuito passa-banda desta dissertação, Eq. (III.14), encontram-se os valores dos capacitores C, E, G, H, I e J, como sendo:

$$I = 1, \quad (IV.44)$$

$$G - I - J = 0, \quad (IV.45)$$

$$J - H = -1, \quad (IV.46)$$

$$C + E - 2 = -\beta(1+\alpha), \quad (IV.47)$$

$$1 - E = \alpha. \quad (IV.48)$$

Substituindo a Eq. (IV.44) na Eq. (IV.45) e somando com a Eq. (IV.46), obtém-se o valor dos capacitores G e H, como sendo iguais, ou seja,

$$G = H. \quad (IV.49)$$

Fazendo $H = 2$, obtém-se o valor do capacitor J através da Eq. (IV.46), como sendo igual a 1. Pela Eq. (IV.50), obtém-se o valor do capacitor E em função do parâmetro α desta dissertação, ou seja,

$$E = 1 - \alpha. \quad (IV.50)$$

Substituindo a Eq. (IV.52) na Eq. (IV.49) e fazendo algumas operações algébricas, chega-se ao valor do capacitor E em função dos parâmetros α e β desta dissertação como sendo:

$$C = (1 - \beta) (1 + \alpha). \quad (IV.51)$$

Na Tabela III encontra-se a correspondência entre alguns valores das capacitâncias dos capacitores α e β , do circuito proposto, com os valores das capacitâncias dos capacitores do circuito tipo E de Fleischer e Laker [30].

TABELA III – Correspondência entre o circuito proposto e o circuito tipo E[30]

Circuito Proposto		Ref. [30] (Circuito tipo E)								
α	β	A	B	C	D	E	G	H	I	J
0.95	0.2	1	1	1.56	1	0.05	2	2	1	1
0.95	0.5	1	1	0.975	1	0.05	2	2	1	1
0.95	0.7	1	1	0.585	1	0.05	2	2	1	1
0.95	0.9	1	1	0.195	1	0.05	2	2	1	1
0.2	0.5	1	1	0.6	1	0.8	2	2	1	1
0.5	0.5	1	1	0.75	1	0.5	2	2	1	1
0.7	0.5	1	1	0.85	1	0.3	2	2	1	1
0.9	0.5	1	1	0.95	1	0.1	2	2	1	1

Nas Figs. 4.13 e 4.14, são apresentadas as respostas em amplitude (dB) do circuito tipo E para o filtro passa-banda utilizando os valores da Tabela III. Quando o valor da capacitância do capacitor E foi mantido constante e igual a 0.05, a largura de banda (ω_b) destas respostas permaneceu constante e igual a 0.1256 rad/s, o que era esperado visto que o valor deste é em função do valor de α , que é o parâmetro responsável pela largura de banda. Deve-se observar, porém, que somente com a alteração simultânea dos valores das capacitâncias C e E se consegue manter a frequência central (ω_0) destas respostas constante e igual a 0.333 rad/s, o que era esperado visto que o valor da capacitância do capacitor C é em função do valor de β , que é o parâmetro responsável pela frequência central. As larguras de banda para este caso foram:

- Para C=0.6 e E=0.8, $\omega_b = 0.3865$ rad/s;
- Para C=0.75 e E=0.5, $\omega_b = 0.2199$ rad/s;
- Para C=0.85 e E=0.3, $\omega_b = 0.1266$ rad/s; e,

- Para $C=0.95$ e $E=0.1$, $\omega_b = 0.0599$ rad/s.

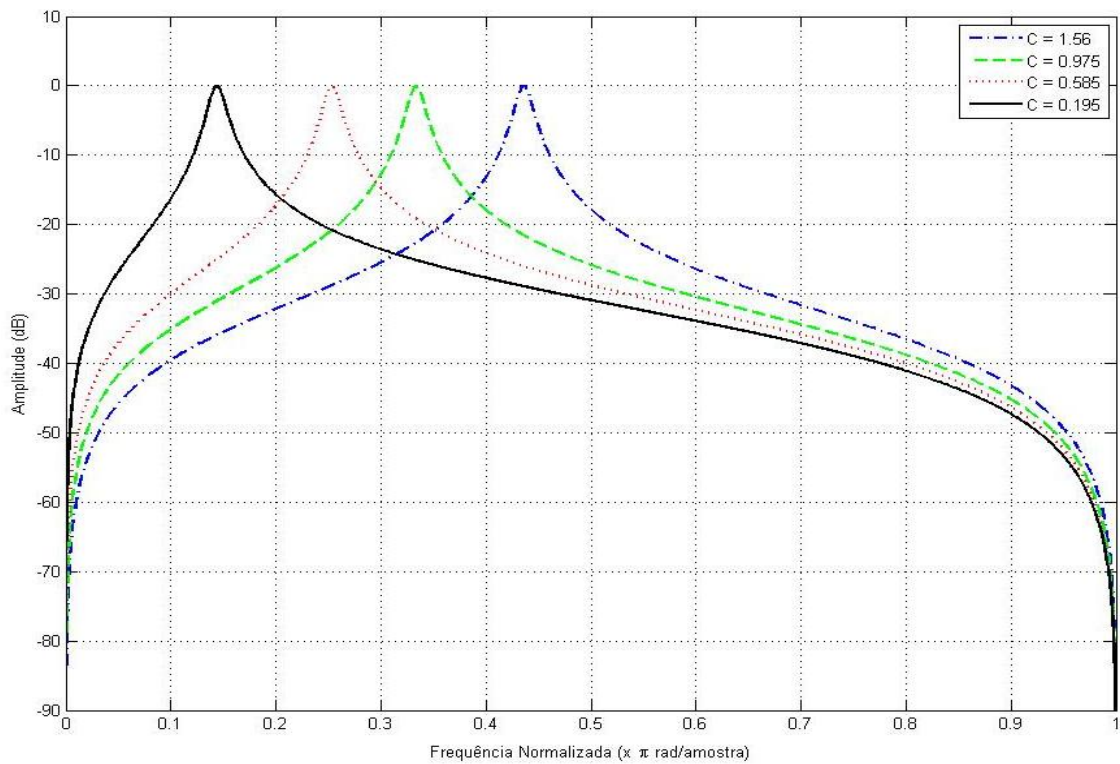


Fig. 4.13 – Resposta em amplitude (dB) do circuito tipo E para o filtro passa-banda com o valor do capacitor E fixo em 0.05.

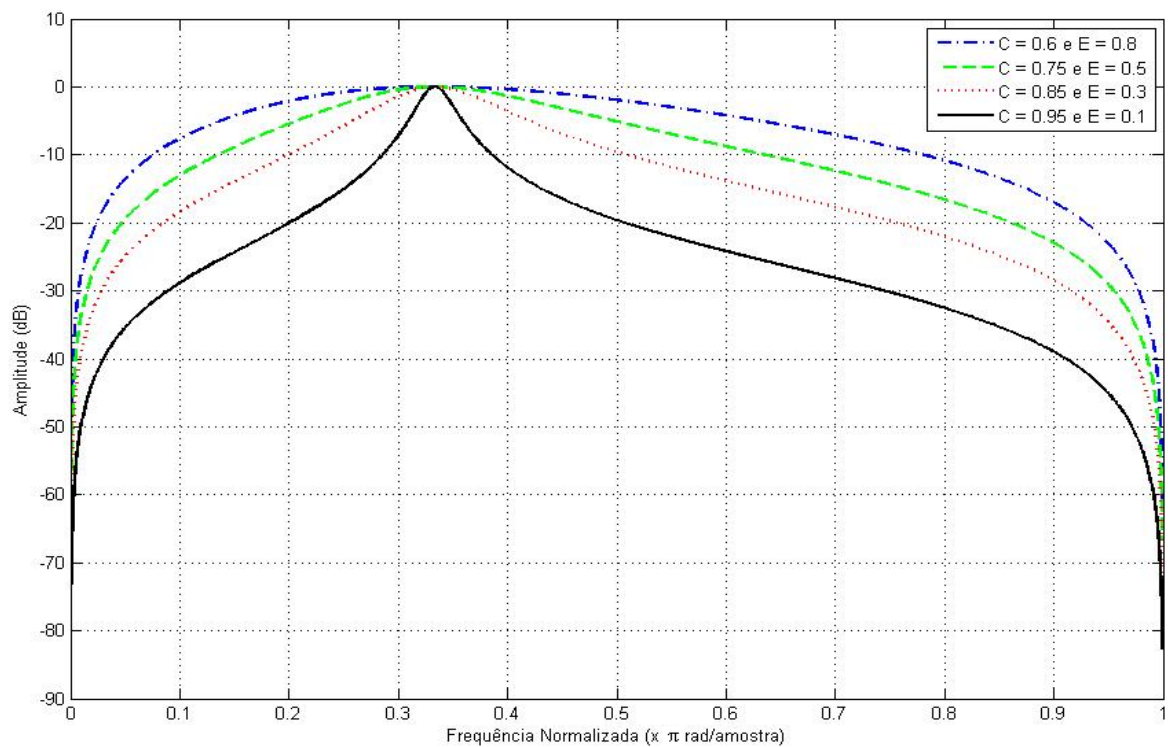


Fig. 4.14 – Resposta em amplitude (dB) do circuito tipo E para o filtro passa-banda com a variação dos valores dos capacitores C e E.

A Fig. 4.15 apresenta o circuito tipo E [30] com o multiplicador de saída composto dos capacitores K ($= (1 - \alpha)/2 = E/2$) e L, que na Eq. (IV.9) tem a mesma função do multiplicador τ , com o objetivo de normalizar as respostas em frequência de forma que o valor máximo seja igual a 0 dB.

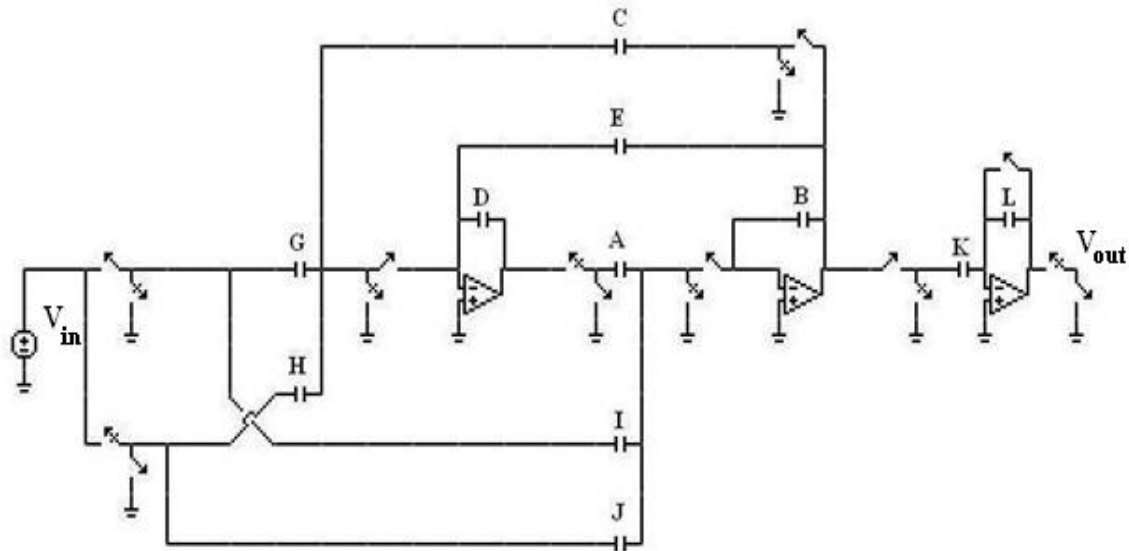


Fig. 4.15 – Circuito tipo E com o multiplicador de saída.

Com a implementação deste multiplicador, a função de transferência deste circuito, para o filtro passa-banda, passa a ser:

$$T_E = \frac{V_{out}(z)}{V_{in}(z)} = -KL \frac{I + (G-I-J)z^{-1} + (J-H)z^{-2}}{1 + (C+E-2)z^{-1} + (1-E)z^{-2}} \quad (IV.52)$$

As Figs. 4.16, 4.17, 4.18, 4.19 e 4.20 apresentam os gráficos obtidos com o Programa Asiz [36], na comparação de diversos valores de ganho dos AmpOps (G), variando o valor do parâmetro L. Nestes gráficos estão indicadas as frequências de corte inferior (ω_1) e superior (ω_2) e a frequência central (ω_0) para os ganhos finitos (1000, 2000, 5000, 10000 e 20000), bem como para o ganho infinito (Ideal).

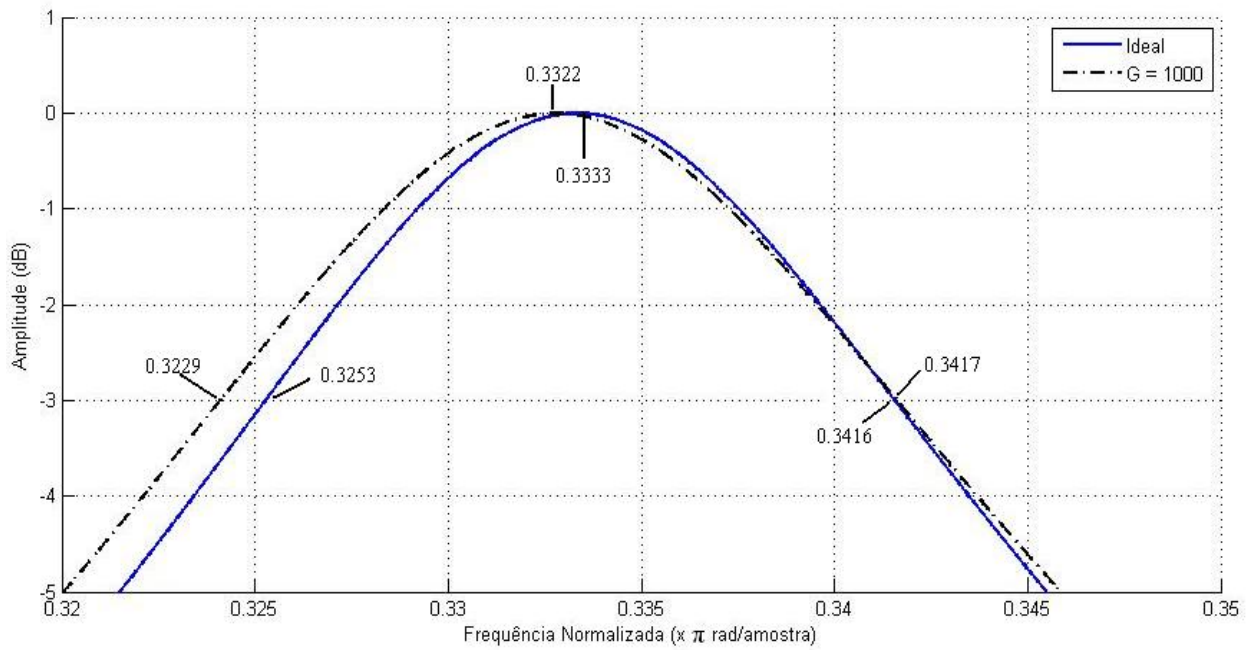


Fig. 4.16 – Estudo de ganho do Circuito tipo E [30] com $L = 0.221$, comparando o ganho de 1.000 com o valor ideal, ou seja, infinito. Capacitores: $C = 0.975$, $E = 0.05$ e $K = 0.025$.

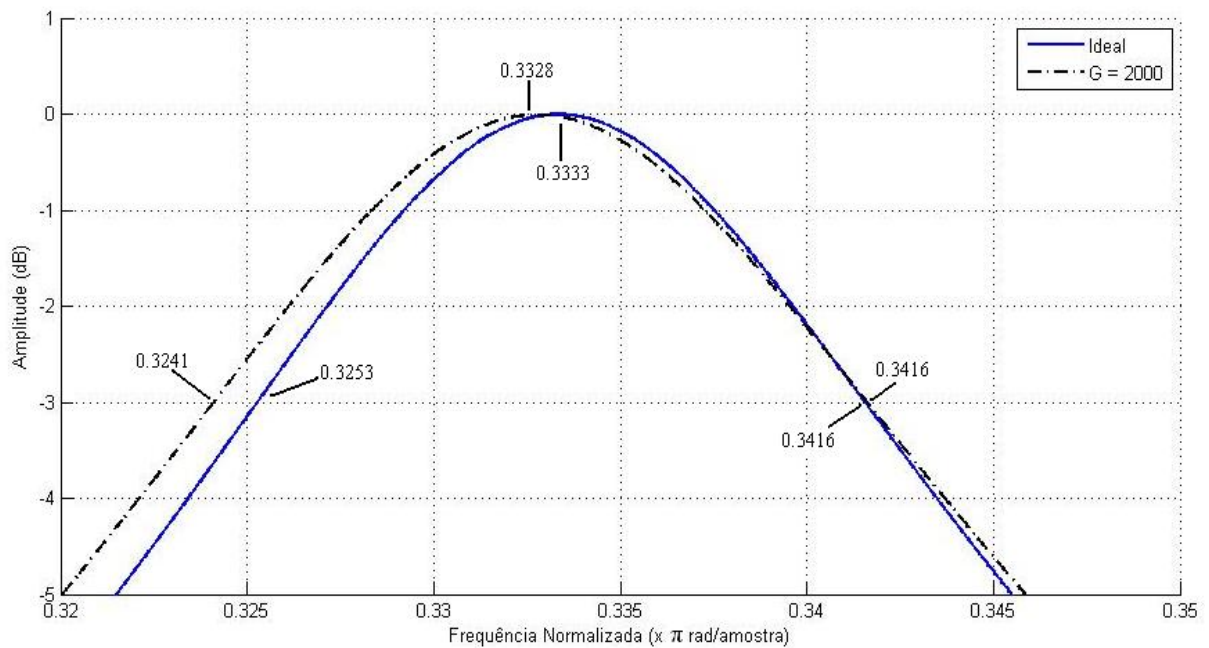


Fig. 4.17 – Estudo de ganho do Circuito tipo E [30] com $L = 0.2373$, comparando o ganho de 2.000 com o valor ideal, ou seja, infinito. Capacitores: $C = 0.975$, $E = 0.05$ e $K = 0.025$.

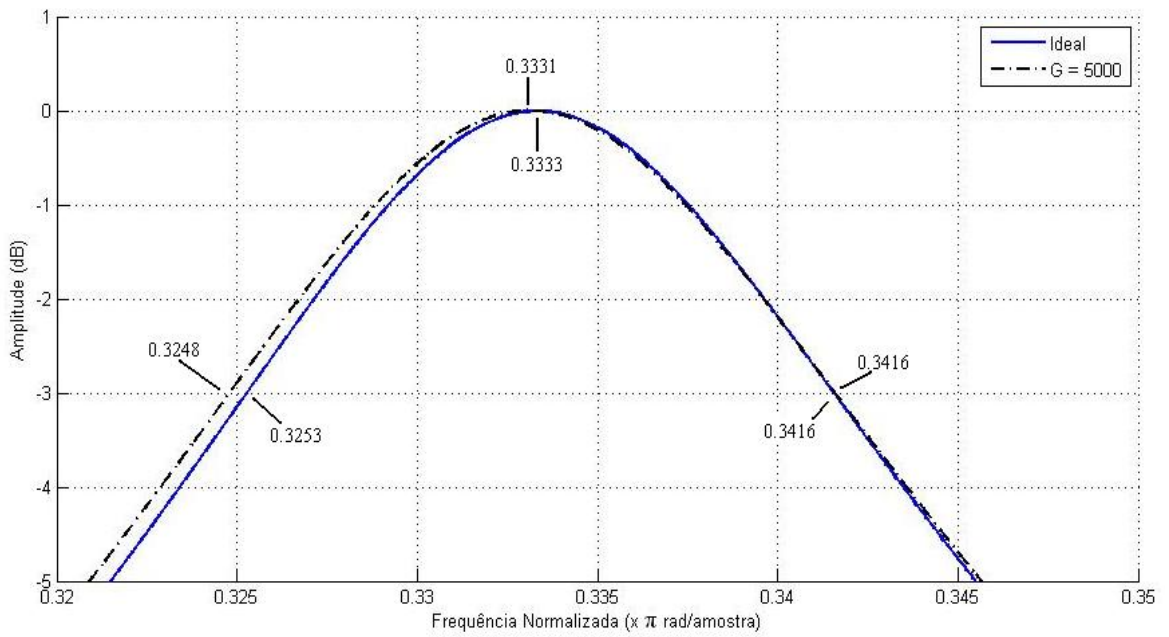


Fig. 4.18 - Estudo de ganho do Circuito tipo E [30] com $L = 0.2480$, comparando o ganho de 5.000 com o valor ideal, ou seja, infinito. Capacitores: $C = 0.975$, $E = 0.05$ e $K = 0.025$.

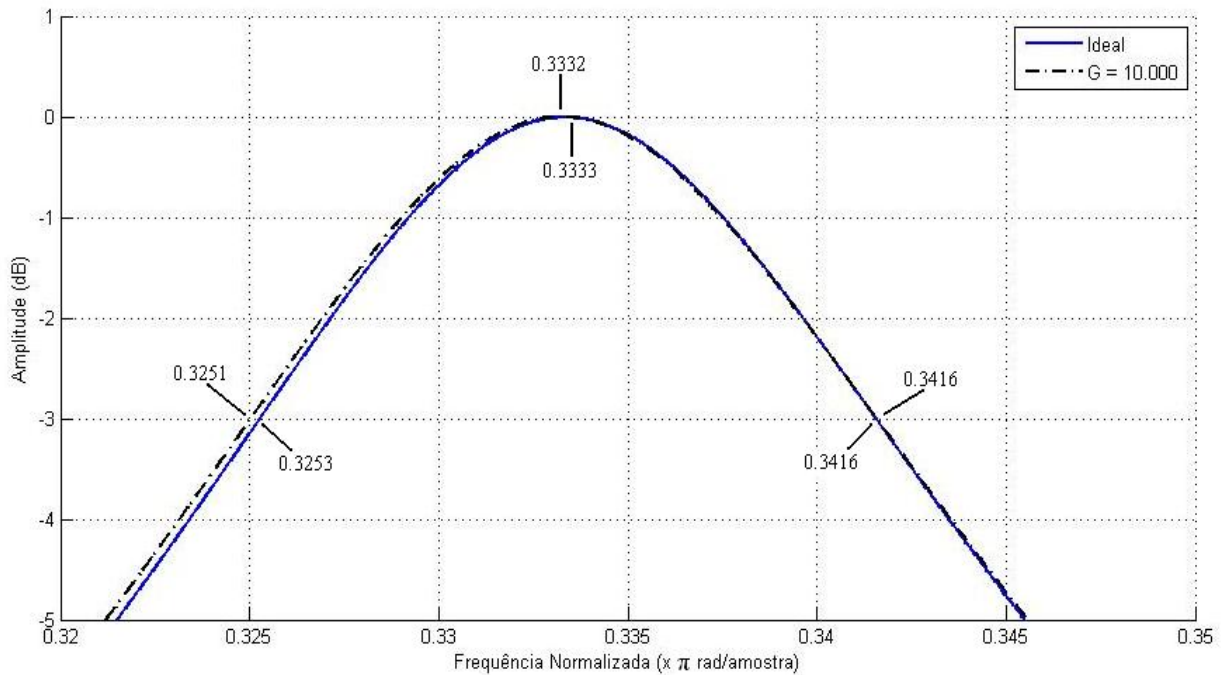


Fig. 4.19 - Estudo de ganho do Circuito tipo E [30] com $L = 0.2519$, comparando o ganho de 10.000 com o valor ideal, ou seja, infinito. Capacitores: $C = 0.975$, $E = 0.05$ e $K = 0.025$.

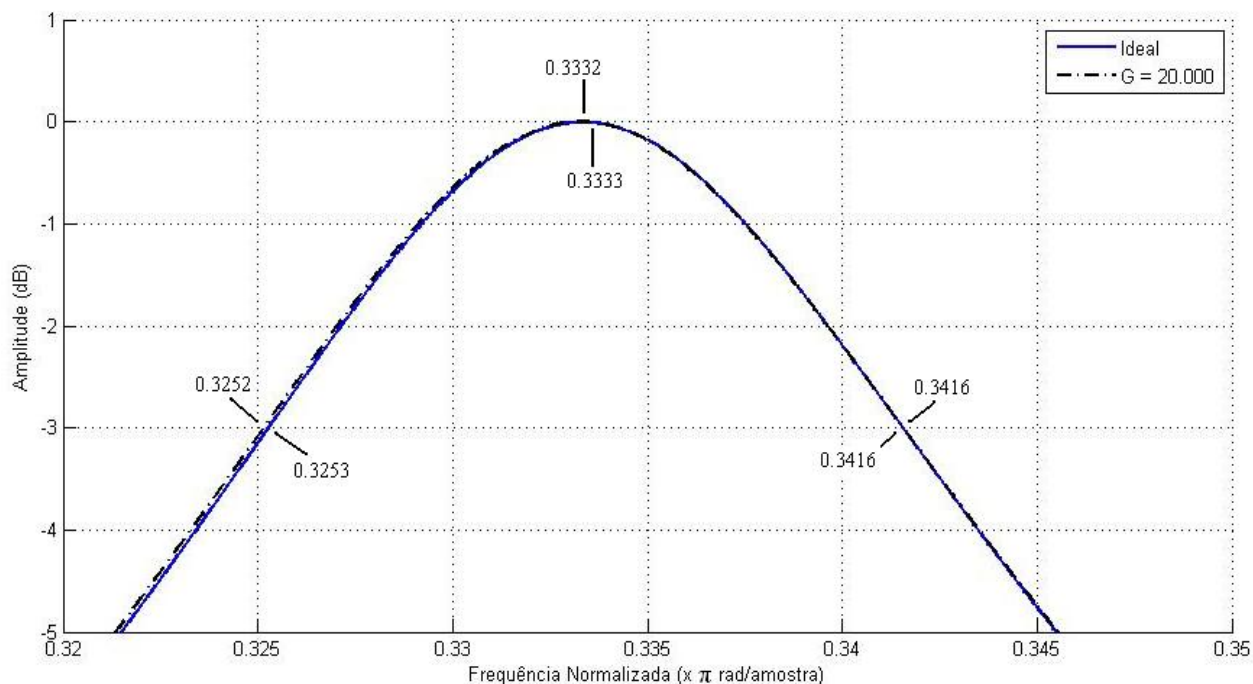


Fig. 4.20 - Estudo de ganho do circuito tipo E [30] com $L = 0.2539$, comparando o ganho de 20.000 com o valor ideal, ou seja, infinito. Capacitores: $C = 0.975$, $E = 0.05$ e $K = 0.025$.

Na Tabela IV estão apresentados os valores da frequência central (ω_0) e os valores da largura de banda (ω_b) dos gráficos apresentados anteriormente, em relação ao ganho (G) e à capacitância do capacitor L , para $C = 0.975$, $E = 0.05$ e $K = 0.025$. Para o cálculo do Fator de Qualidade (Q), foi empregada a Eq. (IV.10).

TABELA IV – Frequência central, Largura de banda e Fator de qualidade em relação ao ganho para o circuito tipo E [30]. $C = 0.975$, $E = 0.05$ e $K = 0.025$.

G	L	ω_1 (rad/a)	ω_2 (rad/a)	ω_b (rad/a)	ω_0 (rad/a)	Q
Ideal	0.2560	0.3253	0.3416	0.0163	0.3333	20.43
1.000	0.2210	0.3229	0.3417	0.0188	0.3332	17.67
2.000	0.2373	0.3241	0.3416	0.0175	0.3328	19.02
5.000	0.2480	0.3248	0.3416	0.0168	0.3331	19.83
10.000	0.2519	0.3251	0.3416	0.0165	0.3332	20.14
20.000	0.2539	0.3252	0.3416	0.0164	0.3332	20.32

Os resultados indicados na Tabela IV e nas Figs. 4.16 à 4.20 mostram que, além da largura de banda, a frequência central é afetada por AmpOps com os ganhos finitos de 1.000, 2.000 e 5000. Portanto, para o circuito do tipo E, a frequência central não é

independente da largura de banda, pois a frequência central e a largura de banda variam com o ganho. Além disso, para compensar o efeito de ganho finito na frequência central sem alterar a banda de 3 dB, é necessária a alteração das capacitâncias dos capacitores C e E, como apresentado na Fig. 4.14, diferentemente do circuito proposto em que somente um capacitor, β , é responsável pela frequência central, sendo esta independente do valor do ganho do AmpOp.

Cabe ressaltar que, caso seja necessário que a frequência central (ω_0) dos circuitos com os ganhos seja igual a frequência central do circuito com ganho ideal, são necessárias as alterações das capacitâncias dos capacitores C, E, K e L, não sendo um trabalho muito fácil, visto que ao se alterar a capacitância do capacitor E, as outras se alteram também.

Na Tabela V estão apresentados os valores da frequência central (ω_0) e os valores da largura de banda (ω_b), em relação ao ganho (G) e à capacitância do capacitor L, para cada uma das combinações apresentadas na Tabela III.

TABELA V – Frequência central e Largura de banda em relação ao ganho e ao capacitor L, para o circuito tipo E [30] para todas as combinações da Tabela III.

C	E	K	L	Ganho	ω_1 (rad/a)	ω_2 (rad/a)	ω_b (rad/a)	ω_0 (rad/a)
0.6	0.8	0.4	1.0000	Ideal	0.1804	0.5666	0.3862	0.3419
			0.2540	1000	0.1804	0.5666	0.3862	0.3353
			0.2550	2000	0.1804	0.5666	0.3862	0.3353
			0.2560	5000	0.1804	0.5666	0.3862	0.3353
			0.2560	10000	0.1804	0.5666	0.3862	0.3353
			0.2560	20000	0.1804	0.5666	0.3862	0.3353
0.75	0.5	0.25	1.0000	Ideal	0.2423	0.4499	0.2075	0.3353
			0.2520	1000	0.2394	0.4499	0.2105	0.3353
			0.2540	2000	0.2428	0.4499	0.2071	0.3353
			0.2552	5000	0.2428	0.4499	0.2071	0.3353
			0.2557	10000	0.2428	0.4499	0.2071	0.3353
			0.2558	20000	0.2428	0.4499	0.2071	0.3353
0.85	0.3	0.15	1.0000	Ideal	0.2814	0.3926	0.1112	0.3353
			0.2493	1000	0.2780	0.3926	0.1146	0.3353
			0.2526	2000	0.2801	0.3926	0.1125	0.3353
			0.2545	5000	0.2812	0.3926	0.1114	0.3353
			0.2552	10000	0.2801	0.3926	0.1125	0.3353
			0.2555	20000	0.2801	0.3926	0.1125	0.3353
1.56	0.05	0.025	1.0000	Ideal	0.4287	0.4435	0.0148	0.4350
			0.2200	1000	0.4244	0.4435	0.0191	0.4350
			0.2400	2000	0.4244	0.4435	0.0191	0.4350
			0.2500	5000	0.4265	0.4435	0.0170	0.4350
			0.2550	10000	0.4265	0.4435	0.0170	0.4350
			0.2570	20000	0.4265	0.4435	0.0170	0.4350
0.975	0.05	0.025	1.0000	Ideal	0.3247	0.3416	0.0170	0.3332
			0.2100	1000	0.3225	0.3416	0.0191	0.3332
			0.2350	2000	0.3238	0.3416	0.0178	0.3332
			0.2500	5000	0.3247	0.3416	0.0169	0.3332
			0.2500	10000	0.3251	0.3416	0.0166	0.3332
			0.2510	20000	0.3251	0.3416	0.0166	0.3332
0.585	0.05	0.025	1.0000	Ideal	0.2451	0.2621	0.0170	0.2556
			0.2100	1000	0.2423	0.2621	0.0198	0.2556
			0.2250	2000	0.2436	0.2621	0.0185	0.2556
			0.2380	5000	0.2445	0.2621	0.0176	0.2556
			0.2410	10000	0.2440	0.2621	0.0180	0.2556
			0.2420	20000	0.2445	0.2621	0.0176	0.2556
0.195	0.05	0.025	1.0000	Ideal	0.1358	0.1517	0.0159	0.1427
			0.2195	1000	0.1341	0.1517	0.0176	0.1427
			0.2340	2000	0.1350	0.1517	0.0168	0.1427
			0.2430	5000	0.1350	0.1517	0.0168	0.1427
			0.2464	10000	0.1356	0.1517	0.0161	0.1427
			0.2479	20000	0.1356	0.1517	0.0161	0.1427

A Tabela VI apresenta o valor das capacitâncias totais para cada uma das combinações apresentadas na Tabela III, onde pode-se observar que as capacitâncias totais do circuito proposto, são em sua grande maioria, menores que as do circuito do tipo E nas várias combinações estudadas, acarretando um menor circuito integrado. Como é de conhecimento acadêmico, quanto maior a capacitância total de determinado circuito, maior a área a ser ocupada pelos capacitores e, por consequência, maior o custo para a produção do circuito [37].

TABELA VI – Capacitâncias totais normalizadas do circuito proposto e do circuito tipo E [30].

Circuito Proposto			Ref. [30] (Circuito tipo E)											
α	β	Cap. Total	A	B	C	D	E	G	H	I	J	K	L	Cap. Total
0.95	0.2	155.75	1	1	1.56	1	0.05	2	2	1	1	0.025	0.256	435.64
0.95	0.5	62.90	1	1	0.975	1	0.05	2	2	1	1	0.025	0.256	412.24
0.95	0.7	45.21	1	1	0.585	1	0.05	2	2	1	1	0.025	0.256	396.64
0.95	0.9	35.39	1	1	0.195	1	0.05	2	2	1	1	0.025	0.256	381.04
0.2	0.5	61.40	1	1	0.6	1	0.8	2	2	1	1	0.4	0.256	43.19
0.5	0.5	62.00	1	1	0.75	1	0.5	2	2	1	1	0.25	0.256	43.02
0.7	0.5	62.40	1	1	0.85	1	0.3	2	2	1	1	0.15	0.256	70.73
0.9	0.5	62.80	1	1	0.95	1	0.1	2	2	1	1	0.05	0.256	207.12

CAPÍTULO V

CONCLUSÕES

V.1 CONCLUSÕES GERAIS

A presente dissertação apresenta um filtro programável a capacitores chaveados que possui a frequência central e a banda de 3 dB sintonizados de forma independente com a utilização de reduzida área de circuito integrado. Para tanto, foi desenvolvido um filtro de segunda ordem em topologia do tipo *lattice*, cuja resposta em frequência depende de apenas dois multiplicadores, denominados nesta dissertação como α e β , para a realização da sintonia da largura de banda de 3 dB e para a sintonia da frequência central, respectivamente.

Inicialmente foi apresentado um filtro estruturalmente passa-tudo para o desenvolvimento da função de transferência utilizando a topologia *lattice*, e em sequência apresentaram-se as funções de transferência para os filtros notch e passa-banda, e seus respectivos circuitos.

Como descrito na Seção III.5.6, quando se altera o valor da capacitância do multiplicador α , somente a largura de banda é alterada, não interferindo na frequência central. Do mesmo modo, quando se altera o valor da capacitância do multiplicador β , somente a frequência central é alterada, não alterando a largura de banda.

Verificou-se através do estudo dos efeitos de ganho finito dos AmpOps que, para o circuito do filtro passa-banda, a frequência central não sofre interferência com a variação do ganho, somente alterando a largura de banda, como se pode observar nas Figs. 4.3 à 4.7 e na Tabela II. Nesta mesma tabela são apresentados, também, os valores do fator de qualidade para o filtro passa-banda e observa-se que é pertinente a utilização de AmpOps com topologia em configuração cascode regulado. Em particular, para amplificadores com ganho finito igual a 5.000 (74 dB) e quando um erro em torno de 5% no fator de qualidade puder ser tolerado, poderão ser empregados amplificadores

ainda mais simples. Observações semelhantes também valem para o circuito do filtro notch.

Na Seção IV.3 realizou-se o estudo da sensibilidade da resposta em frequência dos filtros notch e passa-banda quanto às variações dos multiplicadores α e β , e observou-se que, tanto o circuito do filtro notch quanto o circuito do filtro passa-banda, possuem baixa sensibilidade a variações nos multiplicadores, como se pode observar nas Figs. 4.8 e 4.10, exceto na região de frequências onde as curvas são descontínuas. Estas descontinuidades ocorrem na frequência central (ω_0) de cada curva, porque a derivada da resposta de módulo nessa frequência é igual a zero.

Para verificar a praticidade e a simplicidade do circuito proposto nesta dissertação, foi feita uma comparação com a estrutura apresentada por Fleischer e Laker [30] – circuito passa-banda tipo E –, sendo esta ainda uma das mais utilizadas para a realização de filtros a capacitores chaveados. Os resultados apresentados nas Figs. 4.16 à 4.20 e na Tabela IV, indicam que, tanto a frequência central quanto a largura de banda no circuito tipo E, variam com os ganhos de 1000, 2000 ou 5000 de AmpOps. Observou-se que para se haver um casamento da frequência central de ganho infinito com a frequência central de qualquer um destes valores de ganho, é necessária a alteração das capacitâncias dos capacitores C e E, como apresentado na Fig. 4.14, ocasionando um trabalho excessivo. Cabe ressaltar que para o filtro notch, utilizando o circuito E, as mesmas conclusões podem ser observadas.

Outra diferença do circuito tipo E de Fleischer e Laker em relação ao circuito proposto é devido à área ocupada pelo circuito em implementação microeletrônica, pois como apresentado na Tabela VI, as capacitâncias totais do circuito proposto, são em geral substancialmente menores que as do circuito do tipo E, nas várias combinações estudadas, acarretando um circuito integrado com reduzidas dimensões e por consequência um custo de produção menor.

Devido ao acima exposto, e segundo o nosso conhecimento sobre o que foi publicado no assunto até esta data a respeito de filtros a capacitores chaveados, podemos concluir que o circuito proposto é inovador no tocante a ter a frequência central e largura da banda de 3 dB sintonizados de forma independente. Além disso, os circuitos propostos possuem baixa sensibilidade quanto às variações de seus multiplicadores α e β , e reduzida capacitância total.

V.2 TRABALHOS FUTUROS

Como continuidade ao trabalho desenvolvido nesta pesquisa, sugere-se a realização em circuito integrado do filtro sintonizável proposto, seguido de verificação experimental do circuito fabricado. Técnicas de projeto de circuitos microeletrônicos para a realização de chaves analógicas, capacitores e transdutores amplamente conhecidas na literatura poderão ser aplicadas. Uma vantagem da arquitetura desenvolvida é a reduzida variação da sua resposta em frequência apesar da utilização de amplificadores operacionais com baixo ganho. Como consequência, conforme observado por simulações, arquiteturas de amplificadores relativamente simples, como a configuração cascode regulado, ou amplificadores ainda mais simples com ganho finito de 5.000 (quando um erro em torno de 5% no fator de qualidade puder ser tolerado, como mostrado na Seção IV.2), poderão ser utilizados. Além desses aspectos, a baixa sensibilidade do filtro a variações dos multiplicadores α e β que controlam a frequência central e a banda de passagem, respectivamente, facilita a elaboração do layout do circuito, para posterior envio para fabricação.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] JOHN, D., MARTIN, K., Analog Integrated Circuit Design, John Wiley & Sons, 1997.
- [2] PETRAGLIA, A., PEREIRA, J. S. (1999), “Switched-capacitor decimation filters with direct-form polyphase structure having very small sensitivity characteristics”, *Proc. Int. Symp. On Circuits and Systems*, Orlando, FL, EUA, pp. II.73-II.76.
- [3] PETRAGLIA, A., MONTEIRO, M. A. M., “A switched-capacitor filter having very low sensitivity to capacitance ratio errors and to finite amplifiers gains”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Processing*, Vol. 45, No. 7, pp. 890-894, July 1998.
- [4] PEREIRA, J. S., PETRAGLIA, A., “Low-sensitivity direct-form IIR SC filters with improved linear phase”, In: 2000 International Symposium on Circuits and Systems, Geneva, May 2000.
- [5] BAHER, H., MALLEY, M. O., “Design of switched-capacitor and wave digital filters with linear phase and high amplitude selectivity”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. 37, No. 5, pp. 614-622, May 1990.
- [6] COSTA, E. B. M., “Adaptação digital de um filtro a capacitor chaveado programável”, Tese de mestrado, COPPE/UFRJ, Fevereiro 2005.
- [7] MOON, U. (2000), “CMOS high-frequency switched-capacitor filters for telecommunication applications”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 35, No. 2, pp. 212-220.
- [8] PETRAGLIA, A., MITRA, S. K. (1991), “Switched-capacitor equalizer with digitally programmable tuning characteristics”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. 38, No. 11, pp. 1322-1331, November 1991.
- [9] PETRAGLIA, A. (2001), “Fundamental frequency response bounds of direct form switched-capacitor filters with capacitance mismatch”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems, Part II*, Vol. 48, pp. 340-350.
- [10] H. W. BODE, “Variable equalizers”, *Bell Syst. Tech. J.*, pp. 229-244, April 1938.
- [11] HARRY LEVITT, JAMES M, PICKETT Y ROBERT A. HOUDE, (editors) “Sensory aids for hearing impaired”, IEEE PRESS book, New York, 1980.
- [12] CORDELL, R. R., “A new family of active variable equalizers”, *IEEE Trans. Circuits and Systems*, Vol. CAS-29, pp. 316-322, May 1982.
- [13] DUQUE-CARRILLO J. F., MARTINEZ, J. S., SÁNCHEZ-SINENCIO, E., “Programmable switched-capacitor bump equalizer architecture”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 25, No. 4, August 1990.

- [14] PETRAGLIA, A., MITRA, S. K., “Programmable switched-capacitor equalizers”, in *Proc. Int. Symp. Circuits and System*, pp. 1681-1684, June 1991.
- [15] GOBET, C. A., MITRA, S. K., PETRAGLIA, A., “Low passband sensitivity switched-capacitor filters using a parallel connection of two structurally lossless network”, *Int. Journal of Circuit Theory and Applications*, Vol. 20, Issue 1462-62, February 1992.
- [16] F. CALLIAS, F. H. SALCHI and D. GIRARD, “A set of four IC’s in CMOS technology for a programmable hearing aid”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-24, pp. 301-312, April 1989.
- [17] M. MAUTHE, U. KLEINE, P. LINNERT and G. H. STEEGER, “A micropower CMOS circuit for hearing aids”, *Proc. ESSCIRC-90*, pp. 45-48, Grenoble, France, September 1990.
- [18] MITRA, S. K., *Digital Signal Processing – A Computer-base Approach*. 2 ed. McGraw-Hell, 2002.
- [19] OPPENHEIM, A. V., SCHAFER, R. W., “Discrete-time signal processing”. New Jersey, Prentice Hall International, 1989.
- [20] ALEXANDER, C. K., SADIKU, M. N. O, *Fundamentos de Circuitos Elétricos*, Bookman, 2003.
- [21] MINGLIANG, L., *Demystifying Switched-Capacitor Circuits*, Elsevier Inc, 2006.
- [22] SOARES, C.F.T., “Filtro a capacitores chaveados CMOS 0.35 μ m para a detecção do efeito de cavitação em turbinas de usinas hidroelétricas”, *Dissertação de Mestrado*, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ-Brasil, Janeiro 2006.
- [23] TSIVIDIS, Y., *Mixed Analog-digital VLSI Devices and Technology: an Introduction*, McGraw-Hill, 1995.
- [24] MCNUTT, M.J., LEMARQUIS, S., DUNKLEY, J.L., “Systematic capacitance matching errors and corrective layout procedures”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 29, pp. 611-616, May 1994.
- [25] SAINT, C., SAINT, J., *IC Mask Design: Essential Layout Techniques*. McGraw-Hill, 2002.
- [26] CAMPOS, G. S., “Uma nova técnica para medição on-chip de razões de capacitâncias”, *Dissertação de mestrado*, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ-Brasil, Outubro 2012.
- [27] PETRAGLIA, A., SOARES, C. F. T., “Automatic placement of identical unit capacitors to improve capacitance matching”, *IEEE 978-1-4244-3828-0/09*, pp. 1739-1742, 2009.
- [28] MARTIN, K., SEDRA, A. S., “Effects of the Op Amp finite gain and bandwidth on the performance of switched-capacitor filters”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. CAS-28, No. 8, pp. 822-829, August 1981.

- [29] GREGORIAN, R., TEMES, G. C., “Analog MOS integrated circuits for signal processing”, John Wiley & Sons, New York, 1986.
- [30] FLEISCHER, P. E., LAKER, K. R., “A family of active switched capacitor biquad building blocks”, The Bell Systems Technical Journal, N° 58, pp. 2235-2269, April 1979.
- [31] KI, W-H., TEMES, G. C., “Optimal capacitance assignment of switched capacitor biquads”, IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, Vol. CAS-42, N° 6, pp. 334-342, June 1995.
- [32] SCHAUUMAN, R., GHAUSI, M., LAKER, K., “Design of analog filters passive, active RC, and switched capacitor”, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1990.
- [33] Programa Edfil, <http://www.coe.ufrj.br/~acmq/cursos/>
- [34] Programa Asiz, <http://www.coe.ufrj.br/~acmq/ASIZ.html>
- [35] D’AZZO, J. J., HOUPIS, C. H., Feedback Control System Analysis and Synthesis, McGraw-Hill, 1966.
- [36] DARYANANI, G., Principles of Active Network Synthesis and Design, John Wiley & Sons, 1976.
- [37] MALOBERTI, F., Analog Design for CMOS-VLSI Systems, Kluwer Academic Publishers, 2003.