

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

**PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**FILTROS MOCD-C COM SINTONIA AUTOMÁTICA DE FREQUÊNCIA**

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA  
À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**MAURO WALMOR LYSAKOWSKI DA CUNHA**

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1996

# FILTROS MOCD-C COM SINTONIA AUTOMÁTICA DE FREQUÊNCIA

CANDIDATO : MAURO WALMOR LYSAKOWSKI DA CUNHA

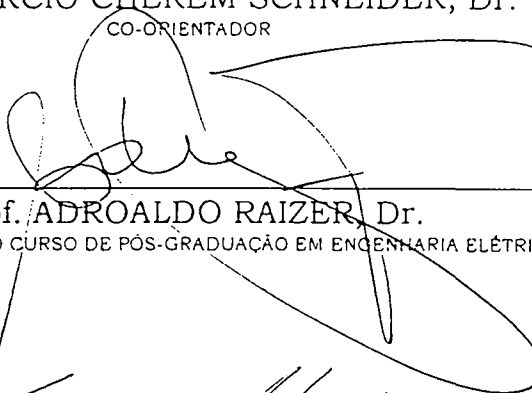
Esta dissertação foi julgada para obtenção do título de **MESTRE EM ENGENHARIA ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA** e aprovada em sua forma final pelo Curso de Pós Graduação.



Prof. SIDNEI NOCETI FILHO, D.Sc.  
ORIENTADOR

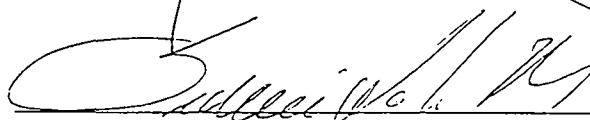


Prof. MÁRCIO CHEREM SCHNEIDER, Dr.  
CO-ORIENTADOR



Prof. ADROALDO RAIZER, Dr.  
COORDENADOR DO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

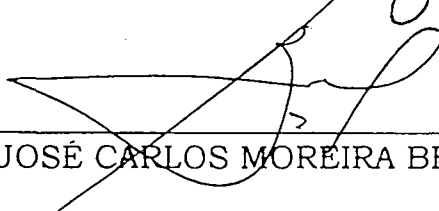
BANCA EXAMINADORA:



Prof. SIDNEI NOCETI FILHO, D.Sc.



Prof. CARLOS GALUP MONTORO, Dr.



Prof. JOSÉ CARLOS MOREIRA BERMUDEZ, PH.D

À minha esposa

## AGRADECIMENTOS

Agradeço aos professores e funcionários do LINSE ( Laboratório de Instrumentação Eletrônica ) da UFSC. Especialmente aos meus orientadores Sidnei Noceti Filho e Márcio Cherem Schneider, pelo apoio para a realização deste trabalho.

Agradeço também a todos os colegas do laboratório que me ajudaram durante este período, e em especial ao bolsista André L. Dalcastagnê pela colaboração nas atividades de laboratório.

Agradeço a CAPES pelo suporte financeiro recebido e a UFSC por toda a infra-estrutura concedida para a realização deste trabalho.

Finalmente agradeço aos meus pais pelo incentivo e carinho, e especialmente à minha esposa Andréa pelo apoio, compreensão e dedicação durante todos estes anos de convivência.

## SUMÁRIO

Sumário .....	v
Lista de Figuras .....	vii
Lista de símbolos .....	ix
Resumo.....	x
Abstract .....	xi
Capítulo 1 - Introdução .....	1
Capítulo 2 - Revisão Bibliográfica .....	6
2.1 - Introdução .....	6
2.2 - Filtros Contínuos .....	6
2.3 - Sintonia Automática .....	9
2.3.1 - Sintonia Direta .....	11
2.3.2 - Sintonia Indireta .....	12
2.4 - Comentários Sobre Trabalhos que Utilizam Sintonia Automática.....	19
Capítulo 3 - Sintonia Automática de Frequência de Filtros MOCD-C .....	22
3.1 - Introdução .....	22
3.2 - A biquadrada Tow-Thomas .....	22
3.3 - O MOCD ( MOS Only Current Divider ) .....	24
3.4 - Sintonia Automática Através de Redes Divisoras de Corrente Programáveis Digitalmente .....	25
3.5 - O Fator de Atenuação e o Erro nas Constantes de Tempo..	36
3.6 - Erro de Quantização .....	37
3.7 - Erro Devido a Técnica de Sintonia ( EDTS ) .....	38

3.8 - Influência dos Erros de Quantização e Devido a Técnica no Erro Total de Sintonia .....	40
3.9 - Outros aspectos Importantes.....	40
Capítulo 4 - Resultados Experimentais .....	42
4.1 - Introdução.....	42
4.2 - Resultados Obtidos com o Protótipo.....	42
Capítulo 5 - Conclusão.....	47
Referências Bibliográficas.....	49
Apêndice A .....	53

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Filtro MOSFET-C que representa uma biquadrada Tow Thomas .....	8
Figura 2.2 - Filtro OTA-C que representa uma biquadrada Tow-Thomas .....	9
Figura 2.3 - Esquema para sintonia direta .....	11
Figura 2.4 - Diagrama de blocos de sistema mestre escravo para filtros contínuos integrados .....	12
Figura 2.5 - Esquema para sintonia automática de frequência .....	16
Figura 2.6 - Sinais a entrada e saída de uma porta OU-EXCLUSIVO .....	18
Figura 3.1 - Biquadrada Tow Thomas .....	24
Figura 3.2 - Divisor de corrente .....	25
Figura 3.3 - Filtro Tow Thomas utilizado como mestre e escravo .....	26
Figura 3.4 - Sintonizador Digital I .....	28
Figura 3.5 - Resposta em frequência de atenuação e de fase teórica do filtro utilizado como circuito mestre .....	29
Figura 3.6 - Operação de um flip-flop D .....	30
Figura 3.7 - Resposta em frequência do mestre de acordo com as defasagens entre os sinais a entrada e saída do mestre .....	31
Figura 3.8 - Sintonizador Digital II .....	32
Figura 3.9(a)- Sinais no comparador de fase para diferentes defasagens entre a entrada ( $CK_1$ ) e saída ( $D_1, D_2$ ) do circuito mestre .....	34
Figura 3.9(b)- Sinais no comparador quando o atraso é substituído pelo aumento no tempo em que os sinais $D_1$ e $D_2$ permanecem em nível alto .....	35

Figura 3.10 - Erro de quantização .....	38
Figura 3.11 - Resposta fase vs freqüência para o filtro mestre .....	39
Figura 3.12 - Modificação do circuito de controle de freqüência para trabalhar com diferentes fatores de atenuação .....	41
Figura 4.1 - Resposta em freqüência do filtro escravo para fatores de atenuação na faixa $24/64 \leq \alpha \leq 40/64$ .....	43
Figura 4.2 - Resposta em freqüência do filtro escravo para várias freqüências de referência aplicadas ao controlador de freqüência .....	44
Figura 4.3 - Detalhe da banda de passagem do filtro escravo para a freqüência de referência de 78 kHz .....	45



## LISTA DE SÍMBOLOS

$b_i$ - bit $i$	VDD - tensão de alimentação
C - capacitor	$V_{\text{freq}}$ - tensão de controle de frequência
CK - entrada de “clock” do flip-flop	$V_{\text{fase}}$ - tensão de controle do fator de qualidade
D - entrada de dados	$V_i$ - tensão de entrada
DC - corrente contínua	$V_{\text{in}}$ - tensão de entrada
$f$ - frequência	$V_{\text{out}}$ - tensão de saída
$f_0$ - frequência central	$V_{\text{PB}}$ - tensão na saída passa-baixa
$f_{\text{in}}(t)$ - frequência de entrada	$V_{\text{PF}}$ - tensão na saída passa-faixa
$f_{\text{out}}(t)$ - frequência de saída	$V_{\text{ref}}$ - tensão de referência
$G_m$ - transcondutância	$\alpha$ - fator de atenuação
I - corrente	$\Delta\tau$ - erro na constante de tempo
$K_1$ - ganho do filtro passa-faixa	$\theta$ - defasagem entre entrada e saída
$K_2$ - ganho do filtro passa-baixa	$\omega_0$ - frequência angular central ou de corte dos filtros
N - número de bits	$\psi$ - erro de quantização
Q - fator de qualidade ou saída do flip-flop	$\infty$ - infinito
r - resistência de entrada do MOCD	
R - resistor	
t - tempo	
$V_c$ - tensão de controle	

# **FILTROS MOCD-C COM SINTONIA AUTOMÁTICA DE FREQUÊNCIA**

## **RESUMO**

Neste trabalho é proposto um método digital para a sintonia automática de filtros MOCD-C. Este método apresenta uma técnica para a programação digital de filtros MOCD-C que não troca o ponto quiescente dos transistores e, portanto, minimiza a distorção harmônica.

O método foi aplicado em um DCF ( "Digitally Controlled Filter" ). Neste trabalho o DCF foi uma estrutura ativa RC Tow-Thomas onde os resistores foram substituídos por divisores de corrente programáveis digitalmente.

O esquema de sintonia proposto, bastante simples, usa a tradicional técnica mestre-escravo e foi aplicado na sintonia de um filtro passa baixas cuja frequência de corte é de 78 kHz.

Palavras-chave: - Sintonia automática

Distorção harmônica

Divisores de corrente programáveis

DCF ( Digitally Controlled Filter )

Técnica mestre-escravo

# MOCD-C FILTERS USING FREQUENCY AUTOMATIC TUNING

## ABSTRACT

In this work we present a digital method for the automatic tuning of MOCD-C filters. This method presents a technique for digitally programming MOCD-C filters that does not change the transistor quiescent point and, therefore, minimizes the harmonic distortion.

The method has been applied to a DCF ( Digitally Controlled Filter ). The DCF is a Tow-Thomas active-RC structure where resistors have been replaced by digitally programmable current dividers.

The tuning approach, very simple, uses the traditional master-slave technique and has been applied to a low pass filter whose specified cutoff frequency is 78 kHz.

Key words: - Automatic tuning

Harmonic distortion

Programmable current dividers

DCF (Digitally Controlled Filter )

Master-slave technique



# CAPÍTULO 1

## INTRODUÇÃO

Com o aparecimento da integração em muito larga escala ( VLSI ) em tecnologia CMOS, desenvolvida basicamente para o projeto de circuitos digitais, o processamento da informação tende a ser cada vez mais no domínio digital. Entretanto, a interface entre o mundo externo analógico e o processador digital é analógica por natureza.

Em muitas instâncias, um filtro construído com componentes discretos é inaceitável quando comparado com às demais partes do sistema, que hoje são cada vez mais implementadas na forma totalmente integrada. Também a melhor relação custo/desempenho de um sistema completo não pode ser totalmente realizada até que os circuitos integrados com entradas e saídas analógicas possam ser implementados. Assim sendo, a implementação de circuitos VLSI com funções digitais e analógicas no mesmo chip, motivou a pesquisa e o desenvolvimento de filtros analógicos compatíveis com a tecnologia CMOS digital.

Neste trabalho vamos destacar, entre os filtros cujos componentes possam ser convenientemente realizados em forma integrada, os filtros contínuos totalmente integrados.

Nestes filtros, o sinal é processado diretamente, sem o envolvimento de nenhum processo de amostragem. A implementação, a princípio, não parece ser um problema porque todos os componentes usados no projeto de filtros ativos, tanto amplificadores operacionais ou amplificadores de transcondutância como capacitores e resistores, podem ser integrados. Entretanto, quando totalmente integrados, estes filtros apresentam suas

constantes de tempo ( produto RC ou relação C/Gm ) variando em  $\pm 50\%$  devido às tolerâncias de fabricação, variações na temperatura e envelhecimento, tornando bastante imprecisa sua resposta em freqüência. Desta forma, filtros contínuos totalmente integrados necessitam de circuitos adicionais de sintonia, que são integrados na mesma pastilha, para ajustar suas constantes de tempo automaticamente e de forma contínua.

Diversos trabalhos encontrados na bibliografia, [1-2][4][6-9][13-20], demonstram que através do uso de técnicas de sintonia automática as constantes de tempo podem ser controladas. Esse controle normalmente é feito dentro de uma faixa estreita que, porém, possibilita a realização de filtros contínuos totalmente integrados de alto desempenho. Filtros contínuos totalmente integrados com sintonia automática no chip são empregados normalmente como filtros anti-recobrimento e de reconstrução, no processamento de sinais de vídeo [3], em disk drives [15], em redes de comunicação de computadores de alta velocidade, em telefonia, etc. As principais características de filtros contínuos totalmente integrados são apontadas em [5].

Como já mencionado, a resposta em freqüência de um filtro contínuo é determinada pelo produto RC ou pela relação C/Gm, o que implica na realização e manutenção durante a operação de valores absolutos muito precisos para resistores, transcondutâncias e capacitores. Uma vez que isto não ocorre quando o filtro contínuo é totalmente integrado, a solução geralmente adotada é projetar um esquema de sintonia automática como parte integrante do circuito do filtro. De forma geral, este esquema baseia-se fundamentalmente na monitoração do desempenho do filtro ( freqüência, fator de qualidade ( Q ) ), comparação com uma referência, cálculo do erro na freqüência e/ou em Q e aplicação de uma correção ao filtro para minimizar o

erro. Todas estas operações devem ser executadas continuamente, em tempo real, e com um circuito razoavelmente simples dentro do chip.

Entre os filtros contínuos podemos destacar os filtros ativos-RC, filtros OTA-C e filtros MOSFET-C. Os filtros ativos-RC apresentam pouca precisão do produto RC e a sintonia só pode ser realizada com bancos de resistores ou capacitores; além do mais, os resistores ocupam uma área muito grande dentro do chip.

Os filtros MOSFET-C e OTA-C utilizam “resistores” ( transistores MOS na região triodo ) ou transcondutores sintonizáveis, respectivamente, para executar a correção da resposta em frequência. Quando amplas faixas são necessárias, este tipo de sintonia eletrônica muitas vezes altera outras importantes características, tais como linearidade e faixa dinâmica.

As estruturas MOSFET-C são obtidas a partir de filtros ativos-RC onde os resistores de valor fixo são substituídos por transistores MOSFET operando em não saturação [2]. Os transistores, polarizados desta forma, atuam como resistores controlados por tensão. Existem alguns problemas inerentes ao uso de resistências MOS. Por exemplo, o transistor se comporta como um resistor linear controlado por tensão somente para sinais relativamente pequenos, o que limita a faixa de sintonia. Além do mais, a sintonia destas resistências é executada pelo controle da tensão DC de porta, trocando, assim, o ponto quiescente do transistor. Uma consequência direta desta troca nas condições de polarização é o aumento da distorção harmônica.

A distorção harmônica pode ser minimizada se a tensão DC de porta dos transistores for mantida em seu máximo valor [24]. Desta forma, para evitar que a tensão de porta varie durante o processo de sintonia, as resistências MOS podem ser substituídas por redes divisoras de corrente (MOCDs [11,22]), dando origem aos filtros MOCD-C.

Os MOCDs são dispositivos constituídos somente por MOSFET's, cuja tensão DC de porta é máxima (  $V_{DD}$  ). Isto permite que a sintonia de filtros MOCD-C ocorra sem variações na tensão DC de porta, evitando degradação na linearidade. Além do mais, com o MOCD pode-se trabalhar com maiores faixas de sintonia, já que uma resistência MOS necessita, para uma operação linear, que o sinal de sintonia seja limitado.

Neste trabalho, nossa proposta é apresentar uma técnica para a sintonia automática de frequência de filtros MOCD-C que utilize as redes divisoras de corrente ( MOCDs ) como dispositivos onde serão aplicadas as modificações durante o processo de sintonia. O objetivo é superar os problemas inerentes ao uso tradicional de resistências MOS na sintonia. O circuito automático de controle de frequência é totalmente digital, empregado junto com uma biquadrada Tow-Thomas[21] onde os resistores são substituídos por MOCDs, tornando-se assim um DCF ( "Digitally Controlled Filter" ). O método proposto emprega sintonia indireta, com o controle dos filtros mestre e escravo sendo executado digitalmente.

Este trabalho encontra-se estruturado da forma descrita a seguir. No Capítulo 2 estão resumidas algumas informações da bibliografia referente a filtros contínuos e a esquemas de sintonia automática para que o leitor não familiarizado possa melhor compreender o trabalho apresentado.

O Capítulo 3 aborda algumas características do MOCD como também da estrutura Tow-Thomas utilizada. Neste capítulo também apresentaremos o MOCD funcionando como resistor controlado por palavra binária e a proposta deste trabalho, que consiste em um método de sintonia automática.



O Capítulo 4 apresenta os resultados obtidos experimentalmente. Estes resultados servem de referência para uma comparação com os resultados obtidos com outras técnicas e servem para avaliar a técnica proposta.

Finalmente, no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões e sugeridas propostas para a continuação deste trabalho.

## **CAPÍTULO 2**

### **SINTONIA AUTOMÁTICA - REVISÃO BIBLIOGRÁFICA**

#### **2.1 INTRODUÇÃO**

Com o avanço da tecnologia, os filtros contínuos integrados conquistaram seu espaço e por isso torna-se importante uma breve revisão de seus principais aspectos para melhor compreensão deste trabalho. Como estes filtros, quando totalmente integrados, necessitam de circuitos de sintonia automática, reunimos neste capítulo algumas informações pertinentes aos tradicionais esquemas de sintonia. Também serão comentados de forma sucinta alguns trabalhos encontrados na bibliografia onde foram utilizados estes esquemas.

#### **2.2 FILTROS CONTÍNUOS**

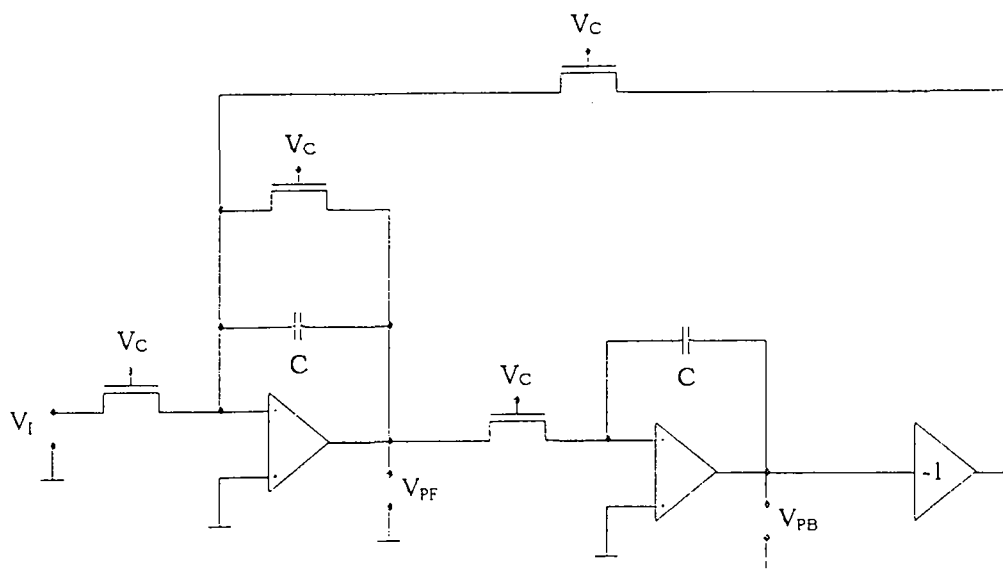
Há alguns anos a integração de filtros contínuos era bastante questionada, mas hoje, o seu uso na forma integrada é inevitável em várias aplicações. Uma das aplicações de filtros contínuos é o processamento direto do sinal, sem o envolvimento de nenhum processo de amostragem.

Um bom exemplo de aplicação destes filtros é em canais de leitura de disk drives nos quais, apesar da programabilidade necessária, os requisitos de velocidade e consumo apontam para a utilização de filtros contínuos.

A necessidade de grande faixa dinâmica torna-se um problema para filtros contínuos integrados não só devido ao ruído randômico, mas também devido à interferência gerada pelo chaveamento de circuitos digitais integrados no mesmo chip. Ambos os problemas são evidenciados em projetos de alto Q e/ou baixa tensão de alimentação. Para combater a interferência digital são empregadas topologias balanceadas, que em adição, tornam os sistemas menos sensíveis a interferências nas linhas de alimentação e terra e melhoram as características de linearidade.

Podemos distinguir dois tipos principais de filtros contínuos compatíveis com as tecnologias CMOS existentes, os filtros MOSFET-C e os filtros OTA-C. Os filtros MOSFET-C foram os primeiros a serem integrados em tecnologia CMOS, combinando MOSFET's (operando como resistores controlados por tensão) com amplificadores operacionais e capacitores. A principal vantagem da implementação MOSFET-C é a simplicidade. O seu projeto pode ser realizado, em algumas estruturas, de forma muito simples e imune a capacitâncias parasitas.

A Fig. 2.1 mostra como fica a implementação da biquadrada Tow-Thomas [21] através de um filtro MOSFET-C. Os potenciais  $V_c$  são utilizados para alterar o valor da resistência equivalente do MOSFET e sintonizar o filtro.



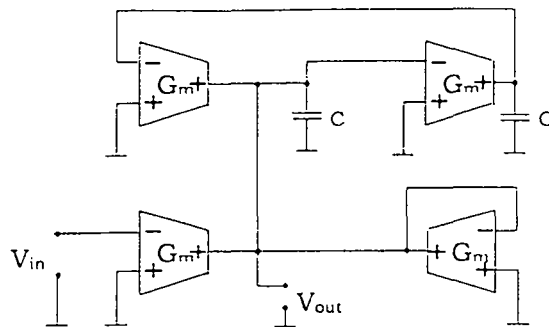
**Figura 2.1** - Filtro MOSFET-C que realiza uma biquadrada Tow Thomas

Outro tipo de filtro contínuo, chamado de OTA-C, usa apenas amplificadores operacionais de transcondutância e capacitores. Estes filtros são potencialmente capazes de operar em frequências mais altas que os filtros MOSFET-C. Uma desvantagem da técnica OTA-C são os problemas relativos ao nível da tensão de entrada. Técnicas especiais de linearização são necessárias para permitir operação com sinais de tensão cuja magnitude seja da ordem de grandeza da tensão de alimentação. Esta técnica também apresenta maior sensibilidade as capacitâncias parasitárias.

A Fig. 2.2 mostra o equivalente OTA-C de um biquadrada Tow-Thomas. Neste caso a sintonia é realizada pelo controle das transcondutâncias.

Em algumas aplicações comerciais, como em filtro de vídeo por exemplo, utiliza-se filtros projetados usando tanto técnicas MOSFET-C como OTA-C [8].

A sintonia utilizada nas estruturas MOSFET-C e OTA-C altera, muitas vezes, a linearidade e a faixa dinâmica. Desta forma, tais estruturas necessitam de técnicas de linearização.



**Figura. 2.2** - Filtro OTA-C que realiza uma biquadrada Tow-Thomas

### 2.3 SINTONIA AUTOMÁTICA

Para garantir um bom desempenho dos filtros contínuos totalmente integrados, tal como pequeno ripple na banda de passagem ou a precisa localização de pólos e zeros de transmissão, algum esquema de sintonia automática deve fazer parte do circuito do filtro. Estes esquemas de sintonia automática são usualmente sistemas de realimentação negativa. Em tais sistemas o parâmetro frequência do pólo ou fator de qualidade de um filtro de 2ª ordem é monitorado a partir de uma comparação com uma referência externa. Se existe erro neste parâmetro, um sinal de correção apropriado é aplicado no filtro via um circuito de controle.

O fator de qualidade  $Q$  é um parâmetro cujo valor determina, entre outras coisas, a localização dos pólos do filtro, largura de banda em filtros passa-faixa e rejeita-faixa e a forma da curva. Obviamente, o parâmetro  $Q$  é importante e deve ser mantido o mais preciso possível.

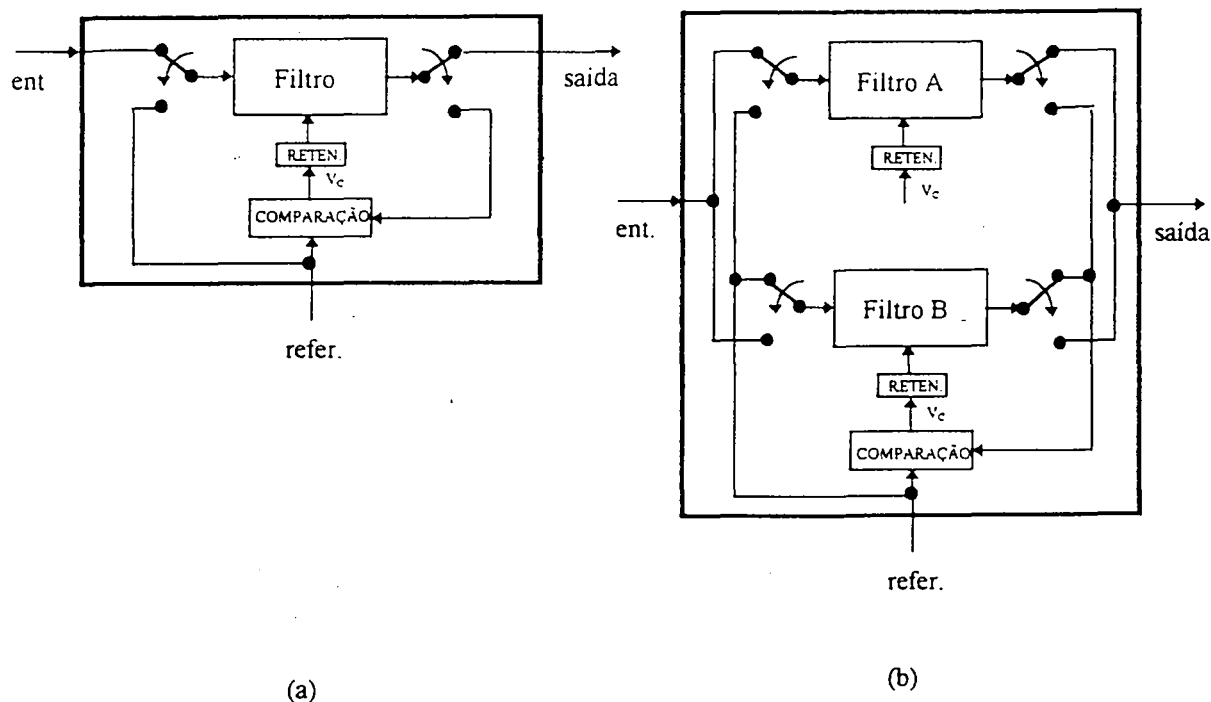
O ponto forte do processamento dentro de um chip é a precisão das razões dos valores de componentes iguais ( resistores, capacitores e  $G_m$ 's). Como  $Q$  é determinado normalmente por razões desta natureza, é muitas vezes suposto que  $Q$  não necessita ser sintonizado para freqüências razoavelmente baixas e para valores moderados de  $Q$ .

O controle automático do fator de qualidade não será estudado aqui porque os filtros que trabalham com freqüências relativamente baixas e possuem um pequeno valor para  $Q$ , características dos filtros utilizados neste trabalho, não apresentam, normalmente, desvios significativos no valor nominal do fator de qualidade e assim, não necessitam de sintonia. Entretanto, é sabido que  $Q$  é extremamente sensível em circuitos que operam com altas freqüências ( $f > 1$  MHz). Neste caso, maiores erros são esperados e a sintonia do fator de qualidade torna-se inevitável [6]. O método de controle de  $Q$  é completamente análogo ao método de controle de freqüência que será visto mais adiante.

A sintonia automática pode ser direta ou indireta. A sintonia direta ocorre quando o filtro recebe o sinal principal e a referência. Quando no chip são construídos dois circuitos, um denominado mestre, para receber a referência e o próprio filtro principal, denominado escravo, para receber o sinal principal, temos a sintonia indireta.

### 2.3.1 SINTONIA DIRETA

No esquema de sintonia indireta, o descasamento entre o mestre e o escravo pode dificultar a obtenção de uma resposta em frequência muito precisa. Para evitar este problema, faz-se com que a sintonia automática seja totalmente realizada somente pelo filtro principal. Isto é mostrado na Fig. 2.3(a). O filtro é periodicamente desconectado do caminho do sinal por chaves e conectado ao loop de sintonia automática. Tal operação será possível se a natureza da aplicação for tal que a filtragem do sinal de entrada for necessária somente durante parte do tempo.

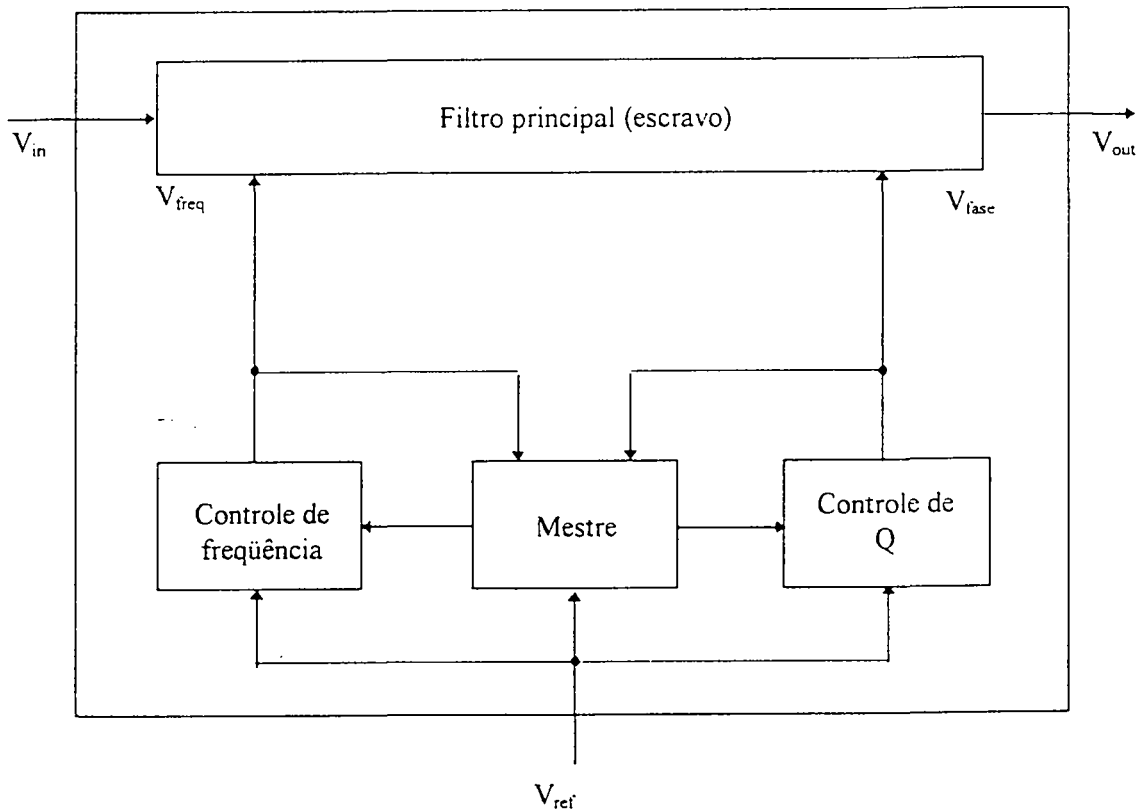


**Figura 2.3** - Esquema para sintonia direta

- (a) Com interrupção da filtragem
- (b) Sem interrupção da filtragem

Se uma filtragem ininterrupta é necessária, pode-se usar o sistema da Fig. 2.3(b). Neste sistema, enquanto o filtro A processa o sinal de entrada, o filtro B é sintonizado, quando as chaves mudam de posição, o contrário ocorre. O chaveamento deve ser feito cuidadosamente para garantir uma transição suave[5].

### 2.3.2 SINTONIA INDIRETA



**Figura 2.4** - Diagrama de blocos de sistema mestre escravo para filtros contínuos integrados

Neste tipo de sintonia a estratégia é sintonizar o mestre. O sinal de correção é aplicado ao circuito mestre e, simultaneamente, ao filtro principal.



Se o casamento<sup>1</sup> entre mestre e escravo for suficientemente bom, o escravo seguirá o mestre e será sintonizado.

A maioria dos esquemas de sintonia são baseados no diagrama de blocos mostrado na Fig. 2.4. Uma frequência de referência precisa, por exemplo um sinal de clock,  $V_{ref}$  na Fig. 2.4, tem sido adotado como padrão mais confiável. A partir da resposta do filtro a esta frequência conhecida, o circuito de sintonia deverá detectar e identificar qualquer falta de sintonia, calcular as correções apropriadas e aplicá-las via circuito de controle ao filtro. Ambos, mestre e escravo, são construídos a partir de integradores com suas constantes de tempo controladas pela tensão  $V_{freq}$ , e fase na frequência de ganho unitário, controlada por outra tensão  $V_{fase}$ .

O sistema de realimentação negativa consiste de um detetor de fase e um filtro passa baixa, cuja operação será descrita mais adiante.

O circuito mestre pode ser um oscilador controlado por tensão ( VCO ) ou um filtro controlado por tensão ( VCF ), isto é, sintonia por "phase-locked loop" ( PLL ) ou por "frequency-locked loop" ( FLL ) respectivamente [3]. Normalmente, o termo PLL é aplicado a ambos os casos. No caso de uso de um VCO, o melhor casamento entre este e o filtro principal ocorre quando a construção do oscilador é feita a partir do filtro principal usando uma seção de segunda ordem com entrada aterrada e  $Q \rightarrow \infty$  [17]. O circuito de controle de frequência atua de forma que a frequência do oscilador siga o "clock". A

---

<sup>1</sup> A maioria das tecnologias de circuitos analógicos é baseada nas propriedades de casamento de componentes similares. Para um bom casamento entre dispositivos existem algumas regras : os dispositivos devem ter a mesma estrutura e devem trabalhar na mesma temperatura; eles devem ter a mesma forma e o mesmo tamanho; a distância entre dispositivos casados deve ser mínima; devem ter um tamanho não mínimo, entre outras [23].

freqüência escolhida para o “clock” ou referência deve estar preferencialmente na região da banda de rejeição do filtro principal.

No caso do VCF utiliza-se uma réplica do filtro principal ou, por economia, uma seção de segunda ordem [8]. Por exemplo, se o filtro consiste do acoplamento de biquadradas, o filtro de referência pode consistir de uma réplica de uma das biquadradas. A freqüência de referência, ou um submúltiplo da mesma, deve estar tão perto quanto possível das freqüências de ganho unitário dos integradores do filtro principal. Quanto mais perto destas freqüências melhor será o casamento entre mestre e escravo. Entretanto, agravam-se os problemas com interferência do sinal de referência no filtro principal e, portanto, a escolha da freqüência do sinal de referência deve ser um compromisso entre um bom casamento entre o mestre e o escravo e uma boa imunidade do filtro principal ao sinal de referência [3].

Controles usando VCF ou VCO têm prós e contras e necessitam de projetos cuidadosos. Os principais aspectos negativos da utilização de um VCO como mestre são [3]:

- não-linearidades do VCO tendem a ter significativa influência na freqüência de oscilação e podem reduzir efetivamente o casamento com o filtro principal;
- esquemas são necessários para restringir a amplitude de oscilação e, conseqüentemente, a distorção na saída enquanto que este controle no VCF é relativamente fácil desde que se possa controlar o nível do sinal de entrada;
- o projeto de um filtro auto-sintonizado com grande faixa de captura é muito mais fácil para um FLL ( VCF como mestre ) do que para um PLL ( VCO como mestre ) com características similares;

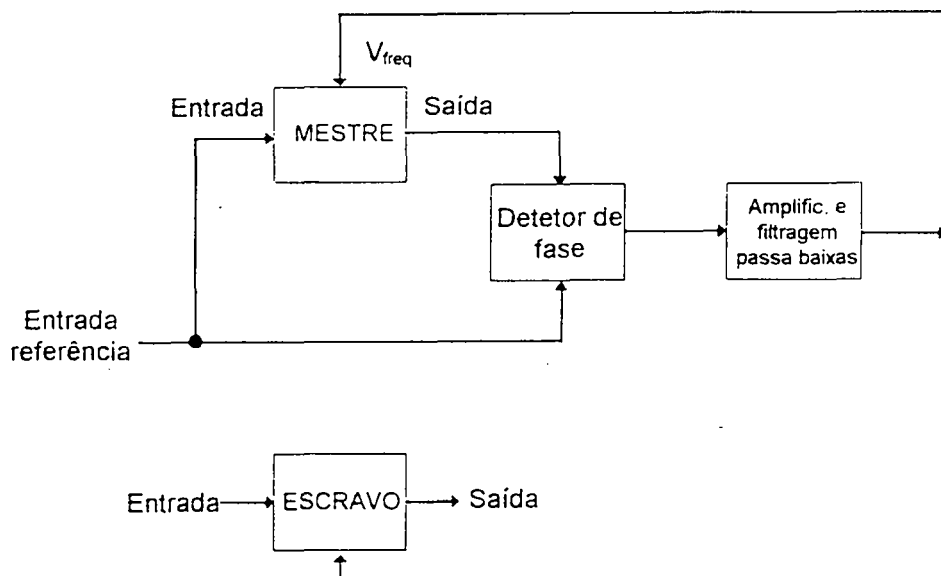
- a maioria dos programas de simulação de circuitos tem problemas de convergência e outras dificuldades em simular circuitos com realimentação positiva e, ainda que o esquema de sintonia que tenha um VCO como mestre seja insensível a offsets no detetor de fase, erros devido ao descasamento entre VCO e filtro principal são mais severos.

A maior desvantagem de um VCF [15] é a necessidade que o sinal de referência seja uma sinusóide para possibilitar uma medida de fase relativa entre entrada e saída. Se o sinal de referência é rico em harmônicos, tal como uma onda quadrada, a relação de fase ( amplitude ) entre os harmônicos é bem definida na entrada do VCF, mas não na sua saída. Isto ocorre porque na saída as harmônicas não estarão com o mesmo deslocamento de fase da frequência fundamental e, quando multiplicadas pelo sinal de referência, alterarão o resultado do comparador de fase. Resultados obtidos em [4] demonstram um erro de sintonia sistemático de 0.5% devido a este problema. Outro ponto fraco de um VCF é que a precisão do escravo em seguir o mestre está associada ao "PLL loop gain", aos offsets DC dentro do loop e aos descasamentos nos atrasos na entrada do comparador de fase.

Nesse trabalho o objetivo é o controle da resposta de frequência de filtros contínuos utilizando um filtro como circuito mestre ( FLL ). Por isso, será dada ênfase à sintonia automática de frequência representada esquematicamente na Fig. 2.5. O princípio básico deste esquema é a comparação entre as fases dos sinais na saída e na entrada do filtro mestre. A diferença de fase medida pelo detetor de fase fornece uma tensão de erro proporcional a esta diferença. Na realidade este sinal de "erro" é uma medida do quanto a frequência central do filtro mestre é diferente da frequência do sinal de referência. Este sinal de "erro" é então amplificado e realimentado como uma tensão (  $V_{freq}$  ) que troca o

produto RC ou relação C/Gm do filtro mestre de modo a reduzir a diferença entre as duas frequências.

Em determinado instante o sinal de erro torna-se muito pequeno, o que significa que a frequência central do filtro mestre será coincidente com a frequência do sinal de referência. Desde que mestre e escravo estão no mesmo chip e cuidados com o leiaute são adotados, todos os transistores e capacitores relevantes do filtro principal (escravo) estão em uma relação casada, respectivamente, com transistores e capacitores do circuito mestre. Como um controle comum é usado para os transistores cujas resistências devem ser sintonizadas, as constantes de tempo são ajustadas no filtro principal para o valor desejado e sua resposta em frequência torna-se estabilizada.

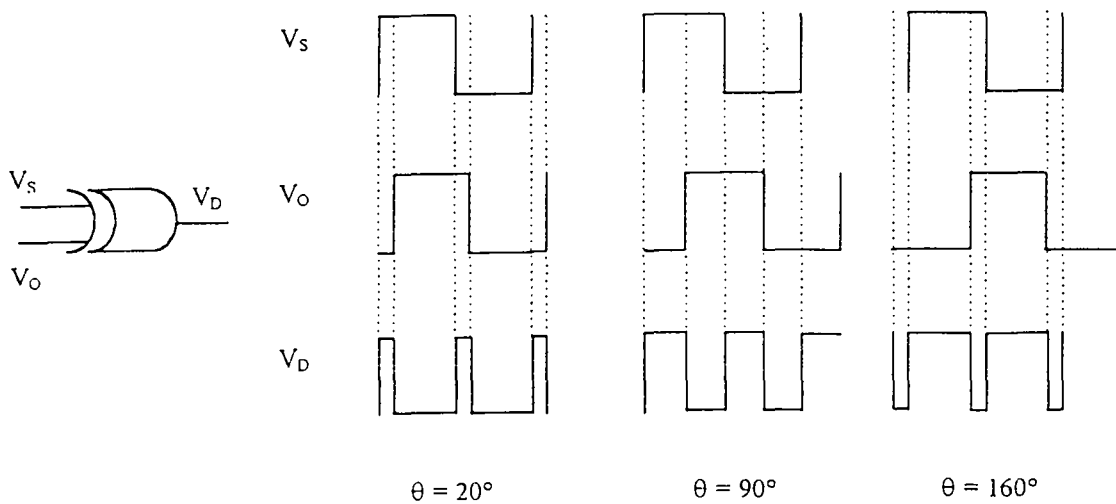


**Figura 2.5** - Esquema para sintonia automática de frequência

Existem, basicamente, dois tipos de detetores ( comparadores ) de fase : os comparadores de fase e os comparadores de fase-freqüência. Os comparadores de fase fornecem uma tensão de saída que depende exclusivamente da relação de fase existente entre os sinais aplicados. Os comparadores de fase-freqüência, fornecem uma tensão de saída dependente destas duas grandezas.

Os circuitos que realizam a comparação de fase podem ser analógicos ou digitais [17]. No caso analógico, é constituído de um multiplicador que realiza o produto entre os sinais na saída do circuito mestre e o sinal de referência. Este tipo de comparador é muito sensível se os sinais tem amplitudes variantes no tempo, têm maior complexidade e é menos confiável em relação ao comparador digital. Este último pode ser constituído por uma porta OU exclusiva ( EXOR ) que recebe os sinais de referência e da saída do mestre.

Os comparadores de fase-freqüência utilizam flip-flops e portas lógicas, e os sinais aplicados não precisam ser necessariamente simétricos [12]. Se o sinal de referência for sinusoidal, existe a necessidade de converter ambos os sinais em ondas quadradas, o que pode ser feito por " hard limiters " [17] ou por comparadores de alta velocidade [15]. Em [2] é proposto um comparador de tensão antes do comparador de fase para manter constantes as amplitudes das ondas quadradas e, assim, eliminar o jitter no PLL quando o nível dos sinais varia. A Fig. 2.6 mostra o comportamento do sinal a saída de um comparador de fase digital para diferentes defasagens entre os sinais entrantes.



**Figura 2.6** - Sinais a entrada e saída de uma porta OU-EXCLUSIVO

O bloco amplificador em cascata com o filtro passa baixas realiza a conversão do sinal à saída do comparador de fase, em tensão ( ou corrente ) apropriada para sintonizar os componentes usados no projeto.

O filtro passa baixas fornece na saída uma aproximação do valor médio dos pulsos de tensão que aparecem na saída do comparador de fase, atenuando a componente alternada, o ruído de alta frequência e outras interferências. É interessante observar que as não-linearidades existentes no PLL não trazem maiores conseqüências já que a operação deste circuito não necessita ser linear [2].

A sintonia pode ser afetada por vários fatores como : “offsets” no detetor de fase ou no filtro passa baixa [8] e distorção na saída do VCO ou do VCF [8],[4]. Como quase sempre a sintonia altera as condições de polarização, é de se esperar que a linearidade e a faixa dinâmica sejam afetadas [6].

## 2.4 COMENTÁRIOS SOBRE TRABALHOS QUE UTILIZAM SINTONIA AUTOMÁTICA

Filtros OTA-C e MOSFET-C que utilizam VCO e VCF como circuitos mestres podem ser encontrados em [1-6],[14-15]. Alguns aspectos destes trabalhos são destacados a seguir.

Em [1] é apresentado um filtro passa faixa com transcondutância e capacitores que apresenta como desvantagem a frequência central dependente do fator de qualidade, devido à condutância parasita de saída dos MOSFET's.

Em [2] é apresentado um filtro passa baixa MOSFET-C cuja precisão absoluta da frequência de corte apresenta um erro que é em parte atribuído ao descasamento entre VCO e o filtro principal, e em parte atribuído às não idealidades do PLL ( por exemplo não idealidades do VCO ).

Em [4] um filtro passa baixa com frequência de corte em 4 MHz apresentou a resposta em frequência limitada pelo baixo ganho DC dos amplificadores de transcondutância usados na estrutura. Aqui, se a aplicação necessitar de alta seletividade, o emprego de alguma espécie de circuito automático de compensação de perdas torna-se necessário.

Uma variedade de outras técnicas têm sido experimentadas nos últimos anos. O uso de EPROM's foi utilizado para realizar uma pré-sintonia da resposta de um filtro [7]. Entretanto, foi constatado que o uso de EPROM's na arquitetura do filtro é fortemente dependente da aplicação e da necessidade de estabilidade dos parâmetros do filtro. Assim o melhor uso de EPROM's destina-se a uma grosseira pré-sintonia que traz os parâmetros do filtro para dentro de uma faixa de sintonia, garantindo a outras técnicas a realização da sintonia final.

Um filtro auto-sintonizado que usa sinais de referência em modo comum onde não é necessário filtro mestre é proposto em [9]. Neste esquema de sintonia os sinais de referência em modo comum e o sinal principal são diretamente aplicados ao filtro principal. As principais características são : o sinal de referência e o sinal principal são aplicados simultaneamente nos dois filtros; a simplicidade dos circuitos já que não necessita de circuito mestre e de realimentação de modo comum, resultando em reduzida potência, ruído e área morta.

Em [13], [19] é utilizada uma técnica de aproximações sucessivas para controlar a resposta em frequência. Neste esquema, os sinais sinusoidais de referência e de saída do filtro são aplicados a um flip-flop que opera como um discriminador de fase de forma que a sua saída “Q” contém a informação sobre a fase relativa entre a entrada e saída do filtro. Este sinal de erro é usado para controlar o elemento sintonizável do filtro, sendo este modificado até que o sinal de erro de fase esteja dentro de limites pré-estabelecidos. O elemento sintonizável é composto de uma rede de capacitores em paralelo com o capacitor integrado de uma rede ativa-RC.

O princípio de comparação de cargas para controle da frequência dos pólos de um filtro é apresentado em [16]. O controlador de frequência é composto por um comparador de carga e um filtro passa-baixa. Para o processamento da carga, conhecidas técnicas de capacitor chaveado são utilizadas. A relação sinal/ruído desde filtro é muito pouco afetada pelo controlador de frequência já que este trabalha com frequências muito baixas quando comparadas com a frequência de ressonância do filtro principal. Como principal característica deste sistema de sintonia automática, temos o baixo ruído provocado pelo mesmo.



Em [18] é apresentado um método com sintonia direta para correção da resposta em frequência. Um arranjo programável de capacitores substitui todos os capacitores que determinam as constantes de tempo do circuito. A programação é digital e é basicamente obtida pela aplicação de uma tensão de referência conjuntamente com sinais de sincronização, para chavear um contador binário. Ao fim do processo será determinada uma palavra binária que programa o arranjo de capacitores. O método de sintonia digital usado para programar estes arranjos não causa modulação do sinal processado pois o código de sintonia está fixo durante a operação normal. Devido à presença de chaves MOS no caminho do sinal, as aplicações para as quais a técnica é útil são necessariamente para baixas frequências. Para frequências superiores a 100 kHz, a degradação da resposta torna-se significativa.

Como pode ser observado, é grande a diversidade de trabalhos sobre sintonia automática. Grande parte destes trabalhos apresentam circuitos de controle analógicos, trabalhando dentro de faixas de sintonia típicas e com a sintonia sendo realizada pela troca do ponto quiescente de transistores MOS. É dentro deste universo que surge uma proposta alternativa de sintonia automática de frequência que é bastante simples, totalmente digital, que apresenta erro de sintonia comparável ao de estruturas semelhantes e que pode trabalhar com maiores faixas de sintonia. Esta proposta será descrita a seguir.

## **CAPÍTULO 3**

### **SINTONIA AUTOMÁTICA DE FREQUÊNCIA EM FILTROS MOCD-C**

#### **3.1 INTRODUÇÃO**

Diferentes técnicas de sintonia automática são empregadas em filtros contínuos integrados utilizados comercialmente. Neste capítulo será proposta uma metodologia para a sintonia automática de frequência de filtros contínuos que substitui o tradicional resistor ativo MOS por uma rede divisora de corrente. Como a divisão de corrente é comandada por uma palavra digital, o circuito de controle é totalmente digital e de grande simplicidade.

Começaremos apresentando os filtros utilizados e a rede divisora de corrente. Em seguida será mostrado com detalhes o funcionamento do controlador automático de frequência e serão apresentadas algumas particularidades do mesmo.

#### **3.2 A BIQUADRADA TOW-THOMAS**

O filtro escolhido como protótipo foi a biquadrada Tow-Thomas ( Fig. 3.1 ), a qual apresenta  $\omega_0$  com baixa sensibilidade aos parâmetros do circuito. Além disso, todos os componentes passivos são conectados em nós de baixa impedância, o que diminui a influência das capacitâncias parasitas inerentes aos elementos utilizados.

As funções de transferência passa faixa e passa baixa são dadas por :

$$\frac{V_{PF}}{V_I}(s) = \frac{K_1(\omega_0 / Q)s}{s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2} \quad (3.1.a)$$

$$\frac{V_{PB}}{V_I}(s) = \frac{K_2\omega_0^2}{s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2} \quad (3.1.b)$$

onde, assumindo inversor ideal tem-se :

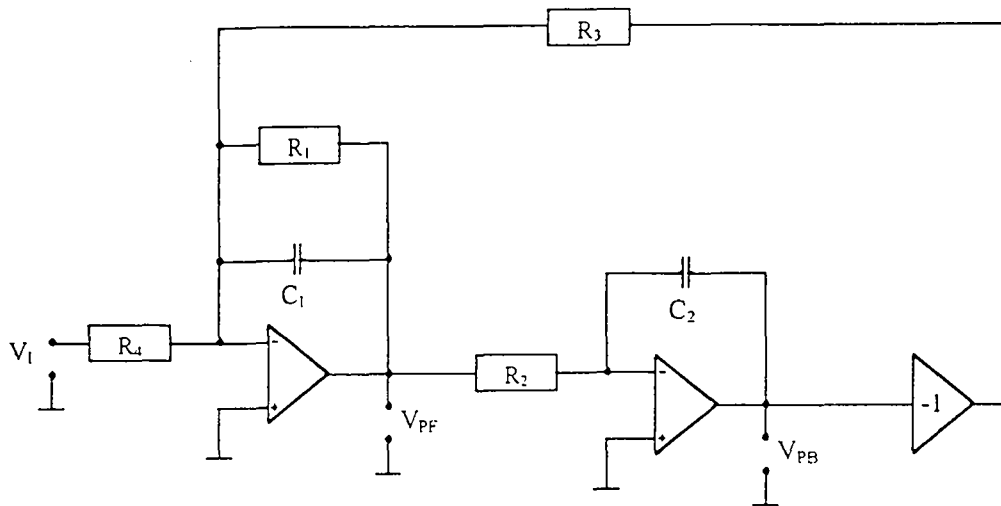
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad (3.1.c)$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_1^2 C_1}{R_2 R_3 C_2}} \quad (3.1.d)$$

$$K_1 = -R_1 / R_4 \quad (3.1.e)$$

$$K_2 = -R_3 / R_4 \quad (3.1.f)$$

É importante observar que os sinais de entrada e saída do filtro passa-faixa são defasados de  $180^\circ$  na frequência central  $\omega_0$ . Esta propriedade, que pode ser observada nas equações acima, será usada para sintonizar a frequência central do filtro. Para sintonizar  $\omega_0$  sem trocar os demais parâmetros do filtro, as resistências devem sempre ser iguais durante o processo de sintonização.

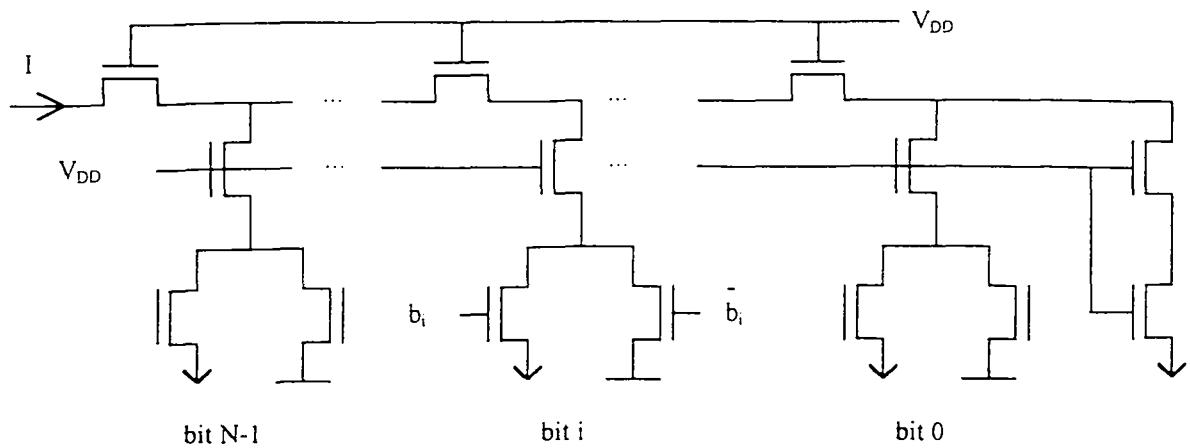


**Figura 3.1** - Biquadrada Tow Thomas

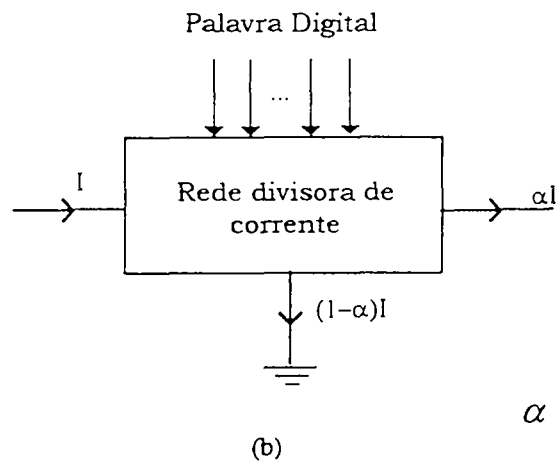
### 3.3 O MOCD ( Most-Only Current Divider )

O elemento básico que será usado para a programabilidade digital do filtro é o MOCD[11,22] mostrado na Fig. 3.2(a). A corrente de saída do MOCD é uma fração, selecionada por uma palavra digital, da corrente de entrada.

Uma das principais características deste divisor programável é que ele é formado por transistores cuja tensão de porta é constante e igual a VDD, o que é muito vantajoso para reduzir a distorção harmônica. Além do mais, o circuito divisor programável possui impedância constante e independente do número de bits da palavra digital e do fator de atenuação. Assim, não introduz complicações adicionais no projeto dos amplificadores operacionais que alimentam estas redes, contrariamente ao uso de resistores controlados por tensão [22].



(a)



(b)

$$\alpha = \sum_{i=0}^{N-1} b_i 2^{(i-N)}$$

**Figura 3.2 - Divisor de Corrente**

(a) Estrutura

(b) Símbolo

### 3.4 SINTONIA AUTOMÁTICA ATRAVÉS DE REDES DIVISORAS DE CORRENTE PROGRAMÁVEIS DIGITALMENTE

A sintonia indireta foi adotada neste trabalho pelas razões descritas no Capítulo 2, como a ausência de comutação entre filtros e a ausência de chaves

no caminho do sinal. Entretanto, como em todo sistema “mestre-escravo”, uma sintonia mais precisa acontecerá se o escravo seguir o mestre fielmente.

Nos circuitos mestre e escravo foram utilizadas seções de segunda ordem com a mesma topologia. Mestre e escravo são, respectivamente, filtros passa-faixa e passa-baixa. Ambos os filtros são biquadradas Tow-Thomas onde, em vez de substituir os resistores da estrutura mostrada na Fig. 3.1 por MOSFETs operando na região triodo, estes resistores foram substituídos por atenuadores de corrente controlados digitalmente, como os mostrados na Fig. 3.2.

A Fig. 3.3 mostra a estrutura Tow-Thomas onde os resistores foram substituídos por MOCDs de 6 bits.

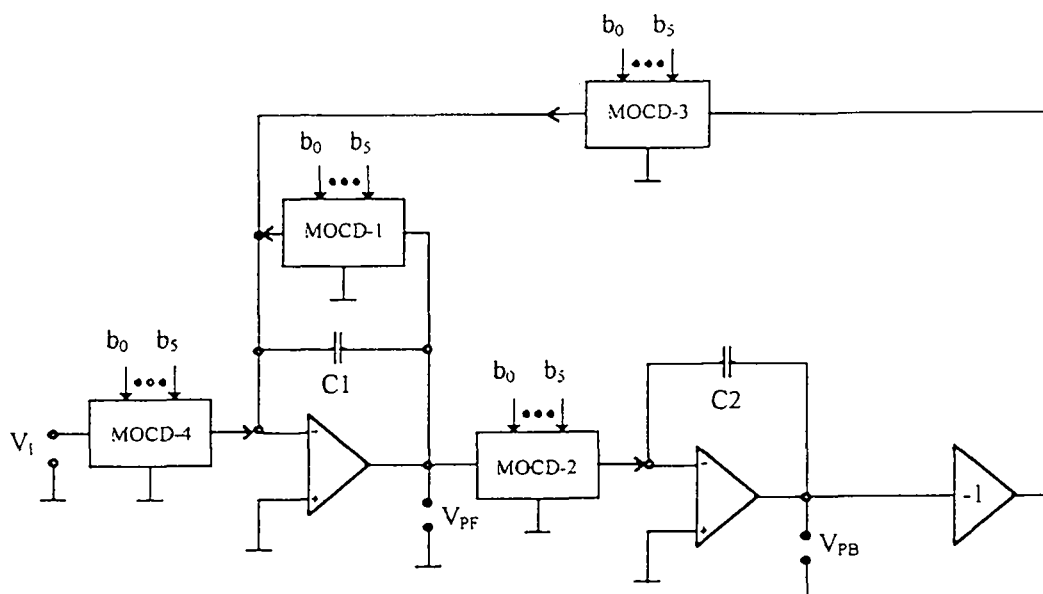


Figura 3.3 - Filtro Tow Thomas utilizado como mestre e escravo

A resistência equivalente  $R$ , realizada pelo MOCD é dada por :

$$R_k = \frac{r}{\alpha_k} \quad (3.2)$$

onde  $r$  é a resistência de entrada do MOCD. O fator de atenuação  $\alpha$  da rede divisora de corrente é controlado pela palavra digital de acordo com :

$$\alpha = \sum_{i=0}^{N-1} b_i 2^{(i-N)} \quad (3.3)$$

onde  $b_i$  e  $N$  representam o valor e o tamanho da palavra digital, respectivamente.

Assumindo que todos os MOCDs são idênticos e suas resistências de entrada são  $r = \alpha \cdot R_k$  ( $k = 1, \dots, 4$ ), a frequência  $\omega_0$  e o fator de qualidade do filtro podem ser facilmente calculados a partir de :

$$\omega_0 = \frac{\alpha}{\sqrt{r^2 C_1 C_2}} \quad (3.4.a)$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad (3.4.b)$$

Neste trabalho, o fator de qualidade adotado foi 0,7. As especificações do filtro protótipo incorporam os requisitos de típicos filtros anti-recobrimento e de reconstrução, isto é, filtro passa-baixa de baixa ordem com a forma da resposta em frequência o mais plana possível. A frequência de corte escolhida foi baseada para aplicações em telecomunicações [18].

Idealmente todos os parâmetros do filtro, exceto  $\omega_0$ , não são afetados se os fatores de atenuação são os mesmos para todos os MOCDs.

O funcionamento do circuito de controle automático de frequência, mostrado na Fig. 3.4, fundamenta-se nas respostas de fase e de atenuação do filtro utilizado como mestre ( ver Fig. 3.5 ). Na frequência central  $\omega_0$ , o sinal na entrada do filtro, a frequência de referência, e o sinal na saída deste estão defasados de  $180^\circ$ .

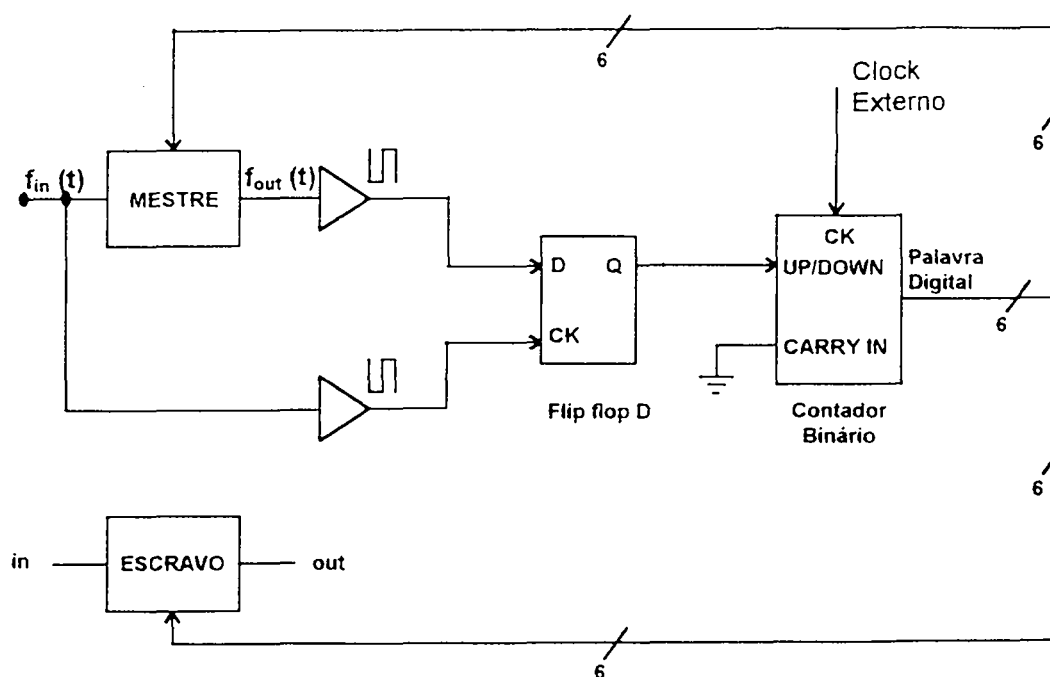
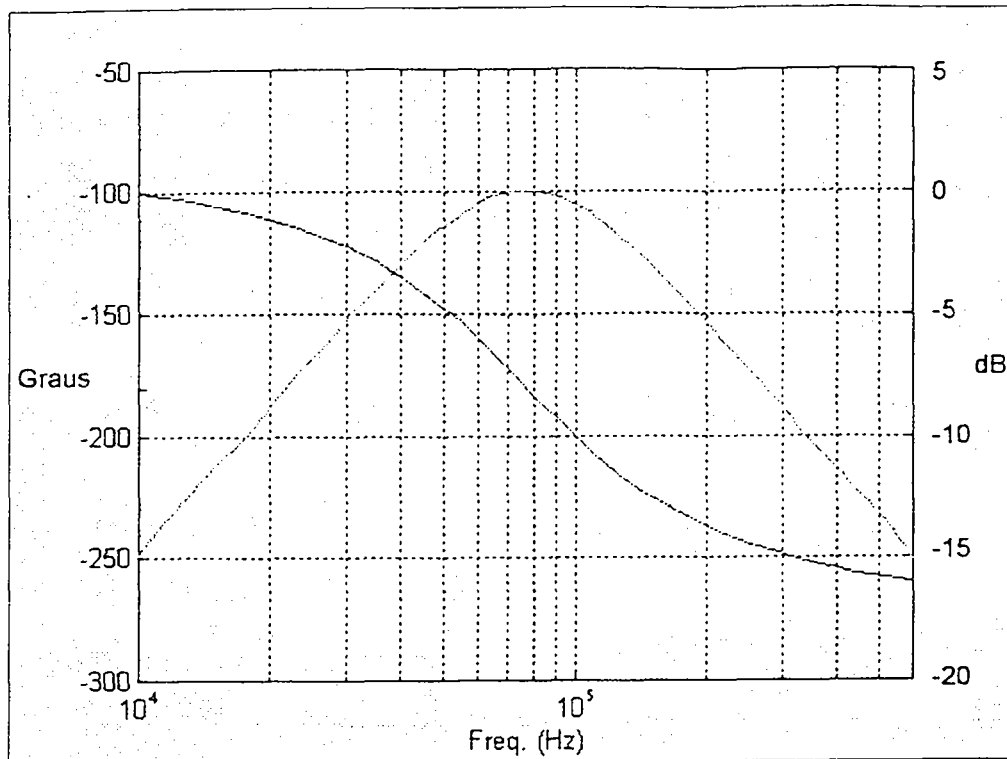


Figura 3.4 - Sintonizador Digital I

O princípio de controle é baseado na medida da diferença de fase entre o sinal sinusoidal de referência ( $f_{in}(t)$ ) e o sinal na saída do filtro mestre ( $f_{out}(t)$ ). O fator de atenuação  $\alpha$  das redes MOCD deve ser modificado até que a



defasagem de  $180^\circ$  seja obtida. Neste instante, conforme pode ser visto na Fig. 3.5, a frequência central do filtro passa-faixa é encontrada.

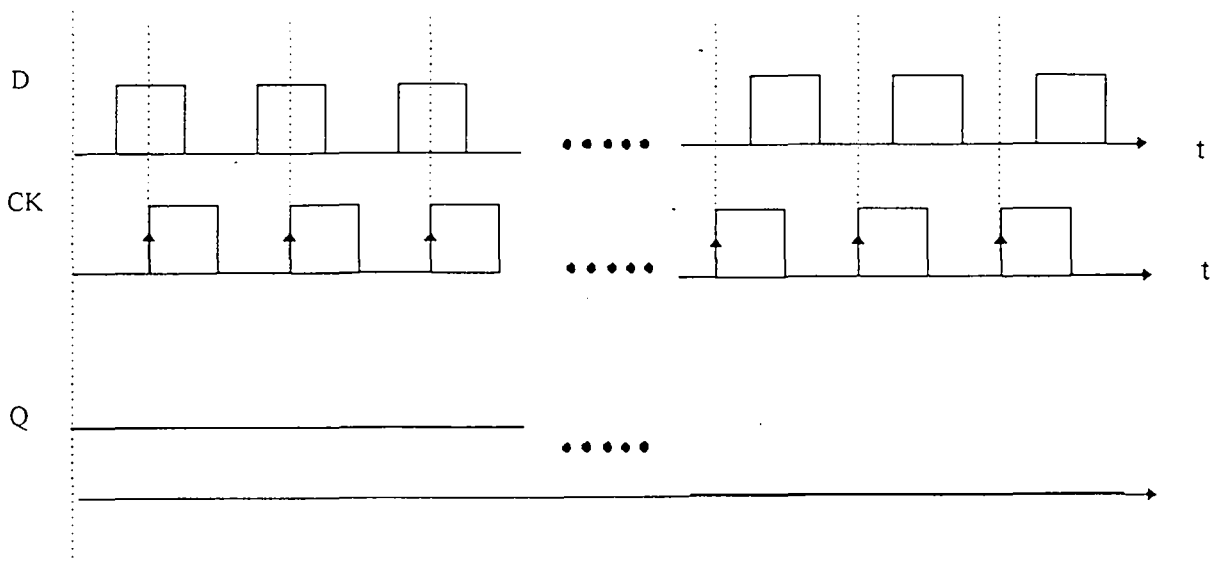


**Figura 3.5** - Resposta em freq. de atenuação e de fase teórica para o filtro utilizado como circuito mestre

O sinal de entrada  $f_{in}(t)$  na Fig. 3.4 é sinusoidal com frequência igual à frequência central nominal do filtro passa-faixa. Os sinais sinusoidais  $f_{in}(t)$ , entrada do filtro mestre, e  $f_{out}(t)$ , saída do filtro mestre, são convertidos em ondas quadradas através de comparadores de alta velocidade.

Após os comparadores, o sinal já se apresenta com níveis adequados para ser aplicado ao flip-flop tipo D, cuja operação está ilustrada na Fig. 3.6. O sinal, proveniente da entrada do filtro mestre, é aplicado à entrada de "clock"

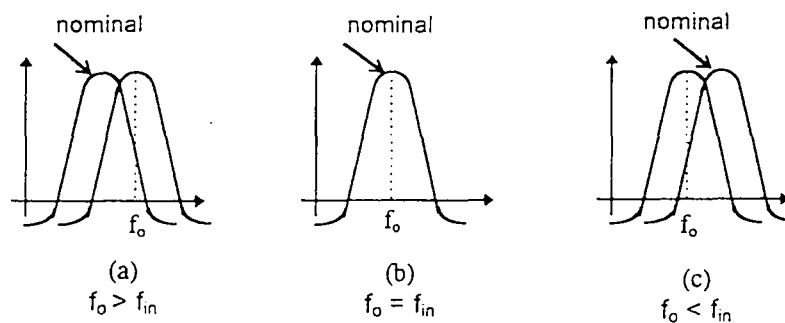
( CK ). A outra onda quadrada, proveniente da saída do filtro mestre, é aplicada à entrada de dados ( D ). Desta forma, a saída "Q" do flip-flop é alta quando a frequência central do filtro passa-faixa ( mestre ) tem de ser decrementada ( Fig. 3.7 (a) ) e baixa no caso contrário ( Fig. 3.7 (c) ). Assim, a saída "Q" é utilizada para direcionar o contador binário, aumentando ou diminuindo o fator de atenuação das redes divisoras de corrente, ou seja, aproximando a frequência central do filtro mestre da frequência do sinal de referência.



**Figura 3.6** - Operação de um flip-flop D

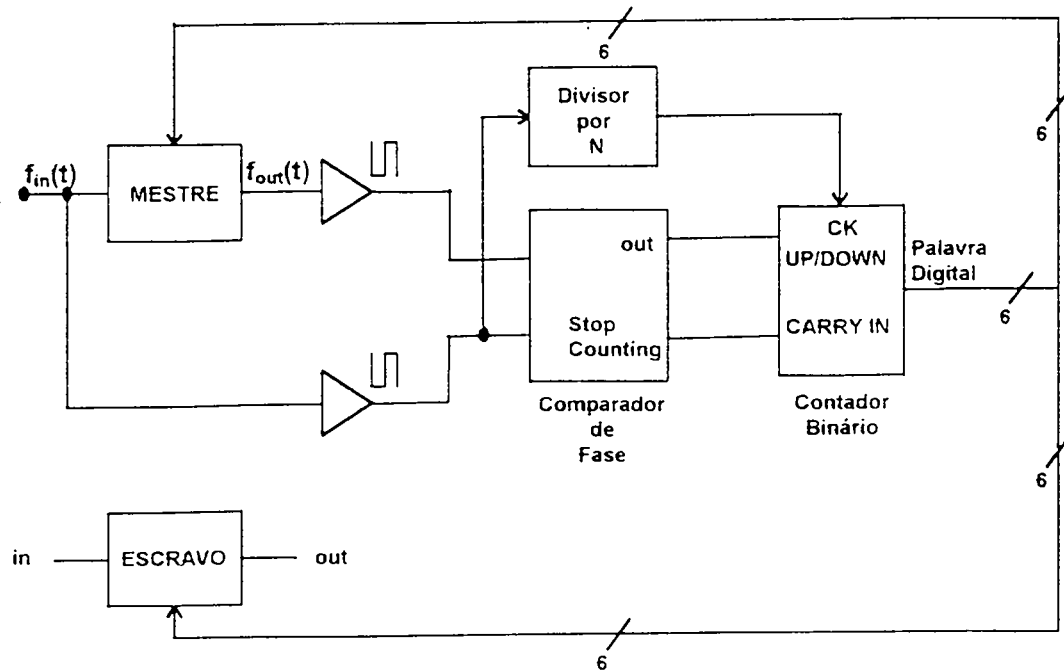
Como pode ser observado, neste esquema de sintonia não ocorre a parada do contador em nenhum momento. Ocorre apenas uma mudança no sentido de contagem quando a frequência central do filtro mestre ultrapassa ( para cima ou para baixo ) a frequência de referência. Desta forma o fator de

atenuação vai permanecer trocando de valor e a frequência central do filtro mestre vai, ora estar ligeiramente acima da frequência de referência, ora ligeiramente abaixo da mesma. Este controlador automático de frequência basea-se no esquema proposto em [13] e [19], devidamente adaptado a um controle digital.

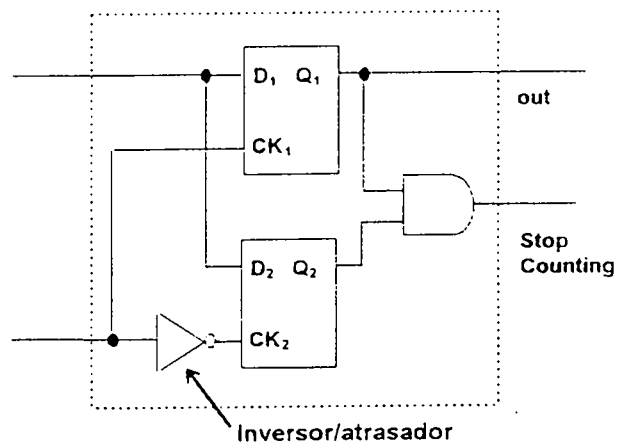


**Figura 3.7** - Resposta em frequência do mestre de acordo com as defasagens entre os sinais à entrada e à saída do mestre

O aspecto negativo do esquema mostrado na fig 3.4 é a modificação constante que ocorre no fator de atenuação. Para superar este problema é proposto neste trabalho ( Fig. 3.8 ) um controlador automático de frequência que faz a parada do contador, escolhendo o fator de atenuação que sintoniza o filtro, sendo o mesmo modificado somente se for necessária nova sintonia. Em adição, é sugerida a obtenção do sinal de “clock”, do próprio circuito de sintonização automática.



(a)



(b)

**Figura 3.8 - Sintonizador Digital II**

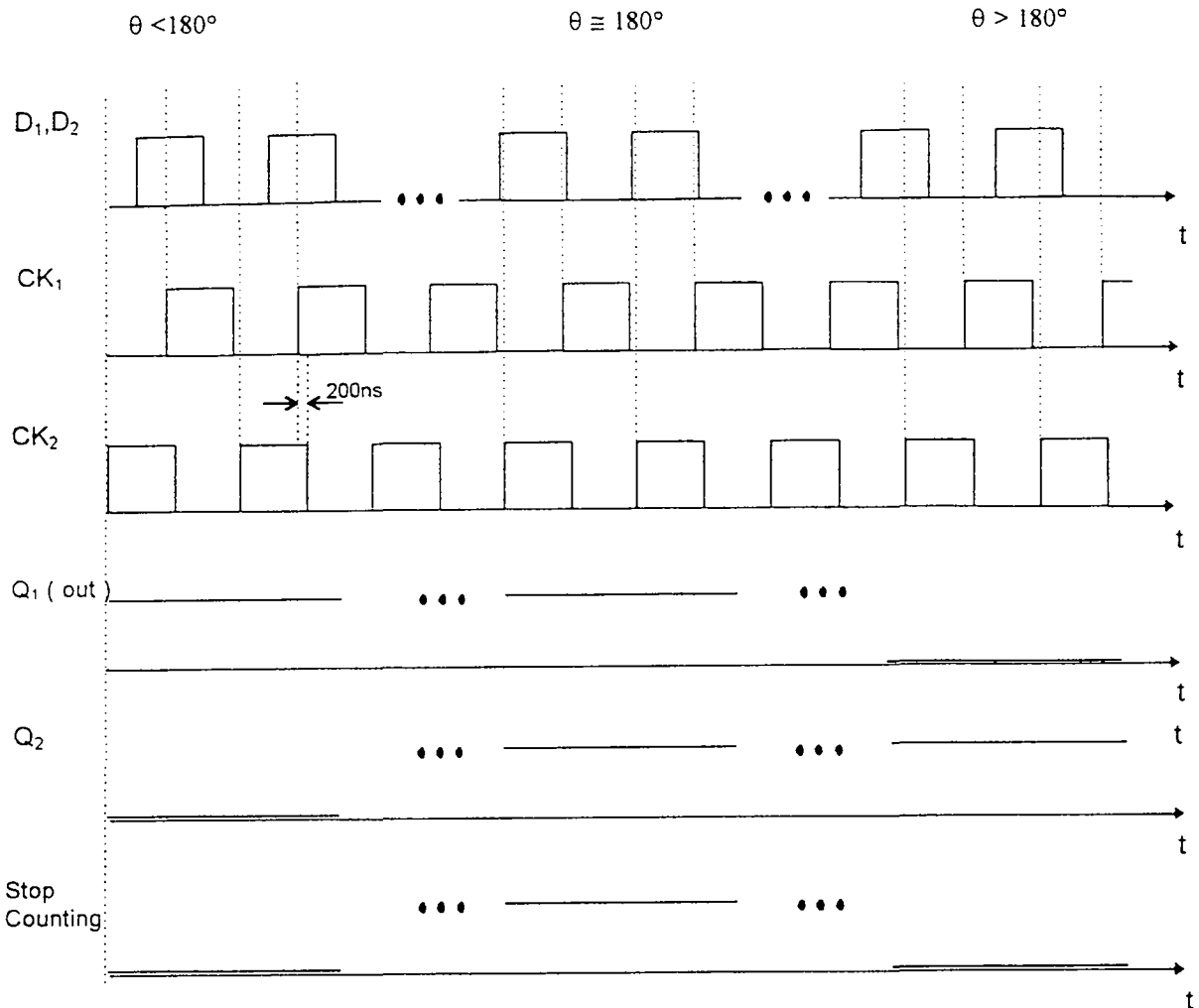
(a) Diagrama de blocos

(b) Comparador de fase

Neste outro sintonizador os sinais, após os comparadores de alta velocidade, são aplicados ao comparador de fase ( Fig. 3.8(b) ), composto basicamente de dois flip-flops tipo D. O sinal de saída do comparador excitado pelo sinal de referência  $f_{in}(t)$ , é aplicado às entradas  $CK_1$  e  $CK_2$ , com uma defasagem de  $180^\circ$  exceto por um pequeno atraso ( $\cong 200$  ns) devido ao inversor lógico utilizado. A outra onda quadrada, proveniente da saída do filtro mestre, é aplicada às entradas  $D_1$  e  $D_2$ . O comparador de fase fornece dois sinais : o sinal “stop counting”, que serve para inibir o contador quando o nível é alto, e o sinal “out” serve para direcionar o contador para cima ou para baixo conforme detalhado a seguir.

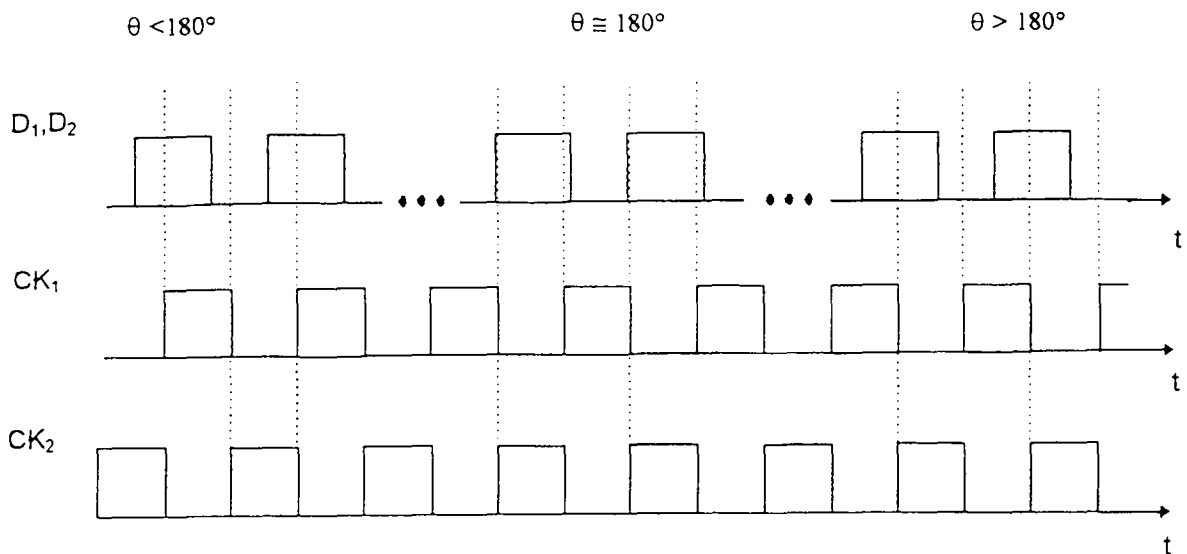
A Fig. 3.9(a) mostra o funcionamento do comparador de fase para três diferentes defasagens entre  $f_{in}(t)$  e  $f_{out}(t)$ . Basicamente, a saída  $Q_1$  do comparador de fase ( saída “out” na Fig. 3.8(b) ) é alta quando a frequência central do filtro passa faixa ( mestre ) tem de ser decrementada e é baixa em caso contrário. Assim,  $Q_1$  é utilizado para direcionar o contador binário, aumentando ou diminuindo o fator de atenuação das redes divisoras de corrente. A saída  $Q_2$  apresenta comportamento inverso a  $Q_1$ . Entretanto, devido ao pequeno atraso existente entre os sinais das entradas  $CK_1$  e  $CK_2$ ,  $Q_1$  e  $Q_2$  apresentam nível alto simultaneamente quando a frequência central do filtro passa faixa é aproximadamente igual ao valor nominal ( aproximadamente  $180^\circ$  de defasagem entre os sinais à entrada e à saída do mestre ), nesta situação um sinal alto ( $Q_1 \cdot Q_2 = 1$ ), saída “stop counting” na Fig. 3.8(b), inibe o contador, indicando que a frequência central do filtro mestre foi encontrada.

A Fig. 3.9(b) mostra que o comparador de fase funciona do mesmo modo se o atraso utilizado for substituído por um aumento na largura dos pulsos do sinal que é aplicado na entrada de dados.



**Figura 3.9(a)** - Sinais no comparador de fase para diferentes defasagens entre a entrada ( $CK_1$ ) e saída ( $D_1, D_2$ ) do circuito mestre.

O clock do contador binário determina o tempo de sincronização. Como são poucas as palavras binárias, ele não necessita ser elevado (centenas de vezes menor que a frequência de referência). A saída do contador binário fornece a palavra digital para os MOCDs. Esta palavra é inicialmente estabelecida em 100000 ( $\alpha = 0,5$ ) e incrementada ou decrementada de acordo com a diferença de fase entre os sinais à entrada e saída do filtro mestre, como explicado acima.



**Figura 3.9(b)** - Sinais no comparador quando o atraso é substituído pelo aumento no tempo em que os sinais  $D_1$  e  $D_2$  permanecem em nível alto

O valor do atraso ( $\cong 200$  ns) é de fundamental importância para a sintonia. Se for muito grande, várias palavras digitais inibem o contador binário, o que resulta em grande erro de sintonia. Se for muito pequeno o contador não é inibido e o fator de atenuação fica variando na mesma frequência do clock do contador binário.

Em operação normal a sintonia é executada continuamente, dirigida pelo sinal externo de referência. Dependendo das variações nas condições de operação, tal como a temperatura, a diferença de fase entre a frequência de referência e o sinal à saída do mestre muda, fazendo com que o sinal “stop counting” passe para nível baixo e reinicie a busca de outro fator de atenuação para novamente sintonizar o filtro.

### 3.5 O FATOR DE ATENUAÇÃO E O ERRO NAS CONSTANTES DE TEMPO

A relação entre as constantes de tempo real (após a fabricação) e nominal é aqui denominada de erro na constante de tempo e é representada por  $\Delta_r$ , onde para qualquer valor de R e C temos :

$$RC = R'C'\Delta_r \quad (3.5)$$

O apóstrofo indica os valores nominais de projeto.

O valor real da constante de tempo deve ser igual, após a sintonia, ao valor da constante de tempo nominal (  $RC = R'C'$  ). Para uma constante de tempo formada por um divisor de corrente digitalmente programável, o valor da constante de tempo necessária pode ser igualado ao valor da constante de tempo sintonizável, a partir de (3.2).

$$\frac{r'}{\alpha'} C' = \frac{r'}{\alpha} C' \Delta_r \quad (3.6)$$

A partir de (3.6) a relação entre  $\alpha$  e o erro na constante de tempo pode ser calculado por :

$$\alpha = \alpha' \Delta_r \quad (3.7)$$

Por exemplo, se o valor nominal para  $\alpha$  é 0,5 e se o valor atual das constantes de tempo diferir em  $\pm 50\%$  a partir do valor nominal, a palavra digital aplicada aos MOCDs estará compreendida entre 010000 (  $\alpha = 16/64$  ) até 110000 (  $\alpha = 48/64$  ).



### 3.6 ERRO DE QUANTIZAÇÃO

Um erro relativo ocorre nas constantes de tempo devido ao tamanho finito da palavra digital. O máximo valor para o erro de quantização, em um dado fator de atenuação, conforme mostrado no apêndice A, é dado por :

$$\Psi = \frac{2^{-(N+1)}}{\alpha - 2^{-(N+1)}} \times 100\% \quad (3.8)$$

onde N é o número de bits.

Portanto, o erro de quantização é dependente do fator de atenuação e do número de bits utilizados na palavra binária que comanda cada MOCD. A Fig. 3.10 mostra o comportamento do erro de quantização em função do fator de atenuação para MOCDs de 6 bits e 8 bits. Considerando um erro nas constantes de tempo de  $\pm 50\%$ ,  $\alpha$  nominal de 0,5 e MOCDs de 6 bits, o máximo erro de quantização é 3.2 % para  $\alpha = 16/64$  e 1.05%  $\alpha = 48/64$ .

O erro de quantização pode ser diminuído se forem utilizados MOCDs de 8 bits, neste caso o erro máximo passa a ser 0,78 % para  $\alpha = 16/64$  e 0,26 % para  $\alpha = 48/64$ .

Uma outra forma de minimizar o erro de quantização, sem aumentar o número de bits, é adotar um  $\alpha$  nominal mais próximo do limite superior. Para valores nominais acima de 0,5 a faixa útil para  $\alpha$  apresenta erros de quantização menores como pode ser observado na Fig. 3.10. Por exemplo se  $\alpha$  nominal for igual a 40/64, o máximo erro de quantização passa a ser 2,50 % para  $\alpha = 20/64$  e 0,84 % para  $\alpha = 60/64$  em um MOCD de 6 bits. O preço pago, neste caso, é a impossibilidade de corrigir erros na constantes de tempo superiores a 40 %.

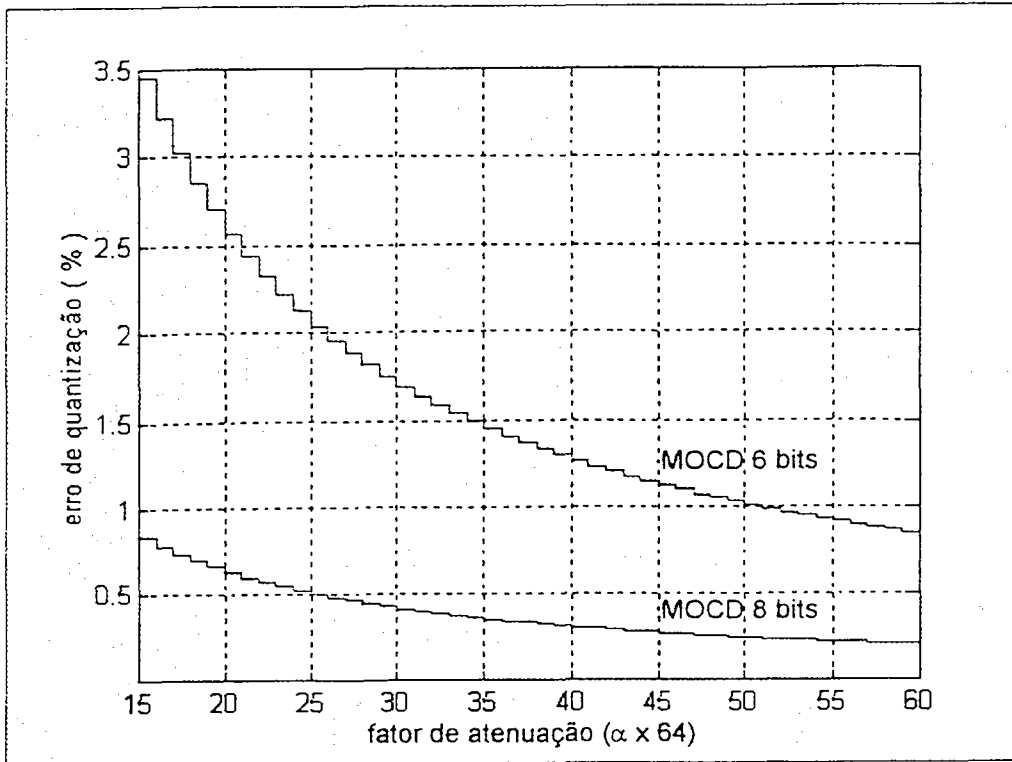
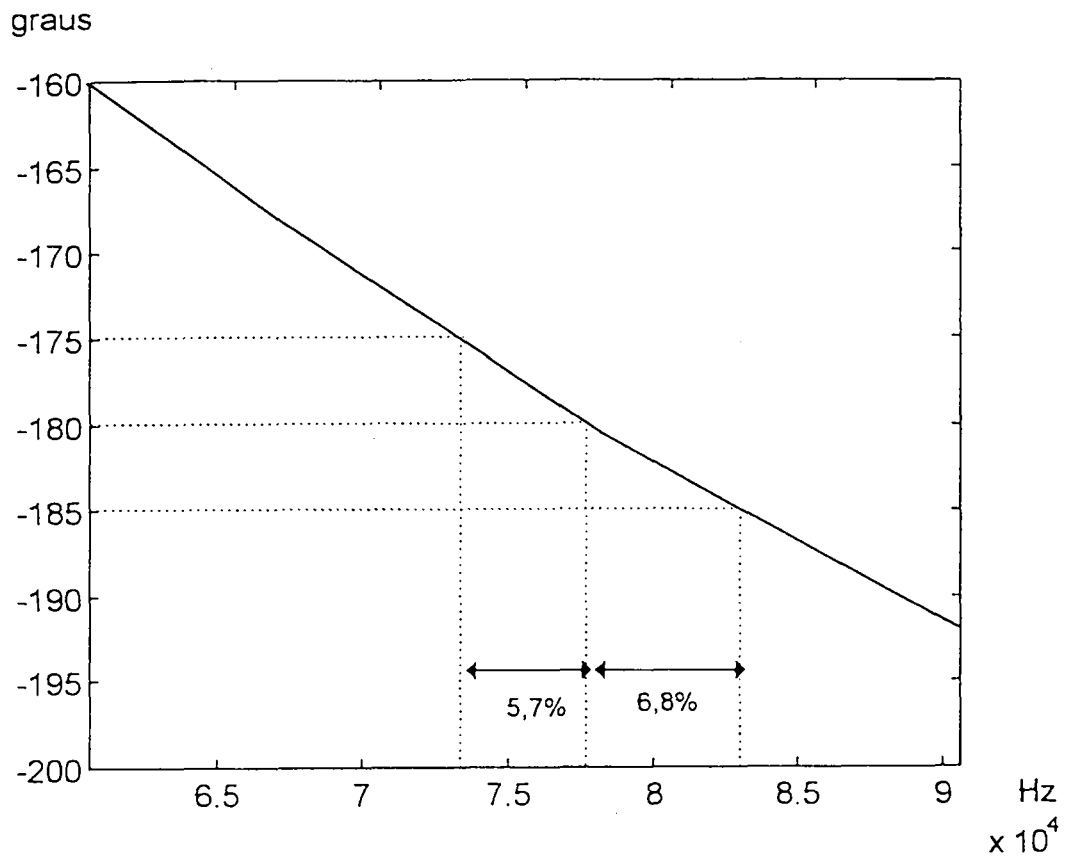


Figura 3.10 - Erro de quantização

### 3.7 ERRO DEVIDO À TÉCNICA DE SINTONIA ( EDTS )

Como já mencionado, a escolha do fator de atenuação ocorre quando a diferença de fase entre o sinal à entrada e o sinal à saída do filtro mestre é de aproximadamente  $180^\circ$ . O EDTS ocorre devido ao fato do valor ser aproximadamente  $180^\circ$  e não  $180^\circ$  exatos. Já que aqui a frequência central é determinada quando os sinais de entrada e saída estão defasados de  $180^\circ$  conforme mostrado na Fig. 3.5. O valor aproximado acontece porque é realizado um atraso proposital de 200 ns entre os sinais  $CK_1$  e  $CK_2$  ( veja Fig. 3.9 ). Na prática, este atraso representa, na frequência de 78 kHz, cerca de  $5^\circ$ .



**Figura 3.11** - Resposta fase vs. frequência para o filtro mestre

Através da curva fase x frequência do filtro mestre, com fator de qualidade de 0,7, encontramos o EDTS. Os  $5^\circ$  na Fig. 3.11 indicam que a sintonia acontece para frequências dentro de uma faixa 6,8% acima da frequência central e 5,7 % menores que a frequência central. É dentro desta faixa de frequências que é executada a sintonia.

### **3.8 INFLUÊNCIA DO ERRO DE QUANTIZAÇÃO E O EDTS NO ERRO TOTAL DE SINTONIA**

É muito importante fazer uma estimativa de qual é o erro de sintonia total devido à quantização e à técnica de sintonia. A influência de um ou outro tipo de erro é dependente do fator de atenuação e da relação entre ambos os erros.

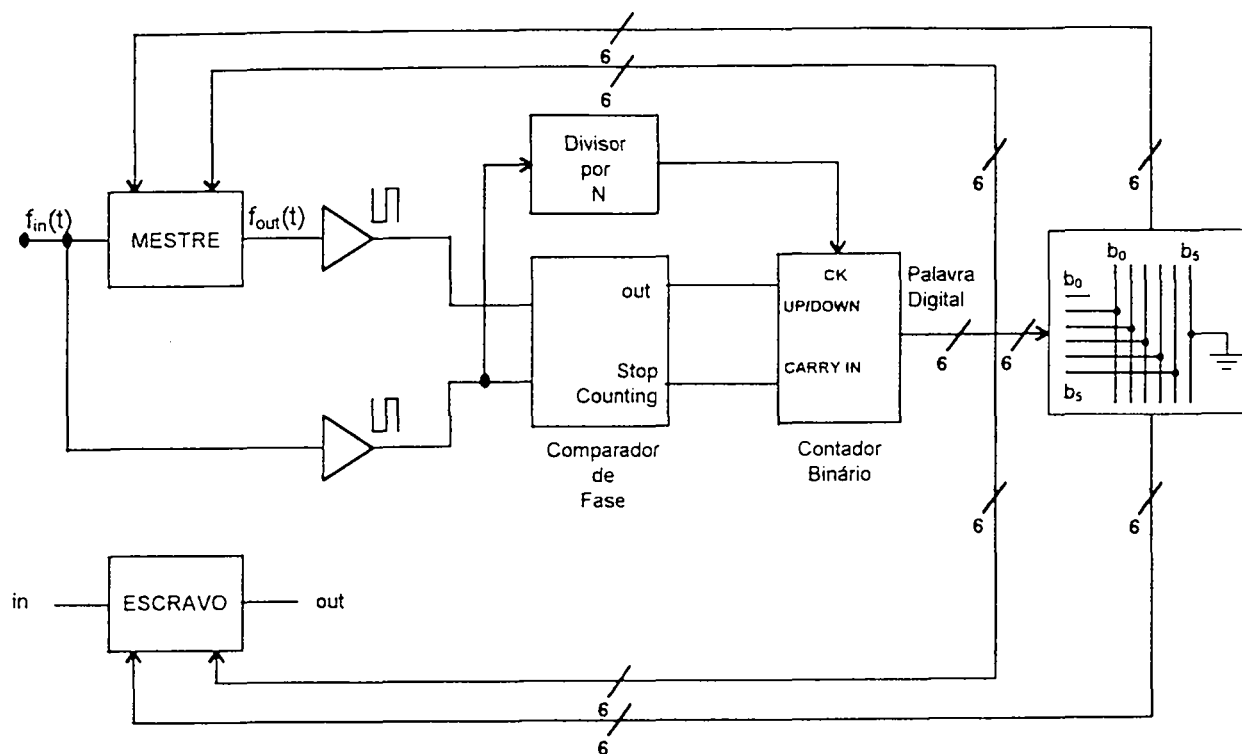
Quando o EDTS for maior que o erro de quantização podemos estimar o erro total de sintonia máximo como igual ao EDTS. Já quando o erro de quantização for maior que o EDTS, o erro total de sintonia máximo é aproximadamente igual ao erro de quantização.

### **3.9 OUTROS ASPECTOS IMPORTANTES**

A técnica de sintonia é sensível ao " jitter " de fase dos sinais já que baseia-se na medida da diferença de fase entre dois sinais : os sinais de entrada e saída do filtro mestre. Uma influência menor do " jitter " de fase ocorre para atrasos maiores entre os sinais  $CK_1$  e  $CK_2$ . Entretanto, quanto maior o atraso entre estes sinais, maior é o EDTS. Devido a isso, o atraso adotado,  $\cong 200$  ns, tem o compromisso entre a estabilidade durante o processo de sintonia e o menor EDTS.

Neste trabalho todos os MOCDs receberam a mesma palavra binária, ou seja, trabalharam com o mesmo fator de atenuação. Entretanto, pode-se trabalhar com fatores de atenuação diferentes já que é possível efetuar operações aritméticas, por exemplo de soma ou subtração, com a palavra binária antes de a mesma ser aplicada aos MOCDs.

Como exemplo, na Fig. 3.12 é mostrado como implementar o circuito de sintonia caso um dos MOCDs deva ter o fator de atenuação com valor igual à metade dos demais.



**Figura 3.12** - Modificação do circuito de controle de frequência para trabalhar com diferentes fatores de atenuação

# CAPÍTULO 4

## RESULTADOS EXPERIMENTAIS

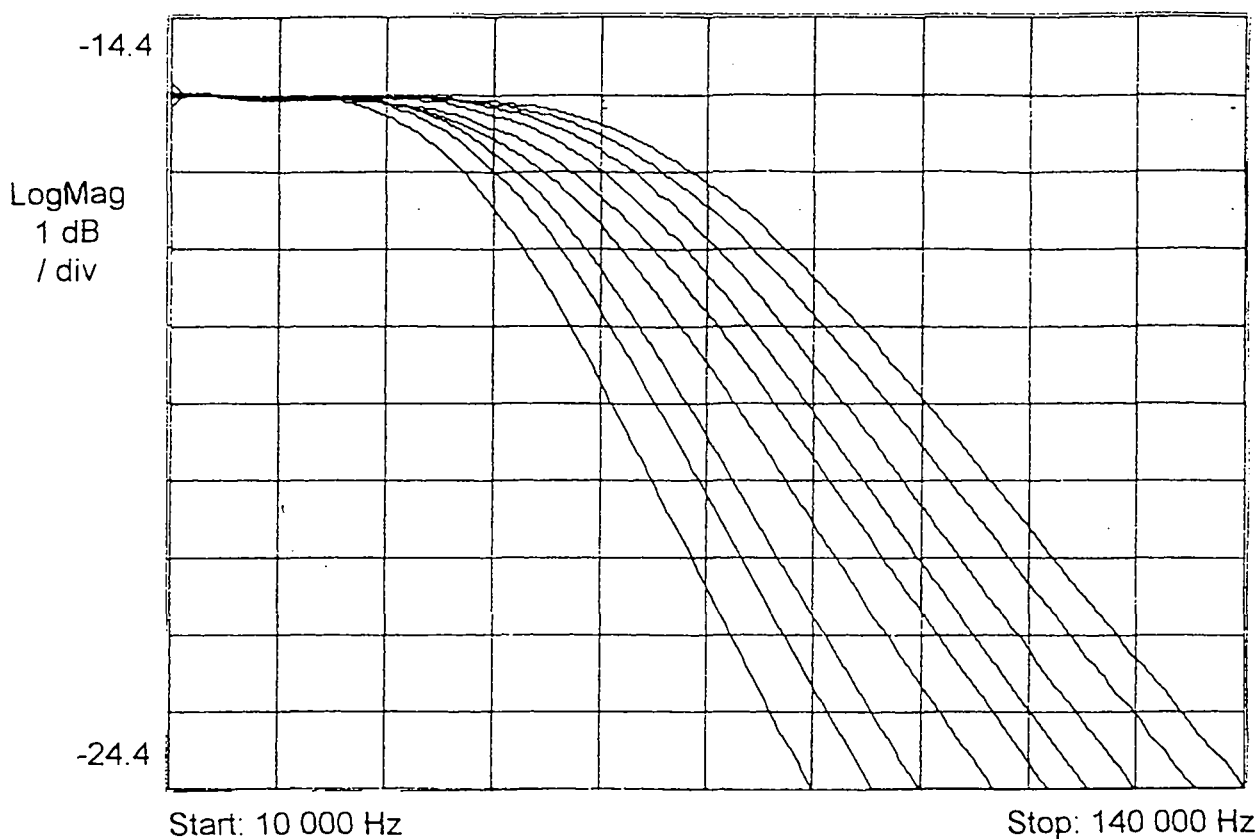
### 4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos com a avaliação experimental do circuito controlador automático de frequência. Estes resultados são mostrados para validação da metodologia de implementação e análise dentro do contexto de sintonia automática.

### 4.2 RESULTADOS OBTIDOS COM O PROTÓTIPO

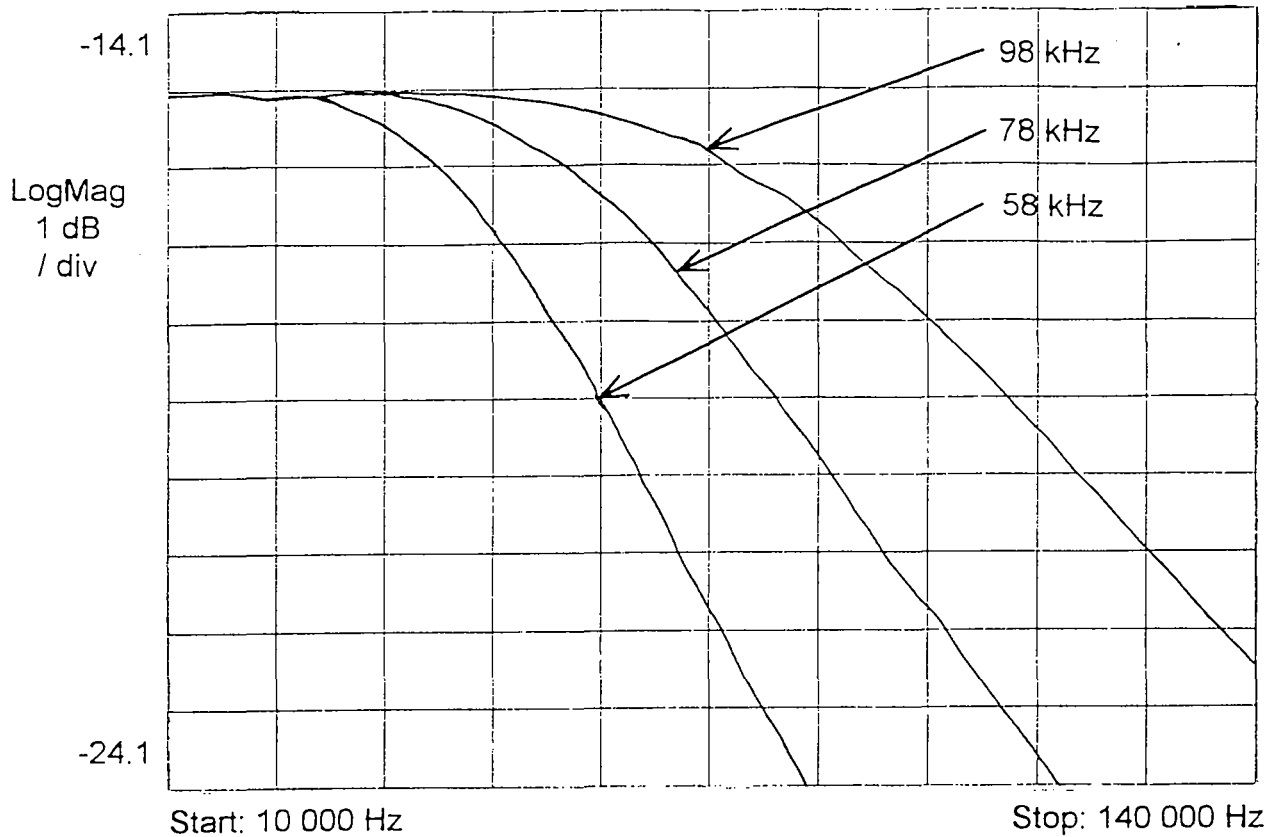
Todos os resultados apresentados foram obtidos com alimentação de  $\pm 5V$ . Os filtros ativos-RC sintonizáveis, assim como o circuito de controle de frequência, foram construídos com componentes discretos. No modelo protótipo foram utilizados amplificadores operacionais discretos TL 082, capacitores ( $C_1 = 270 \text{ pF}$  e  $C_2 = 2 \times 270 \text{ pF}$ ), redes MOCD integradas em tecnologia CMOS de  $1.0 \text{ }\mu\text{m}$ , dupla camada de metal e tensão de  $5 \text{ V}$  ( $r$  (nominal) =  $2.7 \text{ k}\Omega$ ). No circuito de controle foi utilizado o comparador de alta velocidade LM 311, o flip-flop 4013, porta NAND 4011 e dois contadores CMOS 4029.

Todas as respostas em frequência foram obtidas utilizando o analisador de espectros HP 3188A.



**Figura 4.1** - Resposta em frequência do filtro escravo para fatores de atenuação na faixa  $24/64 \leq \alpha \leq 40/64$

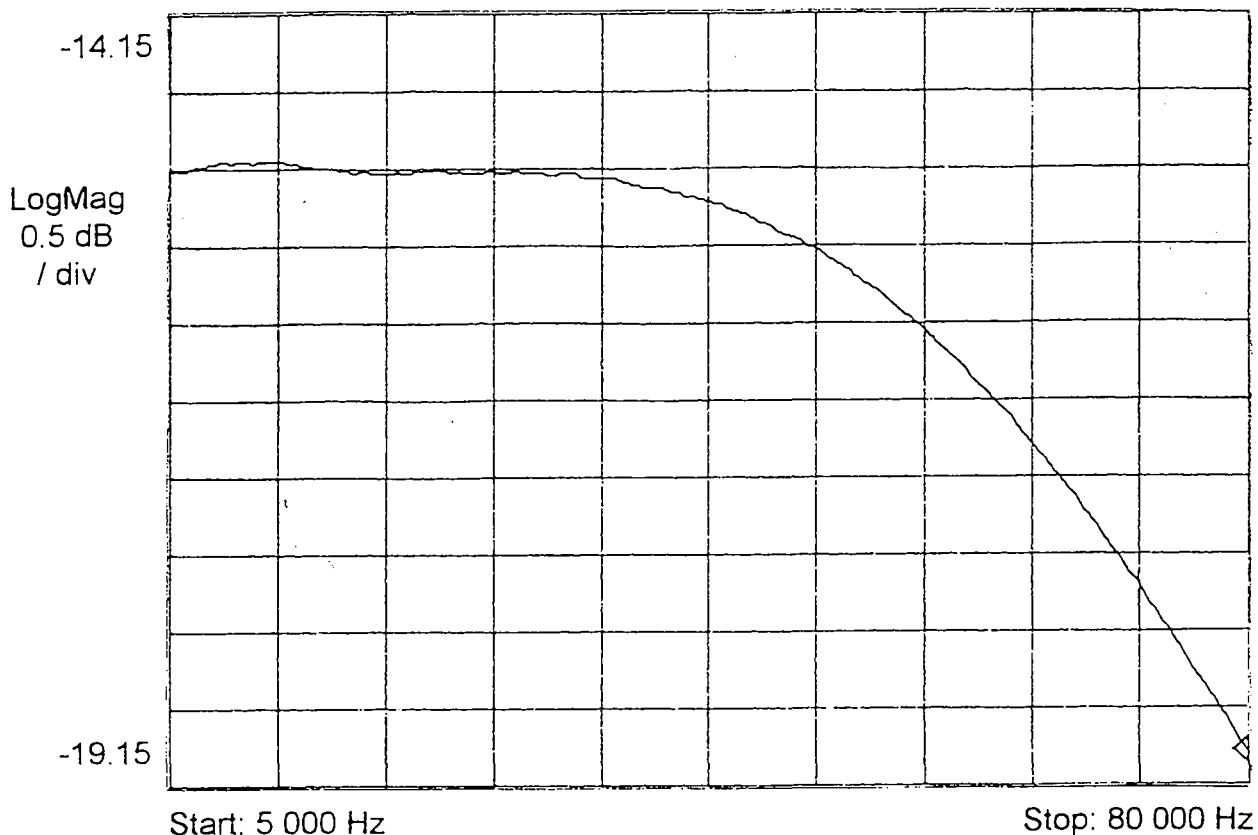
No teste do protótipo foi examinada a forma da resposta em frequência para diferentes palavras digitais ( fatores de atenuação ). O fator de atenuação que sintoniza o filtro pode ser artificialmente escolhido simplesmente pelo ajuste da frequência do sinal de referência. Através desta técnica a forma da resposta em frequência se mostrou preservada e indiferente da palavra digital. Isto pode ser verificado, na Fig. 4.1, para diferentes fatores de atenuação.



**Figura 4.2** - Resposta em frequência do filtro escravo para várias frequências de referência aplicadas ao controlador de frequência

A funcionalidade do controlador de frequência é mostrada na Fig. 4.2. Quando a frequência de referência é 58 kHz é aplicada, a frequência de corte do filtro principal segue esta frequência. Após, a frequência de referência é trocada para 78 kHz e posteriormente para 98 kHz. Em todos os casos a frequência de corte segue o valor de referência.





**Figura 4.3** - Detalhe da banda de passagem do filtro escravo para a frequência de referência de 78 kHz

A fig. 4.3 mostra os detalhes na banda de passagem onde encontramos a frequência de corte de aproximadamente 74,7 kHz quando a referência é 78 kHz. O erro total de sintonia ( porcentagem de desvio da frequência de corte do filtro passa baixa a partir do valor nominal ), neste caso, é de -4,23%. A pequena ondulação, verificada próximo de 5 kHz, é devida a erros de inserção devido as ponteiros do instrumento utilizado.

No protótipo montado verificou-se que o valor médio do erro total de sintonia, quando são aplicados no sintonizador diferentes frequências de referência, não ultrapassou 4%.

O erro total de sintonia ocorre devido à contribuição de vários erros :

- erro devido ao descasamento entre os MOCDs no mesmo filtro, descasamento entre os filtros passa faixa mestre e passa baixa escravo, agravado pelo fato que o protótipo em teste foi construído com componentes discretos.
- erro devido à técnica de sintonia ( EDTS ).
- erro de quantização.
- erro devido às tensões de “offset” dos comparadores e do filtro mestre.
- erros provocados por capacitâncias parasitárias, ganho dos amplificadores operacionais, etc.

# CAPÍTULO 5

## CONCLUSÃO

Inicialmente, realizamos neste trabalho uma breve revisão bibliográfica sobre filtros contínuos e sintonia automática para os mesmos quando estes são totalmente integrados. Através desta revisão bibliográfica, apresentamos a motivação para a pesquisa com respeito a utilização de redes MOCD no processo de sintonia automática.

Atualmente, existem algumas formas de efetuar o controle da resposta de frequência de filtros contínuos, e ficou demonstrado em vários trabalhos [1-2][4][6-9][13-20] que é possível realizar filtros contínuos totalmente integrados de alta performance. Entretanto, na maioria destes trabalhos a sintonia é realizada pelo controle da tensão DC de porta, trocando o ponto quiescente dos transistores. Uma consequência direta desta troca, nas condições de polarização, é o incremento da distorção harmônica.

A distorção harmônica pode ser minimizada se a tensão DC de porta dos transistores é mantida em seu máximo valor. Isto é obtido quando as resistências MOS são substituídas por MOCDs, cuja tensão DC de porta dos transistores é máxima (  $V_{DD}$  ). Desta forma, a sintonia de filtros MOCD-C não necessita de variações na tensão DC de porta, evitando degradação na linearidade dos filtros.

O objetivo principal deste trabalho consistiu em apresentar uma proposta para a sintonia automática de frequência que utilize as redes divisoras de corrente ( MOCD ) como dispositivos onde serão aplicadas modificações ( fator de atenuação ) durante o processo de sintonia.

Os resultados obtidos mostraram-se satisfatórios, comprovando a viabilidade desta proposta. Isto se deve principalmente a :

i) possibilidade de ajustar as constantes de tempo em uma faixa maior do que a obtida com transistores MOS; ii) simplicidade no circuito de controle de frequência; iii) obtenção de erros de sintonia próximos ao de estruturas semelhantes. Entretanto, devemos ressaltar a dependência da performance do esquema de sintonia proposto com o número de bits utilizados na rede divisora. Erros de sintonia menores devem ser esperados se forem utilizados MOCDs de 8 bits e com a integração total do protótipo.

A técnica de sintonia aqui apresentada para controle da resposta de frequência pode também ser utilizado no controle do fator de qualidade, muito necessário em filtros de alto Q e/ou alta frequência.

São sugestões para a continuação deste trabalho a implementação da técnica de sintonia com redes divisoras de corrente de 8 bits com o objetivo de diminuir o erro de quantização, o aprofundamento dos estudos para a inibição do contador com o objetivo de diminuir o erro devido à técnica e a utilização de outras estruturas para os filtros.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - C. S. Park, R. Schaumann, " Design of a 4 MHz Analog Integrated MOS Transconductance- C Bandpass Filter ", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 23, no. 4, pp. 987-996, Ago. 1988.
  
- [2] - M. Banu, Y. P. Tsividis, " An Elliptic Continuous-Time CMOS Filter with On-Chip Automatic Tuning ", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-20, no. 6, pp. 1114-1121, Dez. 1985.
  
- [3] - V. Gopinathan, Y. P. Tsividis, K. S. Tan e R. K. Hester, " Design Considerations for High-Frequency Continuous-Time Filters and Implementation of an Antialiasing Filter for Digital Video ", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 25, no. 6, pp. 1368-1378, Dez. 1990.
  
- [4] - F. Krummenacher, N. Joehl, " A 4 MHz Continuous-Time Filter with On-Chip Automatic Tuning " Proc. IEEE ISCAS, pp. 750-758, 1988.
  
- [5] - Y. P. Tsividis, M. Banu e J. Khoury, " Continuous-Time MOSFET-C Filters in VLSI ", IEEE Trans. Circ. Syst., vol. CAS-33, no. 2, pp.125-140, Fev. 1986.
  
- [6] - R. Schaumann, M. A. Tan, " The problem of On-Chip Automatic Tuning in Continuous-Time Integrated Filters ", Proc. IEEE ISCAS, pp. 106-109, 1989.

- [7] - C. Plett, M. A. Copeland e R. A. Hadaway, " Continuous-Time Filters Using Open Loop Tuneable Transconductance Amplifiers ", Proc. IEEE ISCAS, pp. 1173-1176, 1986.
- [8] - Y. P. Tsividis, J. E. Franca, " Design of Analog-Digital VLSI Circuits for Telecommunications and Signal Processing ", Englewood Cliffs, NJ : Prentice-Hall, 1994.
- [9] - A. Wyszynski, R. Schaumann, " Frequency and Phase Tuning of Continuous-Time Integrated Filters Using Common-Mode Signals ", Proc. IEEE ISCAS, pp. 269-272, 1994.
- [10] - Y. P. Tsividis, " Integrated Continuous-Time Filter Design - An Overview ", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 29, no.3, pp. 166-176, Mar. 1994.
- [11] - M. C. Schneider, C. Galup-Montoro and S. Noceti Filho, " Digitally Programable V-I Converter for Application in MOSFET- C Filters ", Electron. Lett., vol. 31, no. 18, pp. 1526-1527, Ago. 1995.
- [12] - Nascimento J., " Telecomunicações ", Makron Books, São Paulo 1992.
- [13] - J. E. Franca, F. Nunes, " Continuous-Time Leapfrog Filter with Precise Successive Aproximation Tuning ", Proc. IEEE ISCAS, pp. 1271-1273, 1993.

- [14] - H. Khorramabadi, "High-Frequency CMOS Continuous-Time Filters ", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-19, no. 6, pp. 939-948, Dez. 1984.
- [15] - J. M. Khoury, " Design of a 15 MHz CMOS Continuous-Time Filter with On-Chip Tuning ", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 26, no.7, pp. 1988-1997, Dez. 1991.
- [16] - J. S. Martinez, M. S. J. Steyaert e W. Sansen," A 10.7 Mhz 68 dB SNR CMOS Continuous-Time Filter with On-Chip Automatic Tuning ", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 27, no. 12, pp. 1843-1853, Dez. 1992.
- [17] - R. Shaumann, M. S. Ghausi e K. R. Laker, " Design of Analog Filters : Passive, Active-RC and Switched Capacitor", Englewood Cliffs, NJ : Prentice-Hall, 1990.
- [18] - A. M. Durham, W. Redman-White and J. B. Hughes," High-Linearity Continuous-Time Filter in 5-V VLSI CMOS", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 27, no.9, pp. 1270-1276, Set. 1992.
- [19] - J. E. Franca, F. Nunes, " Successive Aproximation Tuning of Monolithic Continuous-Time Filters ", Electron. Lett., vol. 28, no.16, pp. 1696-1697, Ago. 1992.
- [20] - J. van der Plas, " MOSFET-C Filter with Low Excess Noise and Accurate Automatic Tuning ", IEEE J. Solid-State Circuits ", vol. 26, no.7, pp. 922-929, Jul. 1991.

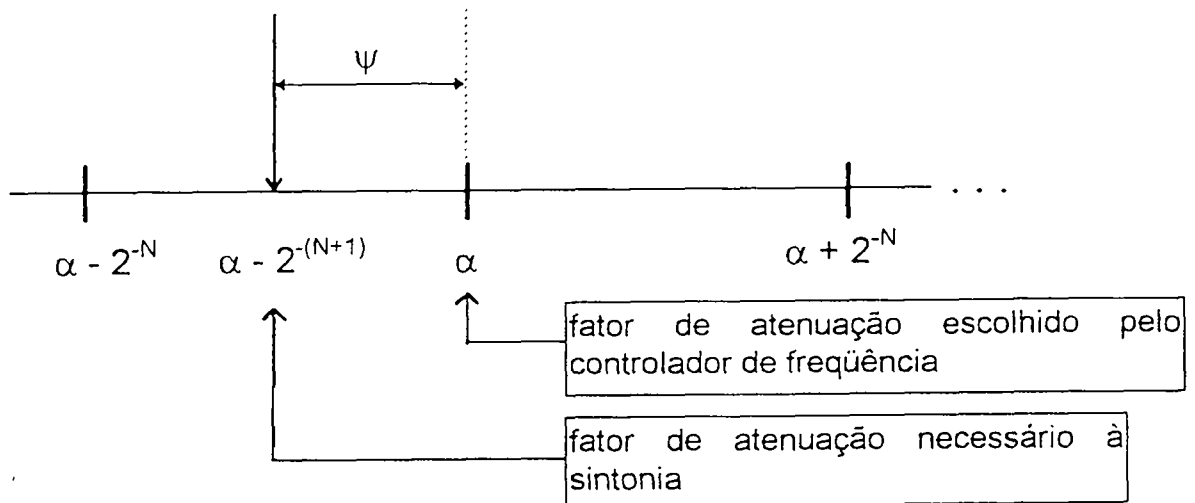
- [21] - A. D. Sedra, P. O. Brackett, " Filter Theory and Design: Active and Passive ", Matrix Publishers, 1978.
- [22] - Gonçalves, R. T., " Aplicações de Rede MOS Divisora de Corrente em Circuitos Integrados Analógicos Programáveis ", Dissertação de Mestrado, Florianópolis, UFSC, 1994, 50p.
- [23] - Vittoz, Eric A., " The Design of High-Performance Analog Circuits on Digital CMOS Chips ", IEEE J. Solid-State Circuits ", vol. SC-20, no.3, pp. 657-665, Jun. 1985.
- [24] - Schneider M. C., Galup-Montoro C., Acosta S. M. and Cunha A. I. A., " Distortion Analysis and Design Strategy for a Low-Voltage V-I Converter for Application in MOSFET-C Filters ", submitted to ISCAS 1997.



## APÊNDICE A

### ERRO DE QUANTIZAÇÃO

O erro de quantização, para um dado fator de atenuação, ocorre porque o circuito de controle escolhe um fator de atenuação que é ligeiramente diferente do fator de atenuação necessário à sintonia. O máximo valor ocorre quando o fator de atenuação, necessário à sintonia, está situado exatamente a mesma distância de dois fatores de atenuação, conforme mostrado abaixo.



A diferença entre o fator de atenuação, escolhido pelo circuito de controle, e o fator de atenuação necessário à sintonia, fornece o valor do erro máximo que, em termos percentuais, pode ser calculado por :

$$\Psi = \frac{\alpha - [\alpha - 2^{-(N+1)}]}{\alpha - 2^{-(N+1)}} = \frac{2^{-(N+1)}}{\alpha - 2^{-(N+1)}} \times 100\%$$