

# Uma Estrutura Alternativa para Filtros CIC Aplicável em um Sistema de Rádio Definido por Software.

Francisco J. A. de Aquino<sup>(1)</sup>, Carlos A. F. da Rocha<sup>(2)</sup>, Leonardo Silva Resende<sup>(2)</sup>.

**Resumo** – Os filtros CIC (cascaded integrator comb) são usados para realizar de forma computacionalmente eficiente dizimação, interpolação ou conversão da taxa de amostragem de um sinal. Contudo, devido às limitações de sua estrutura básica eles podem não ser adequados para sistemas de rádio definido por software (SDR systems). Neste trabalho propomos uma estrutura alternativa para filtros CIC que, ao custo de um maior esforço computacional, é aplicável em um sistema SDR.

**Palavras-Chave** – filtro CIC (cascata de integrador-pente), sistema de rádio definido por software.

**Abstract** – Cascaded integrator comb (CIC) filters are used to realize computationally efficient decimation, interpolation or sample rate conversion. However, due the limitation of their basic structure, CIC filters can not be used in software radio systems. In this paper, we propose an alternative structure to CIC filters that, at the expenses of a greater computational effort, is suitable to SDR system.

**Keywords** – Cascaded-integrator-comb (CIC) filters, software radio systems.

## I. INTRODUÇÃO

Um sistema de rádio definido por software (*Software Defined Radio* - SDR) é uma plataforma geral de hardware/software reconfigurável e reprogramável capaz de suportar inter-comunicação entre diferentes sistemas de comunicação sem fio. A idéia básica de um receptor SDR é digitalizar os sinais recebidos com um conversor analógico-digital de alta velocidade e processá-los usando, por exemplo, um processador digital de sinais (DSP) [1, 2].

Em muitos sistemas SDR a taxa de amostragem pode sofrer mudanças muito grandes, com valores variando entre muitas dezenas de MHz a cerca de 100 kHz, pois é necessário acomodar diferentes padrões de comunicação baseados em diferentes taxas de *clock* [2]. Normalmente, este processo digital de conversão de taxa pode requer o uso de filtros digitais de alta ordem e alta taxa, o que pode facilmente se tornar um gargalo no projeto do sistema.

Em outros sistemas de comunicação e processamento de sinais é necessário isolar um sinal de faixa estreita a partir de um sinal de faixa larga. Por exemplo, em sistema de comunicação via satélite o sinal de banda larga é composto por vários sinais de faixa estreita combinados. O receptor em terra precisa ser capaz de separar o sinal de interesse e excluir todos os outros sinais. Como este tipo de sistema pode se tornar complexo e as taxas de dados podem ser muito elevadas, é desejável que esse processo seja realizado por circuitos digitais, eliminando a necessidade de componentes analógicos caros, cujas características variam com o passar do tempo e são sensíveis às condições ambientais. Isto reduz o custo final do sistema e aumenta a confiabilidade e a manufaturabilidade [3].

Uma possível solução para a isolamento de um sinal de banda estreita em um sistema totalmente digital é mostrada na Figura 1 [3]. Nesta solução, o sinal de interesse é transladado para banda base usando um DDFS (*quadrature direct digital frequency synthesizer*) e dois multiplicadores. Este procedimento gera um sinal complexo com as componentes em fase e quadratura do sinal de interesse centradas em DC. No caso ideal, tanto o DDFS quanto a razão de dizimação são programáveis, dando uma maior flexibilidade ao sistema. Neste sistema, o filtro de dizimação desempenha um papel fundamental, pois ele pode representar o gargalo mencionado anteriormente.

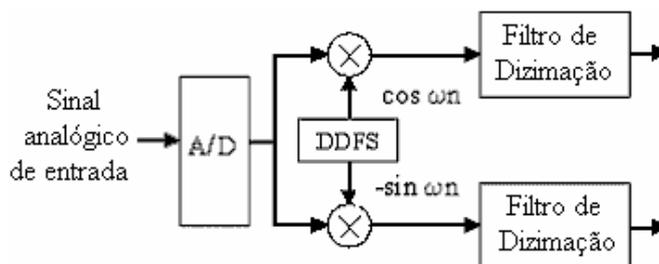


Fig. 1. Diagrama de blocos de sintonizador de sub-banda.

No processo de dizimação as informações de alta frequência são eliminadas do sinal para que a redução da taxa de amostragem não resulte em sobreposição de espectro. Assim, os dois procedimentos básicos envolvidos na dizimação são: filtragem passa-baixa e sub-amostragem, como ilustrado na Figura 2.

Um exemplo de filtro adequado para conversão de taxa, dizimação ou interpolação, com uma estrutura computacionalmente eficiente e indicada para ser implementada em circuito integrado é o filtro CIC (*cascaded integrator-comb*) [3, 4]. A estrutura convencional de um dizimador CIC consiste em uma seção de integradores operando em uma alta taxa de amostragem e uma seção de filtros pente (*comb*) operando em uma baixa

<sup>(1)</sup>Centro Federal de Educação Tecnológica (CEFET-Ce), doutorando junto ao Grupo de Pesquisa em Comunicações (GPqCom/UFSC), <sup>(2)</sup>Universidade Federal de Santa Catarina – Dep. de Engenharia Elétrica - Grupo de Pesquisa em Comunicações (GPqCom/UFSC). E-mails: [fcoalthes\\_aq@cefet-ce.br](mailto:fcoalthes_aq@cefet-ce.br), [aurelio@eel.ufsc.br](mailto:aurelio@eel.ufsc.br), [leonardo@eel.ufsc.br](mailto:leonardo@eel.ufsc.br).

taxa, separados por um sub-amostrador. A Figura 3 apresenta as estruturas dos filtros CIC dizimador e interpolador.

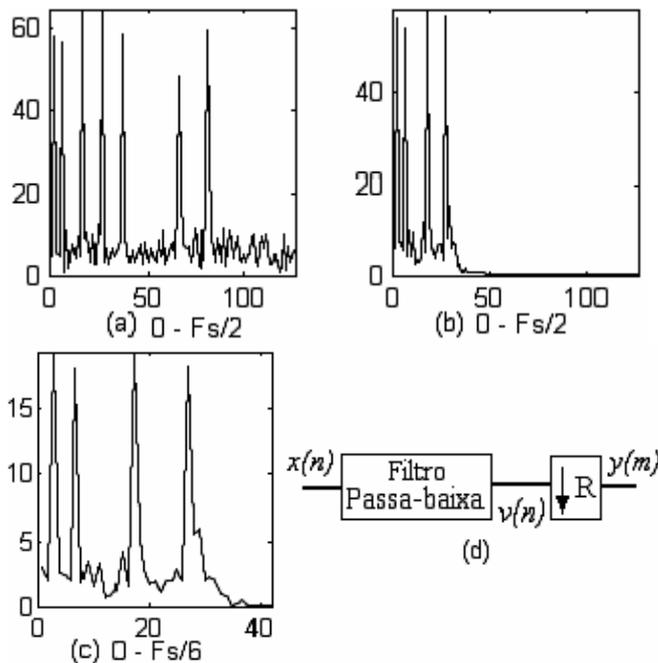


Fig. 2. Etapas do processo de dizimação (a) sinal faixa larga, (b) sinal filtrado, (c) sinal dizimado ( $R = 3$ ), (d) diagrama de blocos de um circuito de dizimação.

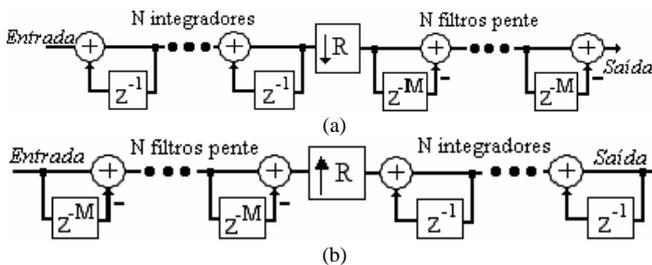


Fig. 3. Estrutura de um filtro CIC (a) dizimador (b) interpolador

Este trabalho apresenta um filtro CIC dizimador modificado que pode ser mais econômico que o filtro original e um projeto exemplo que demonstra essa característica. A seção II discute brevemente o filtro CIC dizimador tal como proposto em [4]. Na seção III comentamos alguns trabalhos recentes que propõem modificações interessantes no filtro CIC. Na seção IV apresentamos uma proposta que une algumas das idéias mostradas na seção anterior e que é capaz de gerar um filtro dizimador ainda mais econômico e com melhores características que o filtro original. O custo nesta melhora de desempenho é uma maior complexidade do sistema. A seção V mostra um projeto exemplo tanto do filtro modificado quanto do filtro auxiliar utilizado para melhorar a resposta na banda passante e na banda de transição.

## II. ANÁLISE DO FILTRO CIC DIZIMADOR

A estrutura básica de um filtro CIC é baseada em uma classe de filtro FIR para processamento multitaxa proposto por Hogenauer [4]. Posteriormente, foram propostas várias modificações nesta estrutura original [3, 5-10, 13-15].

Uma das principais vantagens deste tipo de filtro é que ele pode ser aplicado em filtros de interpolação ou dizimação usando somente operações de atraso e adição, sendo, portanto, ideal para implementação em FPGAs (*field programmable gate array*) e circuitos integrados dedicados (ASIC). Além disso, a mesma estrutura pode ser usada para realizar conversão da taxa de amostragem por um fator racional.

Para a análise da resposta em frequência do filtro CIC dizimador, os estágios integrador e pente podem ser combinados em uma única função de transferência e depois aplicada a função de sub-amostragem, como mostrado na Figura 4, pelo uso da identidade de Noble [11].

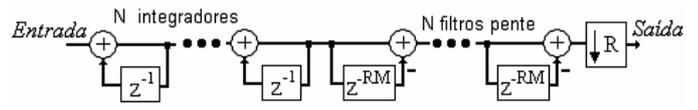


Fig. 4. Estrutura de um filtro CIC dizimador para análise

A função de transferência do estágio integrador composto por  $N$  integradores digitais operando na frequência  $F_s$  é:

$$H_I(z) = \left( \frac{1}{1-z^{-1}} \right)^N \quad (1)$$

A função de transferência da seção pente, também composta por  $N$  estágios, referida a alta frequência é:

$$H_C(z) = (1-z^{-RM})^N \quad (2)$$

Em geral, o fator  $M$  é feito igual 1 ou 2. A resposta global é de um filtro FIR de fase linear e é dada por:

$$H(z) = \left( \frac{1-z^{-RM}}{1-z^{-1}} \right)^N = \left( \sum_{k=0}^{RM-1} z^{-k} \right)^N \quad (3)$$

Em relação a alta taxa de amostragem  $F_s$ , a resposta em frequência pode ser expressa por:

$$|H(\omega)| = \left[ \frac{\text{sen}\left(\frac{\omega RM}{2}\right)}{\text{sen}\left(\frac{\omega}{2}\right)} \right]^N \quad (4)$$

Na Figura 5.a temos a representação de várias curvas de  $|H(\omega)|$  para diversas ordens de  $N$ , com  $M = 1$ . A Figura 5.b mostra a banda de interesse com largura de faixa  $f_c$ , e as bandas que são sobrepostas à ela. Observamos que os zeros ocorrem em múltiplos de  $F_s/(RM)$ , ou, usando frequência normalizada,  $k/(RM)$ ; onde  $k$  é um valor inteiro com  $k = 1, 2, \dots, \lfloor RM/2 \rfloor$ ,  $\lfloor x \rfloor$  indica a parte inteira de  $x$ .

O ganho DC de  $|H(\omega)|$  é  $(RM)^N$ , este elevado ganho DC pode ser compensado um fator escalar. Em alguns trabalhos este fator escalar é uma potência de 2, sendo aplicado na entrada do filtro dizimador [6].

As medidas de desempenho de um filtro de dizimação geralmente consideram a atenuação da banda de passagem, o erro devido à sobreposição de espectro e a

mínima atenuação aplicada na primeira banda (entre  $1-f_c$  e  $1+f_c$ ) que sofre sobreposição.

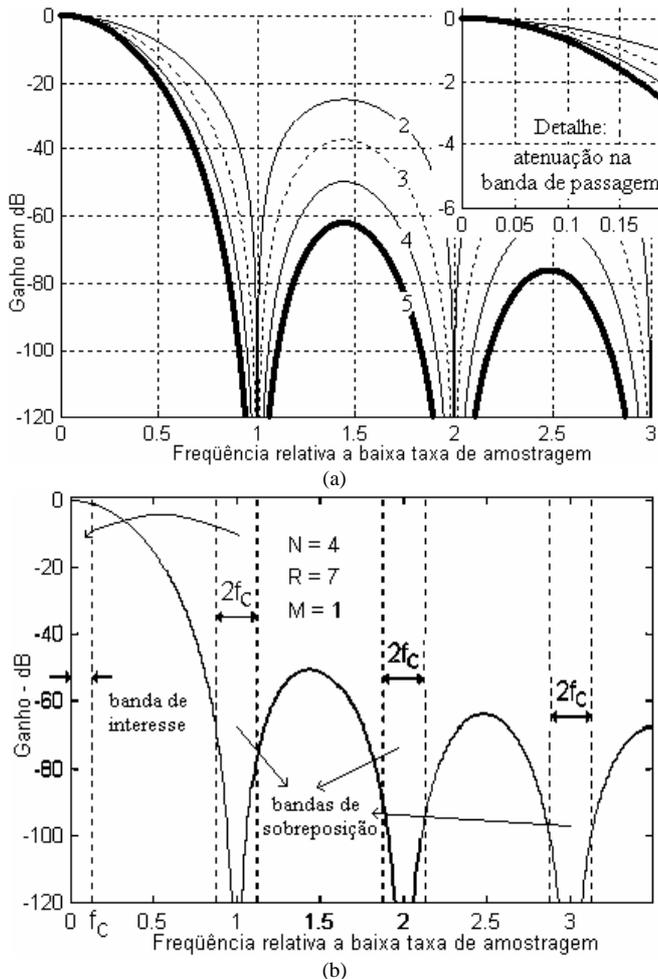


Fig. 5. (a) resposta em frequência de  $|H(\omega)|$  para  $N=2, \dots, 5$ , ( $R=7$ ,  $M=1$ ), (b) mostrando a banda de interesse e as bandas que são sobrepostas à banda de interesse ( $N=4$ ).

Um filtro CIC convencional possui as seguintes características vantajosas que o tornam ideal para aplicações de dizimação e interpolação em SDR [4, 11]:

- não são necessários multiplicadores;
- não é exigido o armazenamento para os coeficientes do filtro;
- a estrutura dos filtros CIC são muito regulares, consistindo de somente dois tipos simples de blocos construtores;
- pouco controle externo é necessário;
- como é um filtro cuja resposta ao impulso é finita (filtro FIR), é sempre estável.

Os principais inconvenientes desta estrutura básica são:

- os registradores podem se tornar muito grandes para valores elevados de  $R$ ;
- a resposta em frequência é determinada somente por três fatores ( $R$ ,  $M$ ,  $N$ ), o que limita a faixa de configuração do filtro;
- existe uma atenuação acentuada na banda de passagem que depende principalmente da ordem do filtro  $N$  e também do fator de dizimação  $R$  [3];
- possui uma banda de transição larga.

Não discutiremos, em profundidade, o efeito de crescimento dos registradores, contudo, Hougenauer [4], mostra com detalhes que o número máximo de bits requeridos é dado por:

$$B_{MAX} = \lceil B_{IN} - 1 + N \log_2 RM \rceil, \quad (5)$$

onde  $B_{IN}$  é o número de bits na entrada e  $\lceil x \rceil$  significa o menor inteiro maior ou igual a  $x$ . Como mostrado em [4] e [9], o número de bits dos registradores pode ser reduzido monotonicamente através de técnicas de arredondamento e truncamento de estágio para estágio.

### III. COMENTÁRIOS SOBRE ALGUMAS DAS PROPOSTAS DE MODIFICAÇÃO DO FILTRO CIC

Como podemos ver claramente pela Figura 5-b, as faixas de frequências que são sobrepostas à banda de interesse ocorrem em torno dos nulos do filtro CIC. Entretanto, como a banda de transição é muito suave e larga, é possível que uma considerável quantidade de sobreposição de espectro ainda ocorra, como mostrado em [5]. Dois outros aspectos que podem ser melhorados neste tipo de filtro é a atenuação na banda de passagem e a redução de potência na seção de integradores (alta taxa de bit). Esses são alguns dos pontos que receberam atenção dos pesquisadores e que serão discutidos brevemente neste item.

No trabalho apresentado por Kwentus *et al* [3] é utilizada uma técnica já bastante antiga desenvolvida por Kaiser e Hamming [12] para o “agudamento” (*sharpening*) da resposta de filtros não recursivos simétricos. Na proposta apresentada são necessários mais três filtros FIR adicionais com coeficientes fixos.

Em [7], o fator de dizimação  $R$  é restrito a potências de 2 ( $R = 2^p$ ,  $M = 1$ ), o que torna possível uma estrutura totalmente não recursiva para o filtro CIC da forma:

$$H(z) = \left( \sum_{k=0}^{R-1} z^{-k} \right)^N = \left( \sum_{k=0}^{2^p-1} z^{-k} \right)^N = \prod_{k=0}^{p-1} \left( 1 + z^{-2^k} \right)^N. \quad (6)$$

Isto permite o emprego de técnicas de processamento paralelo (decomposição polifásica) aos estágios que operaram em alta taxa, ocasionando uma redução do consumo de potência. Entretanto, uma das vantagens dos filtros CIC básicos é perdida: os coeficientes não são mais unitários.

Em [13], a estrutura não recursiva é novamente empregada, mas sem a restrição do fator de dizimação ser uma potência de 2. O filtro é dividido em múltiplos estágios, cada um operando em uma taxa diferente e  $R$  deve ser fatorado como o produto de número primos, p. ex.:  $R = 2^p 3^q 5^s \dots$ . O objetivo final é reduzir o consumo de potência.

No trabalho apresentado por Chan [14], a proposta para melhorar o desempenho do filtro CIC dizimador é basicamente a introdução de um filtro FIR de segunda ordem e fase linear para reduzir, por um fator de quatro, a atenuação na banda de passagem.

Em [5] Abul-Al-Saud e Stüber propõem uma modificação bastante simples para um conversor de taxa de amostragem que consiste no espalhamento dos zeros inseridos pelos estágios pente. Assim, os atrasos da seção pente não são mais valores idênticos ( $M$ ), mas distintos ( $M_1$ ,  $M_2$ , ...,  $M_N$ ). Os valores dos novos nulos espectrais são determinados experimentalmente de tal forma que a

atenuação das frequências imagens seja mais uniforme. Ainda é necessário um filtro IIR (*infinite impulse response*) de segunda ordem para corrigir a atenuação excessiva na banda de passagem.

IV. UMA PROPOSTA ALTERNATIVA

Observamos que entre as muitas propostas apresentadas para modificar a estrutura básica do filtro CIC algumas objetivam principalmente a economia de potência e outras a uma melhor resposta em frequência. Algumas delas modificam toda a estrutura básica enquanto outras a mantêm quase intacta.

Neste trabalho o filtro CIC original [4] é modificado através da inclusão das seguintes estruturas: um filtro IIR auxiliar, atrasos adicionais em um dos filtros pente e a estrutura mostrada na Figura 6 [15]. Um filtro CIC modificado de ordem  $N = 3$  com dois atrasos adicionais é mostrado na Figura 7.

Com essas modificações podemos conseguir uma certa redução de consumo de potência, através de uma menor ordem para o filtro final, além de uma melhor resposta em frequência.

A principal modificação é realizada utilizando-se a estrutura da Figura 6, cuja função de transferência é dada pela equação 7. Com esta alteração, os zeros podem ser deslocados para  $k/R \pm \alpha$ , onde  $k$  é um número inteiro positivo relacionado com  $R$ , como indicado na seção II, e  $\alpha$  é um valor menor ou igual a  $f_c$ . Os critérios para a escolha do valor de  $\alpha$  e o cálculo de "a" e "b" são indicados na próxima seção.

Dessa forma, os sinais que se localizam entre  $k-kf_c$  e  $k+kf_c$  (bandas de sobreposição) recebem uma maior atenuação.

$$H(z) = \left( \frac{1 - b \cdot z^{-R} + z^{-2R}}{1 - a \cdot z^{-1} + z^{-2}} \right) \quad (7)$$

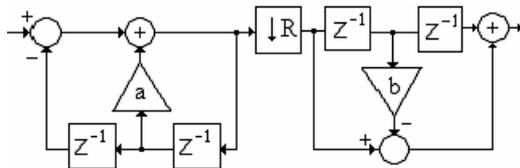


Fig. 6. Estrutura que modifica a localização dos zeros em um filtro CIC

A inclusão dos atrasos adicionais na seção pente acrescenta zeros na função de transferência reduzindo a banda de transição e energia das bandas de sobreposição.

O filtro IIR adicional é de segunda ordem do tipo passa-baixa e sua função é compensar a atenuação excessiva na banda de passagem e reduzir ainda mais as interferências na banda de rejeição.

V. EXEMPLO DE PROJETO DO FILTRO CIC DIZIMADOR MODIFICADO E SIMULAÇÕES

Para ilustrar a modificação proposta e comparar com os trabalhos citados, vamos fazer um projeto exemplo como indicado em [4]. Dados:

- taxa de amostragem original: 6 MHz;
- taxa desejada: 240 kHz, banda de interesse de 30 kHz;

- atenuação maior que 60 dB na primeira banda de sobreposição;
- atenuação na banda de passagem menor que 3,0 dB.

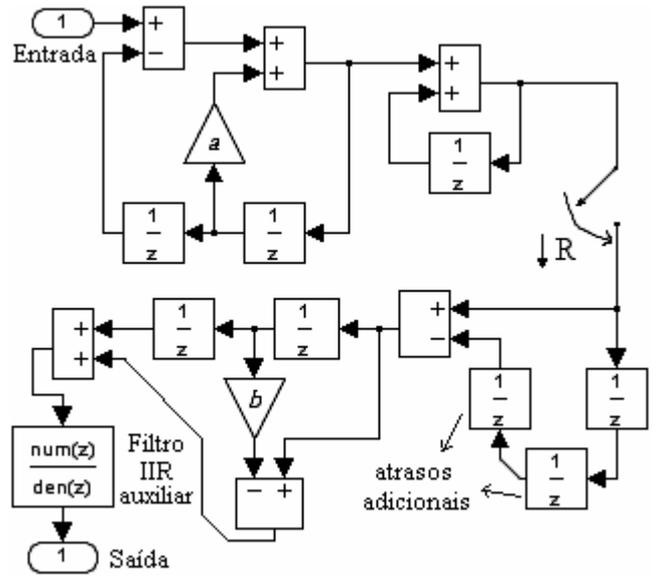


Fig. 7. Filtro CIC modificado completo de ordem  $N = 3$ .

A partir destes dados observamos que  $R = 25$  e que a largura de banda de passagem relativa a baixa taxa de amostragem é  $f_c = 1/8$ . Os dados da Tabela 01 indicam a atenuação máxima na banda de passagem e a atenuação em  $1 - f_c$ , para  $R = 25$  para o filtro CIC original e para sua versão com atrasos adicionais. Esses valores foram calculados a partir da equação (8). A primeira coluna da Tabela 01 indica os atrasos usados na seção pente, por exemplo,  $M = [113]$  indica dois filtros pentes com atrasos unitários e um com três atrasos.

$$|H(\omega)| = \text{sen}\left(\frac{\omega R M_1}{2}\right) \cdots \text{sen}\left(\frac{\omega R M_N}{2}\right) / \left(\text{sen}\left(\frac{\omega}{2}\right)\right)^N \quad (8)$$

TABELA 01

Atrasos	Ganho em $f_c$ , em dB	Ganho em $1 - f_c$ , em dB
Ordem $N = 2$		
$M = [11]$	-0,4481	-34,2177
$M = [12]$	-1,1358	-34,9054
$M = [13]$	-2,3350	-36,1046
Ordem $N = 3$		
$M = [111]$	-0,6721	-51,3266
$M = [112]$	-1,3598	-52,0143
$M = [113]$	-2,5591	-53,2135
Ordem $N = 4$		
$M = [1111]$	-0,8962	-68,4354
$M = [1112]$	-1,5839	-69,1231
$M = [1113]$	-2,7831	-70,3223

Observando a Tabela 01, vemos que usando a estrutura básica, o simples aumento de atrasos não é capaz de atenuar significativamente a banda de rejeição (sobreposição), além de degradar consideravelmente a banda de passagem.

Em [4], o filtro CIC escolhido foi de ordem 4 com  $M_i = 1$ . Porém, com as alterações propostas neste trabalho, a ordem do filtro pode ser reduzida para  $N = 3$ , o que leva a uma redução do consumo de potência do sistema, mesmo considerando o acréscimo do filtro auxiliar e dos atrasos extras. Esta economia de potência é obtida porque a dissipação dinâmica de potência em circuitos integrados CMOS é proporcional à frequência de operação [13].

As modificações propostas também aumentam a atenuação nas bandas que não estão nas faixas de sobreposição.

É desejado que sejam introduzidos zeros próximos de  $1 \pm f_c$ , reduzindo ao máximo a energia nas bandas de sobreposição. Para isto ser feito sem prejudicar o comportamento na banda de passagem, tanto a seção de integradores quanto a de filtros pente devem ser modificadas, da forma indicada na Figura 6. Os valores de "a" e "b" podem ser calculados por [15]:

$$a = 2 \cos(2\pi\alpha/R) \tag{9a}$$

$$b = 2 \cos(2\pi\alpha) \tag{9b}$$

Escolhendo  $\alpha$  igual a 0,85 de  $f_c$ , obtemos:  $a = 1,9993$  e  $b = 1,5706$ . Uma forma mais rigorosa para a escolha de  $\alpha$  é baseada na minimização da expressão,

$$P_{ni} = \sum_k \int_{k/R-f_c}^{k/R+f_c} |H(f)|^2 S_{NI}(f) df, \tag{10}$$

que requer o conhecimento da densidade espectral de potência do ruído mais interferências ( $S_{NI}(f)$ ).

Neste projeto foi escolhido para o filtro pente um atraso de três amostras (i.e., duas adicionais):  $H(z) = 1 - z^{-3}$ . Assim, a função de transferência do filtro CIC modificado fica (em relação a alta taxa de amostragem):

$$H(z) = \left( \frac{1 - 1,5706z^{-25} + z^{-50}}{1 - 1,9993z^{-1} + z^{-2}} \right) \left( \frac{1 - z^{-75}}{1 - z^{-1}} \right) \tag{11}$$

Este filtro apresenta uma atenuação de aproximadamente 2,57 dB na banda de passagem. Com o uso de um filtro IIR auxiliar de segunda ordem é possível se compensar este efeito, além de podermos acrescentar mais um zero na banda de transição. Também poderia ser usado um filtro FIR de segunda ordem, mais simples, com a finalidade exclusiva de melhorar o desempenho na banda de passagem, como feito em [7].

O projeto deste filtro auxiliar não apresenta dificuldade: podemos localizar os zeros em  $\pi$  rad, os pólos nos ângulos  $\pm 3f_c\pi$  rad e fixar o ganho em 2,5 dB no final da banda de passagem. Após os cálculos necessários, a função de transferência do filtro auxiliar resulta em:

$$H_{aux}(z) = \left( \frac{1 + 2z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0,5511z^{-1} + 0,5184z^{-2}} \right). \tag{12}$$

Finalmente, a resposta completa é mostrada na Figura 8. Notamos que o ganho na banda de passagem se torna quase plano, com uma atenuação máxima de aproximadamente 0,13 dB. Houve também uma melhora significativa na banda de transição. O lóbulo que corta o

gabarito não é crítico, pois esta fora da banda de sobreposição de espectro. O comportamento do filtro de dizimação fora das bandas de passagem e sobreposição não compromete o desempenho do sistema [15].

Na Figura 9 temos um exemplo de aplicação do filtro proposto. Nesta simulação, os sinais de interesse ocupam a faixa de frequência que vai de 0 a  $1/(8R)$  e são contaminados por uma série de interferências e ruído. Neste exemplo, alguns dos sinais interferentes possuem potência superior aos sinais da banda de interesse, como mostrado na Figura 9a. Na Figura 9b temos o sinal após a passagem pelo filtro CIC modificado. E na Figura 9c, o efeito final dado pelo filtro auxiliar.

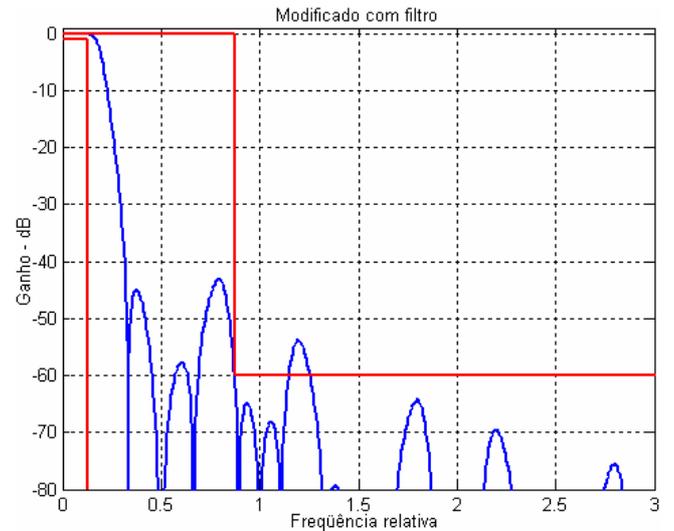


Fig. 8. Resposta em frequência do filtro CIC modificado mais filtro auxiliar

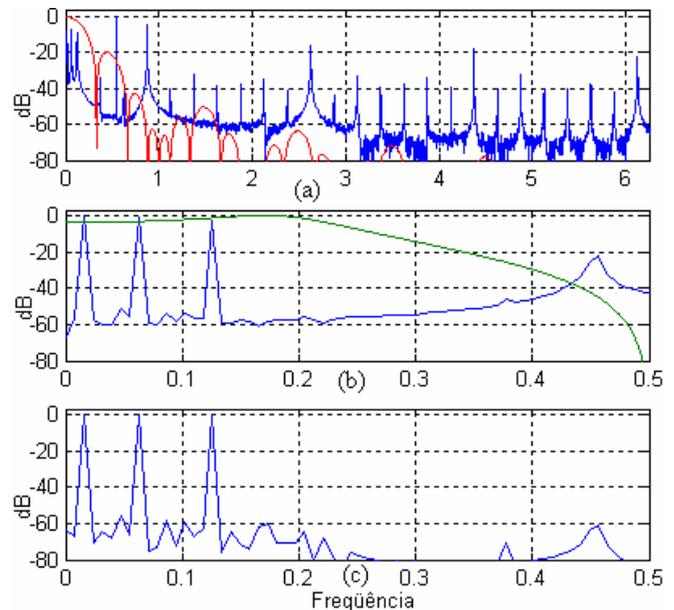


Fig. 9 (a) sinal contaminado por ruído e interferências e resposta em frequência do filtro CIC modificado, (b) sinal de interesse após o filtro CIC modificado e resposta do filtro auxiliar, (c) após o filtro auxiliar.

A vantagem da estrutura proposta é mais evidente quando a ordem do filtro é maior. Por exemplo, se no nosso projeto exemplo fosse requerida uma atenuação maior que 120 dB na primeira banda de sobreposição, a ordem do filtro com estrutura convencional seria  $N = 8$ , como calculado na equação 13 [6]. Com o uso da estrutura proposta, a ordem é reduzida para  $N = 6$ , o que leva a uma economia significativa no consumo de potência do sistema.

$$N \geq \frac{120}{20 \log_{10} \left( \frac{\text{sen}(\pi f_c) \text{sen}(\pi(1-f_c)/R)}{\text{sen}(\pi f_c/R) \text{sen}(\pi(1-f_c))} \right)} = 7,11 \quad (13)$$

Quando a ordem do filtro CIC original for maior ou igual a  $N = 3$ , podemos usar os seguintes passos para encontrar a ordem do filtro CIC proposto:

$$N_o = \left\lceil \frac{dB \text{ min}}{20 \log_{10} \left( \frac{\text{sen}(\pi f_c) \text{sen}(\pi(1-f_c)/R)}{\text{sen}(\pi f_c/R) \text{sen}(\pi(1-f_c))} \right)} \right\rceil - 1 \quad (14)$$

$$a = 2 \cos(2\pi\alpha/R) \quad (15)$$

$$b = 2 \cos(2\pi\alpha) \quad (16)$$

$$\omega_x = 1 - \left( \frac{N_o - 1}{N_o} \right) \alpha f_c \quad (17)$$

$$g_0 = \frac{2-b}{2-a} \quad (18)$$

$$g_1 = \left| \frac{1-b \exp(-j\omega_x R) + \exp(-j2\omega_x R)}{1-a \exp(-j\omega_x) + \exp(-j2\omega_x)} \right| \quad (19)$$

$$g_2 = \left| \frac{\text{sen}(3\omega_x/2)}{\text{sen}(\omega_x/2R)} \right| \quad (20)$$

$$N_m = \left\lceil \frac{dB \text{ min} - 20 \log_{10}(g_1/g_0)}{20(\log_{10}(g_2) - \log_{10}(MR))} \right\rceil + 2 \quad (21)$$

Sendo:  $dB_{\text{min}}$  a mínima atenuação na banda de sobreposição e  $N_m$  a ordem do filtro CIC modificado. Na Figura 10 podemos observar a redução da ordem no filtro modificado em relação ao filtro original considerando  $f_c = 1/8$  e uma ampla faixa de atenuação na primeira banda de sobreposição.

As principais desvantagens da estrutura proposta são o uso de dois multiplicadores que não são potências de 2 e a adição de um filtro auxiliar, em relação ao filtro CIC convencional. Esta estrutura é adequada para filtros com ordem igual ou superior a  $N = 3$ , o que não chega a ser um inconveniente grave.

## VI. CONCLUSÕES

Neste trabalho apresentamos a estrutura CIC convencional com suas principais características. Fizemos uma breve revisão bibliográfica comentando algumas das propostas para melhorar o desempenho deste filtro e propomos uma arquitetura alternativa objetivando uma redução da dissipação de potência e um melhor desempenho do filtro, mas mantendo suas características fundamentais. Tal estrutura é aplicável a sistemas de comunicação móvel e SDR.

## AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi parcialmente financiado pelo CEFET-Ce, GPqCom (Grupo de Pesquisa em Comunicação) da UFSC e CNPq, processo número 472448/03-0.

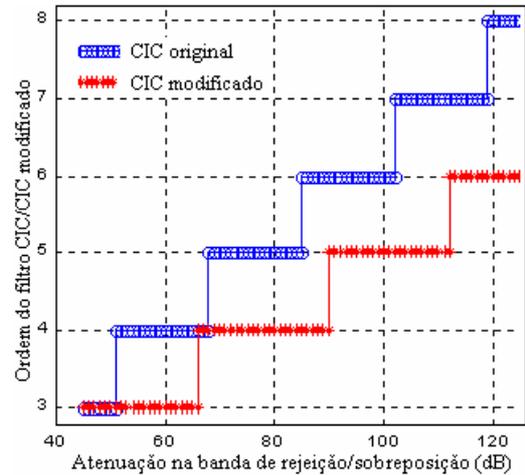


Figura 10. Redução da ordem do filtro CIC modificado.

## REFERÊNCIAS

- [1] J. Mitola, III, "Software Radio Architecture: Object Oriented Approaches to Wireless Systems Engineering". John Wiley and Sons, 2000.
- [2] T. Hentschel e G. Fettweis, "Sample rate conversion for software radio", Communications Magazine, IEEE, Volume: 38, Issue: 8, Aug. 2000, pp:142 – 150.
- [3] A.Y. Kwentus, Zhongnong Jiang e A.N. Willson, Jr. "Application of filter sharpening to cascaded integrator-comb decimation filters", Signal Processing, IEEE Transactions on, Volume: 45, Issue: 2, Feb. 1997, pp:457 – 467.
- [4] E.B. Hogenauer, "An economical class of digital filters for decimation and interpolation", in IEEE Trans. Acoust., Speech., Signal Processing, pp. 155-162, vol. ASSP-29, Apr. 1981.
- [5] W.A. Abu-Al-Saud e G.L. Stüber, "Modified CIC filter for sample rate conversion in software radio systems", Signal Processing Letters, IEEE, Volume: 10, Issue: 5, May 2003, pp:152 – 154.
- [6] T. Saramaki e T. Ritonieni, "A modified comb filter structure for decimation", Circuits and Systems, 1997. ISCAS '97., Proceedings of 1997 IEEE International Symposium on, Volume: 4, 9-12 June 1997, pp:2353 – 2356, vol.4.
- [7] Yonghong Gao, Lihong Jia e H. Tenhunen, "An improved architecture and implementation of cascaded integrator-comb decimation filters", Communications, Computers and Signal Processing, 1999 IEEE Pacific Rim Conference on, 22-24 Aug. 1999, pp:317 – 320.
- [8] G. Rajic e H. Babic, "Efficient implementation of sharpened CIC decimation filters for software radio receivers", Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004. PIMRC 2004. 15th IEEE International Symposium on, Volume: 3, 5-8 Sept. 2004, pp:1672 – 1676, Vol.3.
- [9] Kei-Yong Khoo, Zhan Yu e A.N. Wilson, Jr., "Efficient high-speed CIC decimation filter", ASIC Conference 1998. Proceedings. Eleventh Annual IEEE International, 13-16 Sept. 1998, pp.: 251 – 254.
- [10] Xiaojing Huang, Yunxin Li e Son Nguyen, "Sample rate conversion by trapezoidal interpolation for software defined radio", Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2003. PIMRC 2003. 14th IEEE Proceedings on, Volume: 1, 7-10 Sept. 2003, pp:135 – 139, Vol.1.
- [11] J. H. Reed, "Software Radio: A Modern Approach to Radio Engineering", Editora Prentice Hall PTR, New Jersey, USA, 2002, pp. 87-95.
- [12] J. Kaiser e R. Hamming, "Sharpening the response of a symmetric nonrecursive filter by multiple use of the same filter," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-25, pp. 415-422, Oct. 1977.
- [13] Y. Jang e S. Yang, "Non-recursive Cascaded Integrator-Comb Decimation Filters with Integer Multiple Factors", IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems, vol.1, Aug. 2001, pp. 130-133.
- [14] S.C. Chan e K.S. Yeung, "On the Design and Multiplier-Less Realization of Digital IF for Software Radio Receivers with Prescribed Output Accuracy", 14th International Conference on Digital Signal Processing, 2002. DSP 2002, 1-3 July 2002, pp. 277 – 280, vol.1.
- [15] M. Laddomada e M. Mondin, "Decimation schemes for Sigma-Delta A/D converters based on Kaiser and Hamming sharpened filters", Vision, Image and Signal Processing, IEE Proceedings, volume 151, Issue 4, 30 Aug. 2004, pp 287 – 296.