



# CRICTE 2017

XXVIII Congresso Regional de Iniciação Científica e Tecnológica em Engenharia



## SIMULAÇÃO COMPORTAMENTAL DE CIRCUITO AMOSTRADOR ASSOCIADO A FILTRO NO TEMPO DISCRETO PARA SUBAMOSTRAGEM E DIZIMAÇÃO EM QUADRATURA

**Luis Henrique Assumpção Lolis, Ph.D**

Professor/Pesquisador do curso de engenharia elétrica Universidade Federal do Paraná

luis.lolis@gmail.com

**Thiago Henrique Freitas**

Acadêmico do curso de engenharia elétrica Universidade Federal do Paraná

thiago1994hf@gmail.com

**Resumo.** Neste trabalho são desenvolvidos quatro filtros no tempo discreto: um FIR (finite impulse response), um IIR, um FIR e um IIR deslocados, utilizando modelagem comportamental. Para a validação as chaves CMOS apresentam resistências não ideais e o amplificador operacional de transcondutância (OTA) ganho finito. Os filtros apresentam respostas muito próximas da esperada.

**Palavras-chave:** Capacitores chaveados. Rádio definido por software. Filtros complexos no tempo discreto.

### 1. INTRODUÇÃO

Os dispositivos de comunicação sem fio exigem reconfigurabilidade para múltiplas frequências portadoras devido aos vários protocolos de comunicação. Para que esta reconfigurabilidade seja atendida é ideal a presença de um conversor analógico-digital (ADC) já na antena, Mitola *et al* [1]. Entretanto o aumento da resolução e da taxa de amostragem implicaria um aumento no consumo do ADC Murmann *et al* [2]. Este problema pode ser resolvido com arquiteturas que exploram o processamento digital de sinais em tempo discreto.

A técnica de subamostragem consiste em não respeitar o critério de Nyquist em relação à frequência portadora, mas em relação à banda passante ocupada pelo sinal modulado, por isto também é chamada de amostragem em banda passante. Esta técnica permite diminuir a frequência de amostragem e a conversão de banda passante para banda base Vaughan *et al* [3]. A informação do sinal modulante não é perdida uma vez que a frequência de amostragem respeita o critério de Nyquist para o sinal útil.

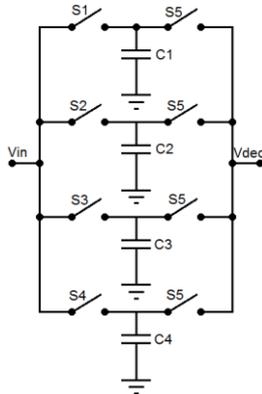
Para diminuir o número de amostras do sinal, diminuindo assim a frequência do ADC, são usados filtros que aplicam a dizimação no sinal. Estes filtros têm na sua entrada um determinado número de amostras e em sua saída um número menor de amostras neste trabalho o filtro FIR cumpre esta função.

### 2. FUNCIONAMENTO DOS FILTROS NO TEMPO DISCRETO

O primeiro filtro desenvolvido neste trabalho foi um filtro FIR de quarta ordem. Este filtro consiste de quatro capacitores, a carga e a descarga destes capacitores são controladas a partir das chaves CMOS, que por sua vez são controladas por sinais de

clock. Neste filtro os capacitores primeiramente são carregados individualmente para em seguida serem descarregados todos juntos, fazendo com que a tensão na saída deste filtro seja a média ponderada (cujo peso é o valor das capacitâncias) dos valores de tensão de cada um dos capacitores. A Fig. 1 apresenta o esquemático deste filtro.

Figura 1. Esquemático do filtro FIR de coeficientes reais



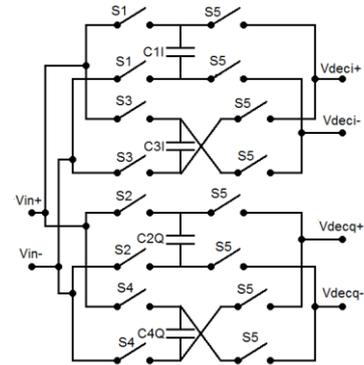
A função de transferência deste filtro, Lolis *et al* [4], é apresentada pela Eq. (1):

$$H(z) = \frac{C_1 + C_2 z^{-1} + C_3 z^{-2} + C_4 z^{-3}}{C_1 + C_2 + C_3 + C_4} \quad (1)$$

Neste trabalho foi atribuído para todos os capacitores o valor de 250 fF.

O segundo filtro é um filtro FIR que é deslocado  $-\pi/2$  em relação à frequência zero, isto faz com que o filtro tenha coeficientes complexos. Para a implementação deste filtro foi realizada utilizando duas arquiteturas (uma para a parte real do filtro e outra para a imaginária), semelhantes à do primeiro filtro, diferenciais (para a obtenção de coeficientes negativos). A resposta deste filtro consiste da resposta do primeiro filtro deslocada, assim é necessário que este filtro seja de quarta ordem também. Este filtro é apresentado na Fig. 2.

Figura 2. Esquemático do filtro FIR deslocado



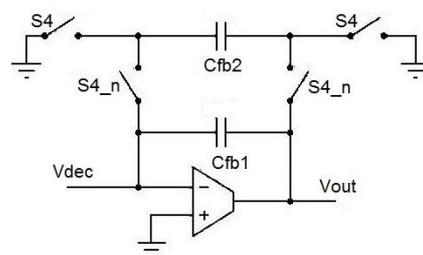
A função de transferência deste filtro, Ref. [4], é apresentada pela Eq. (2):

$$H(z) = \frac{(C_1 - C_3 z^{-2}) + (C_2 z^{-1} - C_4 z^{-3})j}{C_1 + C_2 + C_3 + C_4} \quad (2)$$

Para que este filtro apresente uma resposta em frequência que corresponda à resposta do filtro anterior deslocada  $-\pi/2$  é necessário que todos os capacitores tenham valor de 250 fF.

O terceiro e o quarto filtro são filtros IIR, porém eles são desenvolvidos utilizando uma etapa FIR e uma etapa IIR, as etapas FIR são idênticas aos filtros FIR desenvolvidos anteriormente (Fig. 1 e Fig. 2), a etapa IIR consiste de um OTA realimentado por dois capacitores chaveados. A etapa IIR é colocada em cada saída dos filtros FIR, assim o filtro IIR simétrico é obtido a partir do filtro FIR simétrico seguido da etapa IIR, enquanto o filtro IIR deslocado consiste do filtro FIR deslocado com uma etapa IIR em cada saída. A Fig. 3 apresenta a etapa IIR utilizada.

Figura 3. Esquemático da etapa IIR do filtro FIR+IIR



As funções de transferência do filtro IIR simétrico e do filtro IIR deslocado, Ref. [4], são apresentadas pelas Eq. (3) e Eq. (4), respectivamente:

$$H(z) = \frac{-(C_1 + C_2 z^{-1} + C_3 z^{-2} + C_4 z^{-3})}{(C_{fb1} + C_{fb2}) \cdot \left(1 - \frac{C_{fb1}}{C_{fb1} + C_{fb2}} z^{-4}\right)} \quad (3)$$

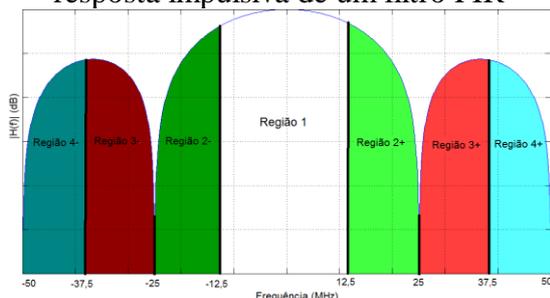
$$H(z) = \frac{-(C_1 - C_3 z^{-2}) + (C_2 z^{-1} - C_4 z^{-3})j}{(C_{fb1} + C_{fb2}) \cdot \left(1 - \frac{C_{fb1}}{C_{fb1} + C_{fb2}} z^{-4}\right)} \quad (4)$$

O valor de  $C_{fb1}$  é 1pF e de  $C_{fb2}$  é 250 fF.

### 3. TÉCNICAS PARA VALIDAÇÃO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO

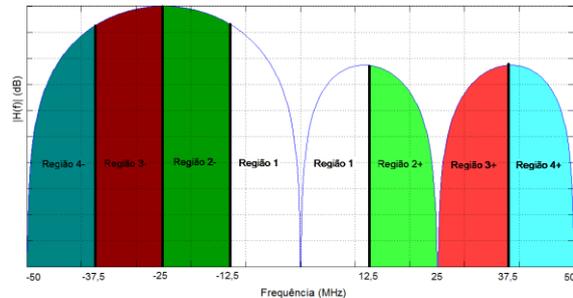
Para a validação dos filtro deseja-se encontrar a resposta impulsiva deles, porém esta tarefa torna-se mais complicada devido ao fato deste filtro apresentar dizimação (quatro amostras tornam-se uma), ocorrendo assim o fenômeno de aliasing. Para lidar com este problema o filtro será estudado dentro de determinadas regiões da resposta em frequência, cada região sendo obtida de -12,5 MHz a 12,5 MHz, uma vez que a frequência de amostragem original era de 100 MHz e após uma dizimação de quatro a frequência de amostragem torna-se 25MHz, fazendo com que a frequência de Nyquist seja 12,5 MHz. A Fig. 4 apresenta esta divisão por regiões.

Figura 4. Divisão de regiões realizada para a resposta impulsiva de um filtro FIR



A mesma divisão pode ser feita para o filtro assimétrico como pode ser observado na Fig. 5.

Figura 5. Divisão de regiões realizada para a resposta impulsiva de um filtro FIR deslocado

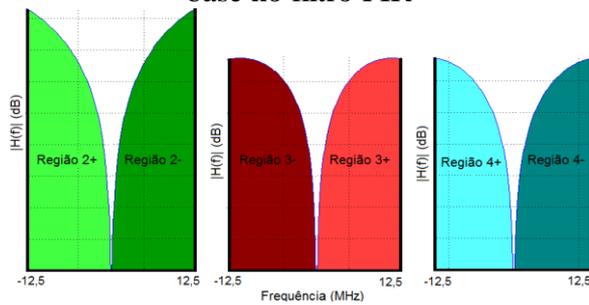


O mesmo procedimento de divisão em regiões pode ser realizado analogamente para o filtro IIR.

Para a validação do filtro serão realizadas quatro simulações, em cada simulação serão colocados doze tons senoidais (que correspondam a impulsos unitários no domínio da frequência) cujas frequências correspondam a uma região, assim haverá uma simulação para cada região. Estes tons senoidais geram no domínio da frequência impulsos, assim juntando as respostas obtidas em cada região será possível determinar a forma da resposta em frequência do filtro utilizando o contorno que será obtido a partir destes impulsos no domínio da frequência.

Um último ponto a ser considerado é que com exceção da região 1 todas as outras regiões sofrem aliasing, porém neste caso o aliasing não causará interferência entre as regiões (uma vez que as regiões são estudadas em simulações diferentes), ele apenas faz com que as regiões sejam deslocadas para banda base. Este resultado pode ser observado na Fig. 5, vale perceber que as regiões 2 e 3 sofrem deslocamento de 25 MHz enquanto a região 4 sofre deslocamento de 50 MHz.

Figura 5. Regiões deslocadas para banda base no filtro FIR



Embora a Fig. 5 apresente as regiões deslocadas para o filtro FIR simétrico o mesmo procedimento é analogamente realizado para os demais filtros apresentados.

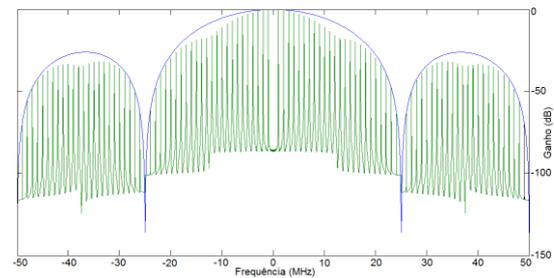
#### 4. MODELAGEM COMPORTAMENTAL EM VERILOG®-AMS

Para a simulação dos filtros anteriormente mencionados é necessária a modelagem comportamental de uma chave CMOS e de um OTA. A chave apresenta o seguinte modelo: assumindo-se que na porta da chave assumam-se apenas dois estados (alto, 1,2 V e baixo 0 V) ela apresentará uma resistência diferente dependendo da tensão presente na sua porta, caso a chave apresente uma tensão de 1,2 V em sua porta ela se comportará como fechada fazendo com que sua resistência seja 20  $\Omega$ ; caso a chave apresente uma tensão de 0 V em sua porta ela estará aberta fazendo com que sua resistência seja de 20 M $\Omega$ . Para o OTA utiliza-se de um modelo de entrada diferencial e de saída simples, com a corrente na saída sendo a diferença de tensão na entrada multiplicada por um ganho de transcondutância,  $g_m$ , que aqui é considerado 35 mS.

#### 5. RESULTADOS

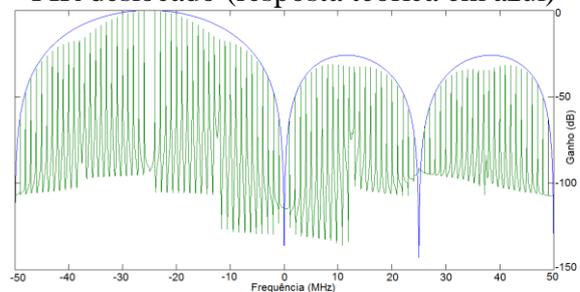
Primeiramente é analisada a resposta em frequência do filtro FIR. Na Fig. 6 é possível observar a resposta experimental, em verde, em comparação com a resposta teórica, em azul.

Figura 6. Resposta em frequência do filtro FIR



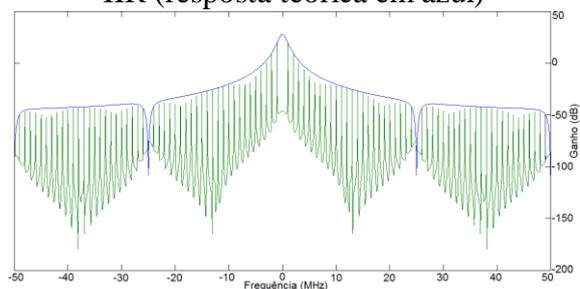
O mesmo procedimento foi realizado no filtro FIR deslocado, que é apresentado na Fig. 7

Figura 7. Resposta em frequência do filtro FIR deslocado (resposta teórica em azul)



Em seguida foi observado o comportamento do filtro IIR simétrico, este comportamento pode ser observado na Fig.8

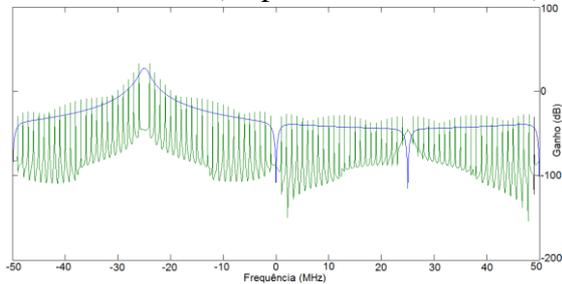
Figura 8. Resposta em frequência do filtro IIR (resposta teórica em azul)



Por fim foi observado o comportamento do filtro IIR deslocado, a resposta em frequência deste filtro é observada na Fig. 9, é possível perceber que a resposta em frequência deste filtro não é tão satisfatória quanto a dos filtro anteriores, porém é possível perceber que a forma do gráfico é muito semelhante à forma do gráfico teórico

além de não ser tão diferente da resposta teórica.

Figura 9. Resposta em frequência do filtro IIR deslocado (resposta teórica em azul)



## 6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

É possível perceber que todos os filtros se aproximam da resposta em frequência teórica que é apresentada junto de cada figura da resposta impulsiva.

Uma consideração que deve ser apontada com relação ao filtro IIR deslocado é que o deslocamento da etapa IIR é quatro vezes menor que o da etapa FIR, porém para deslocamento  $-\pi/2$  esta discrepância é indiferente (devido à periodicidade dos filtros discretos), assim seria interessante em um projeto futuro desenvolver um filtro IIR cuja resposta tenha outro deslocamento.

Como outros projetos futuros pode-se citar o desenvolvimento de um filtro IIR que seja deslocado no tempo e da implementação deste filtros em tecnologia CMOS

## 7. REFERÊNCIAS

- [1] J. MITOLA, Cognitive radio an integrate agent architecture for Software Defined Radio, tese de doutorado, 2000.
- [2] B. MURMANN, “ADC performance survey,” ISSCC & VLSI Symposium.
- [3] R. G. VAUGHAN “The theory of bandpass sampling,” IEEE transactions on signal processing, vol. E-39, no 9, 1991, pp. 1973-1984.
- [4] L. LOLIS, Agile bandpass sampling RF receivers for low power applications, Université Sciences et Technologies, 2011.