

# Sobre a Implementação Digital de Um Pedal de Efeito de Áudio do Tipo *Overdrive*

Gabriel Celso Kulevicz da Silva e Eduardo Luiz Ortiz Batista

**Resumo**—Este trabalho é dedicado ao estudo da implementação digital de um pedal de efeito de áudio do tipo *overdrive*. Com tal objetivo, o circuito do pedal é primeiramente analisado e suas partes lineares e não lineares são identificadas. Considerando então que a implementação digital de circuitos lineares é uma tarefa bem conhecida, um esforço especial é dedicado à implementação da parte não linear. Nesse contexto, uma nova abordagem baseada em filtragem adaptativa e no uso de uma estrutura não linear de filtragem apropriada é proposta. Resultados de simulação são apresentados visando ilustrar a eficácia da abordagem proposta.

**Palavras-Chave**—Filtragem adaptativa, modelo de Hammerstein, modelo de Wiener, pedal de efeito de áudio.

**Abstract**—This paper is devoted to the digital implementation of an overdrive guitar pedal. With this aim, the circuit of such a pedal is examined and its linear and nonlinear parts are identified. Then, considering that the digital implementation of linear circuits is a well-known task, a special effort is carried out towards the effective implementation of the nonlinear part of the circuit. In this context, a new approach based on adaptive filtering and also on the use of an appropriate nonlinear filtering structure is proposed. Simulation results are shown to attest the effectiveness of the proposed approach.

**Keywords**—Adaptive filtering, Hammerstein model, Wiener model, guitar effect pedal.

## I. INTRODUÇÃO

Pedais de efeito de áudio são amplamente utilizados por músicos em diferentes gêneros musicais. Esses pedais podem ser baseados tanto em tecnologias analógicas quanto digitais. Muitos músicos preferem a sonoridade dos pedais analógicos ao invés das inovações provenientes da mais recente tecnologia digital. Essa preferência se deve, em boa medida, às não linearidades presentes nos pedais analógicos, as quais frequentemente não são reproduzidas com fidelidade nos pedais digitais.

A primeira dificuldade para se implementar características não lineares em sistemas digitais está relacionada com a escolha de um modelo não linear apropriado. Isso se deve à indisponibilidade de uma formulação geral única para sistemas não lineares. Assim, a escolha de um modelo não linear apropriado que esteja em linha com as características do problema em questão precisa ser realizada. Tal escolha é dificultada pelo fato de que a complexidade computacional requerida para implementação dos modelos não lineares mais abrangentes (filtros Volterra [1], Fourier [2] e Legendre [3]) é muito elevada e proibitiva em muitas aplicações. Nesse contexto, visando a obtenção de um bom compromisso entre

fidelidade e complexidade computacional, é necessário encontrar um modelo não linear que represente adequadamente as características do sistema analógico correspondente.

Em [4], o problema da modelagem digital de pedais de efeito de áudio é abordado. Em tal trabalho, os circuitos de dois tipos de pedais analógicos são analisados e as partes lineares e não lineares de tais circuitos são identificadas. Então, as partes lineares são modeladas digitalmente usando abordagens tradicionais [5], enquanto as partes não lineares são modeladas usando estruturas não lineares sem memória. A motivação para o uso dessas estruturas está relacionada com a eficiência (em termos de complexidade computacional) do modelo digital resultante, sendo tal eficiência obtida ao custo de limitações de precisão e desempenho.

O objetivo deste trabalho de pesquisa é buscar uma implementação digital efetiva do circuito de um pedal analógico de efeito do tipo *overdrive* [6], com foco especial na implementação da parte não linear desse circuito. Para tal, uma abordagem similar à de [4] é adotada. Assim, o circuito considerado é inicialmente analisado visando identificar as partes lineares e a parte não linear, seguido de um estudo detalhado relativo à modelagem e implementação da parte não linear encontrada. A diferença da abordagem proposta em relação à de [4] está no modelo não linear considerado, o qual, além de possuir memória, permite uma melhor modelagem da característica de saturação do circuito não linear. Resultados de simulação são apresentados visando atestar a eficácia da abordagem proposta.

Este trabalho está organizado como descrito a seguir. Na Seção II, a análise do circuito do pedal de efeito *overdrive* é apresentada e as características das partes lineares de tal circuito são descritas. A Seção III é dedicada à descrição da abordagem proposta para modelagem da parte não linear de tal circuito. Na Seção IV, os resultados de simulação obtidos são apresentados. Finalmente, na Seção V, as conclusões deste trabalho são descritas.

## II. O PEDAL *OVERDRIVE*

O circuito de um pedal de efeito de áudio *Overdrive Voodoo Lab* [6] está apresentado na Fig. 1. Visando viabilizar a realização de uma implementação digital eficiente, esse circuito é aqui dividido em partes, conforme indicado em tal figura. Para delimitar as diferentes partes do circuito, a estratégia utilizada foi a de explorar as características dos terminais de entrada e de saída dos amplificadores operacionais (ampops). Nos terminais de entrada, a corrente é praticamente nula (impedância de entrada praticamente infinita) e, assim, tais terminais podem ser considerados como elementos de desconexão virtual no circuito. Por outro lado, os terminais de saída podem ser encarados como fontes de tensão ideais devido à impedância de saída praticamente nula do ampop.

Gabriel C. K. da Silva e Eduardo L. O. Batista, LINSE - Laboratório de Circuitos e Processamento de Sinais, Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC, Brasil, E-mails: gabriel@linse.ufsc.br, ebatista@ieee.org.

Este trabalho foi parcialmente financiado pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

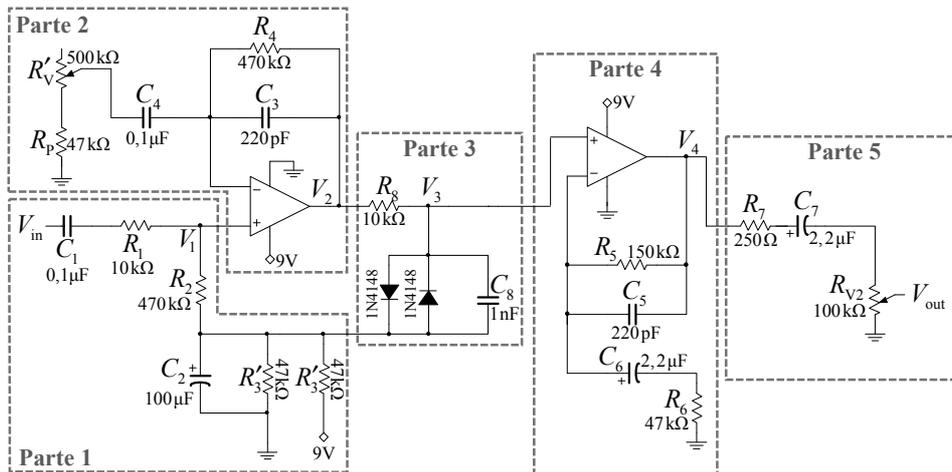


Fig. 1. Circuito completo do pedal de *overdrive* Voodoo Lab.

Analisando as diferentes partes do circuito indicadas na Fig. 1, nota-se que as Partes 1, 2, 4 e 5 são lineares. Portanto, as funções de transferência que descrevem o comportamento dessas partes do circuito podem ser obtidas aplicando as leis de Kirchhoff. Assim, para a Parte 1, a seguinte função de transferência é obtida:

$$\frac{V_1}{V_{in}} = \frac{0,979s^2 + 0,438s}{s^2 + 208,780s + 88,652}. \quad (1)$$

Similarmente, para a Parte 2, considerando  $R_V = R'_V + R_P$  e  $k = 1,034 \cdot 10^{-4}$ , é possível obter

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{kR_V 10^{-7} s^2 + [k + (R_V + 470 \cdot 10^3) 10^{-7}] s + 1}{kR_V 10^{-7} s^2 + (R_V 10^{-7} + k) s + 1}. \quad (2)$$

A partir de (1) e (2), nota-se que a função de transferência da estrutura em cascata composta pelas Partes 1 e 2 ( $V_2/V_{in}$ ) depende do valor da resistência  $R_V$ . Visando verificar de que forma tal resistência afeta  $V_2/V_{in}$ , gráficos de magnitude da resposta em frequência obtidos a partir de (1) e (2) são apresentados na Fig. 2. A partir desses gráficos, observa-se que  $R_V$  tem o papel de controlar o ganho na banda de passagem do filtro passa-faixa formado pela cascata das Partes 1 e 2.

Para a Parte 4 do circuito, que também é linear, a função de transferência obtida é

$$\frac{V_4}{V_3} = \frac{s^2 + 127,025 \cdot 10^3 s + 293,066 \cdot 10^3}{s^2 + 30,312 \cdot 10^3 s + 293,066 \cdot 10^3}. \quad (3)$$

A curva da magnitude da resposta em frequência para essa parte do circuito é apresentada na Fig. 3, de onde se observa uma característica passa-baixa com frequência de corte de aproximadamente 3 kHz.

A Parte 5 do circuito é utilizada para o controle de volume do pedal e o capacitor  $C_7$  possui a função de desacoplamento DC. A função de transferência de tal parte é

$$\frac{V_{out}}{V_4} = R_{V2} \frac{2,2 \cdot 10^{-6} s}{2,2(R_{V2} + 250) \cdot 10^{-6} s + 1}. \quad (4)$$

A Fig. 4 mostra a magnitude da resposta em frequência dessa parte do circuito para diferentes valores de  $R_{V2}$ . A partir de tal figura, observa-se que valores de  $R_{V2}$  acima de 1kΩ afetam pouco a resposta em frequência. Para valores menores de  $R_{V2}$ , o sinal é atenuado e o circuito funciona como um controle de volume com efeito passa-alta.

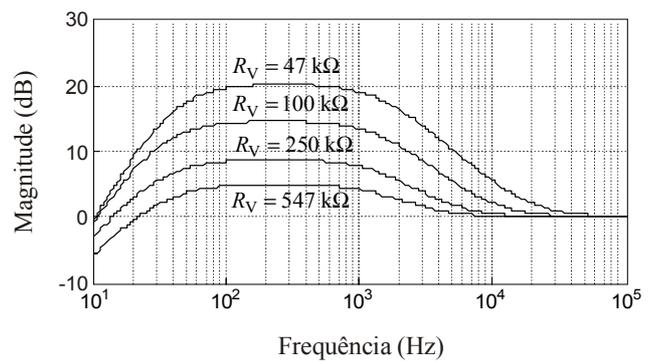


Fig. 2. Magnitude da resposta em frequência da estrutura em cascata formada pelas Partes 1 e 2 para diferentes valores de  $R_V$ .

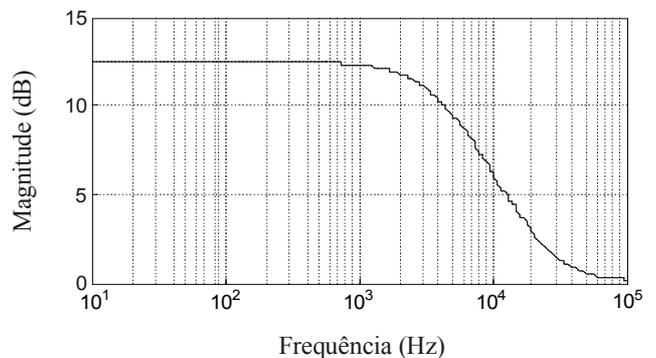


Fig. 3. Magnitude da resposta em frequência da Parte 4.

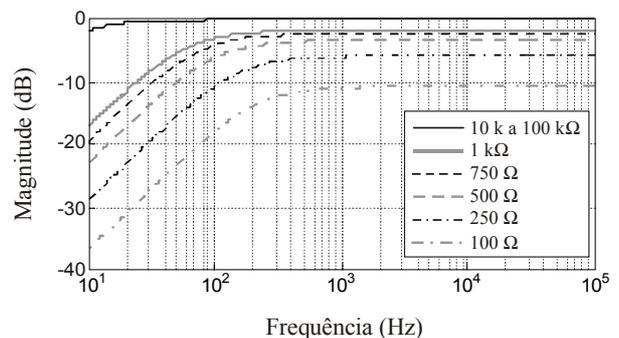


Fig. 4. Magnitude da resposta em frequência da Parte 5 para diferentes valores de  $R_{V2}$ .

Por se tratarem de sistemas lineares, as Partes 1, 2, 4 e 5 do circuito da Fig. 1 podem ser modeladas digitalmente aplicando em (1), (2), (3) e (4) a transformação bilinear [5] dada por

$$s \rightarrow \frac{2}{\Delta t} \left( \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) \quad (5)$$

com  $\Delta t$  representando o período de amostragem. Em contraste, a Parte 3 do circuito da Fig. 1 possui uma característica não linear, o que impede o uso da transformação bilinear para obtenção de uma implementação digital.

### III. ABORDAGEM PROPOSTA PARA MODELAGEM DIGITAL DA NÃO LINEARIDADE

O objetivo, nesta seção, é obter um modelo digital preciso e de baixo custo computacional para a parte não linear do circuito do pedal *overdrive* descrito na Seção II. Conforme pode ser observado a partir da Fig. 1 (veja a Parte 3), essa parte do circuito é composta por um resistor, um capacitor e dois diodos, em um arranjo aqui denominado circuito limitador de tensão com memória. Em tal circuito, o capacitor confere a característica de memória, enquanto os diodos conferem a característica não linear, uma vez que eles limitam a tensão no capacitor. De acordo com [4], o comportamento de tal circuito pode ser descrito pela seguinte equação diferencial:

$$\frac{dV_3}{dt} = \frac{V_2 - V_3}{R_8 C_8} - 2 \frac{I_s}{C_8} \sinh(V_3 / V_t) \quad (6)$$

onde  $I_s$  é a corrente inversa de saturação do diodo e  $V_t$ , a tensão térmica do diodo.

#### A. Implementação Baseada em Funções Sem Memória

Em [7], diversos métodos numéricos para solução de (6) são descritos em detalhes. A partir de tal trabalho, nota-se que o uso desse tipo de método em aplicações de tempo real é bastante limitado em função de problemas como alto custo computacional e instabilidade. Para contornar essa limitação, a alternativa proposta pelos autores de [4] para modelagem do circuito limitador é a utilização de uma função tangente hiperbólica, o que, para a Parte 3 do Circuito da Fig. 1, resulta em

$$f_1(V_2) = \alpha \tanh(\beta V_2). \quad (7)$$

Por simplicidade, uma aproximação de tal função dada por

$$f_2(V_2) = \frac{\alpha V_2}{(1 + |\beta V_2|^{2,5})^{0,04}} \quad (8)$$

também é considerada em [4]. O primeiro problema apresentado por essa abordagem está no fato de que tanto  $f_1(V_2)$  quanto  $f_2(V_2)$  são funções sem memória (dependem apenas da entrada atual). Portanto, essas funções não são capazes de modelar o efeito do capacitor  $C_8$  no comportamento do circuito. Um segundo problema para o uso de  $f_1(V_2)$  e  $f_2(V_2)$  está relacionado à incapacidade de tais funções de modelar apropriadamente as regiões de saturação da relação de entrada e saída do circuito limitador, mesmo para  $C_8 = 0$  (isto é, mesmo eliminando a memória do limitador). Essa característica pode ser melhor observada a partir das curvas de relação de entrada e saída apresentadas na Fig. 5, que são: i) a curva ideal obtida considerando  $C_8 = 0$  e usando a equação ideal do diodo com parâmetros  $I_s = 4,5 \text{ nA}$

e  $V_t = 48,5 \text{ mV}$ ; ii) a curva obtida ajustando  $f_1(V_2)$  à curva ideal usando a *Curve Fitting Tool (cftool)* do MATLAB; e iii) a curva obtida ajustando  $f_2(V_2)$  à curva ideal também usando a *cftool* do MATLAB. A partir de tal figura, nota-se que, nas regiões de saturação (isto é, para  $V_2 < -0,5$  ou  $V_2 > 0,5$ ), a curva ideal apresenta uma certa inclinação que não é modelada apropriadamente por  $f_1(V_2)$  e  $f_2(V_2)$ . Tal inclinação decorre do fato que, em um diodo polarizado diretamente, a tensão cresce (ainda que lentamente) com o aumento da corrente.

#### B. Abordagem Proposta

Visando obter um modelo digital mais preciso para o circuito limitador com memória, a primeira modificação aqui considerada em relação à abordagem de [4] é o acréscimo de um termo linear dado por  $\gamma V_2$  à função tangente hiperbólica. Assim, a função não linear considerada passa a ser a seguinte:

$$f_p(V_2) = \alpha \tanh(\beta V_2) + \gamma V_2. \quad (9)$$

É possível constatar, a partir da Fig. 6, que tal função proporciona uma melhor modelagem da relação de entrada e saída do circuito limitador, especialmente nas regiões de saturação. Essa constatação é confirmada pelo menor erro quadrático médio (EQM) obtido entre a curva ideal e a curva de  $f_p(V_2)$  ( $3,017 \cdot 10^{-5}$ ) em comparação aos EQMs obtidos entre a curva ideal e as curvas de  $f_1(V_2)$  e  $f_2(V_2)$  ( $2,220 \cdot 10^{-4}$  e  $1,384 \cdot 10^{-4}$ , respectivamente).

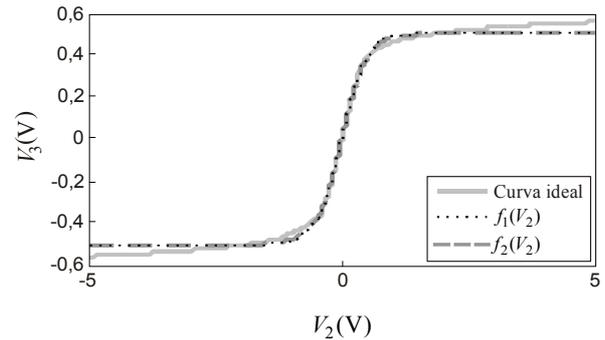


Fig. 5. Curvas características da relação de entrada e saída para o circuito limitador considerando  $C_8 = 0$  e as funções de aproximação propostas em [4].

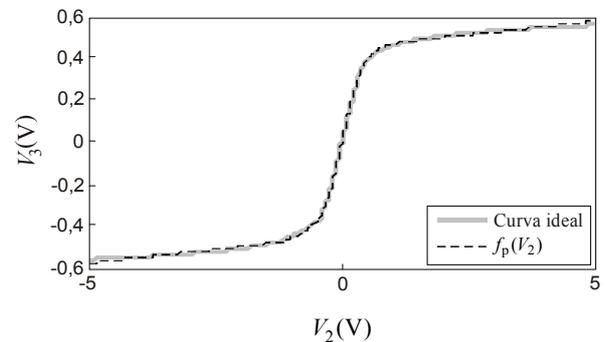


Fig. 6. Curvas características de relação de entrada e saída para o circuito limitador considerando  $C_8 = 0$  e a função não linear proposta.

Além da utilização de (9) como função não linear, a abordagem aqui proposta também envolve o uso de um filtro FIR linear com tamanho de memória  $N$  e vetor de coeficientes  $\mathbf{w} = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_{N-1}]^T$ . Esse filtro é colocado em cascata com (9), visando modelar o efeito de memória produzido pelo capacitor presente no circuito limitador de

tensão. Nesse contexto, duas estruturas não lineares são aqui consideradas: uma baseada no modelo de Hammerstein [8], na qual o filtro FIR é colocado na saída da estrutura, e outra baseada no modelo de Wiener [9], obtida colocando o filtro FIR na entrada da estrutura. Essas estruturas, ilustradas na Fig. 7, são caracterizadas pelo baixo custo computacional em comparação com outros modelos não lineares mais genéricos como o filtro Volterra [1]. É importante mencionar que, na Fig. 7, além dos sinais  $x(n)$  de entrada e  $y(n)$  de saída, tem-se o sinal intermediário  $u(n)$ , o qual é obtido filtrando  $x(n)$  pelo bloco de entrada.

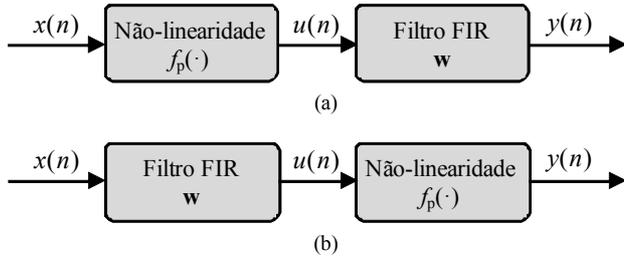


Fig. 7. Estruturas não lineares compostas por uma não linearidade sem memória em cascata com um filtro FIR: (a) modelo de Hammerstein e (b) modelo de Wiener.

### C. Algoritmos Adaptativos para Identificação das Estruturas Não Lineares Propostas

Com o objetivo de obter modelos digitais eficazes para o circuito limitador a partir das estruturas não lineares descritas na seção anterior, a abordagem adotada neste trabalho é baseada em identificação de sistemas usando filtragem adaptativa [10]. Nesse tipo de aplicação, um algoritmo adaptativo é utilizado com o objetivo de ajustar os parâmetros de uma estrutura de filtragem (o filtro adaptativo) e assim obter um modelo para um sistema desconhecido. O diagrama de blocos de um problema de identificação de sistemas usando um filtro adaptativo está ilustrado na Fig. 8. Nessa figura,  $x(n)$  representa o sinal de entrada,  $d(n)$ , o sinal de saída do sistema desconhecido e  $y(n)$ , o sinal de saída do filtro adaptativo. Subtraindo  $y(n)$  de  $d(n)$ , tem-se um sinal de erro dado por

$$e(n) = d(n) - y(n). \quad (10)$$

O algoritmo adaptativo ajusta os parâmetros do filtro adaptativo buscando minimizar alguma função convexa de  $e(n)$ . No caso do bem conhecido algoritmo *least-mean-squares* (LMS) [10], o método do gradiente é utilizado visando minimizar o erro quadrático instantâneo, ou seja, minimizar uma função custo definida como

$$J(n) = e^2(n) = [d(n) - y(n)]^2. \quad (11)$$

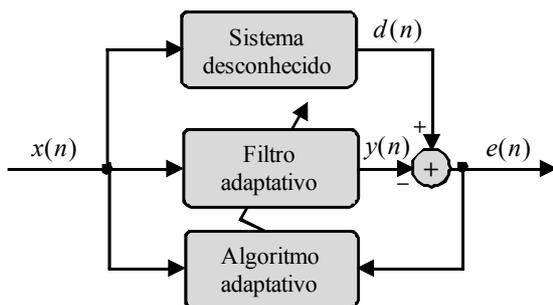


Fig. 8. Diagrama de blocos de um problema de identificação de sistema utilizando um filtro adaptativo.

A abordagem utilizada para o desenvolvimento do algoritmo LMS pode ser utilizada para desenvolver versões específicas de tal algoritmo para as estruturas descritas na Seção III-B. Assim, considerando que a adaptação usando o método do gradiente é feita no sentido oposto ao do gradiente da função custo em relação aos parâmetros do problema, é possível definir as seguintes regras para adaptação dos parâmetros das estruturas apresentadas na Fig. 7:

$$\beta(n+1) = \beta(n) - \mu_\beta \nabla_\beta e^2(n), \quad (12)$$

$$\gamma(n+1) = \gamma(n) - \mu_\gamma \nabla_\gamma e^2(n) \quad (13)$$

e

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu_w \nabla_w e^2(n) \quad (14)$$

onde  $\mu_\beta$ ,  $\mu_\gamma$  e  $\mu_w$  são os parâmetros de controle de passo, enquanto  $\nabla_\beta e^2(n)$ ,  $\nabla_\gamma e^2(n)$  e  $\nabla_w e^2(n)$  representam os gradientes de  $e^2(n)$  em relação a  $\beta$ ,  $\gamma$  e  $\mathbf{w}$ , respectivamente. Note que a adaptação de  $\alpha$  não é necessária devido à possibilidade de manter tal parâmetro constante nas estruturas da Fig. 7 sem perda de generalidade [o ganho proporcionado por  $\alpha$  em (9) é compensado pelo ajuste automático de  $\mathbf{w}$ ].

O próximo passo para obtenção de expressões para adaptação de  $\beta$ ,  $\gamma$  e  $\mathbf{w}$  a partir de (12)-(14) é o cálculo dos gradientes presentes em tais expressões. Para a estrutura baseada no modelo de Hammerstein (veja Fig. 7), os seguintes gradientes são obtidos:

$$\nabla_\beta e^2(n) = -2\alpha e(n) \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n) x(n-i) \{1 - \tanh^2[\beta x(n-i)]\}, \quad (15)$$

$$\nabla_\gamma e^2(n) = -2e(n) \mathbf{w}^T(n) \mathbf{x}(n) \quad (16)$$

e

$$\nabla_w e^2(n) = -2e(n) \mathbf{u}(n) \quad (17)$$

com  $\mathbf{u}(n) = [u(n) \ u(n-1) \ \dots \ u(n-N+1)]^T$  e  $\mathbf{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-N+1)]^T$ . Por outro lado, para estrutura baseada no modelo de Wiener, os gradientes são dados por

$$\nabla_\beta e^2(n) = -2\alpha e(n) u(n) \{1 - \tanh^2[\beta u(n)]\}, \quad (18)$$

$$\nabla_\gamma e^2(n) = -2e(n) u(n) \quad (19)$$

e

$$\nabla_w e^2(n) = -2e(n) \mathbf{x}(n) [\alpha \beta \{1 - \tanh^2[\beta u(n)]\} + \gamma]. \quad (20)$$

Então, a partir das expressões (12)-(20) e de sinais  $x(n)$  e  $d(n)$  obtidos de uma aplicação real ou de um software de simulação de circuitos analógicos, torna-se possível ajustar as estruturas não lineares introduzidas na Seção III-B de forma a obter modelos digitais efetivos para o circuito limitador de tensão com memória.

## IV. RESULTADOS OBTIDOS

Nesta seção, resultados experimentais envolvendo problemas de identificação de sistemas são apresentados visando avaliar a eficácia da abordagem proposta na seção anterior. Tais problemas envolvem a identificação da Parte 3 do circuito da Fig. 1 tanto na sua forma original (i.e., com  $C_8 = 1\text{nF}$ ) quanto com a substituição de  $C_8$  por um capacitor de  $10\text{nF}$ . A motivação para essa substituição está no fato que, em outros circuitos de pedal *overdrive* (como o considerado em [4]), o capacitor do circuito limitador é de  $10\text{nF}$ .

Por simplicidade, o sinal de entrada  $x(n)$  utilizado no processo de modelagem é um sinal branco com distribuição uniforme de probabilidade. A escolha da amplitude de tal sinal foi feita considerando que o sinal  $V_{in}$  de entrada do pedal tem tipicamente em torno de 400 mV de pico e ainda que, de acordo com a Fig. 2, o ganho máximo proporcionado pelas Partes 1 e 2 em cascata é em torno de 20 dB (ganho = 10). Assim, tem-se uma amplitude de 4V e, portanto,  $x(n)$  possui uma distribuição uniforme de probabilidade entre -4 e +4 (-4V a +4V). O sinal  $d(n)$  de saída do sistema desconhecido é obtido a partir da simulação do circuito analógico utilizando o software Proteus [11], considerando uma frequência de amostragem de 44,1 kHz.

As estruturas consideradas para a modelagem dos circuitos analógicos são: i) a não linearidade sem memória de (7), usada em [4], com parâmetros  $\alpha$  e  $\beta$  mantidos fixos (os valores de tais parâmetros foram obtidos usando a *cftool* do MATLAB); ii) a não linearidade sem memória de (9) com parâmetros ajustados usando o algoritmo desenvolvido na Seção III-C; iii) um filtro FIR linear adaptativo; iv) a estrutura proposta baseada no modelo de Hammerstein; v) a estrutura proposta baseada no modelo de Wiener. Os valores iniciais dos parâmetros das estruturas adaptativas consideradas são  $\alpha = 0,5$ ,  $\beta = 2$ ,  $\gamma = 0$  e  $\mathbf{w} = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ . Os valores dos parâmetros de controle são  $\mu_w = \mu_\beta = \mu_\gamma = 0,01$  (ajustados experimentalmente). O tamanho de memória dos filtros FIR considerados é  $N = 15$  (de fato foi observado que, para a modelagem do circuito com  $C_8 = 1nF$ , a utilização de  $N = 3$  é suficiente para produzir resultados similares). O desempenho das diferentes estruturas é avaliado a partir de curvas de erro quadrático  $e^2(n)$  expresso em dB, com tal erro normalizado pelo valor médio de  $d^2(n)$ . Para uma melhor visualização, as curvas obtidas nas simulações são suavizadas usando um filtro de média móvel.

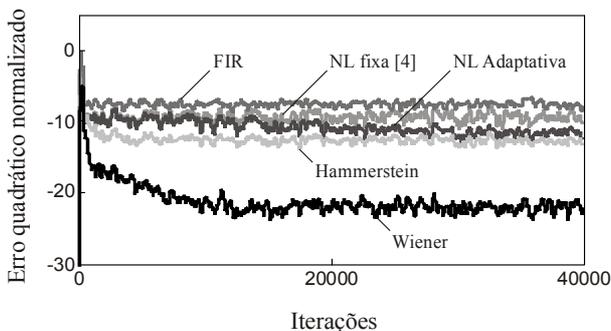


Fig. 9. Erro quadrático obtido na modelagem do circuito limitador com memória usando  $C_8 = 1nF$ .

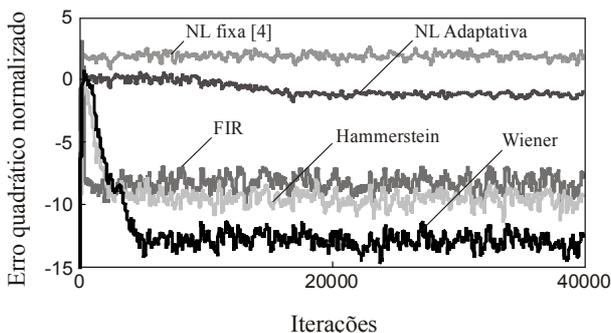


Fig. 10. Erro quadrático obtido na modelagem do circuito limitador com memória usando  $C_8 = 10nF$ .

Os resultados de simulação obtidos com a modelagem do circuito com  $C_8 = 1nF$  estão apresentados na Fig. 9. A partir dessa figura, observa-se que a estrutura proposta baseada no modelo de Wiener é a que leva aos melhores resultados, apresentando um desempenho significativamente superior ao da estrutura baseada na abordagem de [4] (não linearidade fixa e sem memória). Além disso, observa-se que o uso isolado de uma não linearidade adaptativa ou de um filtro FIR linear adaptativo não resulta em bom desempenho, demonstrando assim a necessidade do uso da estrutura em cascata para obtenção de bons resultados. Os resultados obtidos para o circuito com  $C_8 = 10nF$  são apresentados na Fig. 10. Esses resultados permitem observar que a característica de memória é ainda mais importante em tal circuito, o que é evidenciado pelo melhor desempenho relativo do filtro FIR linear. Além disso, nota-se que o melhor desempenho foi novamente obtido usando a estrutura proposta baseada no modelo de Wiener.

### V. CONCLUSÕES

O objetivo deste trabalho de pesquisa foi a implementação digital de um pedal de efeito de áudio do tipo *overdrive*. Para tal, o circuito desse pedal foi analisado visando identificar as partes lineares e não lineares. Então, assumindo que a implementação digital de um circuito analógico linear é um assunto já bastante explorado na literatura, um esforço especial foi realizado visando modelar de forma eficiente a parte não linear do circuito. Nesse contexto, uma nova abordagem de implementação foi proposta. Tal abordagem baseia-se no uso de algoritmos adaptativos em conjunto com estruturas de filtragem compostas por um filtro FIR em cascata com uma não linearidade sem memória. Como resultado, modelos digitais não lineares efetivos foram obtidos, os quais apresentam baixo custo computacional em comparação a modelos não lineares genéricos como o filtro Volterra. Resultados de simulação foram apresentados visando atestar a eficácia da abordagem proposta.

### REFERÊNCIAS

- [1] V. J. Mathews and G. L. Sicuranza, *Polynomial Signal Processing*, John Wiley & Sons Inc., 2000.
- [2] A. Carini and G. L. Sicuranza, "Fourier nonlinear filters," *Signal Processing*, vol. 94, pp. 183-194, Jan. 2014.
- [3] A. Carini, S. Cecchi, L. Romoli, and G. L. Sicuranza, "Legendre nonlinear filters," *Signal Processing*, vol. 109, pp. 84-94, Jan. 2014.
- [4] D. T. Yeh, J. S. Abel, and J. O. Smith, "Simplified, physically-informed models of distortion and overdrive guitar effects pedals," in *Proc. 10<sup>th</sup> Conf. on Digital Audio Effects (DAFx-07)*, Bordeaux, France, Sept. 10-15, 2007.
- [5] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice-Hall: Englewood Cliffs, New Jersey, 1989.
- [6] Gaussmarkov, *Voodoo Lab Overdrive*. Disponível em: <http://gaussmarkov.net/layouts/vlo/vlo-schem.png>. Acesso em: 20 maio 2015.
- [7] D. T. Yeh, J. S. Abel, and J. O. Smith, "Simulation of the diode limiter in guitar distortion circuits by numerical solution of ordinary differential equations," in *Proc. 10<sup>th</sup> Conf. on Digital Audio Effects (DAFx-07)*, Bordeaux, France, Sept. 10-15, 2007.
- [8] E. L. O. Batista and R. Seara, "A new perspective on the convergence and stability of NLMS Hammerstein filters," in *Proc. 8<sup>th</sup> Int. Symp. on Image and Signal Process. and Analysis*, Trieste, Italy, Sept. 2013, pp. 1-5.
- [9] M. Scarpini, D. Comminiello, R. Parisi, and A. Uncini, "Comparison of Hammerstein and Wiener systems for nonlinear acoustic echo cancelers in reverberant environments," in *Proc. IEEE Int. Conf. Digital Signal Process. (DSP)*, Corfu, Greece, July 2011, pp.1-6.
- [10] B. Farhang-Boroujeny, *Adaptive Filters Theory and Applications*. Wiley, 1999.
- [11] Labcenter Electronics. *Proteus Design Suite Version 8.2*. Disponível em: <http://www.labcenter.com/index.cfm>. Acesso: 20 maio 2015.