

Gabriel Celso Kulevicz da Silva

**CONTRIBUIÇÕES PARA A IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL DE
UM PEDAL DE EFEITO DE ÁUDIO DO TIPO OVERDRIVE**

Dissertação submetida ao Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
da Universidade Federal de Santa
Catarina para a obtenção do Grau de
Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Eduardo Luiz
Ortiz Batista.

Florianópolis
2016

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Kulevicz da Silva, Gabriel Celso
Contribuições para a Implementação Digital de um Pedal de
Efeito de Áudio do Tipo Overdrive / Gabriel Celso Kulevicz
da Silva ; orientador, Eduardo Luiz Ortiz Batista -
Florianópolis, SC, 2016.
94 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Filtragem adaptativa. 3.
Pedal de efeito de áudio. 4. Filtro Volterra. 5. Modelo de
Wiener. I. Ortiz Batista, Eduardo Luiz . II. Universidade
Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica. III. Título.

Gabriel Celso Kulevicz da Silva

**CONTRIBUIÇÕES PARA A IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL DE
UM PEDAL DE EFEITO DE ÁUDIO DO TIPO OVERDRIVE**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração *Comunicações e Processamento de Sinais*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 22 de março de 2016

Prof. Carlos Galup Montoro, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Eduardo Luiz Ortiz Batista, Dr. - UFSC
Orientador

Prof. Sidnei Noceti Filho, Dr. - UFSC

Prof. Rui Seara, Dr. - UFSC

Prof. Ciro André Pitz, Dr. - UFSC

Dedico este trabalho à minha família.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus por me dar forças durante esta minha jornada, me confortar nos momentos difíceis e conduzir o meu caminho.

À minha família pelo incentivo, auxílio e conselhos durante o meu mestrado.

Ao professor Eduardo Luiz Ortiz Batista por ter aceitado ser o orientador deste trabalho, pela ótima convivência, apoio e amizade e pelos ensinamentos ao longo da construção desta dissertação.

Ao professor Sidnei Noceti Filho pela amizade, conselhos, ensinamentos técnicos e por aceitar fazer parte da banca de avaliação.

Ao professor Rui Seara pelas aprendizagens proporcionadas ao longo do curso de mestrado, por aceitar ser membro da banca de avaliação, pelas críticas construtivas a respeito do trabalho e pelas valorosas contribuições na correção desta dissertação.

Ao professor Ciro André Pitz por aceitar fazer parte da banca de avaliação e pelo tempo dedicado para contribuir com este trabalho.

À Cristiane Budde por me auxiliar durante todo o meu mestrado, seja com conselhos, companhia, carinho, afeto e amor.

Ao Edilberto Costa Neto pela amizade e auxílio com os experimentos práticos.

Ao professor Walter Antonio Gontijo por ter me ensinado muitos conhecimentos sobre processamento digital de sinais durante os anos de estágio no LINSE.

Ao Elton Luiz Fontão pelo ótimo convívio durante esses anos em que estive no LINSE e pelo apoio e auxílios prestados.

Aos colegas do LINSE, pela boa convivência.

Ao CnPQ pelo auxílio financeiro.

RESUMO

Este trabalho é focado na implementação digital de um pedal de efeito de áudio do tipo *overdrive*. Com esse objetivo, primeiramente é realizada a análise do circuito do pedal, identificando as suas etapas lineares e não lineares. Considerando que a implementação digital de circuitos lineares é uma tarefa bastante conhecida, este estudo se dedica, em especial, à implementação da etapa não linear. Nesse contexto, é proposta uma nova abordagem baseada em filtragem adaptativa e no uso de uma estrutura não linear de filtragem. Para ilustrar a eficácia dessa abordagem, são apresentados resultados de experimentos realizados com sinais obtidos através da simulação do circuito e do circuito real (montado em uma placa de circuito impresso). Além disso, é realizada uma avaliação da variabilidade dos componentes do circuito real.

Palavras chaves: Filtragem adaptativa, filtro Volterra, modelo de Hammerstein, modelo de Wiener, pedal de efeito de áudio, power filter.

ABSTRACT

This work is devoted to the digital implementation of an overdrive guitar pedal. To this end, the circuit of such a pedal is studied and its linear and nonlinear stages 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 stage 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. To confirm the effectiveness of the proposed approach, results of experiments performed by using signals obtained via circuit simulation and from a real circuit are presented. In addition, an assessment of the variability of the components of the real circuit is carried out.

Keywords: Adaptive filtering, Volterra filter, Hammerstein model, Wiener model, guitar effect pedal, power filter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1. Circuito completo do pedal de <i>overdrive</i> Voodoo Lab.....	22
Figura 2.1. Circuito completo do pedal de <i>overdrive</i> Voodoo Lab.....	28
Figura 2.2. Etapa 1 do circuito do pedal <i>overdrive</i>	29
Figura 2.3. Magnitude da resposta em frequência da Etapa 1.....	31
Figura 2.4. Disposição de componentes que compõe a Etapa 2.....	31
Figura 2.5. Magnitude da resposta em frequência da estrutura em cascata formada pelas Etapas 1 e 2 para diferentes valores de R_v	33
Figura 2.6. Disposição de componentes que compõe a Etapa 4.....	33
Figura 2.7. Magnitude da resposta em frequência da Etapa 4.....	34
Figura 2.8. Disposição de componentes da Etapa 5.	34
Figura 2.9. Magnitude da resposta em frequência da Etapa 5 para diferentes valores de R_{v2}	36
Figura 2.10. Etapa 3: circuito limitador de tensão com memória.....	37
Figura 2.11. Circuito equivalente da Etapa 3 para valores positivos de V_2	37
Figura 2.12. Curvas de V_3 em relação a V_2 para vários valores de frequência. (a) $C_8 = 1$ nF. (b) $C_8 = 10$ nF.	40
Figura 2.13. Curvas características da relação de entrada e saída para o circuito limitador considerando $C_8 = 0$ e as funções de aproximação propostas em [14].	42
Figura 2.14. Curvas características da relação de entrada e saída para o circuito limitador considerando $C_8 = 0$ e a função de aproximação proposta.	43
Figura 2.15. Representação em diagrama de blocos para a análise aproximada III da Etapa 3.	43
Figura 2.16. Magnitude da resposta em frequência do filtro passa-baixas do primeiro bloco para $C_8 = 1$ nF e $C_8 = 10$ nF.	44
Figura 2.17. Diagrama de blocos dos experimentos realizados para a avaliação dos modelos digitais.	47

Figura 2.18. Erro quadrático obtido para o modelo composto pela NL sem memória.....	48
Figura 2.19. Estruturas com filtro linear em cascata com NL: (a) Filtro IIR na saída; (b) Filtro IIR na entrada.....	49
Figura 2.20. Resultados para o modelo digital filtro em cascata com NL: (a) $C_8 = 1 \text{ nF}$ e (b) $C_8 = 10 \text{ nF}$	50
Figura 2.21. Comparação dos resultados obtidos com modelos digitais existentes para (a) $C_8 = 1 \text{ nF}$; (b) $C_8 = 10 \text{ nF}$	51
Figura 3.1. Diagrama de blocos de um problema de identificação de sistema utilizando um filtro adaptativo.....	53
Figura 3.2. Estrutura de filtragem composta apenas pela NL.....	54
Figura 3.3. Estrutura de filtragem composta apenas pelo filtro FIR linear.....	56
Figura 3.4. Estrutura não linear composta por uma NL sem memória em cascata com um filtro FIR (modelo de Hammerstein).....	56
Figura 3.5. Estrutura não linear composta por um filtro FIR em cascata com uma NL sem memória (modelo de Wiener).....	58
Figura 3.6. Diagrama de blocos do <i>power filter</i>	61
Figura 3.7. Diagrama de blocos do filtro Volterra.....	62
Figura 4.1. Diagrama de blocos da identificação da Etapa 3 utilizando um filtro adaptativo.....	65
Figura 4.2. Erro quadrático obtido na modelagem do circuito limitador usando NLs sem memória com parâmetros fixos (NL fixa) e com parâmetros adaptados (NL adaptativa). (a) Caso com $C_8 = 1 \text{ nF}$ e (b) com $C_8 = 10 \text{ nF}$	67
Figura 4.3. Erro quadrático obtido na modelagem do circuito limitador usando filtro FIR linear adaptativo e NL adaptativa. (a) Caso com $C_8 = 1 \text{ nF}$ e (b) com $C_8 = 10 \text{ nF}$	68
Figura 4.4. Erro quadrático obtido na modelagem do circuito limitador com $C_8 = 1 \text{ nF}$ usando estruturas não lineares polinomiais. (a) Segunda ordem, (b) terceira ordem, (c) quarta ordem e (d) quinta ordem.....	73
Figura 4.5. Erro quadrático obtido na modelagem do circuito limitador para $C_8 = 10 \text{ nF}$ usando as estruturas não lineares polinomiais. (a)	

Segunda ordem, (b) terceira ordem, (c) quarta ordem, e (d) quinta ordem.....	75
Figura 4.6. Erro quadrático obtido na modelagem do circuito limitador usando as estruturas de Hammerstein e Wiener com NL $f_p(\cdot)$. (a) Caso com $C_8 = 1$ nF e (b) com $C_8 = 10$ nF.	76
Figura 4.7. Erro quadrático obtido na modelagem do circuito limitador com memória. (a) Caso com $C_8 = 1$ nF e (b) com $C_8 = 10$ nF.	77
Figura 4.8. Esquemático do circuito utilizado para obtenção dos sinais $x(n)$ e $d(n)$	78
Figura 4.9. Resultados obtidos com o circuito real, considerando uma taxa de amostragem de 44,1 kHz com a utilização de (a) $C_8 = 1$ nF, (b) $C_8 = 10$ nF.	80
Figura 4.10. Resultados obtidos com o circuito real, utilizando uma taxa de amostragem de 96 kHz para (a) $C_8 = 1$ nF, (b) $C_8 = 10$ nF.	82
Figura 4.11. Curvas de dois diodos ideais e dois diodos reais do mesmo tipo 1N4148 (diodos assimétricos).....	85
Figura 4.12. Curvas dos diodos ideais, diodos assimétricos e diodo modificado.....	85
Figura 4.13. Curvas do diodo 1N4148 submetido a diferentes temperaturas.	86

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 Valores dos parâmetros de controle para $C_g = 1nF$	69
Tabela 4.2 Valores dos parâmetros de controle para $C_g = 10nF$	69

1 INTRODUÇÃO	21
1.1 Modelos Digitais Existentes Para o Pedal Overdrive	22
1.1.1 Não Linearidade Sem Memória	23
1.1.2 Modelo Baseado na Solução de Equações Diferenciais Usando Métodos Numéricos	23
1.1.3 Filtro Linear em Cascata Com Não Linearidade Sem Memória	24
1.2 Objetivos do Trabalho	24
1.2.1 Objetivos Gerais	24
1.2.2 Objetivos Específicos.....	24
1.3 Organização da Dissertação.....	25
2 ASPECTOS GERAIS DA MODELAGEM DIGITAL DO PEDAL DE EFEITO OVERDRIVE.....	27
2.1 Análise do Circuito Analógico do Pedal de Efeito Overdrive	27
2.1.1 Análise das Etapas Lineares.....	28
2.1.2 Análise da Etapa Não Linear	36
2.2 Modelagem Digital das Etapas Lineares	44
2.2.1 Modelagem da Etapa 2.....	45
2.2.2 Modelagem da Etapa 4.....	46
2.3 Avaliação dos Modelos Digitais Existentes Para o Circuito Limitador.....	46
2.3.1 Não Linearidade Sem Memória	47
2.3.2 Filtro Linear em Cascata Com Não Linearidade Sem Memória	48
2.3.3 Comparações Entre os Modelos Existentes	49
3 MODELAGEM DO CIRCUITO LIMITADOR USANDO FILTRAGEM ADAPTATIVA	53
3.1 Não Linearidade Sem Memória Adaptativa	54
3.2 Filtro FIR Adaptativo	55

3.3 Filtro de Hammerstein.....	56
3.3.1 Não Linearidade Polinomial	56
3.3.2 Não Linearidade Proposta.....	57
3.4 Filtro de Wiener	58
3.4.1 Não Linearidade Polinomial	59
3.4.2 Não Linearidade Proposta.....	60
3.5 Power Filter	60
3.6 Filtro Volterra.....	61
4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	65
4.1 Simulação do Circuito Analógico	66
4.1.1 Não Linearidade Adaptativa e Filtro FIR Adaptativo.....	66
4.1.2 Estruturas Com Memória e Não Linearidade Polinomial..	69
4.1.3 Estruturas Com Memória e Não Linearidade Proposta	70
4.1.4 Comparação entre os Melhores Resultados Obtidos	71
4.2 Circuito Analógico Real.....	78
4.2.1 Sinais com Frequência de Amostragem de 44,1 kHz	79
4.2.2 Sinais com Frequência de Amostragem de 96 kHz	81
4.2.3 Comentários Sobre Diferenças Encontradas.....	83
4.2.4 Variabilidade na Tensão de Saturação do Diodo 1N4148..	83
4.2.5 Influência da Temperatura no Comportamento do Diodo 1N4148	84
5 CONCLUSÕES	87
REFERÊNCIAS.....	91

INTRODUÇÃO

Pedais de efeito de áudio são amplamente utilizados por músicos em diversos gêneros musicais. Diferentes abordagens são utilizadas para obter os efeitos produzidos por esses pedais. Como exemplos, podemos citar modulação de fase (pedais *vibrato*, *phaser*, *chorus* e *flanger*), atraso de tempo (*delay* e *reverb*), modulação de amplitude (*tremolo*), modulação de filtro passa-faixas (*wah-wah*) e distorção (*overdrive*¹, *distortion* e *fuzz*). De maneira geral, tais pedais podem ser obtidos tanto a partir de tecnologias analógicas quanto digitais.

Muitos músicos preferem a sonoridade dos pedais analógicos ao invés das inovações provenientes da mais recente tecnologia digital. Os circuitos de tais pedais têm a vantagem de usualmente serem construídos a partir de componentes de baixo custo que são facilmente encontrados no mercado nacional [1]. No entanto, tais circuitos geralmente necessitam de um grande número de componentes (resultando em dimensões físicas consideráveis) e são capazes de produzir apenas um único efeito de áudio. Em contraste, os pedais digitais são normalmente menores e possuem ainda a capacidade de implementar múltiplos efeitos a partir de um único processador. Contudo, os pedais digitais muitas vezes falham em produzir efeitos de áudio com qualidade satisfatória, o que se deve em parte a dificuldades em reproduzir, de forma digital, as não linearidades presentes nos circuitos dos pedais analógicos.

O primeiro obstáculo para a implementação de não linearidades em sistemas digitais está relacionado com a escolha de um modelo não linear apropriado. Essa escolha é dificultada pela inexistência de uma formulação geral única para sistemas não lineares e também pela alta

¹ Não há um consenso na comunidade musical sobre a denominação dos pedais *distortion* e *overdrive*. Alguns estudos afirmam que o pedal *overdrive* proporciona uma distorção semelhante à distorção de um amplificador valvulado, sendo tal distorção caracterizada por harmônicos de ordem par. Por outro lado, o pedal *distortion*, proporciona uma distorção com harmônicos tanto de ordem par quanto ímpar [2]. Outros estudos se referem ao pedal *overdrive* como uma distorção suave e o pedal *distortion* como uma distorção mais acentuada no sinal [3].

complexidade computacional requerida para implementação de modelos não lineares considerados universais, como os filtros Volterra [4], Fourier [5] e Legendre [6]. Nesse contexto, muitas aplicações práticas dependem de uma busca extensiva por modelos não lineares específicos que levem a um compromisso satisfatório entre fidelidade e complexidade computacional.

O foco deste trabalho de pesquisa é buscar uma implementação digital eficiente para um pedal de efeito *overdrive*. A principal motivação para esse trabalho é a observação de importantes limitações de desempenho nos modelos digitais encontrados na literatura para tal pedal. Essas limitações são provenientes sobretudo da dificuldade de modelagem do circuito não linear com memória presente no pedal *overdrive*.

1.1 MODELOS DIGITAIS EXISTENTES PARA O PEDAL OVERDRIVE

Dentre os pedais de efeito do tipo *overdrive* encontrados comercialmente, podem ser citados os pedais Pro Co Rat [7], BOSS OD-1 [8] e Voodoo Lab [9]. Esses pedais realizam uma distorção não linear no sinal de entrada, sendo tal distorção em geral obtida a partir de circuitos de saturação montados usando diodos. Este trabalho de pesquisa é focado no estudo do pedal de *overdrive* Voodoo Lab, cujo circuito está ilustrado na Figura 1.1. Nesse circuito, a distorção é obtida a partir de dois diodos e um capacitor, resultando em uma característica não linear com memória.

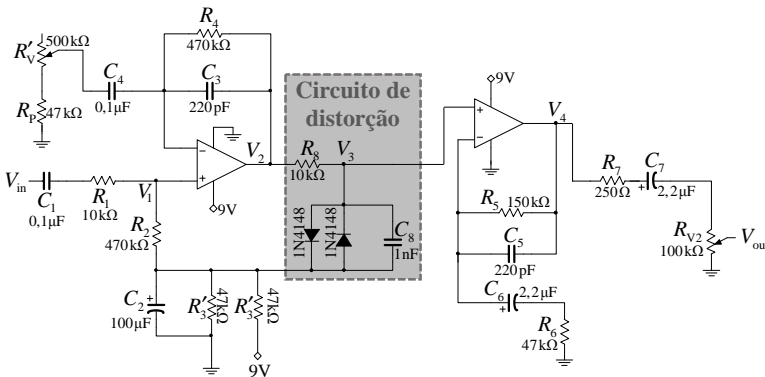


Figura 1.1. Circuito completo do pedal de *overdrive* Voodoo Lab.

Diversas abordagens podem ser encontradas na literatura científica para a implementação de circuitos não lineares similares ao circuito do pedal Voodoo Lab *overdrive*. Como exemplos, podemos citar a utilização de filtros variantes no tempo [10], representações em espaço de estados [11], [12], e aproximação por modelos lineares obtidos através de regressão Kernel [13]. No entanto, os autores desses trabalhos mencionam que as abordagens consideradas possuem limitações relacionadas com o grande número de simplificações envolvidas. Além disso, alguns modelos possuem alta complexidade computacional, inviabilizando o seu uso em aplicações de tempo real.

1.1.1 Não Linearidade Sem Memória

Em [14], o problema específico da modelagem digital de pedais do tipo *overdrive* é abordado. Em tal trabalho, os circuitos de dois tipos de pedais analógicos são analisados e as etapas lineares e não lineares de tais circuitos são identificadas. A partir dessa análise, as etapas lineares são modeladas digitalmente usando estratégias tradicionais [15], enquanto as etapas não lineares são modeladas usando estruturas não lineares sem memória. A motivação para o uso dessas estruturas está relacionada com a baixa complexidade computacional do modelo digital resultante. No entanto, tal abordagem possui sérias limitações de desempenho, conforme será demonstrado no presente trabalho através de resultados experimentais.

1.1.2 Modelo Baseado na Solução de Equações Diferenciais Usando Métodos Numéricos

Em [16], o circuito não linear com memória que produz a distorção do pedal *overdrive* é analisado e o seu comportamento é descrito de forma aproximada utilizando uma equação diferencial. Além disso, em [16] são descritos em detalhes diversos métodos numéricos para a solução em tempo real de tal equação diferencial, visando obter uma implementação digital para o circuito não linear considerado. No entanto, conforme afirmado pelos próprios autores de [16], a aplicação em tempo real dos métodos numéricos estudados é bastante limitada em função de problemas como alto custo computacional e instabilidade.

1.1.3 Filtro Linear em Cascata Com Não Linearidade Sem Memória

Uma outra sugestão dos autores de [16] para implementação digital do circuito não linear encontrado no pedal *overdrive* é o uso de um modelo digital composto por um filtro linear em cascata com uma não linearidade sem memória. O filtro linear digital deve então possuir características de magnitude da resposta em frequência similares às obtidas com o circuito não linear analógico desconsiderando-se as não linearidades. Apesar de tal modelo ser mencionado em [16], não são apresentados resultados de experimentos que possibilitem a avaliação do seu desempenho.

1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO

1.2.1 Objetivos Gerais

O principal objetivo deste trabalho de pesquisa é buscar uma implementação digital eficiente para o circuito de um pedal analógico de efeito do tipo *overdrive* [9]. Para tal, o circuito do pedal considerado é inicialmente analisado visando identificar as etapas lineares e não lineares. A seguir, um estudo detalhado relativo à modelagem da etapa não linear é realizado. Nesse contexto, uma nova abordagem baseada em identificação de sistemas usando filtragem adaptativa [17] é proposta para modelagem da parte não linear.

1.2.2 Objetivos Específicos

A partir dos objetivos gerais propostos por este trabalho, os seguintes objetivos específicos podem ser definidos:

- ✓ Realizar a análise detalhada das etapas lineares do circuito analógico do pedal de efeito *overdrive*.
- ✓ Propor análises aproximadas para descrever o comportamento da etapa não linear do circuito do pedal *overdrive*.
- ✓ Avaliar o desempenho de modelos existentes na literatura através de experimentos.
- ✓ Estudar diferentes estruturas não lineares de filtros adaptativos disponíveis na literatura.
- ✓ Utilizar o processo de identificação de sistemas para a obtenção de modelos digitais a partir de sinais gerados através: (i) da simulação do circuito; (ii) do circuito real montado em uma placa física.

- ✓ A partir dos experimentos realizados com o circuito real, apontar diferenças no comportamento do circuito não linear dependendo do componente utilizado e da temperatura em que o circuito está submetido.

1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho está organizado conforme descrito a seguir. No Capítulo 2, uma análise do pedal de efeito *overdrive* analógico é realizada em conjunto com a modelagem digital das etapas lineares. Ainda nesse capítulo, são apresentados resultados de experimentos realizados com alguns modelos digitais já existentes para o circuito não linear. No Capítulo 3, as estruturas adaptativas não lineares consideradas para implementação do pedal de efeito *overdrive* são descritas e as correspondentes equações de adaptação dos parâmetros são obtidas. No Capítulo 4, são apresentados os resultados experimentais obtidos com as estruturas abordadas no Capítulo 3 para sinais obtidos tanto através de simulação do circuito (Seção 4.1) quanto do circuito real montado em uma placa de circuito impresso (Seção 4.2). No Capítulo 5, são apresentadas as conclusões deste trabalho.

ASPECTOS GERAIS DA MODELAGEM DIGITAL DO PEDAL DE EFEITO OVERDRIVE

Neste capítulo, é apresentada a análise do circuito analógico do pedal *overdrive*, sendo tal análise descrita na Seção 2.1. Para a etapa não linear, o procedimento de análise não é trivial, uma vez que funções de transferência no domínio de Laplace não são capazes de descrever a dinâmica de um sistema não linear de forma precisa. Assim, na Seção 2.1.2, são realizadas três análises aproximadas visando descrever o comportamento do circuito não linear. Na Seção 2.2, são obtidos os modelos digitais para as etapas lineares do pedal *overdrive*. A partir de modelos digitais existentes na literatura para o circuito não linear, na Seção 2.3, são apresentados os resultados de experimentos realizados com o objetivo de avaliar o desempenho de tais modelos.

2.1 ANÁLISE DO CIRCUITO ANALÓGICO DO PEDAL DE EFEITO OVERDRIVE

Nesta seção, é apresentada a análise do circuito de um pedal analógico de efeito de áudio do tipo *overdrive* [9], mostrado na Figura 2.1. Esse circuito pode ser dividido em diferentes etapas explorando 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 muito alta) e, assim, tais terminais podem ser considerados como elementos de desconexão virtual no circuito. Além disso, os terminais de saída podem ser vistos como fontes de tensão ideais devido à impedância de saída praticamente nula do apop. Assim, obtém-se a divisão em etapas ilustrada na Figura 2.1.

Analisando em detalhes a disposição dos componentes da Etapa 1 do circuito da Figura 2.1, é possível perceber que tal etapa é composta por um capacitor de desacoplamento e por um circuito de geração de um ponto com tensão contínua de 4,5 V no nó de ligação entre R_2 e C_2 . Esse tipo de circuito é comumente encontrado em circuitos analógicos nos quais fontes de tensão simétricas não estão disponíveis para alimentar os ampops. As Etapas 2 e 4 correspondem a filtros de sinais, responsáveis pela equalização do sinal. A Etapa 3 é composta por um resistor, dois

diodos e um capacitor, o que sugere um circuito não linear com memória. Essa etapa tem como propósito distorcer o sinal, gerando o efeito característico do pedal *overdrive*. A Etapa 5, por sua vez, é composta por um capacitor de desacoplamento e possui a função de controle de volume através do potenciômetro R_{V2} .

A partir das características descritas no parágrafo anterior, nota-se que as Etapas 1, 2, 4 e 5 do circuito do pedal *overdrive* são lineares. Assim, aplicando as leis de Kirchhoff, as funções de transferência que descrevem o comportamento dessas etapas do circuito são obtidas na Seção 2.1.1. Por outro lado, o circuito da Etapa 3 possui características não lineares e, portanto, a obtenção de uma função de transferência que descreva o seu comportamento não é uma tarefa simples. Desse modo, na Seção 2.1.2 são realizadas três análises aproximadas visando avaliar o comportamento da Etapa 3.

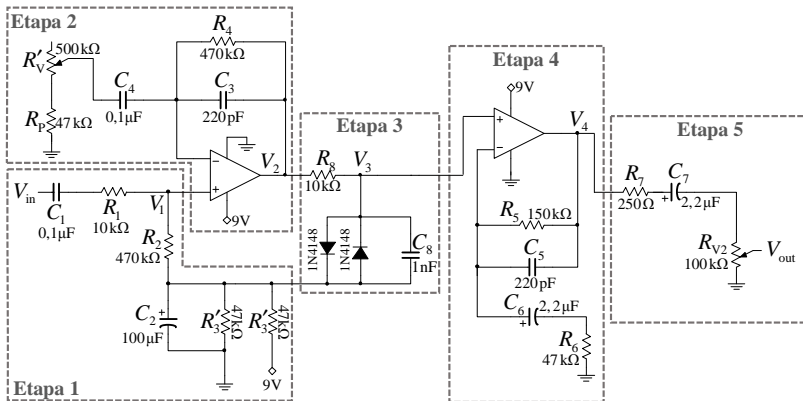


Figura 2.1. Circuito completo do pedal de *overdrive* Voodoo Lab.

2.1.1 Análise das Etapas Lineares

Com o objetivo de facilitar a visualização dos parâmetros envolvidos nas análises realizadas nesta seção, primeiramente, cada uma das etapas lineares do circuito da Figura 2.1 é ilustrada separadamente. Em seguida, no domínio da Transformada de Laplace, são encontradas as funções de transferência que descrevem o funcionamento de cada uma dessas etapas utilizando as Leis de Kirchhoff e Ohm.

A Etapa 1 é ilustrada na Figura 2.2. Para a análise AC (corrente alternada), as tensões DC (corrente contínua) são desconsideradas.

Portanto, a tensão contínua de 9 V (tensão de alimentação) passa a ser um ponto de referência (terra).

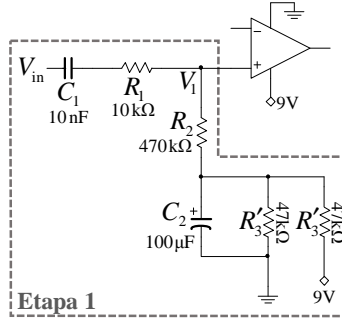


Figura 2.2. Etapa 1 do circuito do pedal *overdrive*.

Desse modo, realizando-se a associação das impedâncias do circuito, tem-se

$$Z_1 = \frac{1}{sC_1} + R_1 = \frac{1 + sC_1R_1}{sC_1} \quad (2.1)$$

e

$$Z_2 = R_2 + \frac{\frac{1}{sC_2} \cdot R_3' / 2}{\frac{1}{sC_2} + R_3' / 2}. \quad (2.2)$$

Para simplificar (2.2), considera-se $R_3 = \frac{R_3'}{2} = 23,5\text{k}\Omega$. Assim, tem-se

$$Z_2 = R_2 + \frac{\frac{R_3}{sC_2}}{\frac{1 + sC_2R_3}{sC_2}} = R_2 + \frac{R_3}{1 + sC_2R_3} = \frac{sC_2R_2R_3 + R_2 + R_3}{sC_2R_3 + 1}. \quad (2.3)$$

Definindo a tensão de saída da Etapa 1 como V_1 , tem-se

$$V_1 = V_{in} \cdot \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}. \quad (2.4)$$

Substituindo (2.1) e (2.3) em (2.4), obtém-se

$$V_1 = V_{in} \cdot \frac{s^2 R_2 R_3 + s \frac{(R_2 + R_3)}{C_2}}{s^2 (R_1 R_3 + R_2 R_3) + s \frac{(C_2 R_3 + C_1 (R_1 + R_2 + R_3))}{C_1 C_2} + \frac{1}{C_1 C_2}}. \quad (2.5)$$

Substituindo-se então os valores dos componentes em (2.5), é possível escrever

$$V_1 = V_{in} \cdot \frac{s^2 11045 \cdot 10^6 + s \frac{493,5 \cdot 10^3}{10^{-4}}}{s^2 (235 + 11045) \cdot 10^6 + s \frac{(2,35 + 503,5 \cdot 10^{-5})}{10^{-12}} + \frac{1}{10^{-12}}} \quad (2.6)$$

o que resulta em

$$V_1 = V_{in} \cdot \frac{0,97916667 \cdot (s + 0,44680851) s}{s^2 + \frac{9,41554471}{0,04509799} s + 88,65248227}. \quad (2.7)$$

A partir de (2.7), pode-se construir o gráfico da resposta em frequência mostrado na Figura 2.3. Percebe-se que a resposta é a de um filtro passa-altas com frequência de corte de 3 dB de aproximadamente 35 Hz. Como a frequência da corda mais grave de uma guitarra (na afinação convencional) é de aproximadamente 82 Hz, nota-se que o filtro não afeta consideravelmente o sinal de áudio da guitarra. Além disso, como comentado anteriormente, o capacitor C_1 possui a função de desacoplamento DC², enquanto a disposição de C_2 e R_3 resulta em uma geração de um *offset* de 4,5 V no ponto de junção entre R_2 e C_2 . Tal arranjo de componentes é comum em circuitos que utilizam alimentação assimétrica (no caso 0 V e 9 V) devido às características de saturação do ampop.

² Esse tipo de disposição (capacitor na entrada) é comumente encontrado em pedais de efeito de áudio, pois geralmente deseja-se realizar conexões em cascata de pedais ou conexões com outros equipamentos. Para evitar diferentes tensões DC entre os equipamentos, são necessários capacitores na entrada e na saída de circuitos de áudio. Geralmente, os valores das capacitâncias são escolhidos de forma que a magnitude da resposta em frequência do circuito seja pouco afetada.

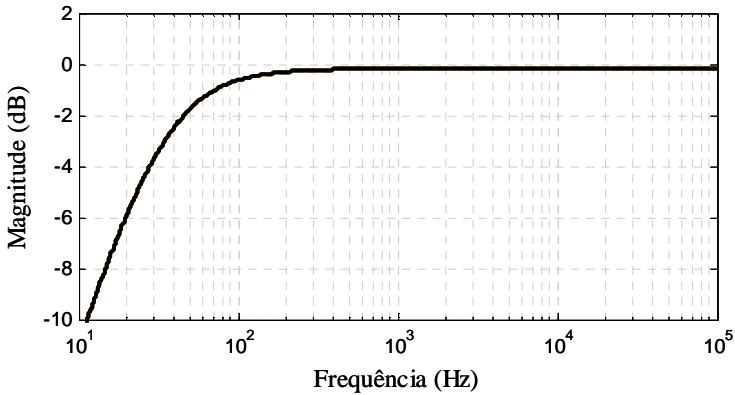


Figura 2.3. Magnitude da resposta em frequência da Etapa 1.

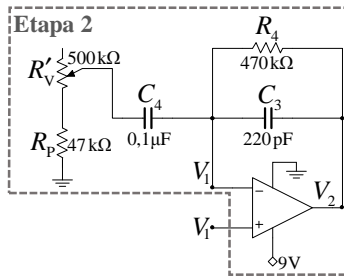


Figura 2.4. Disposição de componentes que compõe a Etapa 2.

A Etapa 2 (veja Figura 2.1) é representada na Figura 2.4. Considerando $R_V = R_V' + R_p$ e associando as impedâncias do circuito, obtém-se

$$Z_3 = R_V + \frac{1}{sC_4} = \frac{sC_4R_V + 1}{sC_4} \quad (2.8)$$

e ainda

$$Z_4 = \frac{R_4 \cdot \frac{1}{sC_3}}{R_4 + \frac{1}{sC_3}} = \frac{\frac{R_4}{sC_3}}{\frac{sC_3R_4 + 1}{sC_3}} = \frac{R_4}{sC_3R_4 + 1}. \quad (2.9)$$

Como

$$V_2 = V_1 \cdot \frac{Z_3 + Z_4}{Z_3}, \quad (2.10)$$

tem-se

$$V_2 = V_1 \cdot \frac{s^2 + s \frac{(C_3 R_4 + C_4 R_V + C_4 R_4)}{C_3 C_4 R_V R_4} + \frac{1}{C_3 C_4 R_V R_4}}{s^2 + s \frac{(C_4 R_V + C_3 R_4)}{C_3 C_4 R_V R_4} + \frac{1}{C_3 C_4 R_V R_4}}. \quad (2.11)$$

Substituindo os valores dos componentes mostrados na Figura 2.4, com exceção de R_V , tem-se

$$V_2 = V_1 \cdot \frac{s^2 + s \frac{(1,034 \cdot 10^{-4} + 10^{-7} R_V + 470 \cdot 10^{-4})}{22 \cdot R_V \cdot 47 \cdot 10^{-14}} + \frac{1}{22 \cdot R_V \cdot 47 \cdot 10^{-14}}}{s^2 + s \frac{(10^{-7} \cdot R_V + 1,034 \cdot 10^{-4})}{22 \cdot R_V \cdot 47 \cdot 10^{-14}} + \frac{1}{22 \cdot R_V \cdot 47 \cdot 10^{-14}}} \quad (2.12)$$

o que resulta em

$$V_2 = V_1 \cdot \frac{s^2 + \frac{(1,034 \cdot 10^{-4} + 10^{-7} (R_V + 470 \cdot 10^3))}{1,034 \cdot 10^{-11} R_V} s + \frac{1}{1,034 \cdot 10^{-11} R_V}}{s^2 + \frac{(10^{-7} \cdot R_V + 1,034 \cdot 10^{-4})}{1,034 \cdot 10^{-11} R_V} s + \frac{1}{1,034 \cdot 10^{-11} R_V}} \quad (2.13)$$

Como $R_V = R'_V + R_P$, R_V possui um valor mínimo de 47 kΩ e valor máximo de 547 kΩ, obtém-se

$$V_2|_{R_V=47\text{k}\Omega} = V_1 \cdot \frac{s^2 + 106,5957447 \cdot 10^3 s + 2,057697848 \cdot 10^6}{s^2 + 9,883945841 \cdot 10^3 s + 2,057697848 \cdot 10^6} \quad (2.14)$$

$$V_2|_{R_V=547\text{k}\Omega} = V_1 \cdot \frac{s^2 + 17,99925035 \cdot 10^3 s + 176,8040198 \cdot 10^3}{s^2 + 9,68946142 \cdot 10^3 s + 176,8040198 \cdot 10^3}. \quad (2.15)$$

Com o auxílio de (2.7), são construídas as curvas do gráfico da Figura 2.5 para diversos valores de R_V . A partir dessa figura, nota-se que a estrutura composta pela Etapa 1 em cascata com a Etapa 2 possui uma característica passa-faixa e que o ganho na banda de passagem depende do valor de R_V . Em contraste com a resposta em frequência da Etapa 1, percebe-se que a faixa de frequência da banda passante coincide com as frequências presentes no áudio gerado pela guitarra.

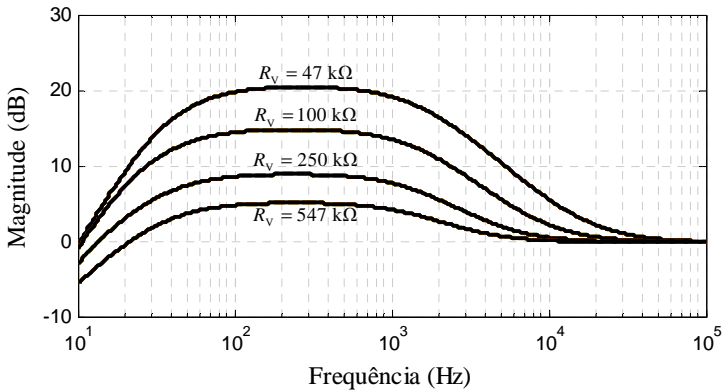


Figura 2.5. Magnitude da resposta em frequência da estrutura em cascata formada pelas Etapas 1 e 2 para diferentes valores de R_v .

A Etapa 4 do circuito da Figura 2.1 é ilustrada na Figura 2.6. Observa-se que tal etapa possui a mesma disposição de componentes do circuito da Etapa 2, porém com alguns valores de componentes diferentes. Desse modo, com o auxílio de (2.15), tem-se

$$V_4 = V_3 \cdot \frac{s^2 + s \frac{(C_5 R_5 + C_6 R_6 + C_6 R_5)}{C_5 C_6 R_6 R_5} + \frac{1}{C_5 C_6 R_6 R_5}}{s^2 + s \frac{(C_6 R_6 + C_5 R_5)}{C_5 C_6 R_6 R_5} + \frac{1}{C_5 C_6 R_6 R_5}}. \quad (2.16)$$

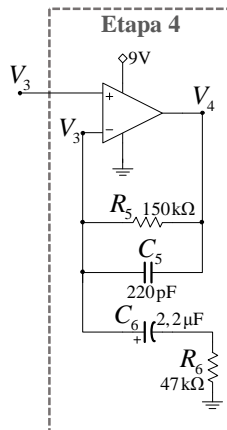


Figura 2.6. Disposição de componentes que compõe a Etapa 4.

Substituindo-se os valores do circuito da Figura 2.6 em (2.16), obtém-se

$$V_4 = V_3 \cdot \frac{s^2 + 127,02450030 \cdot 10^3 s + 293,06605710 \cdot 10^3}{s^2 + 30,31270148 \cdot 10^3 s + 293,06605710 \cdot 10^3}. \quad (2.17)$$

A curva da magnitude da resposta em frequência obtida a partir de (2.17) é mostrada na Figura 2.7. Em tal figura, é possível verificar que a Etapa 4 possui características de um filtro passa-baixas com frequência de corte de 3 dB de aproximadamente 5 kHz e ganho na banda passante de aproximadamente 12 dB.

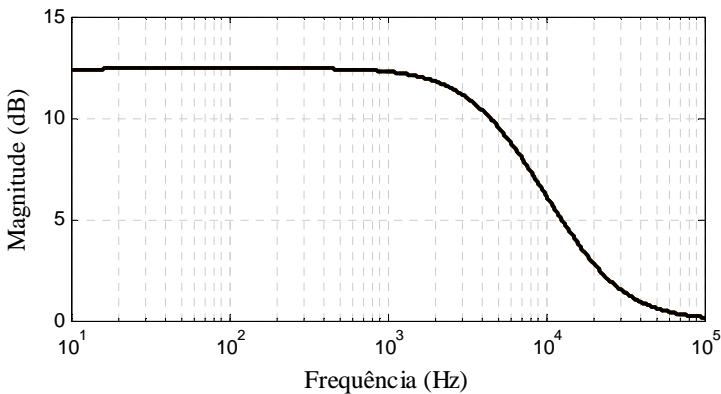


Figura 2.7. Magnitude da resposta em frequência da Etapa 4.

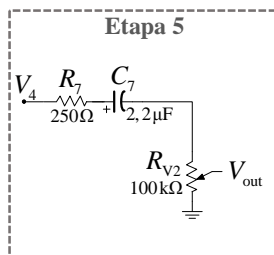


Figura 2.8. Disposição de componentes da Etapa 5.

A Etapa 5 (veja Figura 2.1) é mostrada na Figura 2.8. A partir da análise do circuito de tal figura, tem-se

$$\begin{aligned}
 V_{\text{out}} &= V_4 \cdot \frac{R_{V_2}}{R_{V_2} + R_7 + \frac{1}{sC_7}} \\
 &= V_4 \cdot \frac{sC_7 R_{V_2}}{sC_7 R_{V_2} + sC_7 R_7 + 1} \\
 &= V_4 \cdot \frac{R_{V_2}}{(R_{V_2} + R_7)} \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{C_7(R_{V_2} + R_7)}}.
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

Substituindo os valores dos componentes (com exceção de R_{V_2}) em (2.18), obtém-se

$$V_{\text{out}} = V_4 \cdot \frac{R_{V_2}}{(R_{V_2} + 250)} \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{2,2 \cdot 10^{-6} (R_{V_2} + 250)}}. \tag{2.19}$$

Sejam os limites de valores de resistência de R_{V_2} 100 Ω e 100k Ω , tem-se

$$V_{\text{out}} \Big|_{R_{V_2}=100\Omega} = V_4 \cdot \frac{0,28571428s}{s + 1,29870130 \cdot 10^3} \tag{2.20}$$

e

$$V_{\text{out}} \Big|_{R_{V_2}=100k\Omega} = V_4 \cdot \frac{0,99750623s}{s + 4,53411925}. \tag{2.21}$$

A curva da magnitude da resposta em frequência da Etapa 5 para vários valores de R_{V_2} é mostrada na Figura 2.9. Assim como na Etapa 1, percebe-se que o capacitor C_7 é colocado na saída do circuito para garantir o desacoplamento DC. Além disso, nota-se que a resposta em frequência do circuito é pouco afetada para valores de R_{V_2} acima de 1k Ω . Para valores de R_{V_2} menores, o sinal é atenuado e o circuito funciona como um controle de volume, porém, com um efeito passa-altas.

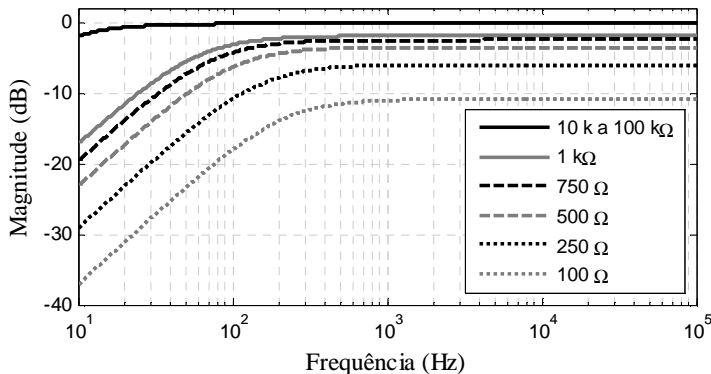


Figura 2.9. Magnitude da resposta em frequência da Etapa 5 para diferentes valores de R_{V2} .

2.1.2 Análise da Etapa Não Linear

A Etapa 3 do circuito ilustrado na Figura 2.1, rerepresentada na Figura 2.10, 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 proporciona a característica de memória, enquanto os diodos proporcionam a característica não linear, uma vez que eles limitam a tensão no capacitor. Conforme comentado anteriormente, o equacionamento do circuito da Etapa 3 não leva a uma função de transferência, mas a uma equação que relaciona as tensões V_2 e V_3 . Em [14], o comportamento do circuito da Etapa 3 é descrito pela seguinte equação diferencial aproximada:

$$\frac{dv_3(t)}{dt} = \frac{v_2(t) - v_3(t)}{R_8 C_8} - 2 \frac{I_s}{C_8} \sinh(v_3(t) / \eta \phi_T) \quad (2.22)$$

onde I_s é a corrente inversa de saturação do diodo, η o fator de idealidade e ϕ_T a tensão térmica do diodo. Apesar de tal aproximação ser citada pelos autores, não são apresentados os procedimentos de análise utilizados e/ou resultados de experimentos que possibilitem uma avaliação da precisão obtida com a utilização de tal aproximação. Assim, buscando uma visualização do comportamento do circuito limitador de tensão para sinais com diferentes frequências e amplitudes, uma análise aproximada é descrita na Seção 2.1.2.1. Visando uma possível modelagem digital, outras duas análises aproximadas do circuito são apresentadas nas Seções 2.1.2.2 e 2.1.2.3. Em todas as análises, resultados adicionais são apresentados com a substituição de $C_8 = 1 \text{ nF}$ por um

capacitor de 10 nF. A motivação para tal substituição está no fato de que, em alguns outros circuitos de pedal *overdrive* (como, por exemplo, o considerado em [14]), o capacitor do circuito limitador é de 10nF. Por simplicidade, para as três análises realizadas, as equações e figuras do circuito consideram apenas $C_8 = 1 \text{ nF}$.

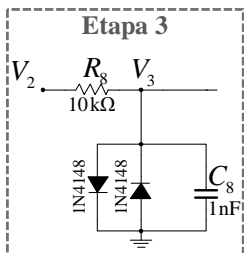


Figura 2.10. Etapa 3: circuito limitador de tensão com memória.

2.1.2.1 Análise Aproximada I

Para a Análise Aproximada I, o circuito limitador de tensão é considerado como um bloco único, como mostra a Figura 2.11. Nota-se em tal figura que apenas um dos diodos é apresentado. Essa simplificação pode ser feita para a análise de tensões $V_2 > 0$ devido aos diodos conduzirem corrente em apenas um sentido (para sinais com tensões inferiores à tensão de ruptura do diodo). Assim, considerando $V_2 > 0$, apenas um dos diodos é polarizado diretamente possibilitando a condução de corrente, enquanto o outro diodo se comporta como circuito aberto. Para $V_2 < 0$, o procedimento de análise é análogo, porém com o diodo posicionado inversamente.

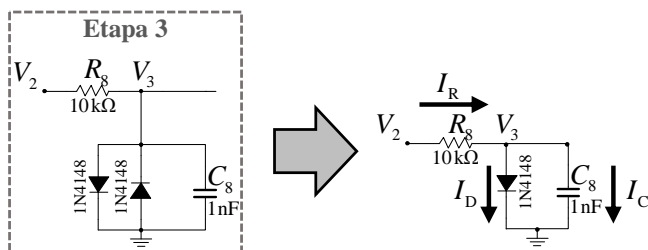


Figura 2.11. Circuito equivalente da Etapa 3 para valores positivos de V_2 .

A partir do circuito mostrado na Figura 2.11, tem-se

$$I_R = I_D + I_C. \quad (2.23)$$

A corrente no diodo I_D é dada por [18]

$$I_D = I_S \left(e^{V_3/\eta\phi_T} - 1 \right) \approx I_S \left(e^{V_3/\eta\phi_T} \right), \quad (2.24)$$

onde, para o diodo do tipo 1N4148 [19] tem-se

$$\eta\phi_T \approx 48,5 \cdot 10^{-3} \text{ V} \quad (2.25)$$

e

$$I_S \approx 4,5 \text{ nA}. \quad (2.26)$$

Portanto, (2.24) pode ser reescrita como

$$I_D = 4,5 \cdot 10^{-9} \left(e^{V_3/48,5 \cdot 10^{-3}} \right). \quad (2.27)$$

A corrente no resistor R_8 é dada por

$$I_R = \frac{(V_2 - V_3)}{R_8} = (V_2 - V_3)G_8 \quad (2.28)$$

e a corrente no capacitor C_8 é

$$i_C(t) = C_8 \cdot \frac{dv_3(t)}{dt} \quad (2.29)$$

e pode ser aproximada por

$$I_C \approx V_3 \cdot sC_8. \quad (2.30)$$

Substituindo (2.27), (2.28) e (2.30) em (2.23), tem-se

$$(V_2 - V_3)G_8 \approx V_3 \cdot sC_8 + 4,5 \cdot 10^{-9} \left(e^{V_3/48,5 \cdot 10^{-3}} \right) \quad (2.31)$$

$$V_2 \approx V_3 \cdot sC_8R_8 + R_8 \cdot 4,5 \cdot 10^{-9} \left(e^{V_3/48,5 \cdot 10^{-3}} \right) + V_3. \quad (2.32)$$

Utilizando-se os valores dos componentes mostrados na Figura 2.11, obtém-se

$$V_2 \approx V_3 \cdot s \cdot 10^{-9} \cdot 10^4 + 10 \cdot 10^3 \cdot 4,5 \cdot 10^{-9} \left(e^{V_3/48,5 \cdot 10^{-3}} \right) + V_3 \quad (2.33)$$

$$V_2 \approx V_3 \cdot s \cdot 10^{-5} + 0,045 \cdot 10^{-3} \left(e^{V_3/48,5 \cdot 10^{-3}} \right) + V_3. \quad (2.34)$$

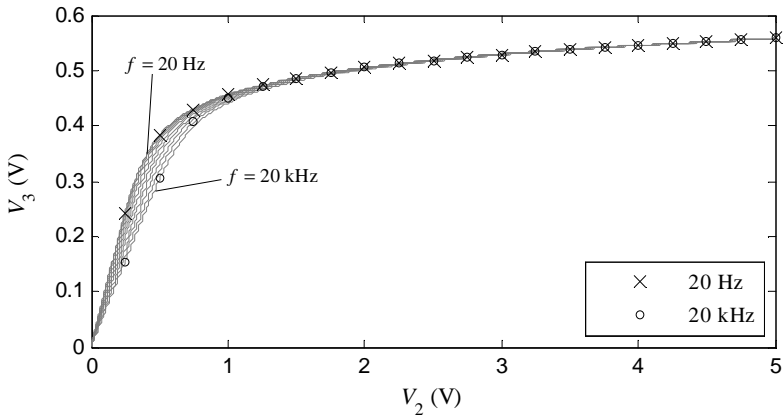
Para esta análise aproximada, será avaliada apenas a magnitude do sinal. Sendo assim, como $s = j\omega = j2\pi f$,

$$|V_2| \approx \left| 0,045 \cdot 10^{-3} \left(e^{V_3/48,5 \cdot 10^{-3}} \right) + V_3 + jV_3 \cdot 2\pi f \cdot 10^{-5} \right| \quad (2.35)$$

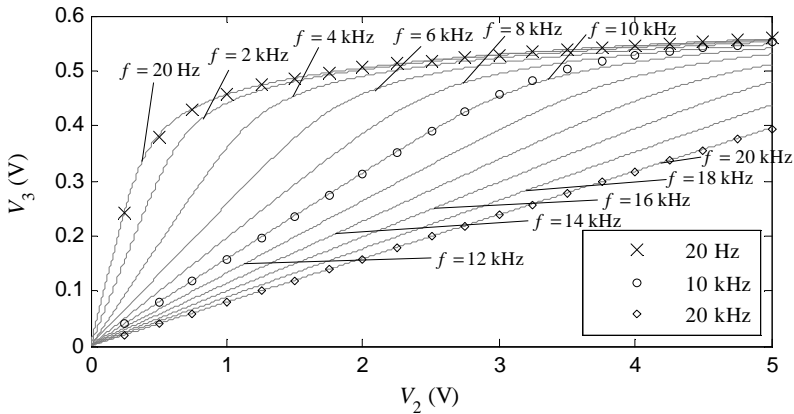
$$|V_2| \approx \sqrt{\left(0,045 \cdot 10^{-3} \left(e^{V_3/48,5 \cdot 10^{-3}} \right) + V_3 \right)^2 + \left(V_3 \cdot 2\pi f \cdot 10^{-5} \right)^2}. \quad (2.36)$$

Observa-se que (2.36) é dependente das tensões V_2 e V_3 e de f . Desse modo, para avaliar o comportamento do circuito utilizando (2.36), são fixados alguns valores de frequência e, para cada um deles, é gerado o gráfico de V_3 em relação a V_2 com o auxílio do MATLAB [20]. Os gráficos resultantes são apresentados na Figura 2.12 juntamente com resultados obtidos através da simulação do circuito pelo *software* Multisim [21]. Para essas simulações, foram utilizadas senóides com diferentes amplitudes e frequências como sinal de entrada (V_2) do circuito não linear com memória. Nota-se que o sinal V_2 é saturado na saída V_3 de acordo com as curvas mostradas nos gráficos. Para $C_8 = 1$ nF [Figura 2.12(a)], a influência da frequência do sinal (no caso de 20 Hz a 20 kHz) pode ser percebida para as tensões $0 < V_2 < 1,5$ V. Para outros valores de V_2 , as curvas se sobrepõem. A Figura 2.12 (b) mostra as curvas obtidas para $C_8 = 10$ nF. Nesse caso, observa-se com mais evidência a diferença na resposta do circuito de acordo com a frequência do sinal, evidenciando assim, a influência do efeito da memória no circuito.

No decorrer da apresentação das equações obtidas para esta análise, nota-se que a partir de (2.30) a (2.36) as equações são aproximadas, pois a Transformada da Laplace, utilizada em (2.30) é definida apenas para sistemas lineares [22]. A validade da utilização de tal aproximação pôde ser confirmada através da comparação de simulações do circuito com resultados obtidos com o auxílio de (2.36) (veja os pontos experimentais na Figura 2.12). Além disso, é possível perceber que, aplicando a transformada de Laplace em (2.22) (equação diferencial considerada pelos autores de [14]) e substituindo os valores dos componentes, tem-se como resultado (2.36). A análise realizada nesta seção é aproximada, pois apenas são considerados aspectos de frequência e amplitude, desconsiderando-se efeitos da distorção no sinal.



(a)



(b)

Figura 2.12. Curvas de V_3 em relação a V_2 para vários valores de frequência. (a)

$C_8 = 1$ nF. (b) $C_8 = 10$ nF.

2.1.2.2 Análise Aproximada II

Conforme mencionado anteriormente, o objetivo central deste trabalho é a obtenção de um modelo digital para o pedal *overdrive*. A maior dificuldade para alcançar tal objetivo é a obtenção de um modelo preciso para o circuito limitador de tensão com memória. Uma proposta de implementação digital desse circuito é abordada em [16] e consiste na utilização de métodos numéricos para a solução de (2.22) em tempo real. Contudo, os autores afirmam que o uso desses métodos em aplicações em tempo real é bastante limitado em função de problemas como alto custo computacional e instabilidade.

Outra possível solução para implementação de um modelo digital para o circuito limitador de tensão com memória seria implementar diretamente o cálculo de (2.36). No entanto, essa expressão é dependente da frequência do sinal, o que impossibilita a utilização de métodos tradicionais como a transformação bilinear [15] para a sua implementação. A partir dessas constatações e visando uma possível implementação digital para o circuito limitador com memória, outras duas análises aproximadas para a Etapa 3 são aqui apresentadas. A primeira delas baseia-se em [14], onde a modelagem do circuito limitador com memória é feita utilizando uma função tangente hiperbólica do tipo

$$f_1(V_2) = \alpha \tanh(\beta V_2). \quad (2.37)$$

Por simplicidade, uma aproximação de tal função dada por

$$f_2(V_2) = \frac{\alpha V_2}{(1 + |\beta V_2|^{2.5})^{0.04}} \quad (2.38)$$

também é considerada em [14]. O principal 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. Além disso, $f_1(V_2)$ e $f_2(V_2)$ não modelam 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). Isso pode ser observado a partir das curvas apresentadas na Figura 2.13, 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 toolbox* (CFTool) do MATLAB; e iii) a curva obtida ajustando $f_2(V_2)$ à curva ideal também usando a CFTool. 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 (2.37) e (2.38). Tal inclinação decorre do fato que, em um diodo polarizado diretamente, a tensão cresce (ainda que levemente) com o aumento da corrente.

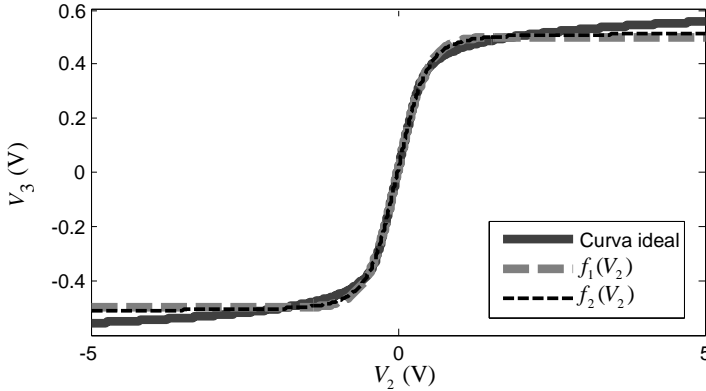


Figura 2.13. Curvas características da relação de entrada e saída para o circuito limitador considerando $C_g = 0$ e as funções de aproximação propostas em [14].

Visando obter uma representação mais precisa para o circuito limitador, uma modificação proposta neste trabalho em relação à abordagem de [14] é o acréscimo de um termo linear dado por γV_2 à função tangente hiperbólica. Assim, a função não linear considerada passa a ser a seguinte:

$$f_p(V_2) = \alpha \tanh(\beta V_2) + \gamma V_2. \quad (2.39)$$

É possível constatar, a partir da Figura 2.14, 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)³. Na Seção 4.1.1, são apresentados resultados de experimentos que comparam o desempenho do modelo digital do circuito limitador de tensão com a utilização de $f_1(V_2)$ e $f_p(V_2)$.

³ Os valores obtidos pela CFTool são $\alpha=0,5017$ e $\beta=2,049$ para $f_1(V_2)$; $\alpha=1,017$ e $\beta=1,991$ para $f_2(V_2)$; e $\alpha=0,445$, $\beta=2,357$ e $\gamma=0,026$ para $f_p(V_2)$.

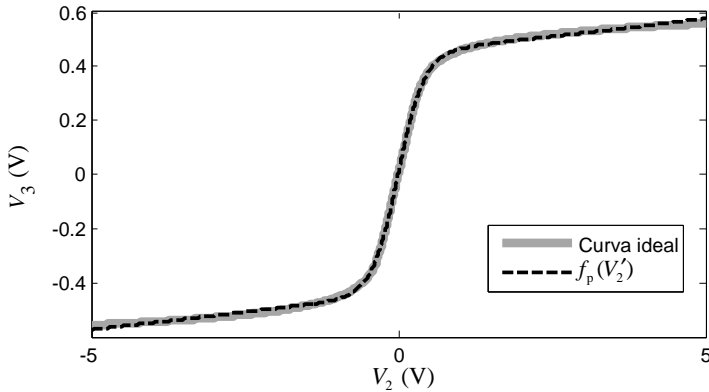


Figura 2.14. Curvas características da relação de entrada e saída para o circuito limitador considerando $C_8 = 0$ e a função de aproximação proposta.

2.1.2.3 Análise Aproximada III

Os autores de [16] citam que uma estrutura com características de funcionamento similar ao circuito limitador com memória pode ser obtida com a separação do circuito em dois blocos. O primeiro bloco é composto por um filtro passa-baixas, formado pelo resistor R_8 e o capacitor C_8 , enquanto o segundo bloco é constituído por uma não linearidade (NL) sem memória. A Figura 2.15 ilustra essa abordagem.

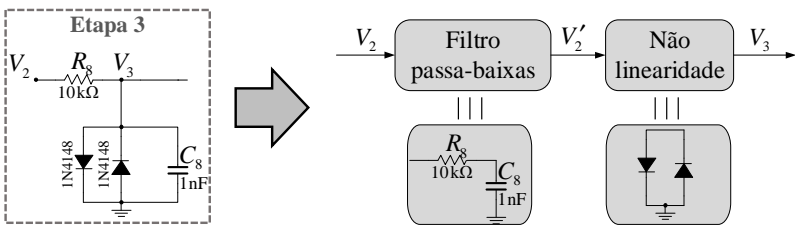


Figura 2.15. Representação em diagrama de blocos para a análise aproximada III da Etapa 3.

Como o primeiro bloco é formado por um circuito linear, é possível descrevê-lo por uma função de transferência. Assim, é possível obter a seguinte relação:

$$V_2' \approx V_2 \cdot \frac{1}{\frac{1}{sC_8} + R_8} = V_2 \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{C_8 R_8}}. \quad (2.40)$$

Substituindo os valores dos componentes, para $C_8 = 1\text{ nF}$, é possível escrever

$$V_2' \approx V_2 \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{s + 100 \cdot 10^3}. \quad (2.41)$$

O gráfico com as curvas da magnitude da resposta em frequência de (2.41) [e (2.40) para $C_8 = 10\text{ nF}$], é mostrado na Figura 2.16. Para o bloco composto pela não linearidade, os autores de [16] sugerem a utilização de (2.37) e (2.38). Na Seção 2.3.2 são realizados experimentos com o modelo digital baseado na análise desta seção.

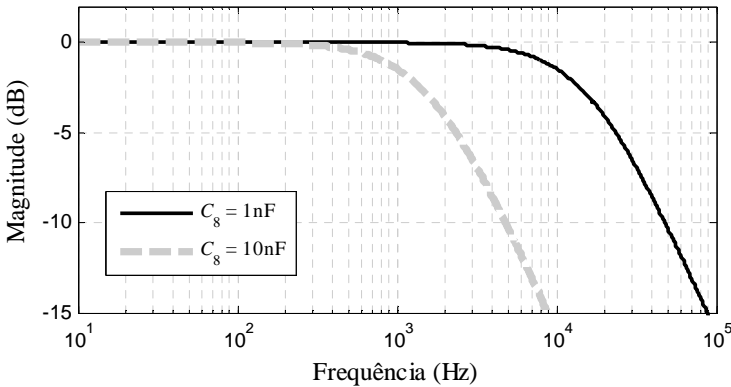


Figura 2.16. Magnitude da resposta em frequência do filtro passa-baixas do primeiro bloco para $C_8 = 1\text{ nF}$ e $C_8 = 10\text{ nF}$.

2.2 MODELAGEM DIGITAL DAS ETAPAS LINEARES

O objetivo desta seção é encontrar modelos digitais para as etapas lineares abordadas na Seção 2.1.1. Como discutido em tal seção, duas etapas do circuito original exercem pouca influência na resposta em frequência de um sinal de guitarra. A primeira delas é a Etapa 1, pois a frequência de corte de 3 dB do filtro passa-altas é de aproximadamente 35 Hz (veja Figura 2.3), enquanto a frequência da corda mais grave de uma guitarra (na afinação convencional) é de aproximadamente 82 Hz. A

segunda, é a Etapa 5, pois o circuito pode ser substituído por um controle de volume. Em ambas as etapas (1 e 5), o efeito passa-altas é gerado pelo capacitor de desacoplamento, necessário em circuitos de áudio analógicos. Desse modo, somente serão modeladas as Etapa 2 e 4.

A modelagem digital de circuitos lineares, a partir de uma dada função de transferência, pode ser realizada através de diversos métodos clássicos encontrados na literatura. Tais métodos realizam a modelagem de filtros digitais de resposta ao impulso infinita (IIR). Dentre eles, podem ser citados os métodos [15]: da invariância ao impulso (também conhecido como transformação clássica em Z), da invariância ao degrau unitário, da transformação Z casada, da transformação de Euler e da transformação bilinear. Como o método da transformação bilinear apresenta algumas vantagens em relação aos outros métodos [15], esse método será adotado para a modelagem digital das etapas lineares.

O mapeamento do plano s para o plano z , de acordo com a transformação bilinear, pode ser realizado diretamente a partir das funções de transferência encontradas para os circuitos analógicos utilizando a seguinte transformação:

$$s \rightarrow \frac{2}{\Delta t} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right), \quad (2.42)$$

onde $\Delta t = 1/f_s$ e f_s é a frequência de amostragem utilizada. Para a modelagem digital utilizada neste trabalho, a frequência de amostragem será de 44100 Hz.

2.2.1 Modelagem da Etapa 2

A função de transferência da Etapa 2 calculada na Seção 2.1.1 [veja (2.13)] depende do valor de R_v . Porém, para este trabalho, será considerado um único valor fixo de $R_v = 47 \text{ k}\Omega$. Em uma implementação digital real, o mesmo procedimento realizado nesta seção pode ser feito calculando a função de transferência para outros valores de R_v , possibilitando ao músico escolher a equalização desejada através de um botão seletor. Assim, a partir de (2.14), considerando-se V_1 como o sinal de entrada, tem-se a função de transferência no domínio s da Etapa 2 como

$$T_1(s) = \frac{s^2 + 106,5957447 \cdot 10^3 s + 2,057697848 \cdot 10^6}{s^2 + 9,883945841 \cdot 10^3 s + 2,057697848 \cdot 10^6}. \quad (2.43)$$

Com o auxílio de (2.42), é possível encontrar a função de transferência no domínio z , a qual é dada por

$$H_1(z) = \frac{1,9857760z^2 - 1,7975562z - 0,1872686}{z^2 - 1,7975562z + 0,7985074}. \quad (2.44)$$

Para encontrar a equação no domínio do tempo para funções de transferência de segunda ordem, pode-se utilizar a relação apresentada em [15]. Seja então a função de transferência

$$H(z) = \frac{b_0z^2 + b_1z + b_2}{z^2 + a_1z + a_2} \quad (2.45)$$

a equação recursiva no domínio do tempo pode ser descrita por

$$y(n) = b_0x(n) + b_1x(n-1) + b_2x(n-2) - a_1y(n-1) - a_2y(n-2). \quad (2.46)$$

Desse modo, a partir de (2.44)-(2.46), é possível encontrar a seguinte equação recursiva para o modelo digital da Etapa 2:

$$y_1(n) = 1,9857760x(n) - 1,7975562x(n-1) - 0,1872686x(n-2) + 1,7975562y(n-1) - 0,7985074y(n-2). \quad (2.47)$$

2.2.2 Modelagem da Etapa 4

Para a Etapa 4, considerando V_3 como entrada, de acordo com (2.17), tem-se a função de transferência do circuito analógico dada por

$$T_2(s) = \frac{s^2 + 127,02450030 \cdot 10^3 s + 293,06605710 \cdot 10^3}{s^2 + 30,31270148 \cdot 10^3 s + 293,06605710 \cdot 10^3}. \quad (2.48)$$

Aplicando a transformação bilinear, pode-se encontrar a seguinte função de transferência no domínio z :

$$H_2(z) = \frac{1,8160230z^2 - 1,4883503z - 0,3275606}{z^2 - 1,4883503z + 0,4884624}. \quad (2.49)$$

Desse modo, é possível encontrar a equação recursiva para a Etapa 4 como

$$y_2(n) = 1,8160230x(n) - 1,4883503x(n-1) - 0,3275606x(n-2) + 1,4883503y(n-1) - 0,4884624y(n-2). \quad (2.50)$$

2.3 AVALIAÇÃO DOS MODELOS DIGITAIS EXISTENTES PARA O CIRCUITO LIMITADOR

Nesta seção, o objetivo é analisar o desempenho de dois modelos digitais encontrados na literatura para a etapa não linear. O primeiro deles, apresentado em [14] e descrito na Seção 2.1.2.2, consiste na utilização de uma NL sem memória. O segundo, citado em [16] e abordado na Seção 2.1.2.3, sugere a utilização de um filtro digital linear em cascata com uma

NL sem memória. Para realizar a avaliação dos modelos, são realizados experimentos de acordo com o diagrama de blocos apresentado na Figura 2.17. Nessa figura, $x(n)$ representa o sinal de entrada, $d(n)$, o sinal de saída obtido através da simulação do circuito analógico e $y(n)$, o sinal de saída do modelo digital a ser avaliado. Subtraindo $y(n)$ de $d(n)$, tem-se um sinal de erro dado por

$$e(n) = d(n) - y(n). \quad (2.51)$$

Assim, o desempenho dos diferentes modelos é avaliado a partir de curvas do erro quadrático [$e^2(n)$] 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. Todos os resultados apresentados para a modelagem da Etapa 3 são realizados para $C_8 = 1 \text{ nF}$ e $C_8 = 10 \text{ nF}$.

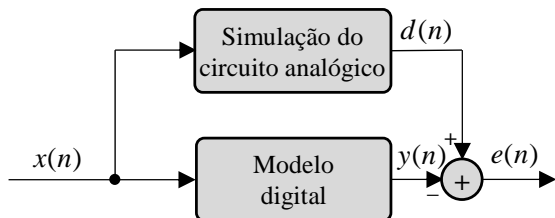


Figura 2.17. Diagrama de blocos dos experimentos realizados para a avaliação dos modelos digitais.

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 obtida considerando que o sinal V_{in} de entrada do pedal (veja Figura 2.1) possui 400 mV de pico (valor obtido experimentalmente) e ainda que, de acordo com a Figura 2.5, o ganho máximo proporcionado pelas Etapas 1 e 2 em cascata é em torno de 20 dB (ganho = 10). Assim, tem-se uma amplitude de 4V e, portanto, o sinal aqui utilizado $x(n)$ 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 [23], considerando uma frequência de amostragem de 44,1 kHz.

2.3.1 Não Linearidade Sem Memória

Em [14], o circuito limitador de tensão é modelado usando estruturas não lineares sem memória. A NL utilizada pelos autores é a

apresentada em (2.37). A Figura 2.18 apresenta os resultados obtidos para esse modelo digital para $C_8 = 1 \text{ nF}$ e $C_8 = 10 \text{ nF}$. Os valores de α e β utilizados são obtidos ajustando $f_1[x(n)]$ à curva ideal (veja Figura 2.13) usando a CFTool.

A partir dos resultados obtidos, percebe-se que o desempenho do modelo digital considerando apenas a NL sem memória é fortemente afetado pela mudança do valor de C_8 . Esse comportamento é esperado, pois o modelo digital em teste é sem memória e, quanto maior o valor de C_8 , maior será a importância do efeito de memória no circuito.

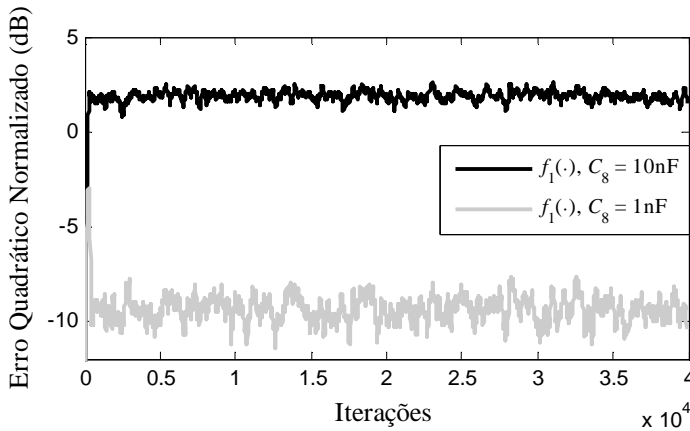


Figura 2.18. Erro quadrático obtido para o modelo composto pela NL sem memória.

2.3.2 Filtro Linear em Cascata Com Não Linearidade Sem Memória

Os autores de [16] citam a utilização de um filtro linear com características de magnitude da resposta em frequência similares ao filtro analógico formado por C_8 e R_8 (veja Figura 2.15) em cascata com uma NL sem memória como modelo digital para o circuito limitador de tensão com memória. Apesar de tal modelo ser citado pelos autores, não são apresentados resultados de experimentos que possibilitem a avaliação do seu desempenho. Além disso, os autores consideram apenas a estrutura composta pelo filtro linear na entrada. Nesta seção, porém, também são apresentados resultados de experimentos realizados com a estrutura composta pelo filtro linear na saída. Tais estruturas são ilustradas no diagrama de blocos da Figura 2.19.

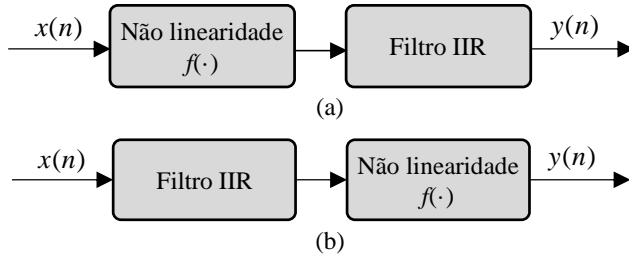


Figura 2.19. Estruturas com filtro linear em cascata com NL: (a) Filtro IIR na saída; (b) Filtro IIR na entrada.

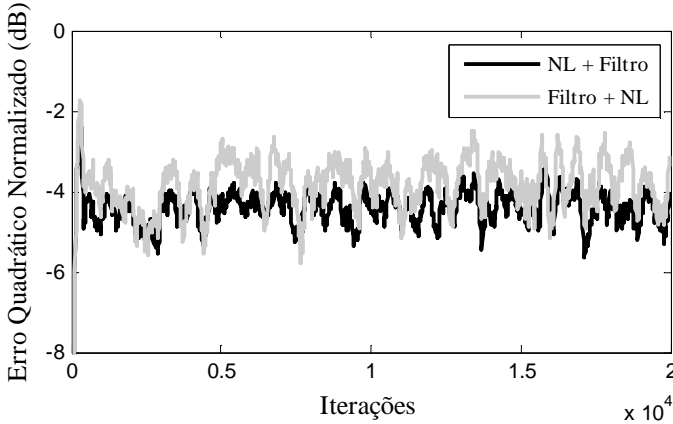
A NL sem memória utilizada nesta seção é a descrita em (2.37) com os parâmetros obtidos através do CFTool. O filtro IIR pode ser encontrado a partir da função de transferência do filtro analógico, com o auxílio da transformação bilinear (2.42). Os resultados das simulações obtidos para as estruturas apresentadas na Figura 2.19 são ilustrados na Figura 2.20 para (a) $C_8 = 1 \text{ nF}$ e (b) $C_8 = 10 \text{ nF}$. A partir dessa figura, percebe-se que, para $C_8 = 1 \text{ nF}$, a posição do filtro linear na estrutura do modelo não afeta significativamente o desempenho do modelo. Por outro lado, para $C_8 = 10 \text{ nF}$, a estrutura que apresentou melhores resultados foi a com o filtro linear posicionado na entrada.

2.3.3 Comparações Entre os Modelos Existentes

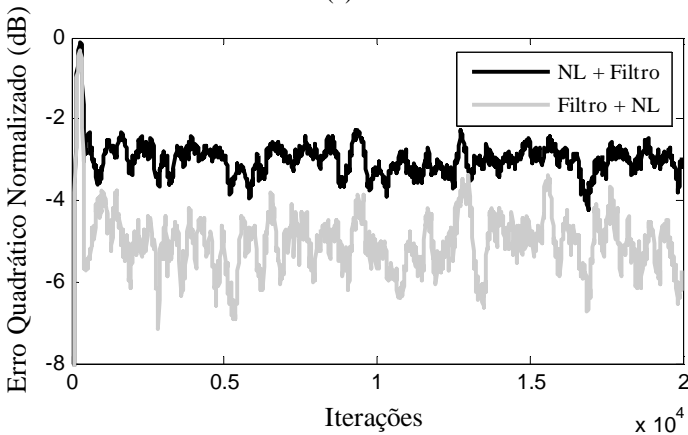
A Figura 2.21 apresenta os resultados obtidos com os modelos: i) NL sem memória (Seção 2.3.1); e ii) Filtro IIR posicionado na entrada da estrutura, em cascata com NL (Seção 2.3.2). A partir dos resultados apresentados nessa figura, percebe-se que, apesar de o modelo que considera apenas a NL sem memória obter um desempenho superior ao outro modelo para $C_8 = 1 \text{ nF}$, com o aumento da memória do circuito (elevando-se o valor da capacitância para $C_8 = 10 \text{ nF}$), o desempenho é fortemente afetado. Para a estrutura com o filtro linear em cascata com a NL, a influência do aumento da memória no desempenho do modelo é pequena.

Apesar de os modelos apresentados neste capítulo serem facilmente aplicados em implementações em tempo real (devido à baixa complexidade computacional), percebe-se que os resultados apresentados possuem baixa precisão. No melhor dos casos estudados, o erro quadrático normalizado apresentou aproximadamente -10 dB (estrutura com apenas a NL para $C_8 = 1 \text{ nF}$). Porém, com o aumento da memória do circuito, o erro nesse mesmo modelo é elevado para aproximadamente 2

dB. Por outro lado, o modelo com a estrutura composta por um filtro linear em cascata com a NL apresentou erro quadrático normalizado de aproximadamente -5dB para os dois valores de capacitância.

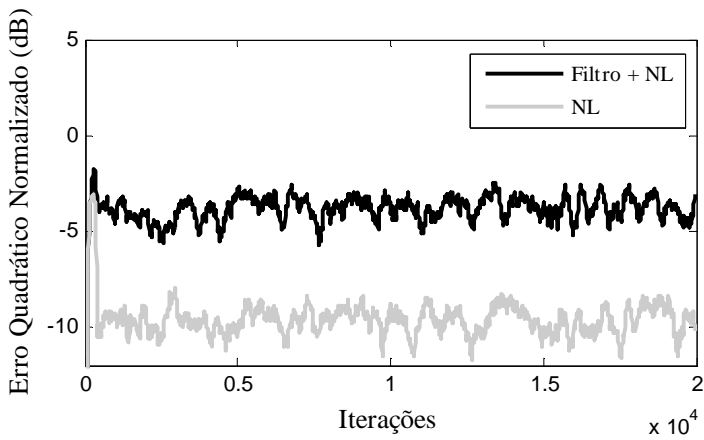


(a)

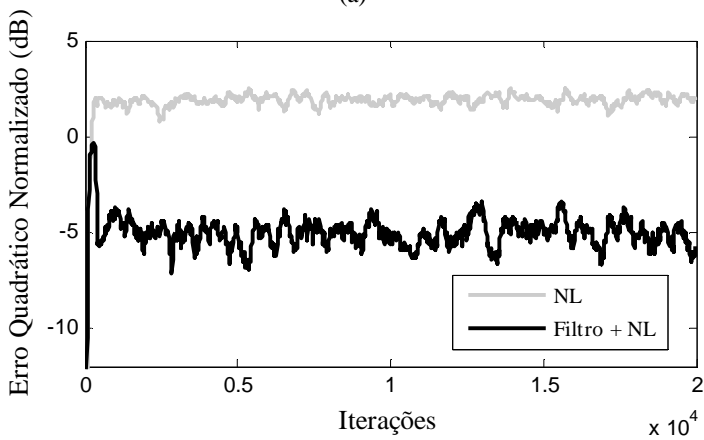


(b)

Figura 2.20. Resultados para o modelo digital filtro em cascata com NL: (a) $C_8 = 1 \text{ nF}$ e (b) $C_8 = 10 \text{ nF}$.



(a)



(b)

Figura 2.21. Comparação dos resultados obtidos com modelos digitais existentes para (a) $C_8 = 1 \text{ nF}$; (b) $C_8 = 10 \text{ nF}$.

MODELAGEM DO CIRCUITO LIMITADOR USANDO FILTRAGEM ADAPTATIVA

Os parâmetros utilizados nos modelos digitais para o circuito não linear abordados no capítulo anterior foram obtidos a partir de uma análise teórica aproximada e, portanto, eles não são ótimos. Visando contornar esse problema, uma nova abordagem para a obtenção de um modelo digital eficiente e preciso para o circuito limitador com memória é apresentada neste capítulo. Tal abordagem consiste em um problema clássico de identificação de sistemas [17] com a utilização de filtros adaptativos não lineares. 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 é ilustrado na Figura 3.1. Nessa figura, $x(n)$ representa o sinal de entrada, $d(n)$, o sinal de saída do sistema desconhecido (sinal de referência) e $y(n)$, o sinal de saída do filtro adaptativo. Subtraindo $y(n)$ de $d(n)$, tem-se um sinal de erro dado por

$$e(n) = d(n) - y(n). \quad (3.1)$$

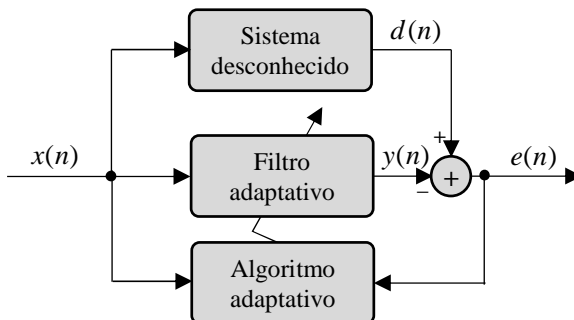


Figura 3.1. Diagrama de blocos de um problema de identificação de sistema utilizando um filtro adaptativo.

O algoritmo adaptativo ajusta os parâmetros do filtro adaptativo buscando minimizar alguma função convexa expressa em função de $e(n)$ [17]. Para o problema de identificação de sistemas, a modelagem pode ser realizada *off-line*. Desse modo, ao contrário do que é requerido em aplicações em tempo real, a velocidade de convergência do algoritmo não é o quesito mais importante. Assim, pela simplicidade do ponto de vista matemático (ao custo de uma velocidade de convergência menor em comparação a outros algoritmos), o algoritmo escolhido para este trabalho é o bem conhecido algoritmo *least-mean-square* (LMS) [17]. Tal algoritmo é uma implementação estocástica do método *steepest descent*, em que o método do gradiente é utilizado visando minimizar o erro quadrático instantâneo, isto é, minimizar uma função custo definida como

$$J(n) = e^2(n) = [d(n) - y(n)]^2. \quad (3.2)$$

A partir das expressões calculadas para a adaptação de cada uma das estruturas apresentadas neste capítulo e dos 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 de forma a obter modelos digitais efetivos para o circuito limitador de tensão com memória. As estruturas consideradas neste trabalho são: NL sem memória, filtro FIR linear, filtro de Hammerstein, filtro de Wiener, *power filter* e filtro Volterra. Neste capítulo, são derivadas expressões para adaptação das estruturas consideradas neste trabalho.

3.1 NÃO LINEARIDADE SEM MEMÓRIA ADAPTATIVA

A primeira estrutura considerada para o filtro adaptativo baseia-se em [14], onde os autores utilizam um modelo composto por apenas uma NL sem memória. Essa mesma estrutura foi utilizada na Seção 2.3.1, porém, com os parâmetros mantidos fixos (os valores de tais parâmetros foram obtidos ajustando-se a função à curva ideal usando o CFTool do MATLAB). A estrutura para o filtro adaptativo é ilustrada na Figura 3.2.

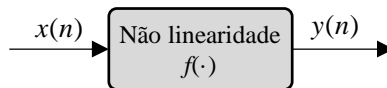


Figura 3.2. Estrutura de filtragem composta apenas pela NL.

As funções consideradas para a NL são as apresentadas na Seção 2.1.2.2. A primeira delas é $f_1(\cdot)$, sugerida pelos autores de [14] [veja (2.37)], que possui parâmetros α e β a serem ajustados. A segunda, é

$$f_p[x(n)] = \alpha \tanh[\beta x(n)] + \gamma x(n) \quad (3.3)$$

que, além de α e β , possui o parâmetro γ a ser ajustado. Como discutido anteriormente, essa função proporciona uma melhor modelagem da relação de entrada e saída do circuito limitador, principalmente nas regiões de saturação. Portanto, serão apresentadas apenas as expressões de atualização para a NL $f_p(\cdot)$. Para $f_1(\cdot)$, deve-se considerar $\gamma = 0$.

Levando-se em conta que a adaptação com a utilização do método *steepest descent* é feita no sentido oposto ao do gradiente da função custo (minimizando o erro quadrático instantâneo) em relação aos parâmetros do problema, é possível definir as seguintes expressões de atualização:

$$\alpha(n+1) = \alpha(n) - \mu_\alpha \nabla_\alpha e^2(n), \quad (3.4)$$

$$\beta(n+1) = \beta(n) - \mu_\beta \nabla_\beta e^2(n), \quad (3.5)$$

e

$$\gamma(n+1) = \gamma(n) - \mu_\gamma \nabla_\gamma e^2(n), \quad (3.6)$$

onde μ_α , μ_β e μ_γ são os parâmetros de controle de passo, enquanto $\nabla_\alpha e^2(n)$, $\nabla_\beta e^2(n)$ e $\nabla_\gamma e^2(n)$ representam os gradientes de $e^2(n)$ em relação a α , β e γ respectivamente. O próximo passo para obtenção de expressões para adaptação de α , β e γ a partir de (3.4)-(3.6) é o cálculo dos gradientes presentes em tais expressões considerando que

$$y(n) = f_p(n) = \alpha \tanh[\beta x(n)] + \gamma x(n). \quad (3.7)$$

Desse modo, tem-se

$$\begin{aligned} \nabla_\alpha e^2(n) &= \nabla_\alpha [d(n) - y(n)]^2 = \\ &= \nabla_\alpha \{d(n) - \alpha \tanh[\beta x(n)] - \gamma x(n)\}^2 \\ &= -2e(n) \tanh[\beta x(n)], \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$\nabla_\beta e^2(n) = -2\alpha e(n) \cdot x(n) \cdot \{1 - \tanh^2[\beta x(n)]\} \quad (3.9)$$

e

$$\nabla_\gamma e^2(n) = -2e(n)x(n). \quad (3.10)$$

Assim, usando (3.4)-(3.10), é possível identificar a NL sem memória considerada a partir dos sinais $x(n)$ e $d(n)$.

3.2 FILTRO FIR ADAPTATIVO

A segunda estrutura, ilustrada na Figura 3.3, consiste de um bloco formado por um filtro FIR linear com tamanho de memória N e vetor de

coeficientes $\mathbf{w} = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_{N-1}]^T$. Conforme descrito em [17], a regra de adaptação do filtro pode ser descrita como

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu_w \nabla_{\mathbf{w}} e^2(n), \quad (3.11)$$

onde μ_w é o parâmetro de controle de passo, enquanto $\nabla_{\mathbf{w}} e^2(n)$ representa o gradiente de $e^2(n)$ em relação a \mathbf{w} , dado por

$$\nabla_{\mathbf{w}} e^2(n) = \nabla_{\mathbf{w}} [d(n) - \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)]^2 = -2e(n)\mathbf{x}(n), \quad (3.12)$$

com $\mathbf{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-N+1)]^T$.



Figura 3.3. Estrutura de filtragem composta apenas pelo filtro FIR linear.

3.3 FILTRO DE HAMMERSTEIN

Visando uma implementação digital que modele tanto as características não lineares quanto a memória do circuito limitador, nesta seção e nas Seções 3.4, 3.5 e 3.6, são consideradas estruturas mais complexas do que as apresentadas anteriormente. A primeira delas, baseada no modelo de Hammerstein [24], é composta por uma NL sem memória na entrada da estrutura em cascata com um filtro FIR, como mostra o diagrama de blocos da Figura 3.4.

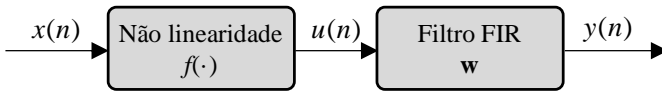


Figura 3.4. Estrutura não linear composta por uma NL sem memória em cascata com um filtro FIR (modelo de Hammerstein).

O filtro FIR linear possui tamanho de memória N e vetor de coeficientes $\mathbf{w} = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_{N-1}]^T$. Para a NL serão considerados dois casos: função polinomial e função proposta $[f_p(\cdot)]$, apresentada em (3.3).

3.3.1 Não Linearidade Polinomial

Com a utilização da NL polinomial [24], o sinal $u(n)$ (veja Figura 3.4) pode ser descrito como

$$u(n) = p_1 x(n) + p_2 x^2(n) + \dots + p_M x^M(n), \quad (3.13)$$

onde M representa a ordem da NL e p_m o m -ésimo coeficiente do polinômio. Definindo-se o vetor $\mathbf{x}_p(n) = [x(n) \ x^2(n) \ \dots \ x^M(n)]^T$ e o correspondente vetor de coeficientes da NL como

$$\mathbf{p} = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_M]^T, \quad (3.14)$$

pode-se reescrever $u(n)$ como

$$u(n) = \mathbf{p}^T \mathbf{x}_p(n). \quad (3.15)$$

A saída do filtro de Hammerstein é então dada por

$$y(n) = \mathbf{w}^T \mathbf{u}(n), \quad (3.16)$$

onde

$$\mathbf{w} = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_{N-1}]^T, \quad (3.17)$$

$$\mathbf{u}(n) = [u(n) \ u(n-1) \ \dots \ u(n-N+1)]^T \quad (3.18)$$

e N representa o tamanho da memória do filtro. Definindo a matriz $\mathbf{X}(n)$ como

$$\mathbf{X}(n) = [\mathbf{x}_p(n) \ \mathbf{x}_p(n-1) \ \dots \ \mathbf{x}_p(n-N+1)], \quad (3.19)$$

pode-se escrever $y(n)$ como

$$y(n) = \mathbf{w}^T \mathbf{X}^T(n) \mathbf{p}. \quad (3.20)$$

O filtro de Hammerstein necessita de duas expressões de atualização, uma para os coeficientes do polinômio da NL e outra para os coeficientes do filtro FIR. Assim, denotando os gradientes de $e^2(n)$ em relação a \mathbf{p} e \mathbf{w} como $\nabla_{\mathbf{p}} e^2(n)$ e $\nabla_{\mathbf{w}} e^2(n)$, respectivamente, as expressões de atualização para o filtro considerado são dadas por

$$\mathbf{p}(n+1) = \mathbf{p}(n) - \mu_p \nabla_{\mathbf{p}} e^2(n) = \mathbf{p}(n) + 2\mu_p e(n) \mathbf{w}^T \mathbf{X}^T(n) \quad (3.21)$$

para os coeficientes do polinômio e

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu_w \nabla_{\mathbf{w}} e^2(n) = \mathbf{w}(n) + 2\mu_w e(n) \mathbf{X}^T(n) \mathbf{p}(n) \quad (3.22)$$

para os coeficientes do filtro FIR. Em (3.21) e (3.22), μ_p e μ_w são os parâmetros de controle (passos de adaptação).

3.3.2 Não Linearidade Proposta

Com a utilização de $f_p[x(n)] = \alpha \tanh[\beta x(n)] + \gamma x(n)$ como NL para a estrutura de Hammerstein, de acordo com o *steepest descent*, é possível definir as seguintes regras para adaptação dos parâmetros:

$$\beta(n+1) = \beta(n) - \mu_\beta \nabla_{\beta} e^2(n), \quad (3.23)$$

$$\gamma(n+1) = \gamma(n) - \mu_\gamma \nabla_{\gamma} e^2(n) \quad (3.24)$$

e

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu_w \nabla_{\mathbf{w}} e^2(n) \quad (3.25)$$

onde μ_β , μ_γ e μ_w são os parâmetros de controle de passo, enquanto $\nabla_{\beta} e^2(n)$, $\nabla_{\gamma} e^2(n)$ e $\nabla_{\mathbf{w}} e^2(n)$ representam os gradientes de $e^2(n)$ em relação a β , γ e \mathbf{w} , respectivamente. Note que a adaptação de α não é necessária devido à possibilidade de manter tal parâmetro constante na estrutura da Figura 3.4 sem perda de generalidade [o ganho proporcionado por α em $f_p(\cdot)$ é compensado pelo ajuste automático de \mathbf{w}].

O próximo passo para obtenção de expressões para adaptação de β , γ e \mathbf{w} a partir de (3.23)-(3.25) é o cálculo dos gradientes presentes em tais expressões. Assim, tem-se

$$\nabla_{\beta} e^2(n) = -2\alpha e(n) \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n) x(n-i) \{1 - \tanh^2[\beta x(n-i)]\}, \quad (3.26)$$

$$\nabla_{\gamma} e^2(n) = -2e(n) \mathbf{w}^T(n) \mathbf{x}(n) \quad (3.27)$$

e

$$\nabla_{\mathbf{w}} e^2(n) = -2e(n) \mathbf{u}(n) \quad (3.28)$$

com $\mathbf{u}(n) = [u(n) \ u(n-1) \ \dots \ u(n-N+1)]^T$ e $\mathbf{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-N+1)]^T$. Substituindo (3.26)-(3.28) em (3.23)-(3.25), tem-se as seguintes expressões para a atualização:

$$\beta(n+1) = \beta(n) + 2\mu_\beta \alpha e(n) \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n) x(n-i) \{1 - \tanh^2[\beta x(n-i)]\}, \quad (3.29)$$

$$\gamma(n+1) = \gamma(n) + 2\mu_\gamma e(n) \mathbf{w}^T(n) \mathbf{x}(n) \quad (3.30)$$

e

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu_w e(n) \mathbf{u}(n). \quad (3.31)$$

3.4 FILTRO DE WIENER

A estrutura de Wiener é composta por um filtro FIR em cascata com uma NL sem memória [25], como mostra o diagrama de blocos da Figura 3.5.

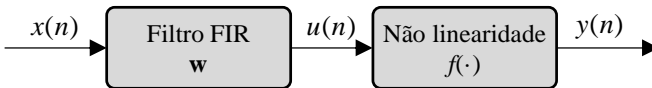


Figura 3.5. Estrutura não linear composta por um filtro FIR em cascata com uma NL sem memória (modelo de Wiener).

Assim como na estrutura de Hammerstein, o filtro FIR linear da estrutura de Wiener possui tamanho de memória N e vetor de coeficientes $\mathbf{w} = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_{N-1}]^T$. São considerados aqui os mesmos dois casos para a NL abordados para a estrutura de Hammerstein [função polinomial e $f_p(\cdot)$].

3.4.1 Não Linearidade Polinomial

Para a NL polinomial [25], o sinal $u(n)$ (veja Figura 3.5) pode ser descrito como

$$u(n) = \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n), \quad (3.32)$$

onde

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-N+1)]^T. \quad (3.33)$$

Assim, tem-se

$$y(n) = p_1 u(n) + p_2 u^2(n) + \dots + p_M u^M(n), \quad (3.34)$$

onde M representa a ordem da NL e p_m o m -ésimo coeficiente do polinômio. Definindo o vetor $\mathbf{u}_p(n) = [u(n) \ u^2(n) \ \dots \ u^M(n)]^T$ e o correspondente vetor de coeficientes da NL como

$$\mathbf{p} = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_M]^T, \quad (3.35)$$

pode-se escrever $y(n)$ como

$$y(n) = \mathbf{p}^T \mathbf{u}_p(n). \quad (3.36)$$

Assim como no filtro de Hammerstein, são necessárias duas expressões de atualização, uma para os coeficientes do polinômio de NL e outra para os coeficientes do filtro FIR \mathbf{w} . Desse modo, de acordo com os procedimentos realizados nas Seções 3.1, 3.2 e 3.3, primeiramente encontram-se os gradientes $\nabla_{\mathbf{p}} e^2(n)$ e $\nabla_{\mathbf{w}} e^2(n)$ da seguinte forma:

$$\nabla_{\mathbf{p}} e^2(n) = \nabla_{\mathbf{p}} [d(n) - y(n)]^2 = \nabla_{\mathbf{p}} [d(n) - \mathbf{p}^T \mathbf{u}_p(n)]^2 = -2e(n) \mathbf{u}_p(n) \quad (3.37)$$

e

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{w}} e^2(n) &= \nabla_{\mathbf{w}} [d(n) - \mathbf{p}^T \mathbf{u}_p(n)]^2 \\ &= \nabla_{\mathbf{w}} \left[d(n) - \mathbf{p}^T \left\{ \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) \quad [\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)]^2 \quad \dots \quad [\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)]^M \right\}^T \right]^2 \\ &= -2e(n) \mathbf{p}^T \frac{\partial}{\partial \mathbf{w}} \left\{ \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) \quad [\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)]^2 \quad \dots \quad [\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)]^M \right\}^T \\ &= -2e(n) \mathbf{p}^T \left\{ \mathbf{x}(n) \quad 2[\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)] \mathbf{x}(n) \quad \dots \quad M[\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)]^{M-1} \mathbf{x}(n) \right\}^T \\ &= -2e(n) \mathbf{p}^T \left\{ 1 \quad 2[\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)] \quad \dots \quad M[\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)]^{M-1} \right\}^T \mathbf{x}(n). \end{aligned} \quad (3.38)$$

Portanto, as regras de adaptação são dadas por

$$\mathbf{p}(n+1) = \mathbf{p}(n) + 2\mu_p e(n) \mathbf{u}_p(n) \quad (3.39)$$

para os coeficientes do polinômio e

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu_w e(n) \mathbf{p}^T \left\{ 1 - 2[\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)] \cdots M [\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)]^{M-1} \right\}^T \mathbf{x}(n) \quad (3.40)$$

para os coeficientes do filtro FIR. Os parâmetros de controle são μ_p em (3.39) e μ_w em (3.40).

3.4.2 Não Linearidade Proposta

As regras para a adaptação dos parâmetros da NL $f_p(\cdot)$ são as mesmas apresentadas em (3.23)-(3.25), na Seção 3.3.2. No entanto, os gradientes presentes nessas expressões são agora dados por

$$\nabla_{\beta} e^2(n) = -2\alpha e(n) u(n) \{1 - \tanh^2[\beta u(n)]\}, \quad (3.41)$$

$$\nabla_{\gamma} e^2(n) = -2e(n) u(n) \quad (3.42)$$

e

$$\nabla_{\mathbf{w}} e^2(n) = -2e(n) \mathbf{x}(n) [\alpha \beta \{1 - \tanh^2[\beta u(n)]\} + \gamma]. \quad (3.43)$$

Portanto, substituindo (3.41)-(3.43) em (3.23)-(3.25), são encontradas as seguintes expressões de atualização:

$$\beta(n+1) = \beta(n) + 2\mu_{\beta} \alpha e(n) u(n) \{1 - \tanh^2[\beta u(n)]\}, \quad (3.44)$$

$$\gamma(n+1) = \gamma(n) + 2\mu_{\gamma} e(n) u(n) \quad (3.45)$$

e

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu_w e(n) \mathbf{x}(n) [\alpha \beta \{1 - \tanh^2[\beta u(n)]\} + \gamma]. \quad (3.46)$$

3.5 POWER FILTER

O diagrama de blocos mostrado na Figura 3.6 ilustra a estrutura do *power filter* para P ramos [26]. A estrutura de tal filtro é baseada no uso de um filtro FIR para cada um dos sinais $x^p(n)$ obtidos a partir do sinal $x(n)$.

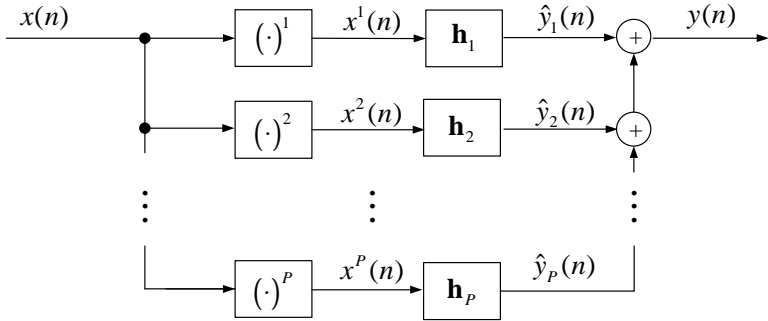


Figura 3.6. Diagrama de blocos do *power filter*.

A saída do *power filter* de ordem P é portanto dada por

$$y(n) = \sum_{p=1}^P \hat{y}_p(n). \quad (3.47)$$

Sejam os coeficientes dos ramos representados por $h_{p,k}$ e o número de coeficientes de cada ramo por N_p , a saída do ramo de ordem p pode ser escrita como

$$\hat{y}_p(n) = \sum_{k=0}^{N_p-1} h_{p,k} x^p(n-k). \quad (3.48)$$

Por simplicidade de notação, pode-se escrever $\hat{y}_p(n)$ como

$$\hat{y}_p(n) = \mathbf{h}_p^T \mathbf{x}_p(n), \quad (3.49)$$

onde

$$\mathbf{x}_p(n) = [x^p(n) \quad x^p(n-1) \quad \cdots \quad x^p(n-N_p+1)]^T \quad (3.50)$$

e

$$\mathbf{h}_p = [h_{p,0} \quad h_{p,1} \quad \cdots \quad h_{p,N_p-1}]^T. \quad (3.51)$$

A expressão de atualização do filtro \mathbf{h}_p pode ser encontrada como descrito em [26]. Desse modo, seja $\nabla_{\mathbf{h}} e^2(n)$ o gradiente de $e^2(n)$ em relação a \mathbf{h}_p , tem-se

$$\mathbf{h}_p(n+1) = \mathbf{h}_p(n) - \mu_{\mathbf{h}} \nabla_{\mathbf{h}} e^2(n) = \mathbf{h}_p(n) + 2\mu_{\mathbf{h}} e(n) \mathbf{x}_p(n), \quad (3.52)$$

onde $\mu_{\mathbf{h}}$ é o tamanho de passo e representa um parâmetro de controle.

3.6 FILTRO VOLTERRA

A relação de entrada e saída de um filtro Volterra é dada por [27]

$$\begin{aligned}
y(n) &= \sum_{m_1=0}^N h_1(m_1)x(n-m_1) \\
&+ \sum_{m_1=0}^N \sum_{m_2=m_1}^N h_2(m_1, m_2)x(n-m_1)x(n-m_2) + \dots \\
&+ \sum_{m_1=0}^N \dots \sum_{m_p=m_{p-1}}^N h_p(m_1, \dots, m_p)x(n-m_1) \dots x(n-m_p)
\end{aligned} \quad (3.53)$$

onde $x(n)$ é o sinal de entrada e $y(n)$ o sinal de saída, $h_p(m_1, \dots, m_p)$ representa os coeficientes de ordem p , N é o tamanho de memória e P a ordem do filtro. Seja

$$y_p(n) = \sum_{m_1=0}^{N-1} \sum_{m_2=m_1}^{N-1} \dots \sum_{m_p=m_{p-1}}^{N-1} h_p(m_1, \dots, m_p) \times \prod_{k=1}^p x(n-m_k), \quad (3.54)$$

é possível reescrever (3.54) como

$$y(n) = \sum_{p=1}^P y_p(n). \quad (3.55)$$

Essa expressão pode ser representada através da estrutura paralela de blocos mostrada na Figura 3.7, em que cada um dos blocos corresponde a um filtro de ordem p .

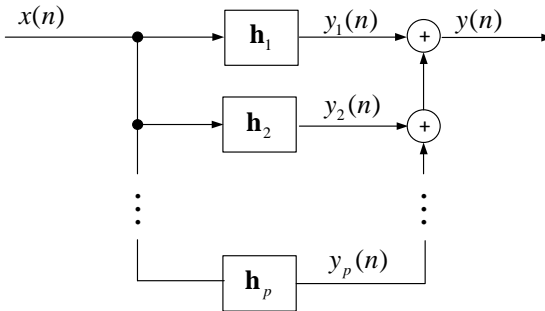


Figura 3.7. Diagrama de blocos do filtro Volterra.

Por simplicidade, a saída de cada um dos blocos pode ser escrita de forma vetorial. Para o primeiro bloco, tem-se

$$y_1(n) = \mathbf{h}_1^T \mathbf{x}_1(n), \quad (3.56)$$

onde

$$\mathbf{x}_1(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-N+1)]^T \quad (3.57)$$

representa o vetor de entrada de primeira ordem e

$$\mathbf{h}_1(n) = [h_1(0) \ h_1(1) \ \dots \ h_1(N-1)]^T \quad (3.58)$$

o vetor de coeficientes. Para o bloco de segunda ordem, tem-se

$$y_2(n) = \mathbf{h}_2^T \mathbf{x}_2(n), \quad (3.59)$$

onde, de acordo com [27],

$$\mathbf{x}_2(n) = [x^2(n) \quad x(n)x(n-1) \cdots \\ x(n)x(n-N+1) \quad x^2(n-1) \cdots \\ x^2(n-N+1)]^T \quad (3.60)$$

e

$$\mathbf{h}_2 = [h_2(0,0) \quad h_2(0,1) \cdots h_2(0,N-1) \quad h_2(1,1) \cdots h_2(N-1,N-1)]^T. \quad (3.61)$$

Para um bloco de ordem p , pode-se escrever

$$y_p(n) = \mathbf{h}_p^T \mathbf{x}_p(n). \quad (3.62)$$

Definindo o vetor de entrada do filtro Volterra como

$$\mathbf{x}_v(n) = [\mathbf{x}_1^T(n) \quad \mathbf{x}_2^T(n) \quad \dots \quad \mathbf{x}_p^T(n)]^T \quad (3.63)$$

e o vetor de coeficientes como

$$\mathbf{h}_v = [\mathbf{h}_1^T \quad \mathbf{h}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{h}_p^T]^T, \quad (3.64)$$

é possível escrever a relação de entrada e saída do filtro Volterra como

$$y(n) = \mathbf{h}_v^T \mathbf{x}_v(n). \quad (3.65)$$

A linearidade entre o sinal de saída e os coeficientes do filtro Volterra permite a aplicação direta do algoritmo LMS para realizar a adaptação de \mathbf{h}_v [27]. Desse modo, tem-se

$$\mathbf{h}_v(n+1) = \mathbf{h}_v(n) - \mu_v \nabla_v e^2(n) = \mathbf{h}_v(n) + 2\mu_v e(n) \mathbf{x}_v(n). \quad (3.66)$$

Para um filtro adaptativo Volterra de segunda ordem, por exemplo, (3.66) resulta em

$$\mathbf{h}_1(n+1) = \mathbf{h}_1(n) + 2\mu_v e(n) \mathbf{x}_1(n), \quad (3.67)$$

e

$$\mathbf{h}_2(n+1) = \mathbf{h}_2(n) + 2\mu_v e(n) \mathbf{x}_2(n). \quad (3.68)$$

Para ordens superiores, o procedimento é análogo [27].

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, o desempenho obtido pelas diferentes estruturas abordadas no Capítulo 3 para a modelagem da Etapa 3 do circuito do pedal *overdrive* (discutido no Capítulo 2) é avaliado a partir de resultados de simulação. Portanto, o problema considerado é o de modelagem de sistemas ilustrado na Figura 4.1. Nesse contexto, a Seção 4.1 apresenta resultados de simulação considerando sinais $x(n)$ e $d(n)$ obtidos através da simulação do circuito analógico utilizando o *software* Proteus. Na Seção 4.2, são apresentados os resultados considerando sinais obtidos a partir de um circuito real montado em placa de circuito impresso. O desempenho dos diferentes algoritmos e estruturas é avaliado a partir de curvas do erro quadrático $e^2(n)$ normalizado pelo valor médio de $d^2(n)$. Para uma melhor visualização, as curvas obtidas são suavizadas usando um filtro de média móvel. Os resultados são apresentados para o circuito limitador considerando $C_8 = 1 \text{ nF}$ e $C_8 = 10 \text{ nF}$.

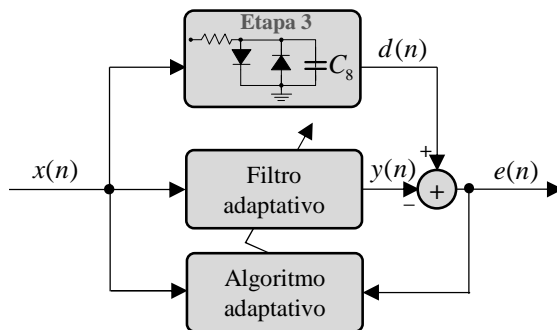


Figura 4.1. Diagrama de blocos da identificação da Etapa 3 utilizando um filtro adaptativo.

4.1 SIMULAÇÃO DO CIRCUITO ANALÓGICO

Nesta seção, são apresentados os resultados experimentais considerando sinais $x(n)$ e $d(n)$ obtidos através da simulação do circuito analógico utilizando o *software* Proteus [23]. O sinal de entrada $x(n)$ é similar ao utilizado na Seção 2.3 [ruído branco com distribuição uniforme de probabilidade entre -4 e +4 (-4V a +4V)] e a frequência de amostragem utilizada é 44,1 kHz.

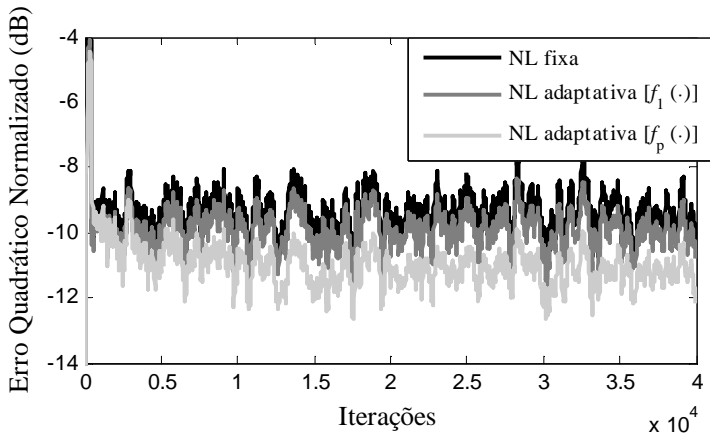
4.1.1 Não Linearidade Adaptativa e Filtro FIR Adaptativo

Os resultados mostrados nesta seção foram obtidos com as estruturas discutidas na Seção 3.1 [considerando como NL as funções $f_1(\cdot)$ e $f_p(\cdot)$] e na Seção 3.2 (apenas o filtro FIR adaptativo). Para a estrutura composta apenas pela NL, os valores iniciais dos parâmetros são $\alpha=0,5$; $\beta=2$ e $\gamma=0$. Os valores dos parâmetros de controle ajustados experimentalmente são $\mu_\alpha = \mu_\beta = \mu_\gamma = 0,01$ [no caso de $f_1(\cdot)$, $\mu_\gamma = 0$].

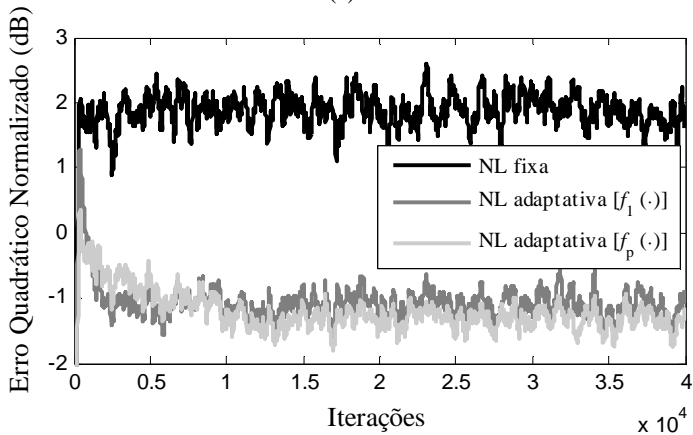
Os resultados são apresentados na Figura 4.2. Percebe-se que o desempenho do modelo com a NL adaptativa que utiliza a função não linear proposta $f_p(\cdot)$ é superior ao obtido com a utilização de $f_1(\cdot)$, reforçando-se assim a contribuição do acréscimo do termo linear γ proposto neste trabalho (veja a Seção 2.1.2.2). Comparando os resultados apresentados na Figura 4.2(a) com os da Figura 4.2(b), é possível constatar a influência do efeito da memória no circuito, que afeta o desempenho da estrutura composta apenas pela NL.

A estrutura composta pelo filtro FIR apresenta valores iniciais dos parâmetros $\mathbf{w} = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ e $\mu_w = 0,01$ (este último ajustado experimentalmente). O tamanho de memória do filtro FIR é $N = 3$ para o circuito com $C_8 = 1 \text{ nF}$ e $N = 5$ para $C_8 = 10 \text{ nF}$. Esses valores de N foram ajustados experimentalmente, visando obter um bom compromisso entre o erro quadrático em regime permanente e complexidade computacional.

A Figura 4.3 apresenta os resultados obtidos com o filtro FIR adaptativo e com a NL $f_p(\cdot)$ adaptativa. Observando a Figura 4.3(a), constata-se que a estrutura composta pela NL adaptativa apresentou melhores resultados. Com o aumento do efeito de memória [Figura 4.3(b)], o desempenho da estrutura composta pelo filtro FIR adaptativo foi consideravelmente superior.

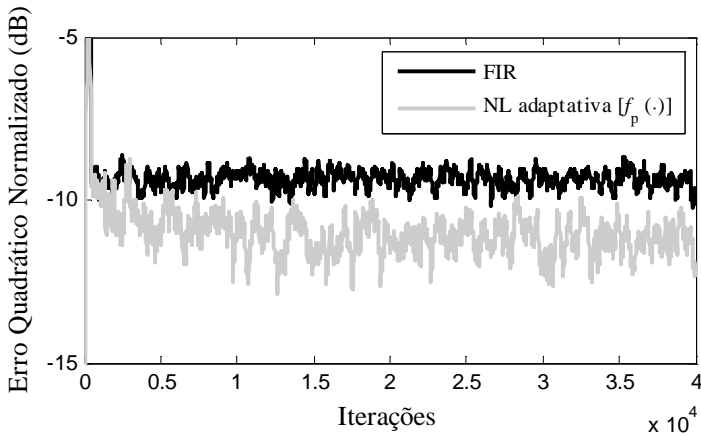


(a)

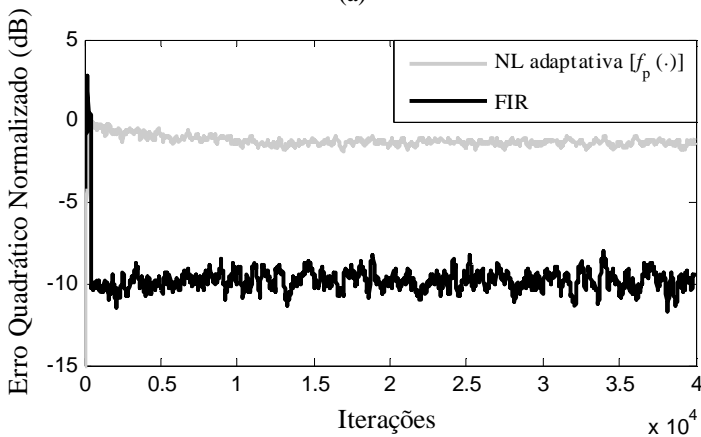


(b)

Figura 4.2. Erro quadrático obtido na modelagem do circuito limitador usando NLs sem memória com parâmetros fixos (NL fixa) e com parâmetros adaptados (NL adaptativa). (a) Caso com $C_g = 1 \text{ nF}$ e (b) com $C_g = 10 \text{ nF}$.



(a)



(b)

Figura 4.3. Erro quadrático obtido na modelagem do circuito limitador usando filtro FIR linear adaptativo e NL adaptativa. (a) Caso com $C_8 = 1 \text{ nF}$ e (b) com $C_8 = 10 \text{ nF}$.

4.1.2 Estruturas Com Memória e Não Linearidade Polinomial

Entre as estruturas não lineares com memória consideradas neste trabalho, quatro delas são caracterizadas por NLs polinomiais. São elas: filtro de Hammerstein (Seção 3.3.1), filtro de Wiener (Seção 3.4.1), *power filter* (Seção 3.5) e filtro Volterra (Seção 3.6). Nesta seção, são comparados os desempenhos dessas diferentes estruturas.

Os valores iniciais dos parâmetros são $\mathbf{h} = [0 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ para o *power filter* e $\mathbf{h}_v = [0 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ para o filtro Volterra. Por outro lado, como os filtros de Hammerstein e Wiener necessitam de uma inicialização com pelo menos um coeficiente diferente de zero, utiliza-se $\mathbf{p} = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ e $\mathbf{w} = [0 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ para tais filtros. Os valores dos parâmetros de controle são apresentados na Tabela 4.1 para as simulações com $C_g = 1\text{nF}$ e na Tabela 4.2 para as com $C_g = 10\text{nF}$. Para avaliar a influência da ordem da NL polinomial em cada estrutura, são consideradas ordens de dois a cinco. O tamanho de memória do filtro linear presente nas estruturas é $N = 10$ (de fato foi observado que, para a modelagem do circuito com $C_g = 1\text{nF}$, a utilização de uma memória menor é suficiente para produzir resultados similares).

Tabela 4.1 Valores dos parâmetros de controle para $C_g = 1\text{nF}$

Ordem	Estrutura			
	Hammerstein	Wiener	Power Filter	Volterra
2	$\mu_p = \mu_w = 10^{-4}$	$\mu_p = \mu_w = 10^{-4}$	$\mu_h = 10^{-5}$	$\mu_v = 10^{-5}$
3	$\mu_p = \mu_w = 10^{-3}$	$\mu_p = \mu_w = 10^{-3}$	$\mu_h = 10^{-4}$	$\mu_v = 3 \cdot 10^{-5}$
4	$\mu_p = \mu_w = 10^{-4}$	$\mu_p = \mu_w = 10^{-3}$	$\mu_h = 8 \cdot 10^{-6}$	$\mu_v = 2 \cdot 10^{-6}$
5	$\mu_p = \mu_w = 10^{-5}$	$\mu_p = \mu_w = 10^{-4}$	$\mu_h = 1,8 \cdot 10^{-6}$	$\mu_v = 1 \cdot 10^{-7}$

Tabela 4.2 Valores dos parâmetros de controle para $C_g = 10\text{nF}$

Ordem	Estrutura			
	Hammerstein	Wiener	Power Filter	Volterra
2	$\mu_p = \mu_w = 10^{-4}$	$\mu_p = \mu_w = 5 \cdot 10^{-5}$	$\mu_h = 3 \cdot 10^{-5}$	$\mu_v = 5 \cdot 10^{-6}$
3	$\mu_p = \mu_w = 10^{-4}$	$\mu_p = \mu_w = 3 \cdot 10^{-3}$	$\mu_h = 3 \cdot 10^{-5}$	$\mu_v = 10^{-7}$
4	$\mu_p = \mu_w = 10^{-4}$	$\mu_p = \mu_w = 10^{-3}$	$\mu_h = 2 \cdot 10^{-6}$	$\mu_v = 5 \cdot 10^{-9}$
5	$\mu_p = \mu_w = 4 \cdot 10^{-5}$	$\mu_p = \mu_w = 5 \cdot 10^{-4}$	$\mu_h = 10^{-7}$	$\mu_v = 3 \cdot 10^{-10}$

Os resultados dos experimentos obtidos com as estruturas polinomiais consideradas são apresentados na Figura 4.4 para as simulações com $C_8 = 1nF$ e na Figura 4.5 para simulações com $C_8 = 10nF$.

A partir dos resultados apresentados na Figura 4.4 (obtidas para $C_8 = 1nF$), constata-se que a estrutura de Wiener com NL polinomial de ordem 5 foi a que apresentou o melhor desempenho em regime permanente em comparação às outras estruturas consideradas. É importante destacar o fato de que a estrutura de Hammerstein com NL polinomial de ordem 5 apresentou um melhor desempenho em regime permanente em comparação ao *power filter* e ao filtro Volterra de mesmas ordens. Esse resultado não era esperado, pois é possível mostrar que o filtro de Hammerstein com NL polinomial é um caso particular do *power filter*, que por sua vez, é um caso particular do filtro Volterra. Porém, esse desempenho pode ser explicado pela baixa velocidade de convergência das estruturas mais complexas (no caso, o *power filter* e o filtro Volterra). Ao observar as curvas apresentadas na Figura 4.4(d), verifica-se que seriam necessárias mais amostras para que essas estruturas mais complexas atingissem o regime permanente.

Para $C_8 = 10nF$, a partir dos resultados apresentados na Figura 4.5, nota-se que a estrutura que apresentou um melhor desempenho em regime permanente novamente foi a estrutura de Wiener com polinômio de ordem 5. Assim como ocorreu para $C_8 = 1nF$, observando-se o desempenho das estruturas polinomiais de ordem 5 [Figura 4.5(d)], constata-se que seriam necessárias mais amostras para atingir o regime permanente das estruturas *power filter* e filtro Volterra.

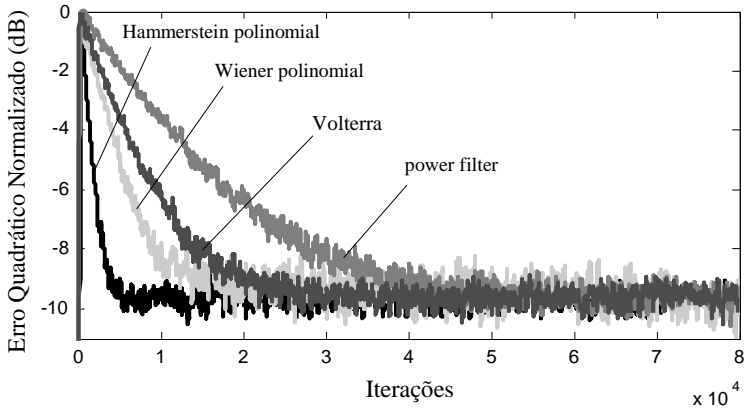
4.1.3 Estruturas Com Memória e Não Linearidade Proposta

Nesta seção, são apresentados resultados experimentais obtidos considerando as estruturas descritas nas Seções 3.3.2 (filtro de Hammerstein) e 3.4.2 (filtro de Wiener), ambas com a utilização da NL proposta $f_p(\cdot)$. Os valores iniciais dos parâmetros das estruturas consideradas são $\alpha = 0,5$, $\beta = 2$, $\gamma = 0$ e $\mathbf{w} = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$. Os valores dos parâmetros de controle das equações de atualização são $\mu_w = \mu_\beta = \mu_\gamma = 0,01$ (ajustados experimentalmente). O tamanho de memória dos filtros FIR que fazem parte da estrutura dos filtros de Hammerstein e de Wiener é $N = 10$. A Figura 4.6 ilustra os resultados obtidos. É possível constatar que a estrutura baseada no filtro de Wiener é a que apresenta os melhores resultados.

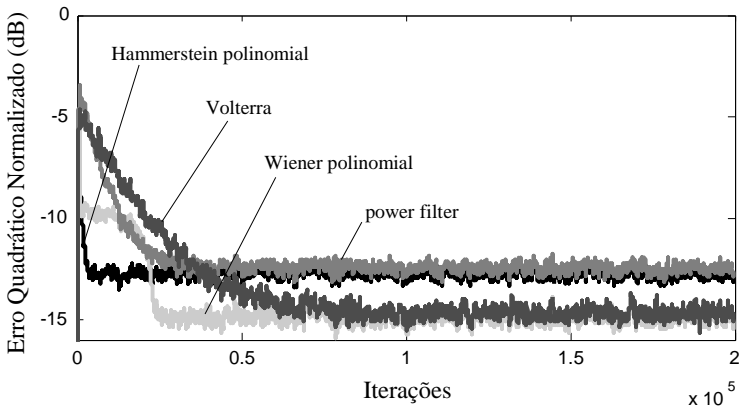
4.1.4 Comparação entre os Melhores Resultados Obtidos

De acordo com os resultados apresentados na Seção 4.1.1, com a utilização de $C_8 = 1$ nF, a estrutura composta apenas da NL adaptativa apresenta o melhor desempenho em relação à estrutura composta pelo filtro FIR. Por outro lado, com a utilização de $C_8 = 10$ nF, a estrutura formada pelo filtro FIR é a que leva aos melhores resultados. A partir das curvas apresentadas na Seção 4.1.2, é possível concluir que a estrutura que apresenta os melhores resultados é a estrutura baseada no filtro de Wiener com polinômio de ordem 5. Na Seção 4.1.3, constata-se que a estrutura baseada no filtro de Wiener com a utilização de $f_p(\cdot)$ apresenta o melhor desempenho em relação à estrutura baseada no filtro de Hammerstein com a utilização de $f_p(\cdot)$. A partir dessas constatações, a Figura 4.6 apresenta as curvas dos quatro melhores resultados obtidos.

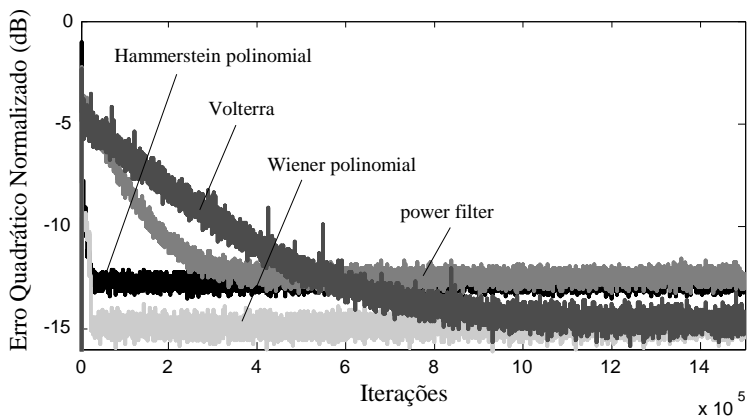
A partir da Figura 4.7(a), observa-se que a estrutura proposta baseada no modelo de Wiener com a NL proposta $f_p(\cdot)$ é a que leva aos melhores resultados. Além disso, observa-se que o uso isolado de uma NL adaptativa ou de um filtro FIR linear adaptativo não resulta em um desempenho adequado, demonstrando assim a necessidade do uso da estrutura em cascata para obtenção de resultados satisfatórios. Os resultados obtidos para o circuito com $C_8 = 10$ nF são apresentados na Figura 4.7(b). 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 em regime permanente foi obtido com a estrutura de Wiener. Em contraste com o que ocorre para $C_8 = 1$ nF, considerando as curvas para $C_8 = 10$ nF, constata-se que o desempenho obtido da estrutura de Wiener com a utilização da NL polinomial de ordem 5 foi similar ao obtido com a utilização da NL $f_p(\cdot)$.



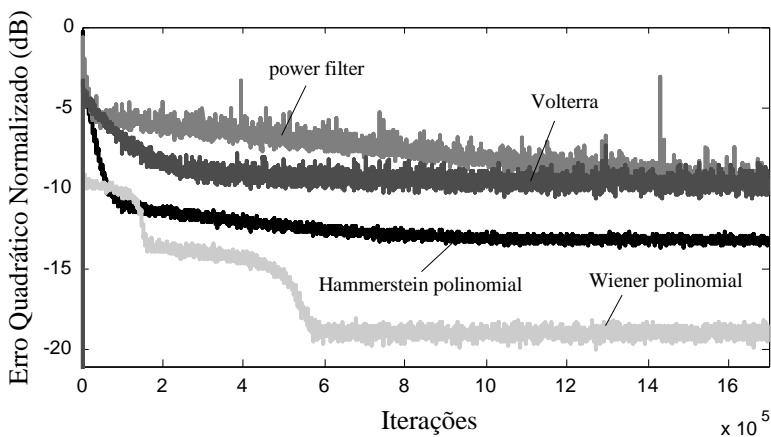
(a)



(b)

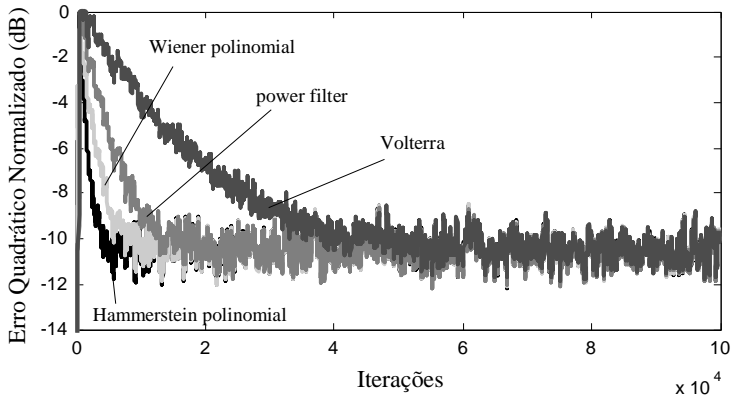


(c)

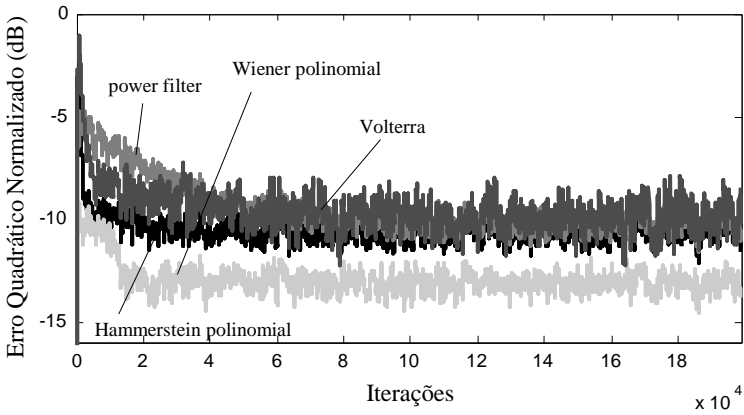


(d)

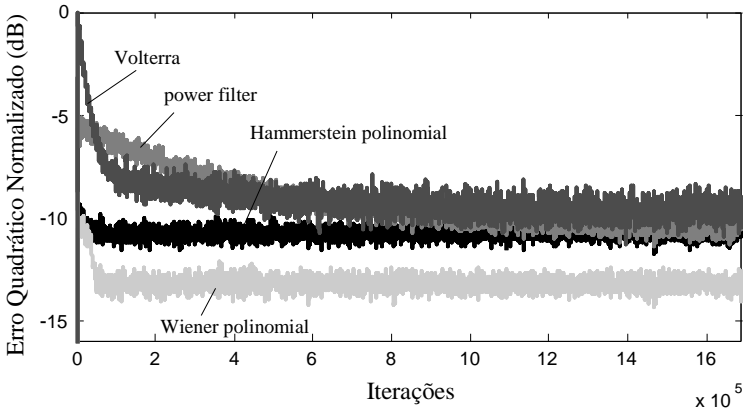
Figura 4.4. Erro quadrático obtido na modelagem do circuito limitador com $C_8 = 1nF$ usando estruturas não lineares polinomiais. (a) Segunda ordem, (b) terceira ordem, (c) quarta ordem e (d) quinta ordem.



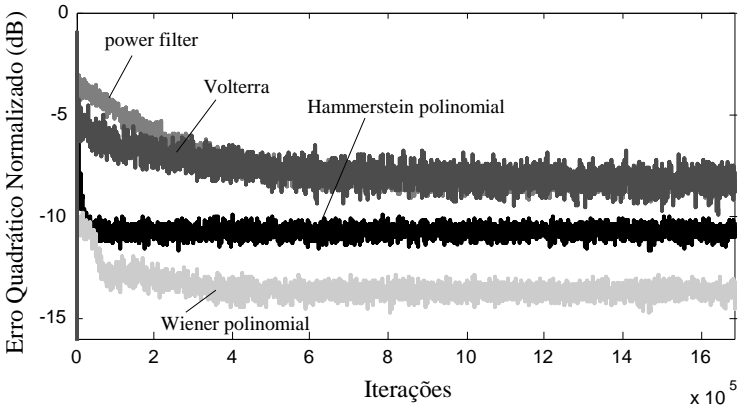
(a)



(b)

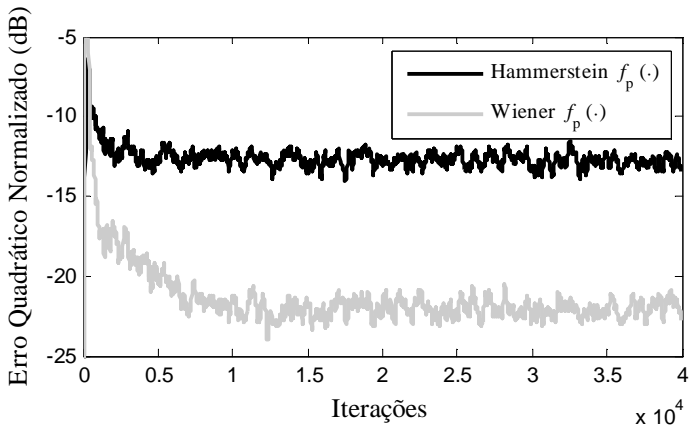


(c)

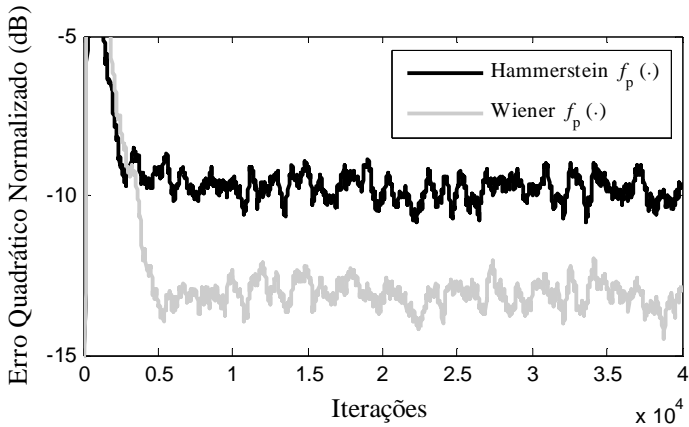


(d)

Figura 4.5. Erro quadrático obtido na modelagem do circuito limitador para $C_8 = 10\text{nF}$ usando as estruturas não lineares polinomiais. (a) Segunda ordem, (b) terceira ordem, (c) quarta ordem, e (d) quinta ordem.



(a)



(b)

Figura 4.6. Erro quadrático obtido na modelagem do circuito limitador usando as estruturas de Hammerstein e Wiener com NL $f_p(\cdot)$. (a) Caso com $C_s = 1 \text{ nF}$ e (b) com $C_s = 10 \text{ nF}$.

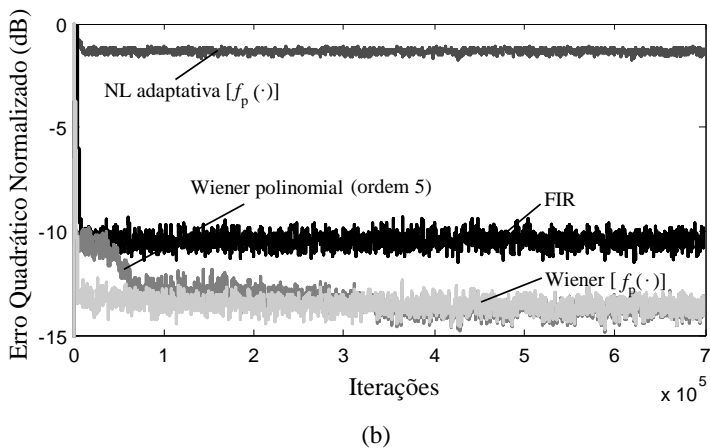
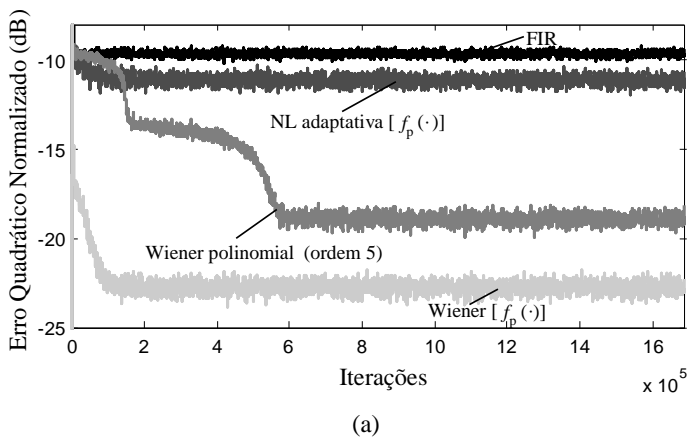


Figura 4.7. Erro quadrático obtido na modelagem do circuito limitador com memória. (a) Caso com $C_8 = 1 \text{ nF}$ e (b) com $C_8 = 10 \text{ nF}$.

4.2 CIRCUITO ANALÓGICO REAL

Nesta seção, são apresentados os resultados experimentais obtidos com algumas das estruturas adaptativas abordadas no Capítulo 3 e a utilização de sinais $x(n)$ e $d(n)$ obtidos a partir do circuito real mostrado na Figura 4.8. Esse circuito foi projetado de tal forma que os sinais $x(n)$ e $d(n)$ possam ser obtidos simultaneamente. Ao analisar o circuito, note-se que o capacitor C_1 e o resistor R_1 formam um estágio de desacoplamento DC e os amplificadores operacionais U_1 , U_2 , U_5 e U_6 estão configurados como *buffers* (circuitos seguidores de tensão) [18]. O circuito formado por R_2 , R_{V1} e U_3 é um amplificador inversor, que possui a função de controlar a amplitude do sinal de entrada da Etapa 3. O circuito composto por R_3 , R_{V2} e U_4 também configura um amplificador inversor, que controla a amplitude do sinal $x(n)$. Os sinais $x(n)$ e $d(n)$ são conectados às duas entradas de áudio de um computador e a gravação dos dois sinais é realizada simultaneamente através do *software* Cool Edit Pro [28]. Para reduzir interferências externas nas medições, o circuito foi montado em uma placa de circuito impresso acondicionada em uma caixa metálica.

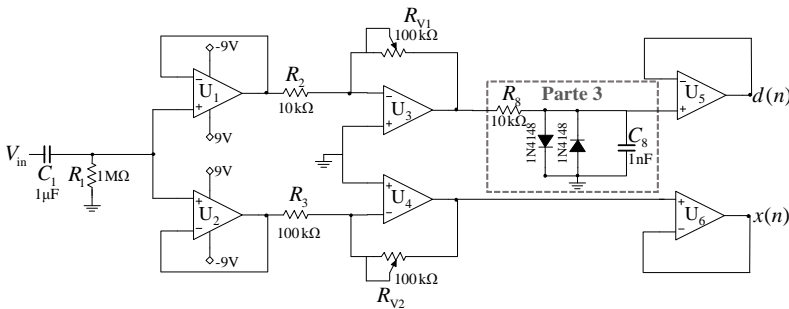


Figura 4.8. Esquemático do circuito utilizado para obtenção dos sinais $x(n)$ e $d(n)$.

A partir de experimentos realizados com o circuito da Figura 4.8, foram observadas diferenças nos desempenhos das estruturas adaptativas discutidas no Capítulo 3 com a utilização de frequências de amostragem diferentes. Na Seção 4.2.1, são apresentados os resultados considerando uma frequência de amostragem de 44,1 kHz e, na Seção 4.2.2, de 96 kHz.

Experimentos foram realizados com todas as estruturas apresentadas no Capítulo 3. Entretanto, para uma melhor visualização, apenas os resultados obtidos com algumas dessas estruturas são

apresentados nesta seção. A escolha de tais resultados foi feita considerando aspectos como (i) melhor desempenho em regime permanente e (ii) divergências com os resultados obtidos através de simulação (veja Seção 4.1). Assim, são apresentados os resultados obtidos com as seguintes estruturas adaptativas: (i) Hammerstein polinomial (ordem 5); (ii) Wiener polinomial (ordem 5); (iii) Volterra (ordem 3); (iv) Wiener [com a NL $f_p(\cdot)$]; (iv) Hammerstein [com a NL $f_p(\cdot)$].

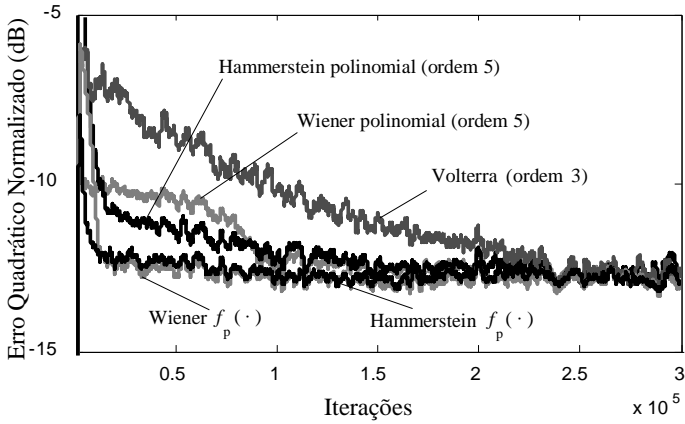
Alguns experimentos adicionais são realizados com o circuito da Figura 4.8 com o objetivo de ilustrar algumas particularidades em relação aos experimentos efetuados com os sinais obtidos por simulação. O primeiro experimento, apresentado na Seção 4.2.4, mostra a variabilidade na tensão de saturação para diferentes diodos do mesmo tipo (1N4148). O segundo experimento visa relacionar a tensão de saturação do diodo com a temperatura de funcionamento e os resultados são apresentados na Seção 4.2.5.

4.2.1 Sinais com Frequência de Amostragem de 44,1 kHz

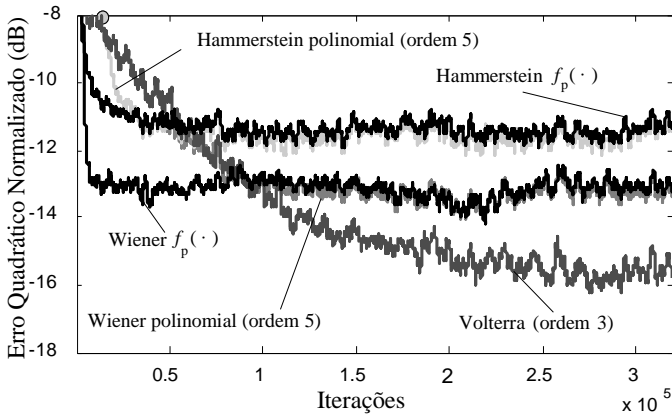
Para os resultados experimentais apresentados nesta seção, o sinal de entrada $V_{in}(n)$ (veja Figura 4.8) é similar ao utilizado na Seção 4.1 (ruído branco com distribuição uniforme de probabilidade). O potenciômetro R_{V1} é ajustado de forma que o sinal de entrada da Etapa 3 possua tensões com amplitudes entre $-4V$ e $+4V$. A frequência de amostragem utilizada para esse experimento é de 44,1 kHz.

A partir dos resultados apresentados na Figura 4.9 é possível perceber algumas diferenças em relação aos resultados obtidos através das simulações do circuito (veja Seção 4.1). A primeira diferença pode ser constatada para $C_8 = 1$ nF, em que as cinco estruturas apresentam um desempenho similar em regime permanente [para o circuito simulado, a estrutura de Wiener utilizando $f_p(\cdot)$ apresentava um desempenho superior]. A segunda diferença, para $C_8 = 10$ nF, está no fato de que o desempenho do filtro Volterra de ordem 3 foi superior aos dos demais, em contraste com os resultados considerando sinais obtidos por simulação do circuito no qual a estrutura de Wiener tem apresentado um desempenho superior.

Dada as diferenças encontradas em relação aos resultados obtidos através de simulação do circuito e da utilização do circuito real, outros experimentos foram realizados com o circuito real. O primeiro deles é apresentado na Seção 4.2.2, em que é utilizada uma frequência de amostragem de 96 kHz.



(a)



(b)

Figura 4.9. Resultados obtidos com o circuito real, considerando uma taxa de amostragem de 44,1 kHz com a utilização de (a) $C_8 = 1 \text{ nF}$, (b) $C_8 = 10 \text{ nF}$.

4.2.2 Sinais com Frequência de Amostragem de 96 kHz

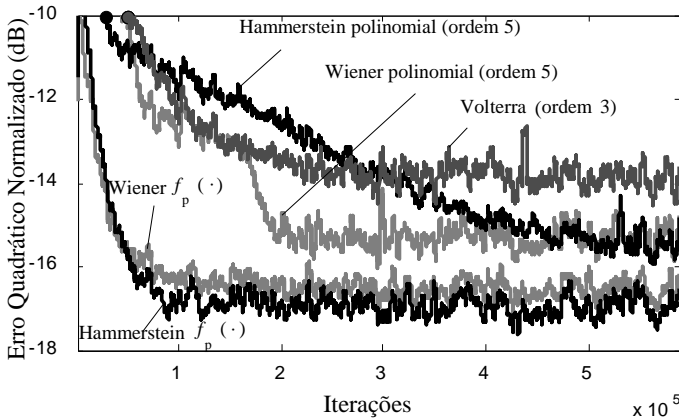
Nesta seção, são apresentados os resultados obtidos para o circuito real com a utilização de um sinal de entrada $V_{in}(n)$ (veja Figura 4.8) com frequência de amostragem de 96 kHz⁴. Como a frequência máxima audível para um ser humano é de aproximadamente 20 kHz [29], e o ruído branco gerado para uma frequência de amostragem de 96 kHz possui componentes com frequência de até 48 kHz, optou-se por utilizar para esse experimento um sinal de ruído colorido. Tal ruído é obtido através da filtragem do ruído branco com distribuição uniforme de probabilidade (gerado com uma frequência de amostragem de 96 kHz) por um filtro passa-baixas com frequência de corte de 3 dB de aproximadamente 20 kHz. O potenciômetro R_{V1} (veja Figura 4.8) é ajustado de forma que o sinal de entrada da Etapa 3 possua tensões com amplitudes entre -4V e +4V. Para os sinais $x(n)$ e $d(n)$ gravados no computador, também foi utilizada a frequência de amostragem de 96 kHz (frequência máxima de amostragem suportada pela placa de som do computador usado nos experimentos).

A partir dos resultados apresentados na Figura 4.10, em comparação aos resultados obtidos na seção anterior (Figura 4.9), verifica-se que com a utilização de uma frequência de amostragem mais elevada, os desempenhos das estruturas são afetados. Para ambos os casos ($C_8 = 1$ nF e $C_8 = 10$ nF), as cinco estruturas apresentaram um desempenho superior quando comparadas aos resultados obtidos com a utilização da frequência de amostragem de 44,1 kHz (veja Figura 4.9). Para $C_8 = 1$ nF, as estruturas de Wiener e Hammerstein com a utilização da NL $f_p(\cdot)$ foram as que apresentaram um melhor desempenho em regime permanente em relação às outras três estruturas consideradas. Apesar disso, os desempenhos foram similares, em contraste com os resultados obtidos através de simulação (Seção 4.1), em que a estrutura de Wiener com a utilização de $f_p(\cdot)$ apresentava um desempenho superior quando comparado com a estrutura de Hammerstein utilizando a mesma NL.

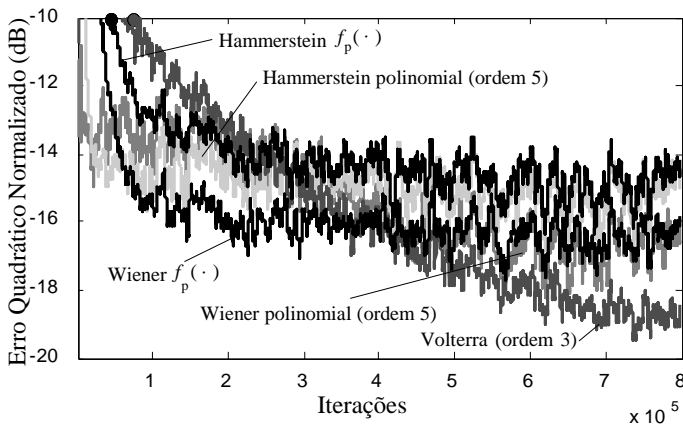
Para $C_8 = 10$ nF, em comparação aos resultados obtidos com a frequência de amostragem de 44,1 kHz, a relação entre os desempenhos em regime permanente permaneceu a mesma, e a estrutura que apresentou o melhor resultado foi o filtro Volterra de terceira ordem. Um aspecto

⁴ Para a simulação do circuito (veja Seção 4.1), não foi possível a utilização de uma frequência de amostragem superior a 44,1 kHz devido a limitações do *software* de simulação utilizado [23].

interessante, observado no ajuste dos parâmetros das estruturas adaptativas para a obtenção do melhor desempenho para o caso de $C_8 = 10$ nF, foi em relação ao valor de N necessário (tamanho do filtro linear presente nas estruturas adaptativas). Para a frequência de amostragem de 44,1 kHz (Seção 4.2.1), o valor de $N = 10$ foi suficiente para gerar os melhores resultados; porém, com a utilização da frequência de amostragem de 96 kHz, foi necessário um tamanho de filtro de $N = 30$.



(a)



(b)

Figura 4.10. Resultados obtidos com o circuito real, utilizando uma taxa de amostragem de 96 kHz para (a) $C_8 = 1$ nF, (b) $C_8 = 10$ nF.

4.2.3 Comentários Sobre Diferenças Encontradas

A partir dos resultados obtidos com taxas de amostragem diferentes, algumas observações são apontadas nesse quesito. A primeira delas surge a partir dos resultados obtidos com a utilização de $C_8 = 1$ nF, nos quais as estruturas com NLs de ordens superiores apresentaram melhores desempenhos com o aumento da taxa de amostragem. Tais resultados sugerem que os harmônicos gerados na distorção do sinal pelos diodos possuem componentes com frequências superiores à 22,05 kHz (frequência de Nyquist para o caso de 44,1 kHz) que, com a utilização da frequência de amostragem de 96 kHz, tornam-se presentes.

A segunda observação, tirada a partir dos resultados com $C_8 = 10$ nF, está relacionada com a necessidade da utilização de $N = 30$ nas estruturas adaptativas para a obtenção dos melhores resultados. Tal resultado era esperado, pois com o aumento da taxa de amostragem, o número de amostras obtidas dos sinais $x(n)$ e $d(n)$ é maior, e, conseqüentemente, são necessários mais coeficientes para o filtro FIR na modelagem do sistema.

Devido a limitações do *software* Proteus, não foi possível realizar a simulação do circuito com a utilização de uma frequência de amostragem superior à 44,1 kHz para uma eventual comparação de resultados. Assim, com respeito às diferenças dos resultados obtidos através da simulação (Seção 4.1) e do circuito real com a utilização da frequência de amostragem de 96 kHz, é possível listar alguns fatores que podem ter influenciado os resultados, tais como:

- Variabilidade dos componentes do circuito real.
- O modelo de simulação da NL dos diodos utilizado pelo *software* Proteus possui limitações.
- Interferências externas podem ter influenciado os sinais obtidos com o circuito real.
- Variabilidade na tensão de saturação dos diodos utilizados no circuito real (veja Seção 4.2.4).
- Diferenças no comportamento dos diodos para diferentes temperaturas (veja Seção 4.2.5).

4.2.4 Variabilidade na Tensão de Saturação do Diodo 1N4148

A partir de experimentos com o circuito real da Etapa 3 (veja Figura 2.10), realizados previamente aos apresentados nas Seções 4.2.1 e 4.2.2, ao comparar o comportamento de dois diodos do mesmo tipo 1N4148, foi possível perceber que existe uma variabilidade na tensão de saturação dependendo do componente utilizado. Isso pode ser observado

na Figura 4.11, na qual é apresentada a curva obtida com a equação do diodo ideal⁵ e a curva obtida através de experimentos realizados com o circuito real da Etapa 3 (veja Figura 2.10) para diferentes tensões contínuas V_2 de entrada. Como pode ser observado na Figura 4.11, a curva de saturação de dois diodos reais do mesmo tipo é assimétrica (considerando uma tensão de entrada de -5 V, para um dos diodos o sinal satura em aproximadamente $-0,5$ V, enquanto para a tensão de entrada de 5 V, o outro diodo satura em aproximadamente $0,55$ V).

A partir desses resultados, vários diodos foram testados visando a obtenção de dois diodos com tensões de saturação similares. Assim, ao modificar um dos diodos, foi possível obter a curva do diodo modificado mostrada na Figura 4.12. Percebe-se que a curva do diodo modificado apresenta uma aparente simetria.

Os experimentos realizados nas Seções 4.2.1 e 4.2.2 foram feitos com a utilização do diodo modificado. Porém, apesar da aparente similaridade na tensão de saturação dos dois diodos, qualquer diferença pode ter influenciado no desempenho das estruturas adaptativas com a utilização dos sinais obtidos através do circuito real, justificando algumas das diferenças ocorridas em relação aos resultados obtidos com o circuito simulado.

4.2.5 Influência da Temperatura no Comportamento do Diodo 1N4148

Um aspecto importante em relação ao funcionamento do diodo 1N4148 está relacionado com a temperatura de funcionamento. Através de curvas geradas com a equação ideal do diodo para diferentes temperaturas (o termo ϕ_T presente na equação do diodo é dependente da temperatura [18]), é possível perceber uma diferença na tensão de saturação do diodo em função da temperatura em que ele é submetido. Essa diferença pode ser observada na Figura 4.13, onde são mostradas as curvas obtidas para o diodo 1N4148 submetido às temperaturas de 35° C e 10° C. Tais resultados revelam que o pedal analógico possui um funcionamento dependente da temperatura do ambiente em que está submetido. Tal característica pode ser desconsiderada no caso de pedais digitais, o que sugere uma possível vantagem do pedal digital em relação ao analógico.

⁵ A curva dos diodos ideais é mostrada apenas para enfatizar a assimetria dos diodos reais. Os parâmetros utilizados na simulação foram $I_s = 4,5$ nA e $\eta\phi_T = 48,5$ mV.

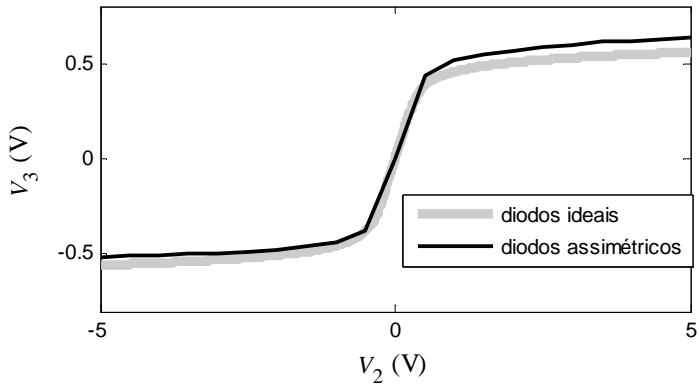


Figura 4.11. Curvas de dois diodos ideais e dois diodos reais do mesmo tipo 1N4148 (diodos assimétricos).

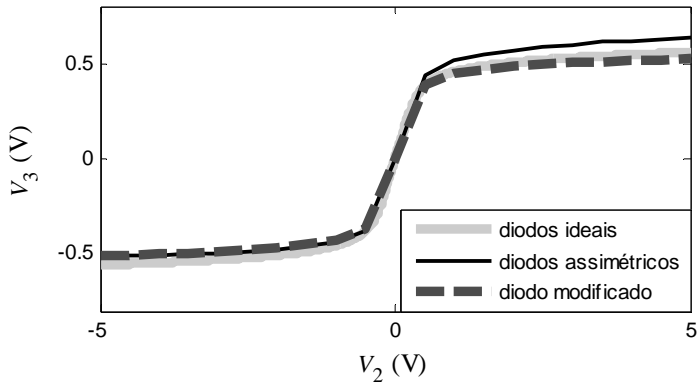


Figura 4.12. Curvas dos diodos ideais, diodos assimétricos e diodo modificado.

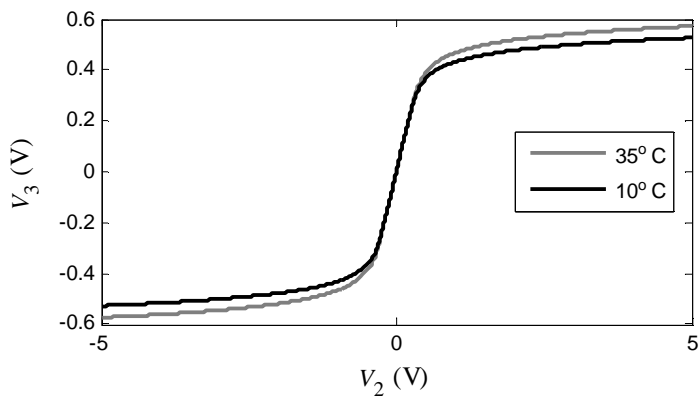


Figura 4.13. Curvas do diodo 1N4148 submetido a diferentes temperaturas.

CONCLUSÕES

O objetivo deste trabalho de pesquisa foi buscar uma implementação digital efetiva de um pedal de efeito do tipo *overdrive*. Para tal, o circuito foi dividido em cinco etapas distintas. Dentre essas cinco etapas, foi possível verificar que quatro delas são lineares. A partir dessa constatação, as funções de transferência de cada uma dessas etapas foram calculadas e avaliadas através de gráficos da magnitude da resposta em frequência.

Além das quatro etapas lineares, verificou-se que uma das etapas, constituída de um resistor, dois diodos e um capacitor, possui características não lineares. Nesse contexto, foram realizadas três análises aproximadas para descrever esse circuito. A partir dessas análises, foi possível descrever o comportamento aproximado da etapa não linear através de gráficos e equações. Além disso, foi proposta uma modificação no modelo digital do circuito não linear abordado em [14], visando uma melhor precisão na região de saturação do diodo. A partir de uma análise gráfica, foi possível perceber a maior precisão obtida com tal modificação.

Visando obter uma implementação digital para a etapa não linear (circuito limitador de tensão com memória), primeiramente foram realizados experimentos com alguns modelos digitais existentes na literatura, visando avaliar a eficácia desses modelos. A partir dos resultados encontrados, foi possível perceber que os modelos existentes possuem limitações. Desse modo, um esforço especial foi realizado visando modelar a etapa não linear, com o objetivo de obter um modelo preciso e eficiente. Nesse contexto, uma nova abordagem de implementação digital do circuito limitador de tensão com memória foi proposta. Tal abordagem baseia-se na identificação de sistemas usando filtragem adaptativa. Nesse tipo de aplicação, um algoritmo adaptativo é utilizado com o objetivo de ajustar os parâmetros de uma estrutura de filtragem (filtro adaptativo) e assim obter um modelo para um sistema desconhecido. Diversas estruturas adaptativas foram consideradas, como por exemplo estruturas mais simples que modelam apenas uma das características do circuito limitador de tensão com memória, sendo elas:

(i) apenas filtro FIR (modelagem apenas do efeito de memória do circuito) e (ii) apenas NL (modelagem apenas da NL). Outras estruturas visavam modelar tanto a NL quanto a característica de memória do circuito. Assim, foram consideradas: (i) estrutura de Hammerstein (com a utilização da NL polinomial e da NL proposta); (ii) estrutura de Wiener (com NL polinomial e NL proposta); (iii) *power filter*; e (iv) filtro Volterra.

Na Seção 4.1, foram apresentados resultados de experimentos realizados com as estruturas adaptativas utilizando sinais obtidos através da simulação do circuito analógico. A partir dos resultados obtidos, verificou-se que a estrutura proposta baseada no modelo de Wiener foi a que levou aos melhores resultados, apresentando um desempenho significativamente superior aos de alguns modelos existentes na literatura. Além disso, observou-se que o uso isolado de uma NL adaptativa ou de um filtro FIR linear adaptativo não leva a um desempenho adequado, demonstrando assim a necessidade do uso de uma estrutura em cascata (Wiener ou Hammerstein) para obtenção de resultados satisfatórios. Um aspecto interessante que foi constatado é que estruturas mais complexas, tais como o *power filter* e o filtro Volterra, apresentaram desempenho inferior ao obtido com a estrutura de Wiener com a utilização da NL proposta. Alguns resultados dos experimentos discutidos na Seção 4.1 foram publicados em [30].

Para os resultados dos experimentos apresentados na Seção 4.2, os sinais $x(n)$ e $d(n)$ foram obtidos com o circuito montado em uma placa de circuito impresso e acondicionado em uma caixa metálica. A partir dos resultados apresentados em tal seção, foi possível perceber uma diferença nos desempenhos das estruturas com a utilização de sinais com frequências de amostragem diferentes. Uma hipótese levantada para tal diferença foi a de que os harmônicos criados pelo circuito não linear possuem componentes com frequências superiores a 22,05 kHz (metade da frequência de amostragem de 44,1 kHz) e, com a utilização de uma frequência de amostragem superior, grande parte desses harmônicos estão presentes. Além disso, outros experimentos foram realizados com o circuito limitador de tensão com memória. Nesses experimentos, verificou-se a variabilidade na tensão de saturação dos diodos dependendo do componente utilizado e da temperatura a que ele está submetido.

Considerando os resultados com a frequência de amostragem de 96 kHz, para $C_s = 1$ nF, as estruturas de Wiener e Hammerstein com a utilização da NL proposta apresentaram os melhores resultados em comparação aos outros modelos. Porém, ao aumentar o efeito de memória

no circuito, utilizando $C_8 = 10$ nF, pôde-se perceber que a estrutura que levou os melhores resultados foi a do filtro Volterra de ordem 3. Além disso, no caso de $C_8 = 10$ nF, a estrutura de Wiener obteve melhores resultados quando comparada a estrutura de Hammerstein.

A partir de todos os resultados apresentados no Capítulo 4, apesar das diferenças entre os resultados obtidos com o circuito real e o circuito simulado, percebe-se que o modelo obtido com a estrutura de Wiener com a utilização da NL proposta se manteve entre os melhores resultados em todos os experimentos, tanto para $C_8 = 1$ nF quanto para $C_8 = 10$ nF. A partir dessas constatações, a estrutura de Wiener com a utilização da NL proposta se mostra como a estrutura mais apropriada e promissora para servir de modelo para o circuito limitador de tensão com memória.

A partir das dificuldades e limitações encontradas tanto pelos modelos digitais já existentes quanto pelos abordados neste trabalho, podem ser citadas algumas sugestões para trabalhos posteriores, dentre elas:

- ✓ Implementação dos modelos obtidos em um processador digital para realizar experimentos práticos com o circuito digital.
- ✓ Experimentos com outras estruturas adaptativas mais complexas encontradas na literatura, tais como modelos do tipo sanduíche [31], filtros de Fourier [5] e Legendre [6].
- ✓ Utilização de uma função assimétrica para a NL sem memória.
- ✓ Realização de experimentos com o circuito simulado em um *software* no qual seja possível a utilização de uma frequência de amostragem superior a 44,1 kHz e que gere arquivos de áudio com assimetrias no sinal para a comparação de desempenho com o circuito real.
- ✓ Visando uma convergência mais rápida dos modelos mais complexos, utilizar algoritmos adaptativos mais rápidos, tais como projeções afins [32] e RLS [17].
- ✓ Experimentos com o circuito real utilizando frequências de amostragens superiores a 96 kHz.
- ✓ Estudo subjetivo da qualidade sonora obtida com o modelo digital proposto através da audição de sinais de guitarra processados pelo pedal analógico e pelo pedal digital.

REFERÊNCIAS

- [1] G. C. Kulevicz da Silva, E. Costa Neto, and S. Noceti Filho. “Otimização do Uso de Foto-Acopladores Artesanais para o Efeito Tremolo”. *11º Congresso de Engenharia de Áudio e 17ª Convenção Nacional da AES Brasil*, São Paulo, SP, 07 a 09 de Maio de 2013.
- [2] Music Practice &Theory. *What is the difference between Overdrive and Distortion?*, 2014. Disponível em: <http://music.stackexchange.com/questions/23947/what-is-the-difference-between-overdrive-and-distortion>.
- [3] B. G. Delumpa. *Overdrive vs. Distortion*, Guitar Gear, 2009. Disponível em: <http://guitargear.org/2009/11/05/overdrive-vs-distortion/>.
- [4] V. J. Mathews and G. L. Sicuranza, *Polynomial Signal Processing*, John Wiley & Sons Inc., 2000.
- [5] A. Carini and G. L. Sicuranza, “Fourier nonlinear filters,” *Signal Processing*, vol. 94, pp. 183-194, Jan. 2014.
- [6] A. Carini, S. Cecchi, L. Romoli, and G. L. Sicuranza, “Legendre nonlinear filters,” *Signal Processing*, vol. 109, pp. 84-94, Jan. 2014.
- [7] EletroSmash. *Pro Co Rat Analysis*. Disponível em: <http://www.electrosmash.com/proco-rat>. Acesso: 15 fevereiro 2016.
- [8] Boss. *Boss OD-1 OverDrive guitar pedal schematic diagram*. Disponível em: <http://www.hobby-hour.com/electronics/s/od1-overdrive.php>. Acesso: 15 fevereiro 2016.
- [9] Gaussmarkov, *Voodoo Lab Overdrive*. Disponível em: <http://gaussmarkov.net/layouts/vlo/vlo-schem.png>. Acesso em: 20 maio 2015.
- [10] J. Macak, and J. Schimmel. “Nonlinear Circuit Simulation Using Time-Variant Filter”. *Proc. of the 12th Int. Conference on Digital Audio Effects (DAFx-09)*, Como, Italy, September 1-4, 2009.

- [11] D. T. Yeh, and J. O. Smith. “Simulation Huitar Distortion Circuits Using Wave Digital and Nonlinear State-Space Formulations”. *Proc. of the 11th Int. Conference on Digital Audio Effects (DAFx-08)*, Espoo, Finland, September 1-4, 2008.
- [12] R. C. D. Paiva, S. D’Angelo, J. Pakarinen, and V. Välimäki. “Emulation of Operational Amplifiers and Diodes in Audio Distortion Circuits.” *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II Express Briefs*, vol. 59, n. 10, October 2012.
- [13] D. J. Gillespie, and D. P. W. Ellis. “Modeling Nonlinear Circuits with Linearized Dynamical Models via Kernel Regression.” *IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics*, October 20-23, 2013, New Paltz, NY.
- [14] D. T. Yeh, J. S. Abel, and J. O. Smith, “Simplified, physically-informed models of distortion and overdrive guitar effects pedals,” in *Proc. 10th Conf. on Digital Audio Effects (DAFx-07)*, Bordeaux, France, Sept. 10-15, 2007.
- [15] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice-Hall: Englewood Cliffs, New Jersey, 1989.
- [16] 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. 10th Conf. on Digital Audio Effects (DAFx-07)*, Bordeaux, France, Sept. 10-15, 2007.
- [17] B. Farhang-Boroujeny, *Adaptive Filters Theory and Applications*. Wiley, 1999.
- [18] R. L. Boylestad and L. Nashelsky, *Electronic Devices and Circuit Theory*. Prentice Hall, 1998.
- [19] NXP B.V. *Discrete Semiconductors, 1N4148; 1N4448 – High-speed diodes*, 2009. Disponível em: http://www.nxp.com/documents/data_sheet/1N4148_1N4448.pdf. Acesso: 05 fevereiro 2016.

- [20] MathWorks. *MATLAB*. Disponível em: <http://www.mathworks.com/>. Acesso em: 20 novembro de 2015.
- [21] National Instruments. *Multisim e Ultiboard Student Edition*. Disponível em: <http://www.ni.com/multisim/student-edition/pt/>. Acesso: 08 dezembro 2015.
- [22] B.P.Lathi, *Signal Processing and Linear Systems*. Berkeley-Cambridge Press, 1998.
- [23] Labcenter Eletronics. *Proteus Design Suite Version 8.2*. Disponível em: <http://www.labcenter.com/index.cfm>. Acesso: 20 maio 2015.
- [24] E. L. O. Batista and R. Seara, “A new perspective on the convergence and stability of NLMS Hammerstein filters,” in *Proc. 8th Int. Symp. on Image and Signal Process. and Analysis*, Trieste, Italy, Sept. 2013, pp. 1-5.
- [25] 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.
- [26] F. Kuech, and W. Kellermann, “Orthogonalized power filters for nonlinear acoustic echo cancellation,” *Signal Processing*, v.86, pp.1168-1181, June 2006.
- [27] E. L. O. Batista, O. J. Tobias, and Rui Seara, “Filtros Volterra adaptativos: interpolado e parcialmente interpolado,” in *Anais do XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Belém-PA, Brazil, CD-ROM, Sept. 2004.
- [28] Syntrillium Software, *Cool Edit Pro Vertion 2.1*. Disponível em: <https://www.adobe.com/special/products/audition/syntrillium.html>. Acesso: 08 dezembro 2015.
- [29] L. P. B. Barros, W. A. P. Jesus, G. M. Cardoso, and M. A. M. Fonseca. “A música no ensino de acústica: usando *software* de edição de áudio na compreensão de conceitos físicos”. *IV Seminário Nacional de Educação Profissional e Tecnológica*, Belo Horizonte, Minas Gerais, 2014.

- [30] G. C. Kulevicz da Silva, and E. L. O. Batista. “Sobre a Implementação Digital de Um Pedal de Efeito de Áudio do Tipo Overdrive”. In: *XXXIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, SBrT2015*, 1-4 de setembro de 2015, Juiz de Fora, MG.
- [31] A. Taware and Tao G., "Analysis and control of sandwich systems," in *Proc. 38th IEEE Conference on Decision and Control*, Phoenix, AZ , pp. 1156-1161, Dec. 1999.
- [32] E. Beck, E. L. O. Batista, and R. Seara. “Um Novo Algoritmo Adaptativo Baseado em Projeções com Restrição de Norma L_0 ”. In: *XXXIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, SBrT2015*, 1-4 de setembro de 2015, Juiz de Fora, MG.