

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

MATHEUS OLIVEIRA DA SILVA

Modelagem de Sistemas Não Lineares de Áudio Através de Filtros Digitais de Onda

Porto Alegre

2017

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

MATHEUS OLIVEIRA DA SILVA

**Modelagem de Sistemas Não Lineares de Áudio Através
de Filtros Digitais de Onda**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Adalberto Schuck Jr.

Porto Alegre

2017

MATHEUS OLIVEIRA DA SILVA

Modelagem de Sistemas Não Lineares de Áudio Através de Filtros Digitais de Onda

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para Graduação em Engenharia Elétrica

Prof. Dr. Adalberto Schuck Jr.
Orientador - UFRGS

Atualizar
Chefe
do De-
parta-
mento

Prof. Dr. Ály Ferreira Flores Filho
Chefe do Departamento de Engenharia
Elétrica (DELET) - UFRGS

Atualizar
data
da
apre-
senta-
ção

Aprovado em 15 de Janeiro de 2018.

BANCA EXAMINADORA

Banca 1
UFRGS

Banca 2
UFRGS

Banca 3
UFRGS

*Aos que me apoiaram durante minha graduação,
mas também aos que duvidaram de minha capacidade,
me dando forças para prová-los errados*

Agradecimientos

tbd

*We live in a society exquisitely dependent on science and technology,
in which hardly anyone knows anything about science and technology.*

Carl Sagan, The Demon-Haunted World

Resumo

Distorções em sistemas de áudio causadas por não linearidades são responsáveis pela sonoridade característica de alguns estilos musicais, por isso é importante seu estudo e compreensão. Estes "defeitos" são originalmente causados por sistemas valvulados analógicos, porém estes são de difícil mobilidade e grandes consumidores de energia. Com o poder computacional disponível atualmente é possível a reprodução destes sistemas analógicos digitalmente de forma ininteligível para o ouvido humano. Assim é atraente a ideia de simular estes com o objetivo de obter sistemas mais portáteis e econômicos.

Palavras-chave: Sistemas não lineares. Wave Digital Filter.

Abstract

Keywords:

Lista de Figuras

Figura 1 – Componente com suas características de acordo com Kirchhoff.	15
Figura 2 – Funcionamento interno e símbolo de um resistor no domínio W	17
Figura 3 – Funcionamento interno e símbolo de um capacitor no domínio W	19
Figura 4 – Fonte de tensão com resistor em série a ser modelada	19
Figura 5 – Funcionamento interno e símbolo de uma fonte de tensão com resistência série no domínio W	20
Figura 6 – Fonte de tensão com resistor em série a ser modelada	21
Figura 7 – Funcionamento interno e símbolo de uma fonte de corrente com resis- tência em paralelo no domínio W	21

Lista de Tabelas

Lista de Abreviaturas e Siglas

LIT	<i>Linear Invariante no Tempo</i>
SNL	<i>Sistema Não Linear</i>
WDF	<i>Wave Digital Filter</i>
RFP	<i>Reflection Free Port</i>

Sumário

1	INTRODUÇÃO	13
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	15
2.1	Wave Digital Filters	15
2.1.1	Condições de realização	15
2.1.2	Transformação bilinear	15
2.1.3	Variáveis de onda	15
2.1.4	Componentes de uma porta no domínio W	16
2.1.4.1	Resistores	16
2.1.4.2	Capacitores	18
2.1.4.3	Fonte de tensão com resistência não nula	19
2.1.4.4	Fonte de corrente com resistência não nula	20
2.1.4.5	Resumo dos componentes de uma porta	21
2.1.5	Conexões no domínio W	21
2.1.5.1	Conexões em série	22
2.1.5.2	Conexões em paralelo	23
2.1.5.3	Resumo das conexões	25
2.1.6	Não linearidades no domínio W	25
2.1.7	Amplificadores operacionais no domínio W	25
2.2	Espaço de Estados	26
3	METODOLOGIA EXPERIMENTAL	27
3.1	Pedais a serem modelados	27
3.2	Modelamento em filtro digital de onda	27
3.3	Código spice do circuito	27
4	RESULTADOS	28
4.1	Resultados circuito 1	28
4.2	Resultados circuito 2	28
5	CONCLUSÕES	29
6	PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS	30
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	31

APÊNDICES	33
ANEXOS	34

1 Introdução

Sistemas lineares invariantes no tempo (LIT) já foram amplamente estudados por autores conhecidos como Haykin e Veen (2003) e Oppenheim, Willsky e Nawab (1997), tanto são que esses autores já fazem parte da bibliografia básica de disciplinas de graduação. O grande atrativo para o estudo de sistemas LIT é a simplicidade com que se pode obter a saída esperada para uma entrada tendo a resposta impulsiva do sistema, já que as únicas alterações causadas por sistemas LTI são na fase e amplitude do sinal de entrada.

Sistemas não lineares (SNL) por outro lado, apresentam saídas mais complexas pois adicionam à saída do sinal componentes com frequências múltiplas às do sinal de entrada, que são conhecidas como harmônicas. De acordo com Zölzer e Amatriain (2002) efeitos não lineares são usados por músicos em diversos dispositivos como microfones amplificadores e sintetizadores.

O princípio do uso de SNLs para áudio foi com a construção de amplificadores baseados em válvulas termiônicas a partir da década de 1950 como indicado por Ferreira (2016). O problema destes componentes é seu peso e consumo de energia, assim foi natural sua substituição por componentes semicondutores mais leves, baratos e confiáveis, porém até hoje as distorções geradas por válvulas são vistas como superiores às geradas por semicondutores por audiófilos, um estudo sobre estas diferenças foi feito por Hamm (1973). Para tentar emular o som gerado por estas válvulas termiônicas em sistemas semicondutores passou a ser comum a construção de pedais de efeitos que são ligados em série com o sistema de áudio, tendo esses a vantagem de serem mais baratos e de mais fácil transporte. O próximo passo nessa evolução é o uso de sistemas digitais para a modelagem dessas não linearidades com o objetivo de facilitar ainda mais o uso dessa tecnologia, essa enfim será a proposta deste trabalho.

Para o modelamento de SNLs são comuns 3 diferentes abordagens: modelamento de caixa branca, onde se tem total conhecimento do circuito sendo modelado; caixa cinza, onde se usa algum conhecimento do circuito para a modelagem; e caixa preta, onde não é utilizado nenhuma característica do circuito para a modelagem. Um método promissor de modelamento caixa branca é o uso de Wave Digital Filter (WDF) onde cada componente em um circuito é modelado como uma guia de onda e os sinais de entrada e saída são entendidos como ondas que interagem com esses componentes.

A primeira descrição de WDFs aconteceu em uma patente alemã em 1970 e o trabalho mais conhecido sobre o assunto é o de Fettweis (1986). A grande vantagem desse método em relação ao mais ortodoxo espaço de estados para a simulação de circuitos é o

reduzido gasto computacional e a modularidade do modelo gerado, o que permita uma rápida adaptação em caso de alterações no circuito.

Diversos autores já utilizaram WDFs para simular circuitos de distorção, dentre eles cabe destacar os trabalhos de Yeh e Smith (2008), que comparou formulações em WDF e espaço de estados para a simulação de distorção baseada em diodos e Paiva et al. (2012) que definiu um modelo em WDF para amplificadores operacionais ideais e o utilizou para simular um circuito de distorção com diodos.

Esse trabalho se baseia nos já citados e tem os seguintes objetivos:

- Realizar uma prova de conceito da simulação de circuitos de distorção a partir de WDFs.
- Comparar estes modelos contra simulações SPICE (que usam espaço de estados) por seus resultados e demanda computacional.
- Avaliar a possibilidade de utilizar os modelos criados em sistemas de tempo real.

2 Fundamentação Teórica

2.1 Wave Digital Filters

2.1.1 Condições de realização

2.1.2 Transformação bilinear

$$\frac{A - B}{2.R_p} = 2.I_s.\sinh\left(\frac{A + B}{2}\right) \quad (2.1)$$

2.1.3 Variáveis de onda

Usando as equações de Kirchhoff componentes são descritos de acordo com sua resistência (ou impedância), a tensão entre seus terminais e a corrente que atravessa o mesmo, e a relação entre essas grandezas é dada pela lei de Ohm conforme indicado na Equação 2.2 e a descrição de um componente qualquer mostrada na Figura 1. Neste trabalho, essas grandezas serão definidas como parte do domínio K (de acordo com as leis de Kirchhoff).

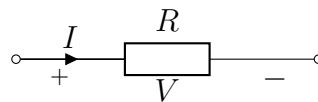


Figura 1 – Componente com suas características de acordo com Kirchhoff.

$$V = R.I \quad (2.2)$$

(FETTWEIS, 1986) Dentro da teoria de FDO é definido um novo domínio denominado W (do inglês Wave) onde componentes e suas conexões são definidos de acordo com ondas incidentes e refletidas de suas portas e pela resistência dessas portas. As variáveis de corrente e tensão do domínio K são mapeadas como onda de tensão incidente A e onda refletida B no domínio W, assumindo uma resistência de porta R_p , conforme indicado pelas transformações lineares nas Equações 2.3 e 2.4, e a descrição de um componente qualquer no domínio W é indicada na Figura . Sendo R_p a resistência da porta no domínio W que, como será descrito na Seção 2.1.5, é normalmente escolhida de maneira a evitar reflexões instantâneas.

$$A = V + I.R_p \quad (2.3)$$

Adiciona
figura
mos-
trando
com-
po-
nente
no do-

$$B = V - I.R_p \quad (2.4)$$

Levando em consideração as variáveis de onda definidas nas Equações 2.3 e 2.4, é possível obter novamente os valores de tensão e corrente do domínio K a partir dos valores do domínio W de acordo com as Equações 2.5 e 2.6.

$$V = \frac{A + B}{2} \quad (2.5)$$

$$I = \frac{A - B}{2.R_p} \quad (2.6)$$

A escolha da relação entre as ondas A e B e o domínio K é justificada ao aplicar as definições das Equações 2.5 e 2.6 na definição da Lei de Ohm e resolve-la para $\frac{B}{A}$, esse resultado é indicado na Equação 2.8.

$$\frac{A + B}{2} = R_p \cdot \frac{A - B}{2.R_p} \quad (2.7)$$

$$\frac{B}{A} = \frac{R - R_p}{R + R_p} \quad (2.8)$$

Nota-se que a Equação 2.8 é semelhante à refletância de uma onda que troca de meio com incidência perpendicular, que é um exemplo comum no estudo de linhas de transmissão (IDA, 1992).

Também é possível definir as variáveis onda levando em consideração ondas de corrente ou potência, porém este trabalho não fará essas definições já que de maneira geral a bibliografia encontrada costuma considerar apenas ondas de tensão. Caso o leitor deseje uma referência às definições de outros tipos de onda no domínio W é indicado o trabalho de Kubin (1985).

2.1.4 Componentes de uma porta no domínio W

Neste capítulo serão definidas as descrições no domínio W para resistores, capacitores, fontes de tensão com resistência em série e fontes de corrente com resistência em série, pois estes são os componentes relevantes para este trabalho. Essas formulações, e outras para componentes passivos de duas portas, são definidos em Yeh e Smith (2008) e Yeh (2008) e um guia bastante didático para a obtenção destes valores é dado em Bogason (2017).

2.1.4.1 Resistores

Resistores são definidos no domínio K conforme indicado pela Equação 2.9

$$R = \frac{V}{I} \quad (2.9)$$

Utilizando-se das relações entre tensão, corrente e as variáveis de onda do domínio W definidas nas Equações 2.5 e 2.6, pode-se obter os valores para A e B conforme indicado nas Equações 2.10 e 2.11.

$$R = \frac{\frac{A+B}{2}}{\frac{A-B}{2.R_p}} \quad (2.10)$$

$$B = \frac{R - R_p}{R + R_p} . A \quad (2.11)$$

A Equação 2.11 pode ser escrita no domínio do tempo conforme a Equação 2.12

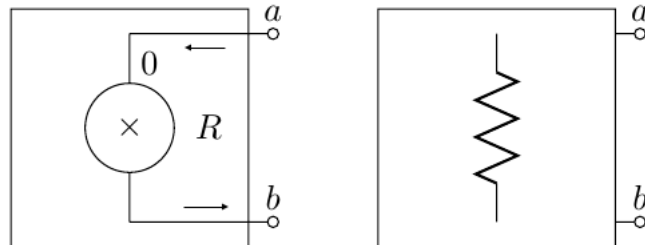
$$b[n] = \frac{R - R_p}{R + R_p} . a[n] \quad (2.12)$$

De acordo com a Equação 2.12 a onda refletida de um resistor no domínio W B é relacionada instantaneamente à onda incidente A por um fator $\frac{Z_r - R_p}{Z_r + R_p}$, é desejável que essa relação direta não exista de maneira a facilitar que a condição 1 de realização de filtros digitais, conforme indicado na Seção 2.1.1, seja satisfeita, para isso se define a resistência de entrada R_p no domínio W como sendo igual a resistência Z_r do domínio K. Desta maneira um resistor é completamente definido no domínio W pelas Equações 2.13 e 2.14 e a Figura ?? mostra o funcionamento interno deste componente e seu símbolo.

$$B = 0 \quad (2.13)$$

$$R_p = R \quad (2.14)$$

Figura 2 – Funcionamento interno e símbolo de um resistor no domínio W



Fonte: Modificado de (BOGASON, 2017)

É importante ressaltar que, mesmo não tendo nenhuma onda refletida, os resistores ainda afetam o comportamento dos circuitos ao alterar o coeficiente de reflexão de conexões

série e paralelo com a resistência de sua porta de entrada conforme será mostrado na Seção 2.1.5.

2.1.4.2 Capacitores

Capacitores são definidos no domínio K em frequência conforme indicado na Equação

$$Z_c = \frac{1}{s.C} = \frac{V}{I} \quad (2.15)$$

Novamente utilizando-se das relações indicadas nas Equações 2.5 e 2.6 obtêm-se as relações para o domínio W conforme indicado nas Equações 2.16 e 2.17.

$$\frac{1}{s.C} = \frac{\frac{A+B}{2}}{\frac{A1-B}{2.R_p}} \quad (2.16)$$

$$B = \frac{1 - s.C.R_p}{1 + s.C.R_p}.A \quad (2.17)$$

Utilizando a transformação bilinear dada na Equação ?? para digitalizar a Equação 2.17 tem-se as Equações 2.18 e 2.19

$$B = \frac{1 - 2.f_s \frac{z-1}{z+1}.C.R_p}{1 + 2.f_s \frac{z-1}{z+1}.C.R_p}.A \quad (2.18)$$

$$B = \frac{(1 - 2.f_s.C.R_p) + (1 + 2.f_s.C.R_p).z^{-1}}{(1 + 2.f_s.C.R_p) + (1 - 2.f_s.C.R_p).z^{-1}}.A \quad (2.19)$$

E finalmente, essa relação entre as ondas A e B pode ser descrita no domínio tempo conforme a Equação 2.20

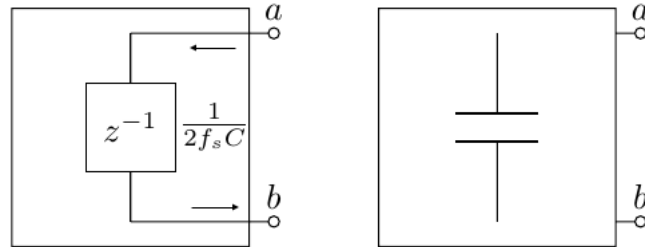
$$b[n] = \frac{((1 - 2.f_s.C.R_p).a[n] + (1 + 2.f_s.C.R_p).a[n - 1] - (1 - 2.f_s.C.R_p).b[n - 1])}{1 + 2.f_s.C.R_p} \quad (2.20)$$

Percebe-se pela Equação 2.20 que a onda refletida em um capacitor é relacionada instantaneamente à onda incidente por um fator $\frac{1-2.f_s.C.R_p}{1+2.f_s.C.R_p}$. Afim de anular essa reflexão instantânea se define a resistência R_p como sendo $\frac{1}{2.f_s.C}$. Assim um capacitor pode ser definido no domínio W conforme indicado nas Equações 2.21 e 2.22 e na Figura ?? e mostrado o funcionamento interno e o símbolo utilizado para capacitores no domínio W.

$$B = z^{-1}.A \quad (2.21)$$

$$R_p = \frac{1}{2.f_s.C} \quad (2.22)$$

Figura 3 – Funcionamento interno e símbolo de um capacitor no domínio W



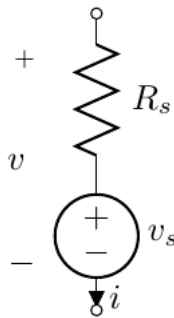
Fonte: Modificado de (BOGASON, 2017)

2.1.4.3 Fonte de tensão com resistência não nula

(YEH; SMITH, 2008) Fontes de tensão isolada tem, invariavelmente, uma relação instantânea entre onda incidente e onda refletida, para evitar esse efeito indesejado, é comum na literatura agrupar fontes de tensão com resistores em série conforme o circuito da Figura ???. Esse circuito pode ser modelado no domínio K conforme o indicado na Equação 2.23.

$$V = V_s + R_s.I \quad (2.23)$$

Figura 4 – Fonte de tensão com resistor em série a ser modelada



Fonte: Modificado de (BOGASON, 2017)

Utilizando-se das transformações lineares indicadas nas Equações 2.5 e 2.6 e resolvendo as equações de maneira similar à feita anteriormente para resistores e capacitores tem-se que a onda refletida para esse circuito é dada pela Equação

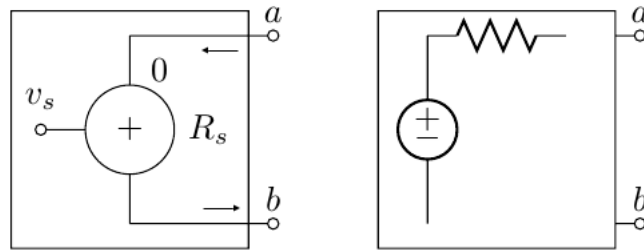
$$B = 2 \cdot \frac{R_p \cdot V_s}{R_p + R_s} - A \cdot \frac{R_p - R_s}{R_p + R_s} \quad (2.24)$$

Pode-se então definir $R_p = R_s$ de maneira a simplificar a equação e evitar a relação instantânea entre onda incidente e onda refletida. Então, uma fonte de tensão em série com um resistor pode ser descrita no domínio W conforme as Equações 2.25 e 2.26 e a Figura ?? mostra seu funcionamento e o símbolo utilizado para esse componente.

$$B = V_s \quad (2.25)$$

$$R_p = R_s \quad (2.26)$$

Figura 5 – Funcionamento interno e símbolo de uma fonte de tensão com resistência série no domínio W



Fonte: Modificado de (BOGASON, 2017)

2.1.4.4 Fonte de corrente com resistência não nula

Assim como acontece para fontes de tensão, fontes de correntes independentes tem uma relação instantânea entre onda incidente e onda refletida. Por isso é interessante o uso de fontes de corrente em paralelo com resistores, conforme o circuito da Figura ?. As relações entre as grandezas no domínio K para esse circuito são dadas na Equação ??:

$$V = (I + I_s).R_s \quad (2.27)$$

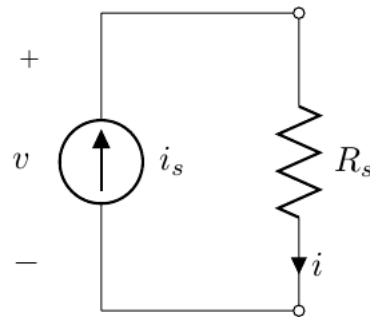
Novamente se utilizando das relações nas Equações 2.5 e 2.6 tem-se a relação entre onda incidente e onda refletida indicada na Equação 2.28 :

$$B = 2.I_s \cdot \frac{R_p \cdot R_s}{R_p + R_s} - a \cdot \frac{R_p - R_s}{R_p + R_s} \quad (2.28)$$

Novamente, para evitar uma relação instantânea entre onda incidente e onda refletida se define $R_p = R_s$ de maneira que essa fonte de corrente pode ser descrita no domínio W conforme as Equações 2.29 e 2.30 e na Figura ?? é mostrado seu funcionamento e o símbolo que será usado para este componente no domínio W.

$$B = I_s \cdot R_s \quad (2.29)$$

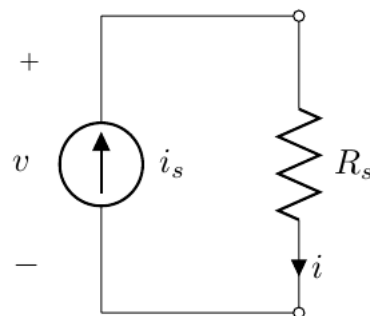
Figura 6 – Fonte de tensão com resistor em série a ser modelada



Fonte: Modificado de (BOGASON, 2017)

$$R_p = R_s \quad (2.30)$$

Figura 7 – Funcionamento interno e símbolo de uma fonte de corrente com resistência em paralelo no domínio W



Fonte: Modificado de (BOGASON, 2017)

2.1.4.5 Resumo dos componentes de uma porta

A Tabela ?? apresente em resumo as características no domínio W para os componentes de 2 portas que serão utilizados neste trabalho.

2.1.5 Conexões no domínio W

Nesta seção serão demonstradas as conversões de conexões em série e paralelo do domínio K para o domínio W para conectores de n portas. Novamente como referência são indicados os trabalhos de Bogason (2017), Yeh e Smith (2008) e Yeh (2008) .

adicionar
tabela
com
re-
sumo
das
carac-
terísti-
cas no
domí-
nio W

2.1.5.1 Conexões em série

Para uma conexão em série conforme indicado na Figura ?? se sabe que as correntes e tensões se comportam conforme o indicado na Equação 2.32.

$$I_1 = I_2 = \dots = I_n \quad (2.31)$$

$$\sum_{i=1}^n V_i = 0 \quad (2.32)$$

Utilizando-se a definição da Equação 2.6 na Equação 2.32 e depois utilizando a igualdade dada na Equação 2.31, tem-se as Equações 2.33 e 2.34

$$\sum_{i=1}^n (A_i - R_i \cdot I_i) = 0 \quad (2.33)$$

$$\sum_{i=1}^n A_i - I \cdot \sum_{i=1}^n R_i = 0 \quad (2.34)$$

Sabendo que todas as correntes são iguais, pode-se então obter a onda refletida para uma porta ν qualquer aplicando a Equação 2.6 na Equação 2.34 tendo como resultado a Equação 2.36.

$$I_\nu = \frac{A_\nu - B_\nu}{2 \cdot R_\nu} = \frac{\sum_{i=1}^n A_i}{\sum_{i=1}^n R_i} \quad (2.35)$$

$$B_\nu = A_\nu - \frac{\sum_{i=1}^n A_i}{\sum_{i=1}^n R_i} \cdot 2 \cdot R_\nu \quad (2.36)$$

Com o objetivo de facilitar a computação das reflexões é comum definir um parâmetro de reflexão que é calculado para cada porta conforme a Equação 2.37 e então a onda refletida nesta porta é dada pela Equação 2.38:

$$\gamma_i = \frac{2 \cdot R_i}{\sum_{i=1}^n R_i} \quad (2.37)$$

$$B_\nu = A_\nu - \gamma_\nu \cdot \left(\sum_{i=1}^n A_i \right) \quad (2.38)$$

Segundo a Equação 2.38 há uma relação instantânea entre onda incidente A_ν e onda refletida B_ν , o que como já foi dito é indesejável.

Quando se faz a conexão de dois conectores série há a criação de loops sem delay, o que torna o filtro digital não realizável. Para evitar esse problema é possível definir uma

porta no conector que não terá uma relação instantânea entre onda incidente e refletida, essa porta é denominada Reflection Free Port (RFP).

Para que uma porta seja RFP é necessário forçar sua resistência a ser igual à soma das resistências das demais portas, isso é exemplificado nas Equações 2.40, 2.41 e 2.42 onde a n -ésima porta é definida como RFP.

$$R_n = \sum_{i=1}^{n-1} R_i \quad (2.39)$$

$$B_n = A_n - \frac{\sum_{i=1}^n A_i}{\sum_{i=1}^{n-1} R_i + R_n} \cdot 2 \cdot R_n \quad (2.40)$$

$$B_n = A_n - \frac{\sum_{i=1}^n A_i}{2 \cdot R_n} \cdot 2 \cdot R_n \quad (2.41)$$

$$B_n = -\left(\sum_{i=1}^{n-1} A_i\right) \quad (2.42)$$

Também é necessário calcular que a reflexão para as demais portas, que não são RFP, baseando-se no resultado da Equação 2.36, esse resultado é dado na Equação 2.44 onde esse resultado é calculado para uma porta ν qualquer.

$$B_\nu = A_\nu - 2 \cdot \frac{R_\nu}{\sum_{i=1}^{n-1} R_i + R_n} \cdot \sum_{i=1}^n A_i \quad (2.43)$$

$$B_\nu = A_\nu - \frac{R_\nu}{R_n} \cdot \sum_{i=1}^n A_i \quad (2.44)$$

Pode-se então definir um novo γ conforme a Equação 2.45 e tem-se a reflexão simplificada de acordo com a Equação 2.46.

$$\gamma_\nu = \frac{R_\nu}{R_n} \quad (2.45)$$

$$B_\nu = A_\nu - \gamma_\nu \cdot \sum_{i=1}^n A_i \quad (2.46)$$

2.1.5.2 Conexões em paralelo

Para uma conexão em paralelo de n elementos conforme indicado na Figura ??, as correntes e tensões podem ser calculadas conforme as Equações 2.47 e 2.48:

$$V_1 = V_2 = \dots = V_n \quad (2.47)$$

$$\sum_{i=1}^n I_i = 0 \quad (2.48)$$

Usando a Equação 2.3 resolvida para I , a Equação 2.47 na Equação 2.48 e considerando a admitância $G_i = \frac{1}{R_i}$ tem-se a Equação e 2.50

$$\sum_{i=1}^n (G_i \cdot (A_i - V_i)) = 0; \quad (2.49)$$

$$V = \frac{\sum_{i=1}^n (G_i \cdot A_i)}{\sum_{i=1}^n (G_i)} \quad (2.50)$$

Substituindo então a Equação 2.5 na Equação 2.50 tem-se finalmente a Equação 2.55 que define a relação entre onda incidente e refletida no conector série para uma porta ν .

$$\frac{A_\nu + B_\nu}{2} = \frac{\sum_{i=1}^n (G_i \cdot A_i)}{\sum_{i=1}^n (G_i)} \quad (2.51)$$

$$B_\nu = 2 \cdot \frac{\sum_{i=1}^n (G_i \cdot A_i)}{\sum_{i=1}^n (G_i)} - A_\nu \quad (2.52)$$

$$\gamma_i = \frac{2 \cdot G_i}{\sum_{j=1}^n (G_j)} \quad (2.53)$$

$$A_0 = \sum_{i=1}^n (\gamma_i \cdot A_i) \quad (2.54)$$

$$B_\nu = A_\nu - A_0 \quad (2.55)$$

É importante chamar à atenção o fato de que a soma de todos os γ calculados de acordo com a Equação 2.53 deve ser igual a 2. Também se percebe pela Equação 2.55 que há uma relação instantânea entre onda incidente A_ν e onda refletida B_ν , para evitar esse efeito pode-se definir uma porta como RFP forçando sua admitância de entrada a ser igual à soma das admitâncias das demais portas.

Considerando então que n-ésima porta é RFP e baseando-se na Equação 2.50, tem-se então a Equação 2.61 que apresenta a onda refletida desta porta e a Equação 2.63 que apresenta a onda refletida para as demais portas.

$$G_n = \sum_{i=1}^{n-1} (G_i) \quad (2.56)$$

$$V = \frac{\sum_{i=1}^{n-1} (G_i \cdot A_i) + \sum_{i=1}^{n-1} (G_i \cdot A_i) \cdot A_n}{2 \cdot \sum_{i=1}^{n-1} (G_i)} \quad (2.57)$$

$$\frac{A_n + B_n}{2} = \frac{\sum_{i=1}^{n-1} (G_i \cdot A_i) + \sum_{i=1}^{n-1} (G_i \cdot A_i) \cdot A_n}{2 \cdot \sum_{i=1}^{n-1} (G_i)} \quad (2.58)$$

$$B_n = \frac{\sum_{i=1}^{n-1} (G_i \cdot A_i)}{G_n} + A_n \cdot \frac{G_n}{G_n} - A_n \quad (2.59)$$

$$\gamma_i = \frac{G_i}{G_n} \quad (2.60)$$

$$B_n = \sum_{i=1}^{n-1} (\gamma_i \cdot A_i) \quad (2.61)$$

$$B_\nu = \frac{\sum_{i=1}^{n-1} (G_i \cdot A_i)}{G_n} + A_n \cdot \frac{G_n}{G_n} - A_\nu \quad (2.62)$$

$$B_\nu = B_n + A_n - A_\nu \quad (2.63)$$

2.1.5.3 Resumo das conexões

A Tabela ?? apresente em resumo as características no domínio W para os componentes de 2 portas que serão utilizados neste trabalho.

2.1.6 Não linearidades no domínio W

2.1.7 Amplificadores operacionais no domínio W

Nesta seção será descrito como simular amplificadores operacionais ideais no domínio W com base no trabalho de Paiva et al. (2012). Há métodos de simulação de amplificadores operacionais capazes de lidar com não idealidades (WERNER; SMITH; ABEL, 2015) (WERNER et al., 2016), mas estes fogem do escopo deste trabalho.

Amplificadores operacionais (amp op) são componentes amplamente utilizados em eletrônica analógica e especificamente na criação de efeitos de distorção, em conjunto com diodos, que é o foco deste trabalho. Afim de criar um equivalente a este componente para simulação um modelo tradicional é dado na Figura (BOYLESTAD; NASHELSKY; LI, 2002). Neste modelo a fonte de tensão variável depende das tensões nos terminais de entrada positivo e negativo, isso faz com que a solução deste modelo dependa de equações

adicionar
tabela
com
re-
sumo
das
carac-
terísti-
cas no
domí-
nio W
para 2
portas

Adicionar
figura
do
mo-
delo
do

implícitas o que é computacionalmente complexo e, conseqüentemente, indesejado em processamento de áudio em tempo real.

Analisando as características de um amp op ideal (impedância de entrada infinita, impedância de saída nula e ganho infinito) pode-se assumir que a resistência R_i é infinita (um circuito aberto) e a resistência R_o é nula (um curto circuito). Levando em consideração essas idealidades o modelo do amp op pode ser descrito conforme o conjunto de circuitos da Figura . A grande vantagem deste novo modelo é que não existem equações implícitas.

Com base n

2.2 Espaço de Estados

Adiciona
figura
mo-
delo
do
ampli-
fica-
dor
ideal

3 Metodologia Experimental

- 3.1 Pedais a serem modelados
- 3.2 Modelamento em filtro digital de onda
- 3.3 Código spice do circuito

4 Resultados

4.1 Resultados circuito 1

4.2 Resultados circuito 2

5 Conclusões

6 Propostas de Trabalhos Futuros

Referências Bibliográficas

BOGASON, O. *Wave Digital Notebook*. 2017. Disponível em: <https://github.com/multivac61/wave_digital_notebook/blob/master/WDFs_in_circuit_emulation.ipynb>. Citado 5 vezes nas páginas 16, 17, 19, 20 e 21.

BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY, L.; LI, L. *Electronic devices and circuit theory*. [S.l.]: Prentice Hall Englewood Cliffs, NJ, 2002. v. 11. Citado na página 25.

FERREIRA, F. K. *Modelagem de sistemas de áudio não lineares a partir do método da varredura senoidal*. 2016. Citado na página 13.

FETTWEIS, A. Wave digital filters: Theory and practice. v. 74, p. 270 – 327, 03 1986. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 15.

HAMM, R. O. Tubes versus transistors-is there an audible difference. *Journal of the audio engineering society*, Audio Engineering Society, v. 21, n. 4, p. 267–273, 1973. Citado na página 13.

HAYKIN, S. S.; VEEN, B. V. *Signals and systems*. 2nd ed. ed. New York: Wiley, 2003. ISBN 0471164747 (cloth : alk. paper). Disponível em: <<http://www.loc.gov/catdir/description/wiley0310/2002027040.html>>. Citado na página 13.

IDA, N. Reflection, transmission, and scattering of waves. In: _____. *Microwave NDT*. Dordrecht: Springer Netherlands, 1992. p. 103–151. ISBN 978-94-011-2739-4. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/978-94-011-2739-4_4>. Citado na página 16.

KUBIN, G. Wave digital filters: Voltage, current, or power waves? In: *ICASSP '85. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. [S.l.: s.n.], 1985. v. 10, p. 69–72. Citado na página 16.

OPPENHEIM, A.; WILLSKY, A.; NAWAB, S. *Signals and Systems*. Prentice Hall, 1997. (Prentice-Hall signal processing series). ISBN 9780138147570. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=LwQqAQAAMAAJ>>. Citado na página 13.

PAIVA, R. C. D. et al. Emulation of operational amplifiers and diodes in audio distortion circuits. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, v. 59, n. 10, p. 688–692, Oct 2012. ISSN 1549-7747. Citado 2 vezes nas páginas 14 e 25.

WERNER, K. J. et al. Wave digital filter modeling of circuits with operational amplifiers. In: *2016 24th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1033–1037. Citado na página 25.

WERNER, K. J.; SMITH, J. O.; ABEL, J. S. Wave digital filter adaptors for arbitrary topologies and multiport linear elements. In: *International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-15)*. Trondheim, Norway: [s.n.], 2015. . Disponível em: <<http://www.ntnu.edu/web/dafx15/program>>. Citado na página 25.

YEH, D. *Tutorial on Wave Digital Filters*. 2008. Tutorial. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 21.

YEH, D.; SMITH, J. Simulating guitar distortion circuits using wave digital and nonlinear state-space formulations. 09 2008. Citado 4 vezes nas páginas 14, 16, 19 e 21.

ZÖLZER, U.; AMATRIAIN, X. *DAFX: digital audio effects*. Chichester: Wiley, 2002. ISBN 0471490784. Disponível em: <<http://www.loc.gov/catdir/description/wiley036/2002280336.html>>. Citado na página 13.

Apêndices

Anexos