

Thomaz Chaves de Andrade Oliveira

MODELAGEM COMPUTACIONAL DE AMPLIFICADORES
VALVULADOS

Campinas
2013

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Thomaz Chaves de Andrade Oliveira

MODELAGEM COMPUTACIONAL DE AMPLIFICADORES VALVULADOS

Tese de doutorado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, da Universidade Estadual de Campinas, como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Automação.

Orientador: Prof. Dr. Gilmar Barreto

Co-Orientador: Prof. Dr. Alexander Mattioli Pasqual

Este exemplar corresponde à versão final da tese defendida pelo aluno Thomaz Chaves de Andrade Oliveira, e orientada pelo Prof. Prof. Dr. Gilmar Barreto

Campinas
2013

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

OL4m Oliveira, Thomaz Chaves de Andrade, 1982-
Modelagem computacional de amplificadores valvulados / Thomaz Chaves de
Andrade Oliveira. – Campinas, SP : [s.n.], 2013.

Orientador: Gilmar Barreto.

Coorientador: Alexander Mattioli Pasqual.

Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de
Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Circuitos eletrônicos. 2. Processamento de sinais. 3. Som. 4. Engenharia
acústica. 5. Amplificadores a válvula eletrônica. I. Barreto, Gilmar, 1958-. II.
Pasqual, Alexander Mattioli. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade
de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Computer modelling of vacuum-tube amplifiers

Palavras-chave em inglês:

Electronic circuits

Signal processing

Sound

Acoustic engeneering

Electronic valve amplifiers

Área de concentração: Automação

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Gilmar Barreto [Orientador]

Cristiano Leite de Castro

Wilian Soares Lacerda

Rafael Santos Mendes

Leandro Tiago Manera

Data de defesa: 05-11-2013

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

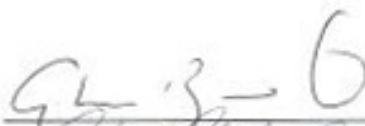
COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato: Thomaz Chaves de Andrade Oliveira

Data da Defesa: 5 de novembro de 2013

Título da Tese: "Modelagem Computacional de Amplificadores Valvulados"

Prof. Dr. Gilmar Barreto (Presidente):



Prof. Dr. Cristiano Leite de Castro:



Prof. Dr. Willian Soares Lacerda:



Prof. Dr. Rafael Santos Mendes:



Prof. Dr. Leandro Tiago Manera:



Resumo

Este trabalho apresenta informações a respeito da tecnologia de amplificação de sinais de áudio através do uso de válvulas termiônicas. Esta tecnologia possui características sonoras especiais que fazem a mesma preferida pelos músicos e audiófilos, sendo assim muito utilizada até os dias atuais no ramo de amplificação de instrumentos musicais e em amplificadores de alta fidelidade. O foco deste trabalho está em amplificadores para instrumentos musicais, como os produzidos pelos fabricantes: Fender, Marshall, Giannini e muitos outros.

Este trabalho apresenta as características deste tipo de tecnologia assim como as técnicas para a geração de modelos digitais destes dispositivos. A primeira parte deste trabalho teve o objetivo traçar todo o histórico da evolução dos amplificadores valvulados. Este histórico teve o seu início com os primeiros circuitos utilizados para aumentar a potência de sinais de telegrafia e outros dispositivos semelhantes conhecidos como ampliadores. A evolução dos amplificadores retratada neste trabalho tem como um dos seus focos a tecnologia de amplificadores à válvula de fabricação brasileira, tema inédito na literatura nacional. Os fabricantes nacionais abordados foram: os Giannini, C. S. Sound, Palmer, Phelpa, Snake entre outros da atualidade.

A modelagem computacional destes amplificadores e a simulação são abordadas através de uma revisão teórica do estado da arte desta tecnologia. Esta revisão foi dividida entre a modelagem das partes linear e não-linear de um amplificador. A parte linear dos filtros é modelada através da resposta em frequência do sistema ou através da análise de circuitos para se extrair através dos esquemas, a transferência teórica do sistema para uma determinada resposta em frequência. A modelagem não-linear, que é responsável pela característica do timbre dos amplificadores em regimes de alta potência e que introduz distorção não-linear no sinal, é realizada digitalmente por *Waveshapers* estáticos, *Wave Digital Filters*, equações de estados com resolução de métodos numéricos das equações diferenciais ordinárias dos circuitos entre outros. Para a simulação dos triodos e pentodos nestes circuitos, utiliza-se as equações fenomenológicas de Koren para triodos e pentodos.

Como caso de estudo de modelagem computacional de amplificadores valvulados, foi implementado um modelo digital em *Wave Digital Filters* do amplificador de projeto e fabricação nacional Giannini True reverber. A contribuição inovadora deste trabalho se deve a esta implementação, onde os parâmetros do circuito foram obtidos a partir do amplificador real. Os resultados deste trabalho demonstram uma grande diferença entre o amplificador real e o amplificador virtual, constatando desta maneira que as equações fenomenológicas para válvulas são uma aproximação simplificada para os circuitos de áudio valvulados. A conclusão final deste trabalho é que existe uma grande diferença entre os sinais distorcidos pelos dispositivos valvulados físicos e as simulações computacionais, principalmente quando as mesmas são realizadas com parâmetros reais de circuitos, sendo este o caso deste trabalho.

Palavras-chave: Eletrônica analógica, Triodos, Pentodos, Processamento de sinais digitais, processamento linear, processamento não linear, engenharia de áudio, amplificadores valvulados, simulação de sistemas, simulações de circuitos analógicos, válvulas termiônica, *Wave Digital Filters*, Equações Ordinárias Diferenciais, Identificação de sistemas, histórico dos amplificadores, evolução da engenharia eletrônica.

.

Abstract

This work's objective was to present the reader with information regarding the use of vacuum-tube thermionic valves for the use in audio signal amplification. For musicians and audiophiles, this technology has special characteristics that make it suitable for amplifying musical instruments and hi-fidelity audio amplifiers. The main focus of this work is on amplifiers for musical instruments, such as those produced by the following brands: Fender, Marshall, Giannini and Marshall. One of this work's main objectives was also to clarify the characteristics that make these devices so attractive for musical purposes and to review the techniques for generating virtual analog digital amplifiers, that is, software that emulate analog circuits.

It is also present in this work the theory of thermionic valve circuits for audio amplifiers, approaching rectifying diodes, triodes and pentodes in preamplifier and power amplifier circuits. Equalization filters were also covered.

The following focus of this work is on the computational modeling and simulation of these amplifiers, that is covered as a review of the state of art of this technology. The modeling is either categorized as linear or nonlinear. The linear part of amplifiers are the filters, that is modeled by the system's frequency response, by means of either system identification procedures, or by electronic schematics analysis, by which a system frequency transfer can be mathematically derived by means of the circuit's Laplace transform.

The nonlinear models that are responsible for the tone characteristics of a amplifier in "Overdrive". This type of distortion can be modeled digitally by the following techniques: Static Digital Waveshapers, system's state equations with numerical solving methods for Ordinary Differential Equations of the non-linear circuits, and other techniques such as Wave Digital Filters. Modeling vacuum-tube amplifiers by the use of a system of equations requires special nonlinear equations that model the general behavior of vacuum-tubes, either triodes or pentodes. The Equations that are mostly used for modeling these devices are Koren's triode and pentode equations. The more precise the numerical method, for solving theses equations, more computer power is required, so for efficiency, a compromise is necessary for real time audio simulation.

Since Distortion introduces many new frequencies in a system, distortion in a digital signal can create aliasing since the new frequencies fold back to spectrum determined by the sampling frequency by Nyquist theorem. So all simulations run oversampled in the distortion blocks.

Nonlinear models validating techniques are also approached in this work, with the goal of comparing a real amplifier with its corresponding virtual analog. The techniques employed for the comparison of these are: Single tone analysis, logsweep analysis, transient signal analysis and intermodular distortion analysis. The all vacuum-tube 1969 Giannini True reverber amplifier was used as a case study. A virtual Wave Digital Filters analogue model of this amplifier was implemented and was compared to the real amplifier. The results presented in this work enhance that present tube simulation methodologies and equations do not present precise results when compared to real amplifiers in strong "Overdrive" situations.

Keywords: Analog Electronics, Vacuum-tube amplifiers, Digital Signal Processing, linear processing, nonlinear processing, audio engineering, system simulation, analog circuit simulation, thermionic valves, Wave Digital Filters, Amplifier History, evolution of electronic Engineering.

Sumário

Lista de Figuras	xix
Lista de Tabelas	xxiii
Glossário	xxv
Lista de Símbolos	xxv
Trabalhos Publicados Pelo Autor	xxvii
1 Introdução	1
1.1 Conceito de Amplificador	2
1.2 Sobre amplificadores de áudio valvulados e válvulas termiônicas	3
1.3 Importância da subjetividade para caraterizar os timbres de amplificadores	6
1.4 Vantagens e desvantagens das válvulas e transistores	8
1.4.1 Vantagens das válvulas em amplificadores de áudio	10
1.4.2 Desvantagens das válvulas	12
1.4.3 Vantagens dos transistores	13
1.4.4 Desvantagens dos transistores	14
1.5 Sumarização comparativa	17
1.6 O que será abordado nesta tese:	18
1.6.1 Histórico da amplificação	18
1.6.2 Válvulas termiônicas e e circuitos valvulados	18
1.6.3 Modelagem computacional de amplificadores valvulados.	18
1.6.4 Simulação do amplificador Giannini True Reverber	19
1.6.5 Conclusão	19
2 Histórico dos amplificadores valvulados	21
2.1 Introdução	21
2.1.1 Motivação	21
2.2 Amplificação sonora	22
2.3 Invenção das válvulas termiônicas	24
2.3.1 Válvula de Fleming (diodo)	25
2.3.2 Válvula de Lee de Forest (Triodo)	26
2.3.3 Tetrodos e Pentodos	28

2.3.4	Os primeiros amplificadores	29
2.4	Principais Fabricantes de Amplificadores Valvulados	31
2.4.1	Fender Music Instruments	31
2.4.2	Marshall Amplification	32
2.4.3	Vox	35
2.4.4	Mesa Engineering Ltda.	38
2.5	Amplificadores valvulados brasileiros	40
2.5.1	Giannini	40
2.5.2	C. S. Sound	43
2.5.3	Palmer	44
2.5.4	Meteoro Amplifier	46
2.5.5	Outros fabricantes brasileiros	46
2.6	Conclusão	48
3	Válvulas termiônicas e amplificação valvulada	51
3.1	Introdução	51
3.2	Nomenclatura das válvulas	51
3.2.1	Nomenclatura europeia (sistema <i>Pro-Electron</i>)	52
3.2.2	Nomenclatura americana sistema <i>RETMA</i>	52
3.3	Emissão termiônica	53
3.3.1	Dinâmica dos elétrons no espaço intereletródico	54
3.3.2	Equações da dinâmica dos elétrons no espaço intereletródico	57
3.4	Elementos constituintes das válvulas	59
3.4.1	Catodos e filamentos	59
3.4.2	Catodos de aquecimento direto	60
3.4.3	Catodos de aquecimento indireto	60
3.4.4	Grades	63
3.4.5	Placas	63
3.4.6	Invólucro	64
3.5	Diodos	64
3.5.1	Retificação	67
3.6	Triodos	67
3.6.1	Funcionamento do triodo	69
3.6.2	Parâmetros dos triodos em regiões lineares	75
3.7	Circuitos amplificadores	76
3.7.1	Pré-amplificadores	77
3.7.2	Equalização e filtros RC	92
3.7.3	Estágios de saída em amplificadores de potência e Classes de Amplificação	101
3.7.4	Tetrodos	109
3.7.5	Pentodos	111
3.8	Transformador de saída	111
3.9	Válvulas NOS	114
3.10	Modelagem matemática das válvulas termiônicas	116
3.10.1	Modelos de Rydel e Leach para triodos e pentodos	116

3.10.2	Equações de triodos e pentodos de Koren	117
3.10.3	Equações de Cohen	121
3.11	Conclusão	122
4	Modelagem e simulação de amplificadores valvulados	125
4.1	Introdução	125
4.1.1	Modelos e modelagem matemática	126
4.2	Simulações com dispositivos de estado sólido	127
4.2.1	Primeiros dispositivos substituidores	127
4.2.2	Circuitos de estado sólido com finalidade específica de simular timbres de amplificadores valvulados	128
4.3	Implementações digitais de circuitos analógicos valvulados	128
4.4	Modelagem dos filtros lineares em amplificadores	129
4.4.1	Abordagem caixa-preta	130
4.4.2	Abordagem caixa-branca	132
4.5	Modelagem não-linear	133
4.6	Alteração estática na forma de onda ou <i>waveshaping</i> estático	134
4.6.1	Alterações nos métodos de <i>waveshaping</i>	139
4.6.2	<i>Waveshaper</i> dinâmico	141
4.6.3	Modelagem com polinômios de Chebychev	144
4.7	Tabelas de relações não-lineares	145
4.8	Sobreamostragem	146
4.9	Não-linearidades com memorização	147
4.10	Sistemas de equações diferenciais ordinárias não-lineares	149
4.10.1	Simulação através de equações de estados	150
4.10.2	Discretização das formulações	151
4.10.3	Forma Canônica das equações de estado	152
4.10.4	Simulação no SPICE	156
4.10.5	Filtros não-lineares diversos	157
4.10.6	Convolução dinâmica	158
4.11	Representações de modelagem não linear através de séries temporais	159
4.11.1	Representação através da expansão das séries de Volterra	159
4.12	Wave Digital Filters	160
4.12.1	Fundamentos dos Wave Digital Filters	161
4.12.2	Propriedades dos modelos WDF	162
4.12.3	Propagação de sinais em modelos WDF	162
4.12.4	Elementos de circuitos na modelagem WDF	163
4.12.5	Portas	164
4.12.6	Incompatibilidade entre portas e laços sem atraso	165
4.12.7	Block Compiler	166
4.12.8	Modelos de triodos em Wave Digital Filters	166
4.12.9	Modelos WDF da etapa de saída de um amplificador	167
4.12.10	Modelagem WDF do Transformador de Saída	168
4.12.11	Outros métodos para a simulação de Amplificadores	169

4.13	Conclusão	170
5	Modelagem do amplificador True Reverber II	173
5.1	Introdução	173
5.1.1	Características do True reverber II	174
5.2	Definições: indicadores de não-linearidade	176
5.2.1	Distorção Harmônica	177
5.3	Análise de distorção não-linear	177
5.3.1	Análise senoidal	177
5.3.2	Varredura logarítmica	178
5.3.3	Análises de distorção intermodular	178
5.3.4	Análise de resposta a transientes	179
5.3.5	Equipamento analisado	179
5.3.6	Modelagem WDF	180
5.3.7	Parâmetros de teste	180
5.4	Resultados da simulação do True Reverber com a metodologia WDF	181
5.4.1	Análise no domínio do tempo	181
5.4.2	Resultado da análise senoidal	182
5.4.3	Resultado da análise a sinais transientes	183
5.4.4	Resultado da varredura logarítmica	186
5.4.5	Resultado de teste de distorção intermodular	187
5.5	Conclusão	189
6	Conclusões e propostas para futuros trabalhos	191
6.1	Fechamento e sugestões para futuros trabalhos	193
	Referências bibliográficas	196
A	Apêndices	215
A.1	Restauração de amplificadores	215
A.2	Fender Super Twin Reverb	215
A.2.1	Recap	216
A.2.2	Substituição das Válvulas	217
A.2.3	Tanque de Reverb	217
A.2.4	Gabinete	218
A.2.5	Resultado Final	218
A.3	Giannini Tremendão	219
A.3.1	Recap	221
A.3.2	Banho Anticorrosivo	221
A.3.3	Substituição das válvulas	221
A.3.4	Substituição do Transformador de Saída	222
A.3.5	Gabinete	222

Aos meus pais, irmão, e amigos

Agradecimentos

Ao meu orientador Gilmar Barreto sou grato pela orientação e pela oportunidade de trabalhar com algo de meu próprio interesse.

A Alexander que me ajudou muito nesta jornada de juntar a música a engenharia.

Ao professor Joaquim que me despertou o interesse pela eletricidade.

Aos colegas do LCSi, Thales e Murilo pelas horas de boas conversas.

À Dulcinéia pelo amor e apoio nestes difíceis anos.

Aos demais colegas de pós-graduação, pelas críticas e sugestões.

À minha família pelo apoio durante esta jornada.

Ao meu irmão Thiago, pelo incentivo na Música e no ramo tecnológico.

Ao meu amigo Fábio Luthier, onde em sua oficina começamos a ludicamente aprender sobre amplificadores.

A Jim Marshall e Leo Fender, que iniciaram um legado de amplificadores valvulados.

A FEEC da Unicamp, pela oportunidade que me foi dada.

Aos amigos: Sáder, Rafael Pego, Rafael Mazzini, Rafael Pego, Luan e Henrique Biscot, pela confiança em mim que foi depositada no aprendizado da eletrônica analógica.

Aos alunos da UFLA que muito me ensinaram durante o tempo como professor.

Ao colega Wilian Lacerda, pela oportunidade e a confiança que me foi dada para lecionar as disciplinas Eletrônica I e II na Universidade Federal de Lavras.

À Carlos Alberto Lopes que trouxe ao Brasil a tecnologia de fabricação de amplificadores de guitarra.

À Silvia Regina Pheifer pelas aulas de piano e a dedicação e paciência pelo ensino da música erudita.

À Silvio Bastos Powerval, que iniciou a curiosidade para aprender sobre os circuitos valvulados.

À Luciano (Bodinho) e Luis Marcelo, pelos trabalhos publicados no mestrado e o consequente interesse pelo processamento de Sinais Digitais.

À CAPES, pelo apoio financeiro.

Ao amigo Marco Aurélio pelos conselhos e ajuda

Aos amigos e clientes que restauraram diversos amplificadores e a mim confiaram tal tarefa.

A Jyri Pakarinen e Raphael Paiva, pelos conselhos e pelos códigos compartilhados e pelos trabalhos inspiradores.

Ao Português (José), que restaurou o meu Ford Maverick e com muito amor e carinho.

Lista de Figuras

1.1	Imagem mostrando a reedição da Válvula Gold Lion 6550 pelo fabricante russo New Sensor.	5
1.2	Fender Super Twin Rerverb de 1977.	6
1.3	Sinal Transiente, Treeby, .B. E. [184].	10
1.4	Gráfico das distorções geradas por: (a) válvula amplificadora triodo, (b) válvula amplificadora pentodo e (c) Transistor bipolar, Hamm [77].	10
1.5	Diferença de tamanho entre válvulas e transistores.	12
1.6	Diferença da hardware para computação transistorizada e valvulada.	14
2.1	(a) O ampliador através do efeito descoberto por Johnsen e Rahbeck; (b) Ampliador de Selênio de Cox, fonte [127].	24
2.2	Desenho da válvula de Fleming, presente na patente de seu invento, 1905.	25
2.3	Experimento de Fleming que descobriu a válvula diodo, a corrente só passa em um sentido.	26
2.4	Lee De Forest, 1873 – 1961, inventor da válvula Triodo, fonte [26].	27
2.5	(a) Desenho da válvula tríodo, (b) Triodo de De Forest.	27
2.6	(a) Detector e amplificador através da 'Audion'. (b) Amplificador de três estágios através da 'Audion', fonte [26].	28
2.7	Guitarra Havaiana da Gibson, anos 30 e 40.	30
2.8	(a) Marshall Lead 100; (b) Fender Bassman 5F6-A.	31
2.9	Jim Marshall (1923 - 2012).	33
2.10	Tom Jennings e Dick Denney, fonte [83].	35
2.11	Vox AC30, modelo da JMI, anos 1960.	37
2.12	Mesa Engineering/Boogie MK-I.	39
2.13	O Terço, banda brasileira de rock progressivo.	41
2.14	Amplificador Giannini Tremendão T3.	43
2.15	Giannini Classic T - Anos 2011 e 2012.	43
2.16	C.S Sound - Amplificador Valvulado brasileiro de 200W RMS.	44
2.17	Amplificador Palmer de 200W, fonte [153].	46
2.18	Destroyer amplificador da Meteoro Amplifier.	47
2.19	Amplificador de guitarra snake (anos 1960-1970) fotos promocionais.	47
2.20	Amplificador de propósito geral Alex, ano 1965.	48

3.1	Dependência entre a corrente de placa e a taxa de emissão do catodo, para uma tensão de placa constante.	56
3.2	Limitação da corrente de placa pela carga espacial	57
3.3	Ionização de gás no interior de um pentodo EL90, resultando em aparência azulada do gás. O amplificador da foto é brasileiro, da marca Alex, ano de fabricação 1965. .	58
3.4	Catodo de aquecimento direto.	60
3.5	Catodo de aquecimento indireto.	61
3.6	Catodos de aquecimento direto (à direita) e indireto (à esquerda).	62
3.7	Estrutura física de uma válvula triodo.	64
3.8	Representação esquemática de válvulas diodos.	65
3.9	Corrente circulando em um diodo retificador (a) em condução (b) em corte	66
3.10	Circuito para gerar as curvas de uma válvula diodo.	66
3.11	Retificação de meia onda através da válvula diodo GZ34.	68
3.12	Retificação de corrente alternada através da válvula diodo duplo 5Y3 presente no circuito do amplificador brasileiro Alex e também no mais renomado Fender Harvard [87].	68
3.13	Representação esquemática de triodos.	69
3.14	Carga espacial do triodo controlada pela grade.	70
3.15	Circuito para gerar as curvas de uma válvula diodo, variando-se a tensão de grade. . .	71
3.16	Circuito gerador de curvas do triodo variando-se V_p	73
3.17	Curva de transcondutância para um triodo 6AV6	74
3.18	As curvas típicas para um triodo 6AV6 ou 12AX7 (válvula com duplo triodo).	75
3.19	Divisão em blocos de um amplificador valvulado para guitarra.	77
3.20	Circuito de polarização de um triodo.	78
3.21	Características de placa de um triodo 12AX7.	79
3.22	Circuito amplificador básico sem polarização automática.	80
3.23	Circuito catodo-comum com polarização automática da grade.	81
3.24	Circuito catodo-comum com polarização automática da grade, e capacitor de desvio (<i>bypass</i>).	83
3.25	Amplificador polarizado - análise DC e AC.	86
3.26	Curvas do triodo 12AU7 ou ECC82.	87
3.27	Circuito seguidor de catodo [87].	91
3.28	Curvas da corrente de placa e tensão placa e catodo para um amplificador seguidor de catodo.	92
3.29	Circuito de tonalidade simples [41].	93
3.30	Circuito de tonalidade aprimorado [41].	94
3.31	Circuito de tonalidade de Bandaxall [41].	95
3.32	Circuito realimentado de Bandaxall com duas bandas [41].	97
3.33	Resposta de frequência e fase do circuito de equalização de Bandaxall com duas bandas [41].	98
3.34	Circuito de equalização de Bandaxall com controle da banda de “Médios” [41]. . . .	99
3.35	Resposta de frequência e fase do circuito de equalização de Bandaxall com variação para o controle de médios.	100
3.36	Sinais gerados pelo triodo de inversão de fase.	101

3.37	Polarização em classe A.	103
3.38	Corrente e tensão em um triodo 12AT7 durante alguns ciclos de excitação.	104
3.39	Polarização em classe B.	105
3.40	Distorção de cruzamento (<i>crossover</i>).	105
3.41	Polarização em classe AB.	106
3.42	Curvas do circuito push-pull 50W com um par de EL34.	107
3.43	Circuito valvulado em classe AB com pentodos EL34 na etapa de potência gerando 50W RMS de potência máxima.	108
3.44	Polarização em classe C.	109
3.45	Esquema de um tetrodo amplificador.	110
3.46	Curvas de um tetrodo.	110
3.47	As curvas típicas para um pentodo EL84.	111
3.48	Tensão e corrente no enrolamento secundário do transformador de saída.	113
3.49	Efeitos secundários presentes em um transformador real.	113
3.50	Válvula NOS 6L6GC americana, produzida pela General Eletrics.	115
3.51	Características do triodo 12ax7 - modelo do spice de Leach [108].	118
3.52	Características do triodo 12ax7 - modelo do spice melhorado de Koren [99].	119
3.53	Características de placa da válvula 6550 - curvas geradas pelo modelo de Koren [99] para pentodos.	120
4.1	Distorções lineares e não-lineares.	129
4.2	Painel frontal do amplificador Palmer P120b.	130
4.3	Resposta ao impulso de um filtro RC.	131
4.4	Representação de um sistema de distorção não-linear.	134
4.5	Diagrama de blocos da patente de Araya e Suyama [6].	135
4.6	Gráfico do <i>waveshaper</i> da equação 4.1 de Araya e Suyama [6].	136
4.7	Onda senoidal de 1 kHz filtrada pela Equação 4.1 de Araya e Suyama [6] nos domínios do tempo e da frequência.	136
4.8	Gráfico da função de transferência da Equação 4.2 de Werneck [192].	137
4.9	Filtragem de um sinal de entrada senoidal pela Equação 4.2 de Werneck [192] nos domínios do tempo e da frequência.	137
4.10	Waveshapers simétricos (Eq.4.3) e assimétricos (Eq.4.4), propostos por Doidic et al. [47].	138
4.11	Sinal senoidal de 1 kHz filtrado pela Eq. 4.3 nos domínios do tempo e da frequência.	139
4.12	Sinal senoidal de 1 kHz filtrado pela Eq. 4.4 nos domínios do tempo e da frequência.	139
4.13	<i>Waveshaper</i> de Araya e Suyama [6] para o efeito de fuzz e de Doidic et al. [47].	140
4.14	Sinal senoidal de 1 kHz filtrado pela Eq. 4.5 nos domínios do tempo e da frequência.	140
4.15	Sinal senoidal de 1 kHz filtrado pela Eq. 4.6 nos domínios do tempo e da frequência.	142
4.16	Waveshaper assimétrico proposto por Gallo [68] [67]	143
4.17	Um sinal senoidal de 1 kHz filtrado pela Eq. 4.7 nos domínios do tempo e da frequência como os parâmetros $a = 0.3$ e $b = 0.7$	143
4.18	Tabulação dos dados das equações de válvulas, fonte adaptada de Yeh [194].	146
4.19	Esquema em blocos do processamento de sinais e sobreamostragem de Doidic et al. [47].	148

4.20	Fluxo do sinal em um sistema simples.	163
4.21	Componentes básicos dos Wave Digital Filters - cortesia de Rafael Paiva.	163
4.22	Componentes dos Wave Digital Filters - Fonte [90].	164
4.23	Interconexão de dois dispositivos de duas portas.	165
4.24	Primeiro triodo modelado digitalmente através de Wave Digital Filters por Karjalainen e Pakarinen[93].	167
4.25	A saída de um amplificador a triodos foi modelada segundo Karjalainen e Pakarinen [142].	168
5.1	Foto do promocional de época do True Reverber II	173
5.2	Foto do Circuito do True Reverber II	175
5.3	Esquema original de manutenção da Giannini fornecido para os técnicos nos anos 60 e 70 [69]	176
5.4	Fonte de alimentação do true reverber [69].	176
5.5	Esquema do pré-amplificador do True Reverber para simulação WDF e medições do pré-amplificador	180
5.6	Representação WDF para o pré-amplificador do Giannini True Reverber	181
5.7	Filtragem do sinal para uma excitação senoidal de 400 kHz no domínio do tempo, para o amplificador real Giannini True Reverber.	182
5.8	Resultado da Análise Senoidal - para o amplificador real.	183
5.9	Resultado da Análise Senoidal - para o amplificador virtual WDF.	183
5.10	Análise a transientes - True Reverber Real	185
5.11	Resultado para a análise de transientes do modelo WDF do True Reverber	185
5.12	Resultado da varredura logarítmica - True Reverber real	186
5.13	Resultado para a varredura logarítmica - Modelo WDF	186
5.14	Percentual de Distorção Intermodular.	188
5.15	Resultado para a análise de distorção intermodular - Modelo WDF	188
A.1	Esquema do Fender Super Twin Reverb de 1977.	216
A.2	Chassis do Amplificador Fender Super Twin Reverb - antes da restauração.	217
A.3	Gabinete do amplificador - antes da restauração.	218
A.4	Fender após o final da restauração - utilizado em estúdio Profissional.	219
A.5	Esquema do Amplificador Tremendão T - II de 1969	220
A.6	Passos da restauração do Tremendão T-II	222
A.7	Amplificador Finalizado - Tremendão T-II	223

Lista de Tabelas

2.1	Especificações do Palmer - modelo 3P200 - Fonte [153].	45
3.1	Primeira letra da nomenclatura das válvulas termiônicas.	52
3.2	Segunda letra da nomenclatura das válvulas termiônicas.	53
3.3	Valores de I_p em função de V_p , fonte [38].	66
3.4	Valores típicos para o triodo 12AU7 [41].	87
3.5	Valores para uma implementação de um filtro de tonalidade simples [41].	95
3.6	Valores para uma implementação do filtro com tonalidade de “Graves” e “Agudos” [41].	96
3.7	Valores típicos para o equalizador realimentado de Bandaxall com duas bandas (“Graves” e “Agudos”) [41].	96
3.8	Valores típicos para o equalizador realimentado de Bandaxall com três bandas (“Graves”, “Agudos” e “Médios”).	99
3.9	Relação de espiras entre o enrolamentos primário e secundário de um transformador de saída de acordo com as resistências de placas das válvulas [183].	114
3.10	Parâmetros das válvulas para simulação no SPICE utilizando os modelos Koren . . .	119
4.1	Componentes de modelagem - Wave Digital Filters	164
5.1	Especificações do amplificador True Reverber II [69]	174

Lista de Símbolos

V_p	- Tensão de Placa
V_g	- Tensão de grade
V_{pk}	- Tensão de Placa Catodo
V_{gc}	- Tensão de Grade Catodo
I_p	- Corrente de Placa
g_m	- Transcondutância
$f.ft$	- Transformada rápida de Fourier
Q	- Ponto Q de trabalho do circuito
V_ϕ	- Parâmetro de ajuste do modelo de Cohen
λ	- Parâmetro de ajuste do modelo de Cohen
K_{vb}	- Parâmetro de ajuste do modelo de Cohen
R_p	- Resistor de Placa
r_p	- Resistência dinâmica de placa
R_p	- Resistência de placa
R_g	- Resistor de grade
R_g	- Resistor de grade
r_g	- resistência ac de grade
r_k	- resistência ac do catodo
C_{gk}	- Capacitância de Miller entre a grade e o catodo
C_{gp}	- Capacitância de Miller entre a grade e o anodo
Z_{in}	- Impedância de entrada
Z_{out}	- Impedância de saída
R_a	- Impedância total de carga
$ $	- Ligação em paralelo entre impedâncias
A_o	- Ganho em malha aberta
A_{fbk}	- Ganho em malha fechada (realimentação negativa)
F_c	- Frequência de corte
$Z_{in(cl)}$	- Impedância de entrada para amplificadores realimentados
$ $	- Ligação em Paralelo em formulações matemática

Trabalhos Publicados Pelo Autor

1. Oliveira, T., Barreto, G., Pasqual A. , Análise de Distorção Não Linear em Equipamento Valvulado, Anais da Sociedade Brasileira de Acústica, 2012, pp 211-218
2. Oliveira, T., Barreto, G., Pasqual A., Simulation of a “Giannini True Reverber” tube guitar amplifier by using wave digital filters, Simpósio Brasileiro de Computação Musical, 10-2013
3. Oliveira, T., Barreto, G., Pasqual A. , Review of digital emulation of vacuum-tube audio amplifiers and recent advances in related virtual analog models , Infocomp Journal, 10-2013
4. Oliveira, T., Barreto, G., Pasqual A., Modelagem Computacional de Efeitos de Distorções Não Lineares para Guitarra Elétrica, Revista Brasileira de Computação Aplicada, 10-2013

Capítulo 1

Introdução

A amplificação de áudio é um assunto de grande importância para o mundo moderno. Nos dias atuais, parte dos sons ouvidos no ambiente das cidades é gerado por algum circuito eletrônico de amplificação. Estes sons gerados em circuitos estão presentes em aparelhos celulares, sistemas de alto-falantes de aeroportos, rodoviárias, aparelhos de MP3, sinalização auditiva, sistemas embarcados em aparelhos, sistemas de auxílio auditivo, aparelhos de som de outras mídias analógicas e digitais, entre outros. Pode-se dizer que a sociedade do início do século XXI é dependente deste tipo de tecnologia.

No ramo musical a subjetividade do ser ouvinte, criador ou interprete é algo que está além dos horizontes relativamente objetivos da engenharia. Na atualidade, discute-se muito sobre a fusão entre os domínios eletrônicos e artísticos com o objetivo de ampliar a criação e ferramental de compositores, músicos profissionais ou amadores, arranjadores e produtores.

A partir da popularização dos computadores, na segunda metade da década de 1970, houve uma junção entre a tecnologia digital e a música. Desde então os sistemas de processamento sonoro digitais se tornaram ferramentas para qualquer tipo de aplicação de áudio. Neste contexto, a tecnologia digital tem evoluído no sentido de termos cada dia mais a virtualização de: ambientes de ensino, ambientes acústicos, instrumentos musicais, efeitos analógicos entre outros [204]. Dentre os citados anteriormente, é no ramo dos efeitos eletrônicos analógicos virtuais em que se enquadra este trabalho, cujo objetivo é referenciar os amplificadores valvulados através de modelos virtuais de amplificadores de válvulas termiônicas.

Estes amplificadores dominaram tecnologicamente o século XX até a década de 70, quando foram rapidamente substituídos pelos transistorizados até o meio dos anos 80, a medida que a tecnologia de estado sólido avançou. Na metade dos anos 90 eles ressurgiram, uma vez que os músicos que tinham experiência com este tipo de equipamento demandaram o seu retorno.

Este texto tem como objetivo discutir as utilizações de amplificadores valvulados e simulações

computacionais dos mesmos, estas podendo ser ferramentas para um músico sem acesso a estes amplificadores, uma vez que são caros. Estas simulações podem ser consideradas contextualmente ferramentas em potencial para referenciar timbres clássicos de certos músicos, tratando-se como ferramentas de potencial educativo. A medida que as simulações tornem-se mais precisas, os timbres simulados irão aproximar melhor os timbres dos amplificadores valvulados.

A tendência atual de simular equipamentos analógicos do passado com técnicas modernas de simulação via processamento de sinais digitais originou um termo muito utilizado para este tipo de simulação: Virtualmente Analógico (“*Virtual Analog*”). Os modelos virtualmente analógicos tornaram-se uma área de pesquisa muito ampla, em virtude dos inúmeros circuitos analógicos com potencial de serem modelados, cada um com seus desafios particulares [143].

Para se entender a motivação que está por trás deste texto deve-se entender o que amplificadores valvulados significam para guitarristas. Para as gerações de músicos profissionais o conteúdo harmônico introduzido por este tipo de amplificador é considerado balanceado entre o som “cristalino” e o *overdrive* “agressivo” nas medidas exatas [103]. São sempre citados como sendo superiores no que se refere à qualidade sonora subjetiva [13], [188], [28]. Neste contexto, buscou-se elaborar um trabalho que englobasse esse sentido como motivador, uma vez que o texto se encontra entre a subjetividade e a neutralidade científica da engenharia eletrônica e computacional.

1.1 Conceito de Amplificador

Um amplificador é um dispositivo cuja saída é uma reprodução ampliada das características essenciais do sinal de entrada. Para tal operação é consumida potência de um gerador de energia separado do sinal de entrada [185]. O primeiro tipo de amplificador foi o valvulado, com a criação da válvula triodo. Na atualidade, os amplificadores podem ser transistorizados, valvulados, com circuitos integrados na saída de estado sólido ou ainda os amplificadores ditos digitais ou classe D que são caracterizados pela sua alta eficiência [64]. Os circuitos amplificadores são fundamentais nos circuitos de rádio, televisão e nos demais circuitos de telecomunicações [119], pois constituem a base para elaboração de tais circuitos.

Com o advento do transistor e a consequente miniaturização dos circuitos eletrônicos, os aparelhos eletrônicos se tornaram mais leves, baratos e acessíveis, e menores. Nos anos 60, com a popularização dos circuitos de estado sólido, era praticamente certa a substituição da tecnologia de válvula à vácuo no ramo da amplificação. Porém em alguns ramos como a amplificação de instrumentos musicais, aparelhos *Hi-Fi* (aparelhos de som de alta fidelidade), e aparelhos periféricos de estúdio há controvérsias, uma vez que estes aparelhos ainda são comercializados. Isto é devido às características sonoras que as válvulas produzem como amplificadores de áudio, sendo assim estes preferidos por

muitos músicos e audiófilos. A distorção não linear proveniente destes amplificadores possui mais harmônicos ímpares em relação à distorção gerada por amplificadores de estado sólido que possui harmônicos pares e ímpares [77]. Outra razão para a permanência destes amplificadores no mercado de aparelhos de áudio se deve ao fato destes dispositivos não entrarem em corte tão subitamente se comparados a transistores e amplificadores operacionais, acarretando em uma distorção mais suave. O fato de entrarem em distorção mais lentamente do que transistores faz com que os mesmos possam ser operados mais próximos aos limites de amplificação. Um estudo preliminar realizado em 2009 por Dobrucki et al.[46] comprovou a qualidade subjetiva superior dos amplificadores valvulados sobre os transistorizados, onde cinco valvulados foram comparados a um transistorizado Hi-Fi. Todos os valvulados se sobressaíram no teste que utilizou métricas perceptuais de qualidade de áudio denominada PAQM (*Perceptual Audio Quality Measure Based on Psychoacoustic Sound Representation*) [19].

1.2 Sobre amplificadores de áudio valvulados e válvulas termiônicas

Até os dias onde foi escrito este texto, a tecnologia de válvulas termiônicas tem remanescido ativa mesmo com às inovações tecnológicas e é utilizada no campo da música através da guitarra elétrica e em outros instrumentos musicais de maneira menos representativa. Com o passar dos anos, amplificadores de áudio valvulados para instrumentos são considerados como sendo "Vintage", que é um termo originário do cultivo e colheitas de uvas para a produção de vinhos. No contexto da vinicultura, as condições de produção, colheita, estágio e outros fatores contribuem para uma qualidade excepcional da produção. A etimologia da palavra vem de *vint* relativo à safra de uvas e *age* de idade. Este termo é utilizado, assim como para vinhos, a objetos que adquiriram uma conotação de nobreza e qualidade relacionados com o passar do tempo, como por exemplo: carros como o Ford Maverick, instrumentos musicais, móveis de madeira nobre, peças de colecionadores, amplificadores valvulados, entre outros.

Apesar das válvulas termiônicas serem antigas, com início de desenvolvimento no começo do século XX existem outros ramos de aplicação que as utilizam além das aplicações de áudio. As áreas que ainda fazem uso das válvulas termiônicas são:

1. Circuitos de microondas;
2. Amplificadores de áudio;
3. Transmissores de rádio de alta potência [13] [193].

Nada indica que no futuro as válvulas termiônicas serão substituídas em todos os setores. Os circuitos de microondas utilizam válvulas termiônicas devido à sua capacidade de trabalho em regimes de alta potência em altas frequências. O mesmo pode ser dito para transmissores de rádio onde persistem transmissores a válvulas na atualidade. Nos regimes de potência e alta frequência, as válvulas são menores, mais leves, eficientes e com menor custo do que dispositivos de estado sólido [182].

Os fornos de microondas caseiros utilizam uma válvula com o princípio de funcionamento semelhante às válvulas encontradas em circuitos de telecomunicações, cujo nome é *Magnetron*. A descoberta do potencial da utilização das *Magnetron* para aquecer alimentos foi feita acidentalmente por Percy LeBaron Spencer, que percebeu o derretimento de uma barra de chocolate em seu bolso enquanto operando aparelhos de microondas. Após vários experimentos com diversos alimentos, a Raytheon submeteu a patente em outubro de 1945 para um forno de microondas para o aquecimento de alimentos com o nome de *Radarange*. Mais detalhes sobre o funcionamento da *Magnetron* podem ser encontrados em [27]. Detalhes sobre a válvula *Klystron*, também utilizada em dispositivos de microondas podem ser encontrados em [171] e [133].

A utilização das válvulas para amplificação de áudio é bastante controversa, como meio para reprodução, execução e criação musical [13]. Esta controvérsia se deve ao fato de existirem grupos de músicos e engenheiros de áudio que afirmam que a qualidade sonora das válvulas é superior aos transistores e demais dispositivos de estado sólido para a amplificação de áudio. Outros, por outro lado, afirmam que não existe a necessidade da utilização de equipamentos valvulados e que a diferença sonora entre estes é desprezível. Alguns afirmam ainda que os aparelhos valvulados são inconfiáveis.

O mercado de amplificadores valvulados arrecada milhões de dólares anualmente, sendo estes os amplificadores mais caros e desejados em uma loja de instrumentos musicais [29]. As empresas que fabricam amplificadores para instrumentos musicais, como por exemplo: Marshall Amplifiers, Fender Musical Instruments Corp., Red Chip Company Ltd, a brasileira Meteoro Amplifier entre outras, ainda fabricam amplificadores com este tipo de tecnologia devido à demanda por este produto. No ano de 1998, aproximadamente 100 anos após a invenção das válvulas, o mercado mundial de válvulas termiônicas para amplificadores de guitarra gerava cerca de 100 milhões de dólares. Nesta época, o crescimento da demanda para as válvulas termiônicas para amplificadores e tecnologia de microondas foi de 10% ao ano [13]. Estes dados são da época do ressurgimento dos amplificadores valvulados, no final da década de 90. Na atualidade, acredita-se num mercado muito maior, devido ao crescente número de fábricas de válvulas e amplificadores na China. O que barateou o preço de componentes, válvulas e amplificadores. No entanto, a qualidade dos componentes e válvulas chinesas é muito questionada.

Os fabricantes atuais de válvulas termiônicas são situados na Rússia, China e na República da

Eslováquia, como a fábrica da New Sensor Corp. situada na Rússia, responsável pela produção das válvulas: Sovitek e Electro Harmonix. De acordo com este fabricante, que tem o direito de fabricação de famosas marcas do passado como a Gold Lion da Figura 1.1, a sua reedição atual foi feita após extensivas pesquisas, possuindo as características das Gold Lion originais aos mínimos detalhes, como o folheamento da grade com condutores de diferentes ligas e a carbonização das grades supressoras. A China possui algumas fábricas de válvulas como a Shuguang, Sino, National Electronics entre outras. O fato destes países possuírem ainda a tecnologia e maquinário para a fabricação de válvulas é devido à modernização mais lenta, em resultado ao regime comunista.



Fig. 1.1: Imagem mostrando a reedição da Válvula Gold Lion 6550 pelo fabricante russo New Sensor.

Desde a invenção da válvula termiônica por Lee de Forest em 1907 [62] até a atualidade, a música ganhou novos horizontes através da eletrônica. A eletrônica e a computação fazem parte da maioria das apresentações musicais atualmente, com algumas exceções como concertos de música clássica ou programas musicais em pequenos ambientes como sarais. A guitarra elétrica é um fruto deste desenvolvimento caracterizado por circuitos eletrônicos amplificadores que incluem dispositivos ativos, estes sendo válvulas ou transistores. Desde o surgimento dos primeiros amplificadores, os amplificadores a válvula são usados em gravações profissionais e apresentações. Um amplificador que ilustra esta condição é o Fender Super Twin, fabricado em 1977 e restaurado em 2010 e 2011, que é apresentado na Figura 1.2. Nesta imagem ele foi utilizado em uma gravação profissional nos Estúdios Mr.

Silva na cidade de Lavras-MG. O amplificador foi emprestado ao estúdio para a gravação da banda Cecília Bravo em 31-08-2010. Este amplificador até hoje é considerado como sendo de alto padrão de qualidade e requisitado por músicos para a utilização profissional. Devido a sua qualidade e idade é considerado um item *vintage*. Um aspecto que indica a relevância deste trabalho é o fato que os



Fig. 1.2: Fender Super Twin Rerverb de 1977.

cursos modernos de eletrônica abordam de maneira superficial as válvulas termiônicas. Devido ao fato destes dispositivos ainda serem utilizados, é de vital importância que novas fontes de informação abordem este assunto com novas abordagens em diferentes contextos para os estudantes interessados neste tema.

1.3 Importância da subjetividade para caraterizar os timbres de amplificadores

O foco deste trabalho não é o amplificador de alta fidelidade sonora e sim os amplificadores para guitarra, onde a aplicação do amplificador faz parte do instrumento e frequentemente trabalha de uma maneira a alterar o sinal da guitarra radicalmente. Desta maneira, a precisão do sistema é irrelevante

sendo que a escolha entre um tipo de amplificador ou outro é feita através de avaliações subjetivas. Segundo Bussey [29], os músicos utilizam adjetivos como “vazio”, “magro”, ou mesmo “metálico”, para descrever os amplificadores transistorizados, enquanto “quente”, “redondo”, ou mesmo “*Punchier*”, (expressão em inglês que descreve a resposta imediata do amplificador, uma analogia a intensidade de um “soco”), são utilizados para descrever amplificadores valvulados.

Outros autores porém, possuem opiniões diferentes sobre as diferenças entre amplificadores valvulados e transistorizados. Segundo Santo [164], do ponto de vista de engenharia, a diferença sonora entre estes dois tipos de dispositivos é apenas em regime de “*overdrive*”, ou seja, quando o amplificador está trabalhando além do seu limite (zona linear), o que difere da opinião dos músicos e audiófilos. Ainda segundo Santo, existe um exagero sobre os amplificadores valvulados acarretando um valor místico, superexagerado e supernatural a respeito de sua capacidade sonora, sendo que nada sobre as válvulas é novidade. Santo ainda afirma que testes cegos de áudio revelaram que muitos especialistas são incapazes de diferenciar a sonoridade produzida por um equipamento ou outro na zona linear. No entanto, o seu comportamento na zona não-linear é bem conhecido, uma vez que o espectro ampliado em regime de leve saturação produz harmônicos diferenciados entre os dois dispositivos. O autor ainda cita que muitos músicos utilizam transistores, diodos ou circuitos integrados em circuitos distorcedores presentes em pedais analógicos, para gerar distorções que são introduzidas no sinal da guitarra antes do amplificador valvulado. Assim, ele afirma que não existe necessidade de usar amplificadores valvulados uma vez que a distorção é introduzida pelos pedais analógicos de dispositivos sólidos. Por outro lado, este autor não descreve o fato de que as distorções dos pedais e amplificadores se misturam de maneira a gerar uma terceira distorção na maioria das vezes. Muitas vezes os pedais são usados como *boosters*, amplificando o sinal para que a distorção ocorra nas válvulas do pré-amplificador, ou como *buffers*, abaixando a impedância de saída para que o amplificador não tenha perdas em partes do espectro de áudio. O autor ainda descreve várias técnicas que foram utilizadas para aproximar o comportamento da válvula, como os pré-amplificadores de guitarra da Empresa Peavey em 1983 [174]. Estes amplificadores porém, não são reconhecidamente preferidos pelos entusiastas de válvulas e tais técnicas de circuitos referidamente aproximam as características fundamentais através da realimentação negativa de amplificadores operacionais. Os timbres gerados pelos amplificadores da Peavey não aproximam precisamente os valvulados sendo que a Peavey Electronics possui a sua linha de amplificadores valvulados como o EVH 5150.

Como o amplificador de guitarra é utilizado como parte da cadeia geradora de timbre, a sua subjetividade deve ser levada em conta no projeto e na análise da qualidade sonora de um amplificador.

1.4 Vantagens e desvantagens das válvulas e transistores

Existem mitos e verdades sobre o equipamento valvulado. Alguns destes relatos, tratam as válvulas com adjetivos pejorativos apenas. Esta seção do texto tenta esclarecer mitos e verdades sobre as válvulas e compara-as com dispositivos de estado sólido na aplicação de amplificação de áudio. Abaixo é apresentada uma afirmação que generaliza o comportamento da válvula de maneira negativa:

“Antes de 1950 todo o equipamento eletrônico utilizava válvulas, aquelas com o bulbo de baixo brilho que numa determinada época dominaram a nossa indústria. O aquecedor de uma válvula típica consumia muitos watts de potência. Por isso, os equipamentos a válvula exigiam uma fonte de alimentação robusta e criavam uma boa quantidade de calor que constituíam um problema a mais para os projetistas. O resultado eram equipamentos pesados e antiquados tão difundidos naquela época.”

Albert Paul Malvino [119].

Analisando criticamente o texto citado acima, que trata do grande salto da eletrônica passando a utilizar transistores bipolares, podemos enunciar:

- Na atualidade temos tanto aparelhos antiquados (aparelhos antigos ainda em atividade, tanto como repetições de antigos projetos) como aparelhos modernos (transmissores de rádios de alta potência, e aparelhos de microondas) que trabalham com válvulas, e a grande maioria da tecnologia atual é dominada por estado sólido.
- A maior parte do calor gerado por equipamentos valvulados não é originado nos filamentos das mesmas e sim na dissipação de potência na placa das válvulas, uma vez que uma válvula pode ser facilmente tocada pela mão humana em um aparelho se somente a alimentação dos filamentos for ligada. O mesmo não pode ser dito no caso de as tocarmos quando a tensão de placa for ligada com a tensão de +B. Desta maneira justifica-se que a maior parte do calor gerado por estes aparelhos é originado pela dissipação de potência na placa ao contrário do texto citado por Malvino [119].
- Os filamentos não dissipam muitos watts. Isso depende da válvula, de acordo com a folha de dados da Philips [148]: uma ECC83 dissipa 0.945 W de potência por estágio de filamento, enquanto a folha de dados da Svetlana [180] cita que o Tetrodo 6l6GC, produzido pela marca, dissipa em torno de 5.67 W alimentado por 6.3 V, sendo que a mesma dissipa até 30W RMS em

sua placa. Uma KT88, por sua vez, consome um total de 10 W para o filamento a 6.3 V, sendo que pode dissipar até 46 W RMS na placa da válvula [86]. Ou seja, para maiores potências uma válvula consome mais Watts para o filamento mas por outro lado, aumenta o rendimento.

- As válvulas, como já é sabido, suportam o calor gerado sem problemas. O mesmo já não pode ser dito sobre os transistores que devido as condições ambientais, tem as suas propriedades alteradas, principalmente o parâmetro β , que é sensível a temperatura [40].

Estes e outros fatores contribuíram para uma relativização em relação a comparação entre esses dois tipos de dispositivos. Uma abordagem mais detalhada será feita nas seções que seguem.

As válvulas termiônicas possuem vantagens e desvantagens sobre os transistores. Várias generalizações são feitas de maneira polarizada sobre as comparações entre válvulas e transistores como, por exemplo, a feita por Cutler [40], que enuncia os transistores como sendo mais eficientes em rendimento do que as válvulas para todas as situações. Trata-se de uma afirmação feita no começo da disseminação da tecnologia de semicondutores, algo muito comum naquela época.

Para áudio, esta polêmica repercute desde a criação dos primeiros amplificadores transistorizados. Segundo Hamm [77], qualquer pessoa que escutar uma gravação de áudio com atenção pode perceber que existem diferenças sonoras entre um amplificador transistorizado e um valvulado, e realizou experimentos para justificar a sua afirmativa, o que difere de Santo [164], porém os resultados de Hamm são claros e evidentes, mostrando que as válvulas trabalhando em regimes não-lineares possuem propriedades sonoras que puderam ser apontadas em experimentos psicoacústicos. A definição da diferença sonora produzida por estes dois tipos de tecnologia é um problema complexo de psicoacústica. Engenheiros e projetistas de circuitos e dispositivos de estado sólido utilizam métricas como THD (Distorção Harmônica Total), que será apresentada adiante, para mostrar que os amplificadores transistorizados são melhores ou superiores aos valvulados. Porém pode-se ter amplificadores valvulados ou transistorizados com maiores ou menores THD dependendo do projeto de amplificação. Em sistemas de alta fidelidade sonora, tanto valvulados quanto transistorizados, a THD fica abaixo de 0.1% para amplificadores e acima de 1% para alto-falantes. No entanto, um ouvinte pode diferenciar o som entre diferentes amplificadores, mesmo com a distorção sonora do alto-falante sendo superior à do amplificador. Isso demonstra que a THD não pode ser utilizada cegamente para caracterizar amplificadores. Esta é apenas uma das diversas métricas que é utilizada para caracterizar distorção. Em estudos mais detalhados diversas métricas são utilizadas.

Os sinais musicais, por sua vez, possuem muitos transientes exemplificados através da Figura 1.3 por um surto de tensão. Sinais transientes são difíceis de serem tratados e consequentemente não podem ser corretamente analisados apenas através de THD [78]. Assim sendo, são necessárias outras formas de medições como pulsos ou formas de ondas compostas [79]. O estudo de Dobrucki et al.[46]

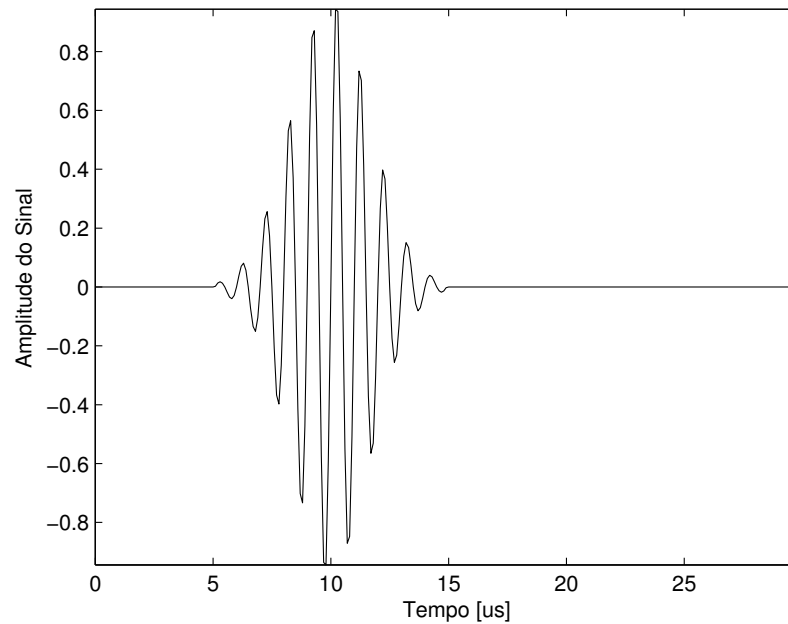


Fig. 1.3: Sinal Transiente, Treeby, .B. E. [184].

confirma que a THD não pode ser utilizada para caracterizar a qualidade sonora subjetiva de amplificadores. Neste estudo o amplificador com menor T.H.D., um amplificador transistorizado DENON PMA-250SE foi considerado como pior no teste de qualidade sonora subjetiva quando comparado a cinco outros amplificadores, todos eles valvulados.

Qual tecnologia é capaz de produzir o melhor amplificador? Para responder esta pergunta é preciso verificar as vantagens e desvantagens de cada tecnologia que estão sumarizadas a seguir.

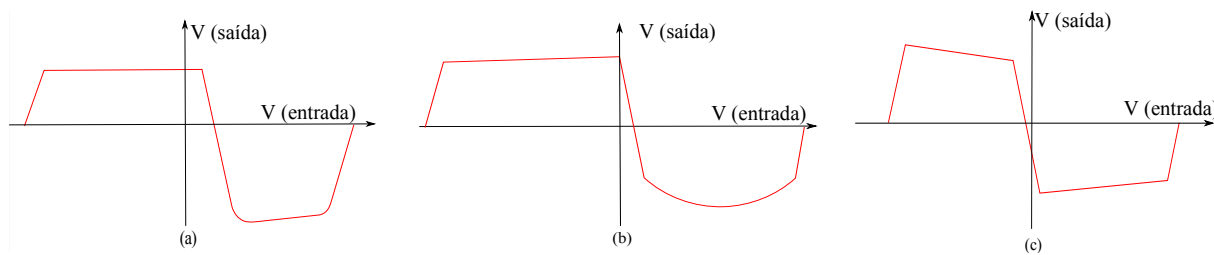


Fig. 1.4: Gráfico das distorções geradas por: (a) válvula amplificadora triodo, (b) válvula amplificadora pentodo e (c) Transistor bipolar, Hamm [77].

1.4.1 Vantagens das válvulas em amplificadores de áudio

1. Qualidade sonora subjetiva superior [46].

2. Possui um fator de compressão muito adequado a utilização na amplificação de instrumentos [158].
3. Possuem uma maior linearidade sem realimentação negativa, principalmente para sinais de baixa amplitude. A maioria dos amplificadores transistorizados ou com amplificadores operacionais possui uma realimentação negativa nos estágios de pré-amplificação para linearizar o sinal reduzindo a distorção. As válvulas, por serem mais lineares naturalmente não utilizam linearização através de realimentação negativa nos estágios de pré-amplificação. Geralmente apenas uma realimentação degenerativa é feita na etapa de potência através de uma derivação do transformador de áudio.
4. Quando trabalha em regime de saturação a distorção é mais suave, sendo assim considerada mais musical. A transferência de um sinal para a saída e o limiar sobre o qual os dispositivos entram em distorção saindo da zona linear está ilustrada na Figura 1.4, (válvula triodo (a), válvula pentodo (b) e transistor bipolar (c)). Pode-se perceber pela curva que os transistores entram em saturação de uma maneira mais abrupta.
5. Tolerante a sobrecargas e surtos de tensão.
6. Suas características são altamente independentes de temperatura, o que simplifica a polarização.
7. Possui uma maior margem dinâmica do que os circuitos transistorizados devido a operação com tensões mais elevadas e a tolerância a sobrecargas.
8. As capacitâncias internas destes dispositivos possuem uma variação muito pequena em função da variação de tensão do sinal.
9. O acoplamento capacitivo dos sinais pode ser feito com pequenos capacitores de alta qualidade devido às características de alta impedância dos circuitos de válvulas.
10. Os projetos de circuitos tem uma tendência a serem mais simplificados do que os de transistores equivalentes devido à necessidade de ter que linearizar transistores intrinsecamente não lineares.
11. A operação geralmente é em Classe A ou AB o que minimiza a distorção de cruzamento *crossover*.
12. O transformador de saída na etapa de potência protege o alto-falante de tensões DC originadas de mal funcionamento e protege as válvulas de picos ou de força contra eletromotriz originada dos alto-falantes.

13. As válvulas podem ser facilmente substituídas pelos músicos dos amplificadores uma vez que o interior do circuito do amplificador não precisa ser acessado. As válvulas não possuem soldas e são encaixadas nos circuitos através soquetes.

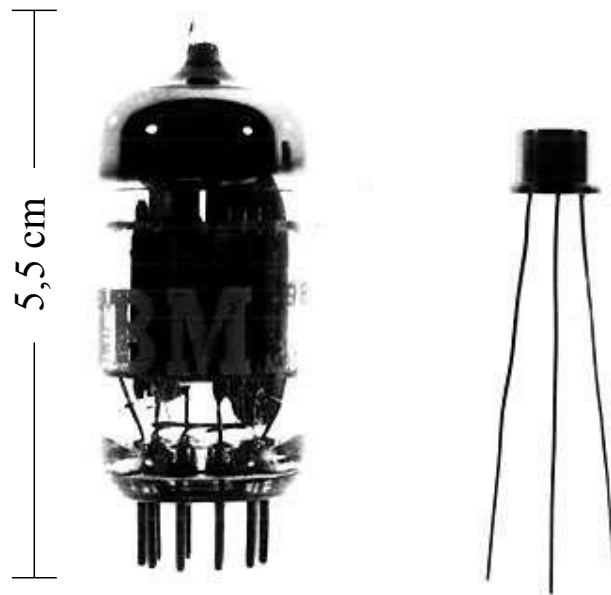


Fig. 1.5: Diferença de tamanho entre válvulas e transistores.

1.4.2 Desvantagens das válvulas

1. As válvulas são volumosas, conseqüentemente geram maiores aparelhos. Esta diferença pode ser visualizada na Figura 1.5, onde o transistor 2N2222 possui características de potência e amplificação semelhantes à válvula triodo 12AX7, sendo ambos usados em circuitos de pré-amplificadores.
2. Tensões mais elevadas de funcionamento são necessárias.
3. Consumo de energia superior. Necessita de um aquecedor que desperdiça energia em forma de calor, e esta ineficiência é mais evidente em circuitos de baixa potência.
4. Os invólucros de vidro são mais frágeis comparados aos metálicos ou plásticos de transistores
5. Os amplificadores estão mais sujeitos a efeitos de microfonia, dependendo da topologia de circuito e especificamente do dispositivo (válvula) em questão [37]. Esta microfonia para um mesmo tipo de válvula (em uma 12AX7, por exemplo) pode variar de fabricante para fabricante.

6. Existe um desgaste do material do catodo no processo de emissão dos elétrons.
7. As válvulas são dispositivos de alta impedância que necessitam de um transformador para cargas de baixa impedância como alto-falantes. Estes mesmos porém provêm uma proteção contra a força contra eletromotriz originária da bobina do alto-falante o que possibilitaria danos às válvulas da etapa de potência.
8. Algumas vezes possuem custo elevado em relação aos transistores de mesma potência.
9. Segundo Pritchard [150], para um guitarrista, um amplificador valvulado de alta potência não irá ter a sonoridade adequada se operado em baixos níveis de potência (volumes baixos), quando por exemplo utilizado para sonorizar pequenas salas ou ambientes .
10. As válvulas só existem em uma polaridade, ao contrário dos transistores que podem ter as polarizações NPN e PNP, assim sendo mais flexíveis em nível de projetos e implementações de circuitos.

1.4.3 Vantagens dos transistores

Vantagens da utilização de transistores em amplificadores de áudio:

1. Geralmente são menores (como exemplificado através da Figura 1.5, onde uma 12AX7 típica possui em média 55,6mm de comprimento por 22mm de diâmetro) e possibilitam circuitos fisicamente menores para aplicações de baixa potência.
2. Podem ser combinados em um substrato de baixo custo para a formação de um circuito integrado. A possibilidade de integração possibilita computadores cada vez menores. A diferença entre a computação feita com circuitos valvulados (primórdios) e um circuitos de estado sólido altamente integrado, este sendo o do processador Intel 4004, pode ser vista na Figura 1.6. Nesta Figura, à esquerda, cada 6L6GC possui 10cm de comprimento por 4cm de diâmetro, segundo a folha de dados da Svetlana [180], e este circuito possui centenas destas válvulas e 1,5 m de altura para cada placa de válvulas aproximadamente. À direita da Figura 1.6 o processador Intel 4004 que possui menos de 1 cm^2 de área, fabricado entre 1970 e 1980.
3. Consumo mais eficiente de energia, com menos desperdício em calor e eficiência mais elevada, principalmente em circuitos de pequenos sinais.
4. Pode ser operado com baixas tensões de alimentação, assim deixando o circuito mais seguro, abaixando o custo de produção e necessitando de menos isolamento.

5. Peso menor devido à inexistência de um transformador de áudio especial para o casamento de impedância entre o transistor e o alto-falante cuja impedância varia entre $4\ \Omega$ e $16\ \Omega$.
6. Os transistores são fisicamente (mecanicamente) mais robustos do que as válvulas na maioria dos casos.
7. Estão livres do efeito de microfonia presentes nas válvulas termiônicas [37].
8. Preço por Watt é consideravelmente inferior para as potências utilizadas (até 200W).
9. Os transistores bipolares têm a possibilidade de serem fabricados com duas polaridades PNP e NPN, fazendo com que seja possível algumas topologias de circuitos impossíveis de serem feitas com válvulas. Um exemplo disto, é que em etapas de potência de amplificadores em Classe AB podem ser feitas com pares complementares de transistores PNP e NPN em push-pull como por exemplo: TIP31C TIP32C, que são pares de transistores complementares PNP e NPN. Isto possibilita a montagem de etapas de potência com acoplamento direto aos alto-falantes sem a inclusão de um transformador de saída.

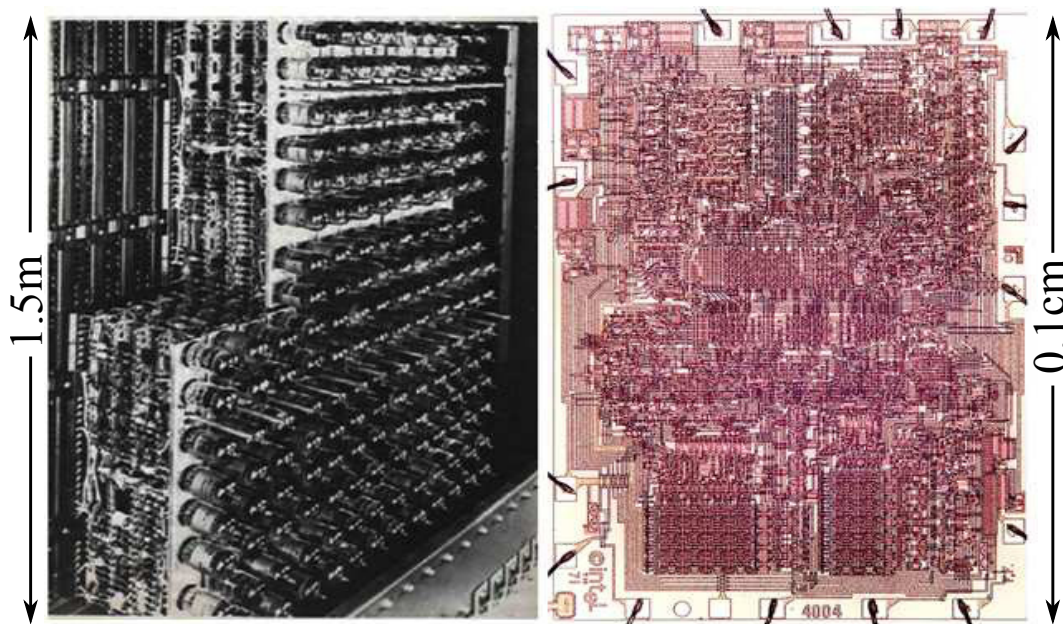


Fig. 1.6: Diferença da hardware para computação transistorizada e valvulada.

1.4.4 Desvantagens dos transistores

Desvantagens da utilização de transistores em amplificadores de áudio:

1. Tendência a uma elevada distorção se comparado ao circuito valvulado equivalente.
2. Circuitos complexos e necessitam de uma realimentação negativa (degeneradora) para redução de distorções.
3. Distorção abrupta: o dispositivo não possui uma zona de transição entre as zonas linear e não linear. Esta sua característica é considerada como sendo um processo não musical. Num linguajar musical: “distorção não decai suavemente ou comprime levemente” ao invés disto existe um corte abrupto no sinal sem suavidade nas bordas do limiar de distorção.
4. Necessita relativamente de um alto nível de realimentação negativa.
5. As capacitâncias no dispositivo tendem a variar bastante com as tensões aplicadas (efeito Miller).
6. As tolerâncias de fabricação são altas com grandes variações entre as características de transistores do mesmo tipo. Os valores essenciais como ganho de corrente β não são tão confiáveis com os valores de uma válvula.
7. Efeitos de cargas armazenadas (capacitâncias) acarretam atrasos, o que gera problemas para projetos em altas frequências e de realimentação.
8. Os parâmetros dos dispositivos variam consideravelmente com a temperatura, como por exemplo o parâmetro β , o que aumenta a possibilidade de: *thermal runaway* e *hotspots*, acarretando em comportamentos de irreprodutibilidade de pontos de trabalho.
9. O resfriamento é menos eficiente do que nas válvulas, já que os transistores trabalham em tensões mais baixas para um regime seguro. Válvulas trabalham melhor com o calor, ao contrário dos transistores. Sempre existe a necessidade de dispendiosos e volumosos dissipadores de calor para transistores de potência. Mesmo assim, muitos deles não funcionam, acarretando em queimas de transistores devido ao calor. Ao contrário, as válvulas vão decaindo o seu funcionamento dando sinais ao usuário e assim sendo substituídas.
10. Mosfets de potência possuem altas capacitâncias de entrada que variam com a tensão, o que acarreta em complexidades no circuito de excitação.
11. Circuitos em classe B *single ended* ou totem-pole são muito comuns e causam uma severa distorção de *crossover* necessitando de realimentações negativas para a correção. Para sinais constantes, este tipo de amplificador tem um funcionamento adequado, mas para sinais como a música, que possuem muitas transições e dinâmicas, esse tipo de amplificação destrói a vivacidade musical.

12. Menos tolerante a sobrecargas e picos de tensão do que válvulas. Excluindo-se os casos onde os filamentos são danificados por sobrecargas ou sobretensões, é praticamente impossível gerar um dano irreparável em um tubo devido a uma sobretensão. A maioria dos transistores, por sua vez, pode ser danificada por pequenas tensões como 6V. Todos transistores podem ser danificados por alguma tensão.
13. A maioria dos transistores de saída estão diretamente acoplados aos alto-falantes o que pode danificá-los devido à tensão resultante da movimentação, ou até mesmo com a proteção de dispositivos ativos.
14. Para o acoplamento capacitivo necessita de capacitores eletrolíticos de altos valores de capacitância, o que limitam mensuravelmente e audivelmente a performance em altas frequências.
15. Tendência maior a captar frequências de rádio e auto-oscilação ao ponto de autodestruição, devido a serem retificados por diodos de baixa tensão ou a fenômenos acarretados pela *slew-rate* [12], (a frequência máximo de trabalho para que um determinado dispositivo trabalhe corretamente).
16. A manutenção é mais difícil nos dispositivos de estado sólido do que nas válvulas, pois os componentes são mais difíceis de serem substituídos.
17. A polarização é mais complicada uma vez que a temperatura e variações do dispositivo deixam os circuitos mais complexos e degradam o desempenho.
18. Transistores e circuitos integrados mais antigos são mais difíceis de se encontrar para a reposição ou muitas vezes estão indisponíveis no mercado em 20 anos ou menos. As válvulas são produzidas em formatos e modelos pouco alterados por mais de 70 anos.
19. Circuitos transistorizados geram distorções intermodulares com características indesejáveis no som do instrumento [158].
20. Uma análise não científica e subjetiva: os transistores operam em uma escala invisível microscópica e quântica, enquanto as válvulas existem e trabalham em uma escala visível e intuitiva para seres humanos. Assim sendo, é possível visualizar a incandescência dos filamentos, é possível algumas vezes ver o brilho do plasma, pode-se sentir e ouvir o calor fluindo da corrente de placa pelo tubo. Também pode-se perceber o avermelhamento da placa da válvula devido a uma alta corrente de repouso. A prova deste aspecto é a existência de um registro de patente [95] de uma invenção que tem como objetivo replicar o visual de uma válvula porém o circuito amplificador é de estado sólido. Tal invenção teve como objetivo, através de lâmpadas

incandescentes e o encapsulamento de vidro, recriar o visual da válvula porém com o baixo custo do circuito de estado sólido. Assim sendo, este tipo de invenção mostra a influência do visual na escolha do equipamento por parte do músico. Tudo sobre as válvulas existe em um âmbito mais humano do que em transistores sendo estes considerados frios e sólidos. Segundo Barbour [13]: “Medidas a parte, a sonoridade produzida é o que importa.”

A maioria dos pontos comparativos entre transistores e válvulas é originada do trabalho de Eric Barbour [13].

1.5 Sumarização comparativa

A tecnologia do mundo atual é movida praticamente por dispositivos de estado sólido. No entanto, existem alguns ramos ainda que utilizam válvulas.

Sabe-se que foram criados mitos sobre a confiabilidade das válvulas e suas desvantagens apenas por motivos mercadológicos [193].

O debate da área de engenharia de áudio existe em questão de qual das duas tecnologias é melhor para a reprodução de áudio e música. No ramo de áudio, as válvulas são utilizadas devido às suas características de reprodução sonora que introduzem ao som características que são preferidas por músicos e audiófilos. No entanto, o maior ramo de aplicação é a amplificação da guitarra elétrica.

Uma grande parcela dos guitarristas tem preferência por amplificadores valvulados. No entanto, o seu elevado preço torna os amplificadores transistorizados uma alternativa mais acessível para a maioria dos músicos.

Em outros ramos de aplicação existem válvulas em etapas de potência de equipamentos que trabalham em alta frequência e necessitam gerar alta potência como transmissores de rádio frequência de potência elevada ou em aparelhos que utilizam micro-ondas. Como já dito, em regimes de alta potência e alta frequência as válvulas são menores, mais leves, mais eficientes e mais baratas do que dispositivos de estado sólido [193].

A simulação e modelagem digital destes amplificadores que está sendo tratada neste texto é uma alternativa de compromisso para tentar reproduzir o timbre com o máximo de fidelidade possível e recriar o timbre destes aparelhos que tanto são importantes para a música. A modelagem auxilia a gravação pois a mesma agiliza o processo de obtenção de timbre em um estúdio pois a captação sonora otimizada destes amplificadores não é tarefa trivial.

A modelagem destes amplificadores pode servir também como difusão sobre timbres aproximados de cada amplificador, como meio para difusão da informação histórica sobre os músicos que utilizavam cada um destes amplificadores, sendo também uma ferramenta indireta para a educação musical.

Sabe-se, no entanto, que simulação da interação entre alto-falante e potência valvulada jamais será possível de se atingir enquanto o estágio final de amplificação para o alto-falante final for transistorizado. Este fator é evidenciado em [187]. Uma vez que efeitos secundários como fator de amortecimento entre outros diferem entre transistores e válvulas.

Segundo Li [109], dentro das características não-lineares de um amplificador valvulado, incluindo as do núcleo do transformador, é difícil definir as que caracterizam verdadeiramente a sonoridade deste tipo de amplificador, sendo que provavelmente todas juntas somam para a sonoridade particular, agradável e única destes dispositivos.

1.6 O que será abordado nesta tese:

O texto foi subdividido em capítulos com a seguinte ordem:

1.6.1 Histórico da amplificação

Neste capítulo é abordado o histórico da amplificação de guitarras. A abordagem tem o seu princípio na telegrafia a cabo que necessitava de meios para realizar amplificação, a qual era feita sem dispositivos ativos como válvulas e posteriormente transistores. O estudo segue com as invenções das válvulas diodo e triodo respectivamente e os primeiros amplificadores. Os amplificadores clássicos como os Fender Bassman e os Marshall também são apresentados.

A indústria Brasileira de amplificadores das décadas de 1960 e 1970 também é abordada sendo que não existe um estudo formal a respeito da mesma.

1.6.2 Válvulas termiônicas e e circuitos valvulados

Este capítulo circunda a teoria dos circuitos valvulados e sobre a eletrônica destes dispositivos. A teoria sobre a dinâmica dos elétrons e eletrodos dentro dos bulbos das válvulas é desenvolvida. A teoria sobre os circuitos de amplificação de áudio frequência é exposta e diferenças entre as topologias de circuito.

1.6.3 Modelagem computacional de amplificadores valvulados.

Neste capítulo, que é o coração deste trabalho, é exposta a teoria da modelagem deste tipo de amplificador. Os diversos modelos destes dispositivos físicos são expostos. Uma revisão dos trabalhos mais significativos, patentes e abordagens é feita neste capítulo.

1.6.4 Simulação do amplificador Giannini True Reverber

Este capítulo inclui modelos matemáticos implementados digitalmente dos amplificadores valvulados. Testes e gráficos das simulações são incluídos para cada modelo digital dos amplificadores. O amplificador Giannini True Reverber II é abordado, pois o mesmo é um amplificador Brasileiro. Não existem trabalhos com modelagem de amplificadores fabricados no Brasil por isto essa escolha. Com este pensamento, valoriza-se a indústria e engenheiros brasileiros que foram muitas vezes esquecidos mas fazem parte da história musical e de engenharia de nosso país.

1.6.5 Conclusão

As conclusões deste trabalho estão contidas neste capítulo. Esta presente também uma abertura para novas pesquisas e questionamentos. A contribuição onde este trabalho se enquadra na engenharia de áudio também é exposta neste capítulo.

Este trabalho teve como mérito uma organização de um conteúdo teórico sobre os amplificadores valvulados, abordando o aspecto histórico, da física dos dispositivos e circuitos e das simulações computacionais deste circuitos para a finalidade musical. A compilação destes aspectos é inédita cientificamente sendo uma contribuição científica interdisciplinar que envolve a engenharia eletrônica, engenharia de áudio, história, música e computação.

Capítulo 2

Histórico dos amplificadores valvulados

2.1 Introdução

Estudar o surgimento e o desenvolvimento histórico de uma tecnologia nascida há décadas é de fundamental importância para a compreensão dos motivos pelos quais ela continua em vigor apesar do advento de novas tecnologias concorrentes, tal como ocorre com os amplificadores valvulados para guitarras elétricas. Esta é a proposta do presente capítulo, cuja importância se deve ao fato de não haver uma documentação específica a respeito da evolução destes equipamentos, notadamente daqueles produzidos no Brasil.

Devido a esta dependência da sociedade destes aparelhos, esta parte do texto visa traçar um histórico da evolução dos meios elétricos para finalidades de reprodução sonora. Vale ressaltar que o desenvolvimento de textos que visam contribuir sobre a história da evolução da engenharia elétrica, assim como o seu desenvolvimento, são a base do estado da arte e o seu ensino estruturado e tem cooperado para a formação rigorosa de profissionais deste ramo [18, 17, 16, 15].

2.1.1 Motivação

No contexto dos modelos ditos “Virtualmente Analógicos” o entendimento histórico, cultural e tecnológico referente aos amplificadores valvulados é de fundamental importância para o indivíduo pesquisador que irá implementar um software de simulação, assim como para o usuário do software. Além disso, estas simulações podem gerar bibliotecas virtuais de timbres consagrados do passado, servindo como referência histórica para músicos, audiófilos e demais interessados no assunto, visto que amplificadores valvulados analógicos não são facilmente acessíveis ao grande público.

A evolução da válvula eletrônica, considerada uma tecnologia de época, repercute até os dias de hoje na indústria da amplificação de áudio. Embora na maioria das aplicações as válvulas tenham sido

substituídas pelos transistores, elas continuam sendo utilizadas em sistemas de reprodução sonora Hi-Fi (aparelhos de alta fidelidade), periféricos de estúdio (e.g., compressores e pré-amplificadores) e, de maneira mais representativa, em amplificadores inteiramente valvulados para guitarras e contrabaixos elétricos.

O ano de 2012 marcou a perda de um dos inventores deste tipo de equipamento, Jim Marshall, que fundou a Marshall Amplifiers nos anos 60. A sua marca de amplificadores foi responsável pela criação de timbres que desempenharam um papel decisivo na evolução do Rock através das características da distorção não linear de seus amplificadores no regime de Overdrive, i.e., quando o amplificador trabalha além da sua capacidade de amplificação. Os amplificadores Marshall são sempre associados ao Rock devido à sua capacidade de gerar timbres para a guitarra elétrica com características de agressividade que são adequadas a este gênero musical. As peculiaridades sonoras destes amplificadores se tornaram desejadas no tempo das mudanças no cenário artístico ocorridas nos anos 60 e 70, nas mãos de músicos como Jimi Hendrix, que utilizou amplificadores Marshall como ferramental para a criação e expressão musical durante a maior parte de sua carreira.

Independentemente da controversa discussão técnica sobre os méritos e deméritos dos amplificadores valvulados, o papel histórico destes equipamentos, como exemplificado pelos produtos da Marshall, faz com que eles ainda sejam utilizados visando obter uma sonoridade característica de uma época de ouro da guitarra, de modo não apenas a reproduzir o repertório musical associado a ela, mas também para a criação e expressão artística contemporânea através da redescoberta de timbres antigos. Assim sendo, conforme previu Barbour em 1998 [13], o gosto musical do século XXI demanda amplificadores valvulados, os quais continuam a ser fabricados por empresas de áudio, ou seja, trata-se de equipamentos ainda presentes no dia-a-dia de profissionais de áudio, músicos e audiófilos. Ao longo das próximas páginas, traça-se a evolução técnica e histórica deste tipo de amplificador desde os primórdios até a atualidade, enfatizando os equipamentos de produção nacional.

2.2 Amplificação sonora

A ideia da amplificação sonora é tão antiga quanto os primeiros instrumentos musicais fabricados pelo homem. A caixa de ressonância de um violino ou violão, por exemplo, pode ser entendida como um mecanismo físico de amplificação acústica, sem a qual a vibração das cordas excitadas pelo músico não produziria ondas sonoras audíveis. Esta vibração é, de fato, transferida ao corpo do instrumento que, por sua vez, é capaz de irradiar eficazmente energia acústica. Para reforçar os sons graves, a vibração da caixa conta com o auxílio do volume de ar existente em seu interior. Os luthiers, construtores e projetistas de instrumentos musicais, se empenham para que seus produtos possuam uma grande projeção sonora a fim de serem ouvidos a distâncias de dezenas de metros em

salas de concerto, sem que a qualidade sonora seja comprometida. Para isto, detalhes que influenciam o timbre e a projeção do som devem ser levados em conta, como o tipo de verniz a ser utilizado [170].

Nos instrumentos ditos "acústicos", tais como os citados acima, a potência sonora provém exclusivamente do esforço mecânico despendido pelo músico, o qual é convertido em som pelo instrumento musical. Por outro lado, os instrumentos elétricos se caracterizam por gerar uma potência sonora tão alta que não poderia se originar do músico. Neste caso, amplificadores de áudio são necessários, os quais demandam uma fonte externa de energia elétrica. Dada esta diferenciação, não é rigoroso afirmar que uma caixa de ressonância é análoga a um amplificador de áudio, embora seja conveniente numa primeira abordagem. Desejando-se manter a analogia entre instrumentos acústicos e circuitos elétricos, a caixa de ressonância desempenharia um papel mais próximo ao transformador de tensão elétrica, em que não há amplificação de potência.

Face ao exposto, os "ampliadores" podem ser considerados os antecessores diretos dos amplificadores de áudio. Embora a mesma ideia básica se aplique aos amplificadores e aos ampliadores (sinal de saída dado em função do sinal de entrada), estes últimos não possuem dispositivos ativos para realizar a amplificação do sinal, tais como válvulas termiônicas e transistores. Assim como os relês cabeados, os ampliadores foram dispositivos utilizados principalmente na telegrafia. Com o avanço desta tecnologia e face à necessidade de cobrir distâncias cada vez maiores, através de cabos submarinos [176], um grande esforço foi despendido para obter melhores ampliadores no fim do século XIX e início do século XX. Alguns dos ampliadores utilizados em telegrafia foram: Heurtley, em 1910; Orling Jet, de 1911 a 1920; e o ampliador de Selênio de Cox em 1927. Outros ampliadores empregados nos primórdios dos meios de comunicação foram: Shrive, em 1904; relês de SG Brown, em 1909; chama de Horton, em 1913; jato de ar de Hall, em 1915; e o ampliador de Johnsen e Rahbek, em 1923 [127].

Entre os ampliadores supracitados, para os propósitos deste trabalho, destaca-se o de Johnsen e Rahbek, visto sua aplicação em sistemas de áudio. A figura 2.1 (a) ilustra este ampliador, o qual se baseia num efeito inesperadamente descoberto por estes inventores e que foi batizado em sua homenagem. O efeito Johnsen-Rahbek é o fenômeno do aumento da força de atrito entre dois materiais distintos quando submetidos a uma diferença de potencial [8]. Este princípio foi utilizado neste ampliador, no qual a mola indicada pela letra *f* é amarrada através de uma faixa, indicada pela letra *I*, a um tambor girante. A outra parte da faixa está ligada a um diafragma de um alto-falante (*L*). O sinal de entrada é inserido no enrolamento primário de um transformador aumentador de tensão (*P*). Então, o sinal resultante no enrolamento secundário do transformador (*S*) é sobreposto ao sinal gerado pela fonte de tensão *B*, que varia de 70 a 100 V. Consequentemente, de acordo com o efeito de Johnsen-Rahbek, o atrito entre a faixa e o tambor irá variar, movimentando o diafragma em sincronia com o sinal de entrada.

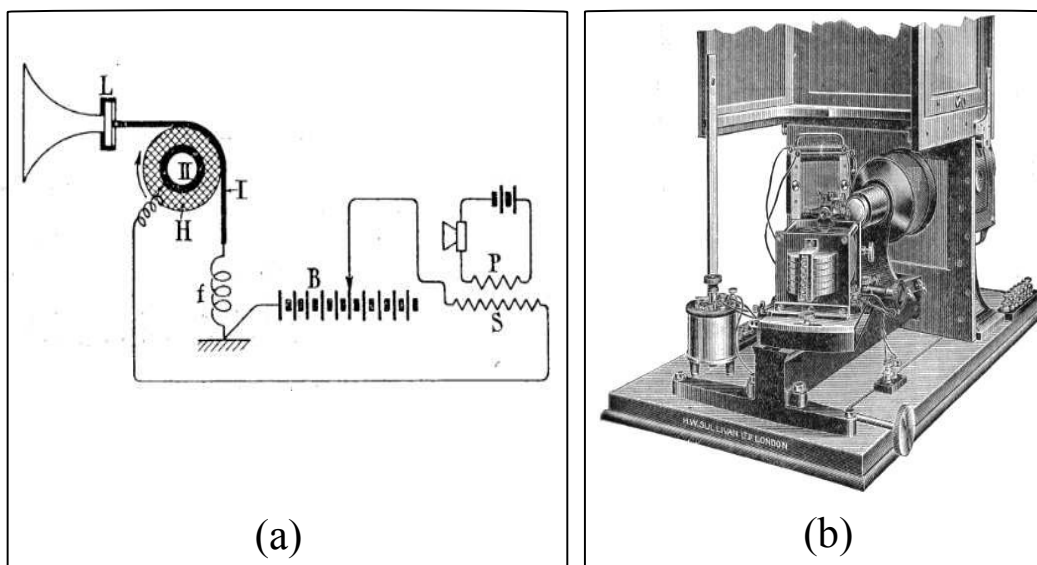


Fig. 2.1: **(a)** O amplificador através do efeito descoberto por Johnsen e Rahbeck; **(b)** Amplificador de Selênio de Cox, fonte [127].

O amplificador da Figura 2.1 (b) é o de Selênio de Cox, que foi utilizado na telegrafia com cabos submarinos. Este amplificador foi desenvolvido por K.C. Cox e T. B. Dixon. Seu princípio de funcionamento baseia-se na mudança de resistência entre os elementos constituídos de selênio de acordo com a incidência luminosa. Os elementos são alocados na forma de uma ponte de Wheatstone e a luz incidente nos mesmos é originada através de um galvanômetro espelhado de alta sensibilidade. Maiores detalhes sobre este amplificador são apresentados por Moyle [127].

2.3 Invenção das válvulas termiônicas

A válvula termiônica é fruto dos experimentos de Thomas Alva Edison e de seus colaboradores. Em 1883, em seus experimentos, Edison notou que as lâmpadas se tornavam enegrecidas em seu interior à medida que se contaminavam com partículas expulsa pelo filamento. Com o objetivo de minimizar esse efeito, Edison posicionou uma pequena placa de metal com diferentes polaridades no interior da lâmpada. O resultado do experimento não foi o esperado, porém observou-se que enquanto a placa estava com tensão positiva em relação ao filamento, havia corrente circulando dentro da lâmpada. E, caso a tensão fosse negativa em relação ao filamento, não havia corrente dentro da lâmpada. Acidentalmente, Edison havia criado a primeira válvula diodo. O efeito descoberto por ele foi patenteado como o Efeito Edison, e à primeira vista foi considerado como um dispositivo com potencial para medir correntes elétricas a partir da incandescência da lâmpada [51].

2.3.1 Válvula de Fleming (diodo)

Um empregado da Edison Co., John Ambrose Fleming, conduziu experimentos com o efeito Edison até o ano de 1896, quando foi realocado a outros serviços. Em 1904, Fleming continuou o trabalho na lâmpada como um possível detector para ondas sem fio. Enquanto era funcionário da Marconi Co., ele aperfeiçoou a placa dando-lhe uma forma cilíndrica e envolvendo totalmente o filamento [162]. O dispositivo resultante, ilustrado na figura 2.2, ficou conhecido como "Válvula de Fleming" [185].

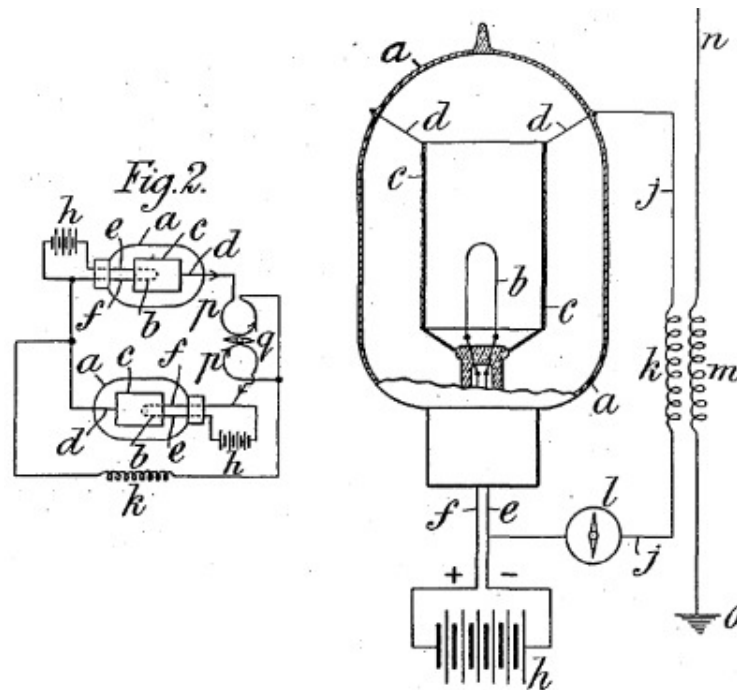


Fig. 2.2: Desenho da válvula de Fleming, presente na patente de seu invento, 1905.

Fleming realizou a redescoberta do que havia sido perdido previamente. A corrente alternada aplicada ao filamento da lâmpada atravessava o tubo através da placa na forma de corrente contínua. Assim, o conceito da válvula de Fleming foi utilizado no processo de retificar a corrente alternada nas válvulas diodos que se seguiram, assim como nos diodos retificadores de estado sólido dos dias atuais. A patente de seu invento foi registrada como "um instrumento para converter correntes alternadas em correntes contínuas" [61].

A Figura 2.3 ilustra o trabalho de Fleming em cima do experimento de Edison e a consequente descoberta de retificação de corrente alternada: o diodo à esquerda possui a placa com tensão positiva em relação ao catodo, logo circula corrente na válvula. No lado direito da Figura, o diodo possui

polarização contrária, com a placa estando negativa em relação ao catodo, logo o diodo não conduz e a corrente é nula.

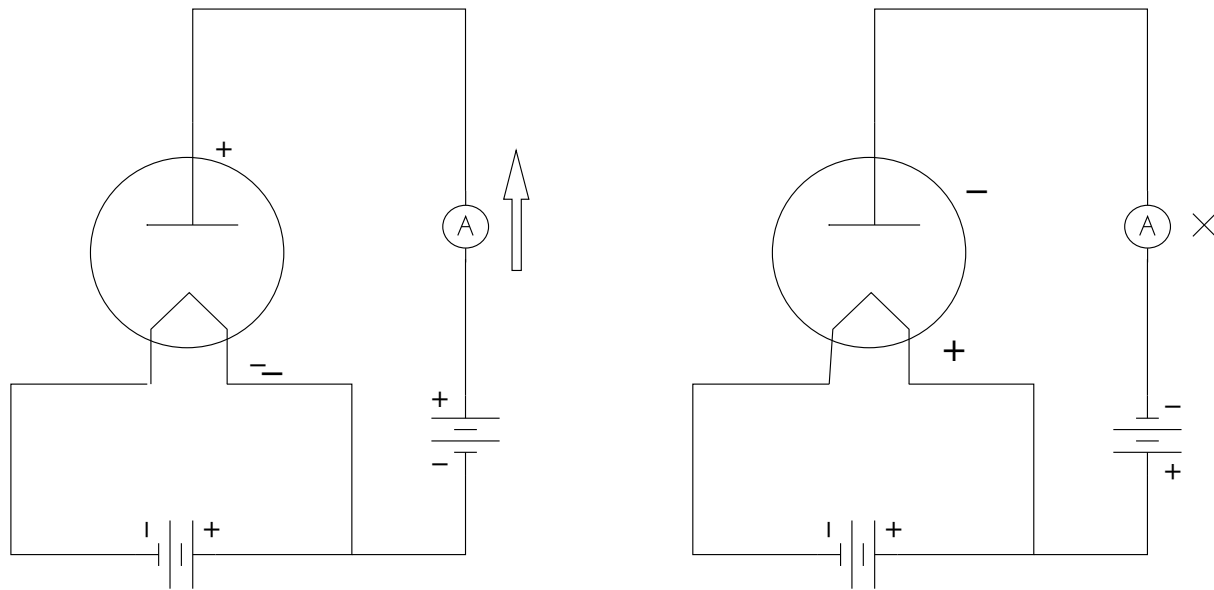


Fig. 2.3: Experimento de Fleming que descobriu a válvula diodo, a corrente só passa em um sentido.

2.3.2 Válvula de Lee de Forest (Triodo)

Lee de Forest, figura 2.4, foi um inventor americano com diversos artefatos patenteados, e possibilitou o que é considerado o marco inicial para a eletrônica através da criação da válvula triodo. Inicialmente, a válvula de De Forest foi chamada de "Audion", mas, devido ao fato de seu invento ser uma válvula diodo com um terceiro eletrodo agregado (uma grade espiralada), a válvula ficou conhecida como válvula triodo. O elemento adicional possibilitou controlar a corrente entre o catodo e a placa. No entanto, os primeiros exemplares da Audion apresentavam deficiências, pois eram frágeis, com tendência a um comportamento errático, e possuíam uma grande variação de funcionamento entre os seus exemplares [193].

As figuras 2.5 (a) e (b) mostram, respectivamente, a válvula desenhada por De Forest na patente de seu invento e sua implementação física. Salienta-se que De Forest trabalhava em sua própria companhia de telefone e telegrafia, *De Forest Radio Telephone Company*, em Nova York.

Na patente de seu invento, De Forest [62] descreve a aplicação da válvula triodo na telegrafia sem fio e em sistemas oscilantes de detecção. Ele afirma que o objetivo da invenção é melhorar os detectores e osciladores. O texto também apresenta as características físicas e estruturais da válvula triodo, que são incorporadas a um sistema de telegrafia descrito na invenção. De Forest claramente descreve a grade espiralada que posteriormente foi nomeada grid, a qual é indicada pela letra "a" na figura

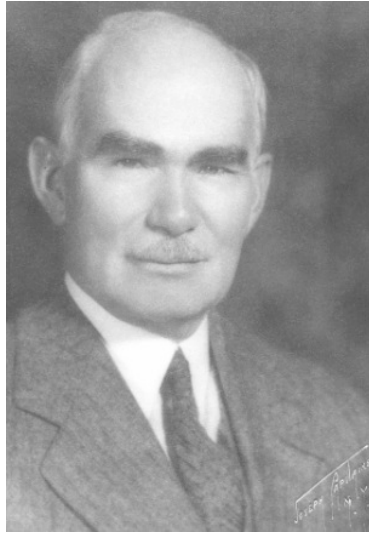


Fig. 2.4: Lee De Forest, 1873 – 1961, inventor da válvula Triodo, fonte [26].

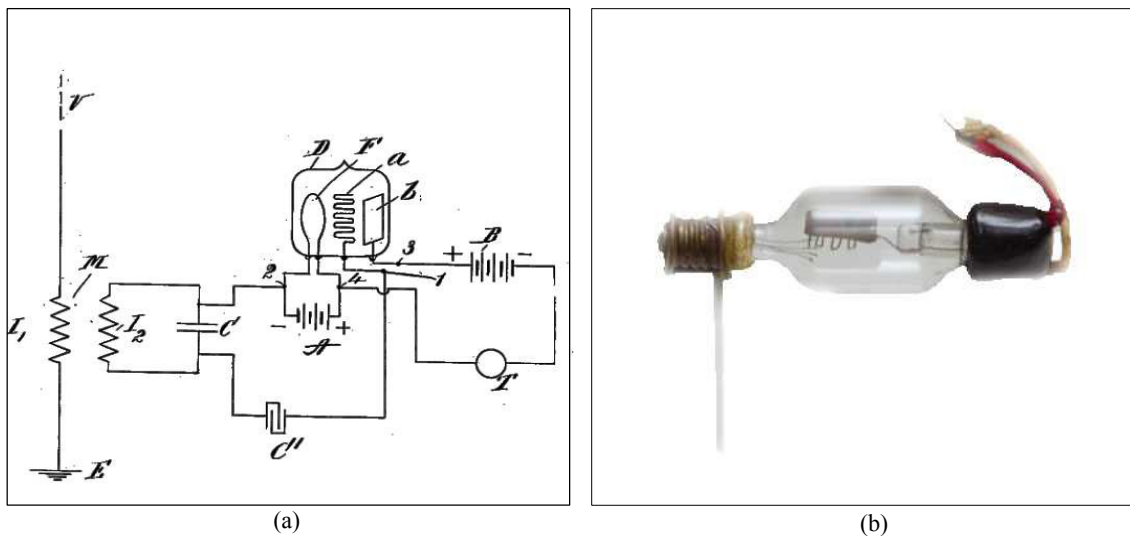
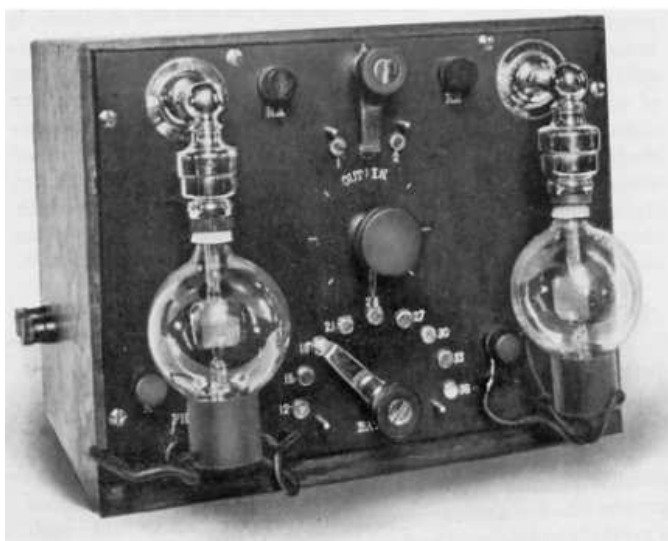


Fig. 2.5: (a) Desenho da válvula tríodo, (b) Triodo de De Forest.

2.5 (a). Em sua patente requisitada, nota-se que o inventor não compreendia todos os fenômenos que ocorriam no interior do tubo, nomeando-os como complexos e, que naquele momento, um entendimento dos fenômenos físicos seria apenas especulativo. De Forest posteriormente vendeu sua patente para a AT&T e a Bell Systems. Com o triodo, pode-se realizar a amplificação de sinais através de sua inserção em um circuito para tal finalidade. Em circuitos amplificadores com triodos, pequenas variações de tensão são convertidas em grandes variações de tensão [203], ou seja, a amplitude de um sinal é aumentada mantendo-se as propriedades essenciais do sinal de entrada.

As aplicações da válvula triodo ou Audion podem ser visualizadas na Figura 2.6, na qual ilustra

um amplificador de três estágios de amplificação através da Audion para áudio (2.6 (a)). Neste circuito o sinal é amplificado três vezes em cada triodo, sendo cada um destes considerado como sendo um estágio de amplificação. Na figura 2.6 (b) é mostrada uma outra aplicação deste dispositivo, sendo este utilizado na detecção de ondas de radio.



(a)



(b)

Fig. 2.6: (a) Detector e amplificador através da 'Audion'. (b) Amplificador de três estágios através da 'Audion', fonte [26].

Assim que a válvula de De Forest foi inventada, imediatamente a mesma foi colocada em uso pela AT&T para que os serviços de telefonia de longas distâncias nos Estados Unidos da América, possibilitando atravessar toda a extensão territorial do país, de Nova York a São Francisco. Anteriormente à invenção do triodo, estes serviços eram limitados à metade da extensão territorial [26].

A partir dos diodos e triodos, criaram-se diversos tipos de válvulas para finalidades gerais e específicas. As válvulas a vácuo sofreram grandes alterações com o tempo em relação ao seu tamanho e eficiência. As primeiras eram grandes, volumosas e ineficientes e, à medida que se modernizaram, tornaram-se menores, mais robustas e eficientes.

2.3.3 Tetrodos e Pentodos

A patente da válvula tetrodo foi obtida pela companhia Telefunken na Alemanha em 1916. O princípio da válvula tetrodo é aumentar a constante de amplificação através da inserção de uma grade adicional na válvula (*screen grid*) entre a grade de controle e o anodo, sendo uma válvula de quatro eletrodos. O primeiro tetrodo a ser fabricado nos Estados Unidos foi o UX-222, pela empresa RCA Corporation. Os tetrodos tornaram a amplificação de sinais de alta frequência mais simples, no

entanto, para a amplificação de sinais de alta amplitude, geravam mais distorção não linear do que os triodos [131]. De fato, um dos efeitos indesejados dos tetrodos é a emissão secundária, o que torna as curvas destes dispositivos altamente não-lineares em algumas regiões de operação, não sendo recomendados para a amplificação de sinais cuja fidelidade ao sinal original é importante, como no caso dos sinais de áudio.

Com o objetivo de reduzir a emissão secundária gerada pela *screen grid*, foi adicionada uma terceira grade na válvula entre a grade de controle e a placa, a grade supressora. Através da inserção desta grade, pode-se reduzir drasticamente o efeito da emissão secundária. Os inventores da válvula de cinco eletrodos foram Tellegen e Holts da Philips holandesa em 1926. O desenvolvimento inicial da válvula pentodo foi para amplificar sinais de baixa frequência com alta fidelidade, no caso, sinais de áudio. Posteriormente, válvulas pentodo para sinais de alta frequência foram desenvolvidas. Em 1931, a empresa RCA iniciou a produção do primeiro pentodo de baixa frequência. Os pentodos permitiram um grande aumento no fator de amplificação para sinais de áudio quando comparados às válvulas triodos anteriores [131]. Assim, com o desenvolvimento destes dispositivos, como a válvula 6L6GC, pode-se criar circuitos amplificadores mais potentes, maiores e com maior qualidade sonora.

2.3.4 Os primeiros amplificadores

Os primeiros amplificadores de áudio apareceram no começo da década de 1930, viabilizados pelo surgimento de capacitores eletrolíticos e válvulas retificadoras que permitiram a criação de uma fonte de alimentação em substituição às pesadas baterias +A (alimentação dos filamentos) e +B (alimentação da malha placa-catodo), a qual podia ser ligada à rede de distribuição elétrica. No início, estes equipamentos eram utilizados para amplificar violões através de um transdutor (bobina magnética) posicionado na boca do instrumento para captar as vibrações das cordas, o qual era conectado ao amplificador, e este ao alto-falante. A maioria destes amplificadores possuía baixa potência em relação aos produzidos em meados dos anos 50. Contrariamente ao esperado, a popularização destes amplificadores não se deu através dos violões eletrificados, mas sim devido ao grande modismo da década de 1930 pelas músicas com guitarras havaianas de colo (*lap steel guitar*). A figura 2.7, retirada de um catálogo de 1936, ilustra uma guitarra havaiana com o seu respectivo amplificador. O texto de outro catálogo da mesma época reforça esta popularização: “As guitarras havaianas elétricas não são mais exclusividades dos guitarristas profissionais. Aqui está um instrumento Gibson autêntico por apenas US\$100,00 que é acompanhado pelo amplificador, estojo da guitarra, capa para o amplificador e cabo.”

As guitarras havaianas (posicionadas no colo do músico e sem correias) eram geralmente tocadas com o uso de um amplificador para aumentar sua intensidade sonora, pois, comumente, não tinham caixa de ressonância; eram instrumentos de madeira sólida, embora alguns modelos fossem



Fig. 2.7: Guitarra Havaiana da Gibson, anos 30 e 40.

fabricados em ligas metálicas. Os controles dos primeiros amplificadores eram muito simples e amplificavam vastamente as frequências agudas e médias. Os tipos de alto-falantes utilizados e suas baixas potências acarretavam um desempenho deficiente nas altas e baixas frequências também.

Outro aspecto que limitava a produção de amplificadores mais potentes era a captação sonora rudimentar. Os primeiros métodos de captação utilizavam transdutores de contato com microfones que, amarrados ao corpo do instrumento, captavam as vibrações do tampo do violão ou guitarra e as convertiam em sinais elétricos. Uma das desvantagens deste método é a baixa sensibilidade, já que, dependendo do ajuste de um amplificador, todo o corpo do violão iria agir como um microfone. Como consequência, qualquer ruído sonoro próximo ao corpo do violão, como a roupa raspando no corpo seria amplificado. Outro problema é que quando o som do amplificador é direcionado ao microfone (corpo do violão) ocorre o *feedback* ou a microfonia. Uma vez que a maioria dos violões dos Estados Unidos era de corda de aço, os captadores magnéticos foram desenvolvidos e modificaram esta condição [42].

À medida que a música amplificada se popularizava através do Blues e do Jazz, as potências sonoras dos grupos musicais se tornaram mais intensas. Assim, surgiu a necessidade de desenvolver amplificadores que atingissem maiores potências. Neste contexto, em 1952, surgiu o Fender Bassman 5B6. Através deste equipamento, iniciou-se um legado de amplificadores Fender ou mesmo cópias,

sendo que equipamentos baseados nesta marca são ainda hoje encontrados. Os amplificadores de guitarra a válvula evoluíram conjuntamente às primeiras guitarras com captação magnética, tornando-se populares aos músicos da época conforme foram incorporados pelos guitarristas das grandes bandas. No decorrer dos anos 50, os amplificadores de guitarras se tornaram padrão em apresentações de bandas de blues, música country, jazz e posteriormente rock'n'roll [13], [182]. A seguir, apresentam-se os principais fabricantes de amplificadores valvulados.

2.4 Principais Fabricantes de Amplificadores Valvulados

2.4.1 Fender Music Instruments

Nenhum fabricante foi capaz de influenciar de maneira tão decisiva o futuro da amplificação da guitarra quanto a Fender através de seu já mencionado Fender Bassman, o qual é considerado o amplificador mais copiado de todos os tempos. A sua topologia de circuito enunciou um caminho a ser seguido, abrindo portas para outros fabricantes como, por exemplo, a Marshall. O primeiro amplificador da Marshall é considerado como sendo um Fender Bassman com pequenas alterações. Leo Fender, com formação técnica em eletrônica e especialização em rádios, começou a sua carreira de projetista no ramo musical esboçando guitarras elétricas e outras invenções com a sua empresa de instrumentos musicais, a Fender Music Instruments Coop. O sucesso de seus amplificadores ocorreu em uma época próxima à criação de seus instrumentos e às invenções patenteadas na década de 1950 [55, 56].



Fig. 2.8: (a)Marshall Lead 100; (b) Fender Bassman 5F6-A.

Conforme seu nome indica, o Fender Bassman foi originalmente projetado para contrabaixos, embora também tenha sido amplamente utilizado para guitarras elétricas e gaitas, como no caso do renomado gaitista Little Walter. O modelo 5F6-A, mostrado na figura 2.8-b, era fabricado na forma de

combo, contendo quatro alto-falantes. Originalmente, os amplificadores utilizavam na etapa de pré-amplificação uma válvula 12AY7, que tinha menor ganho de tensão do que as tradicionais 12AX7, de alto ganho. Na etapa de potência, que atingia até 45W, o amplificador utilizava as 5881, válvulas substitutas diretas das tradicionais 6L6GC. O Bassman passou por várias modificações nos anos que passaram, com versões de 100 W, cabeçotes, entre outras variações. Em termos inovadores para sua época, pode-se destacar a potência máxima atingida. Outro aspecto interessante deste projeto é o equalizador de três bandas e o estágio de amplificação que o precede, através da configuração seguidor de catodo, cujo objetivo é a redução da impedância do estágio de saída, de maneira que o estágio de equalização não fique sobrecarregado e sofra perdas em frequência, aumentando a qualidade do equalizador. A importância do Fender Bassman pode ser notada através de publicações atuais sobre os seus circuitos [103].

2.4.2 Marshall Amplification

James Charles “Jim” Marshall, fotografado na figura 2.9, foi um fabricante inglês de amplificadores que modificou radicalmente o mundo da amplificação para instrumentos musicais através dos seus inovadores produtos. Jim ingressou no mercado de amplificadores quando foi dono de uma loja de instrumentos, acreditando que poderia fabricar equipamentos mais baratos que os Fender, que eram importados dos EUA. O primeiro amplificador fabricado por Jim foi o JTM-45, em 1962, que era um Fender Bassman modificado e produzia 45 W através de tetrodos americanos 6L6GC ou 5881 na etapa de potência. Os amplificadores que vieram em seguida, a partir de 1964, trabalhavam com as válvulas britânicas KT66 em substituição aos tetrodos americanos 6L6GC a fim de baratear o custo de fabricação.

Devido à crescente demanda por maiores intensidades sonoras, em função da evolução do gênero Rock’n’Roll, os amplificadores de 45 W se tornaram insuficientes. Pete Townsed, da banda The Who, solicitou a Marshall que fabricasse amplificadores mais potentes. Logo, Marshall e seus engenheiros trabalharam para produzir um amplificador de 100 W, que utilizava transformadores de força maiores e suportavam correntes mais elevadas através de quatro válvulas KT66 na etapa de saída. O gabinete era muito grande, pois acomodava oito alto-falantes de 12 polegadas. A caixa foi dividida para facilitar o transporte, originando o termo “stack” (pilhas) de caixas. Este amplificador, mostrado na figura 2.8-a, foi batizado de Lead 100, também conhecido como modelo 1959, ou pelo apelido de “Plexi” devido ao material de acrílico do painel frontal (*plexyglass*). A potência atingida por estes amplificadores alargaram as fronteiras da agressividade sonora nas bandas de Rock’n’Roll. Sublinha-se que muitos acreditam que os Marshall foram os primeiros amplificadores a alcançarem potências superiores a 100 W, no entanto, a concorrente Vox havia realizado esta façanha pouco tempo antes.

A partir de 1966, as válvulas EL34 substituíram as KT66 por atingirem preço inferior no mercado



Fig. 2.9: Jim Marshall (1923 - 2012).

européu, e assim surgiu o som característico dos amplificadores Marshall, que são conhecidos pela sua agressividade condizente com o Rock'n'Roll. Comparativamente às válvulas 6L6 e KT66, as EL34 geram mais distorções não-lineares. Esta distorção, considerada como indesejável na grande maioria das aplicações, surgiu como uma característica musical interessante destes amplificadores, expandindo os horizontes sonoros dos anos 60.

O crescimento da popularidade e o eventual refinamento técnico e estético do Rock nas décadas de 1960 e 1970 criaram a demanda por sons de guitarra cada vez mais distorcidos e comprimidos. Tal característica foi crucial para o desenvolvimento da técnica do instrumento, visto que diversos guitarristas perceberam a possibilidade de maior sustentação das notas longas e o auxílio na execução de passagens musicais complexas. Entre os fabricantes deste período, destaca-se a Marshall como uma das principais inovadoras na pesquisa e desenvolvimento do som distorcido para amplificadores de guitarra na década de 70, que seria replicado por diversos concorrentes posteriormente.

Parte deste desenvolvimento se deu através da colaboração da Marshall com o inglês Ritchie Hugh Blackmore, guitarrista da banda Deep Purple entre 1968 e 1975, um dos principais grupos de rock dos anos 70. Blackmore estava insatisfeito com o amplificador AC30 da marca britânica Vox, o qual utilizava, pois sentia a necessidade de intensidades sonoras maiores, mais distorção e sustentação das notas no som da sua guitarra. Então, Blackmore recorreu aos engenheiros da Marshall para que alterassem seus amplificadores a fim de atender à sua demanda, uma vez que o som original dos amplificadores não o agradava. Para Blackmore, o Rock pedia mais projeção sonora, devido a isto, ele requisitou uma maior potência dos amplificadores, que atingiam a potência máxima de 200 W RMS. Estes amplificadores mais potentes entraram em produção e eram conhecidos como Marshall Majors [48].

Entre as várias alterações sugeridas por Blackmore, a introdução de mais distorção ao som do amplificador, que foi realizada através de estágios adicionais de amplificação com triodos duplos 12AX7, se tornou uma característica muito valorizada pelas gerações posteriores de guitarristas de rock. Blackmore dedicava horas aos testes de amplificadores, em intensidades sonoras muito altas, o que gerou protestos entre os colaboradores da empresa. Os engenheiros da Marshall pediam sigilo a respeito das modificações que eram feitas nos amplificadores de Blackmore, pois sentiam que poderiam perder o controle da produção caso todos os músicos pudessem customizar os seus amplificadores [75].

A adição de mais ganho, gerando mais distorção através do controle de ganho e volume mestre (master volume), deu origem aos amplificadores com controle de distorção. Estes novos modelos foram inseridos na linha de produção da Marshall no final da década de 1970 através da série JMP, tornando-se padrão entre amplificadores para guitarra a partir da década de 1980.

No início da década de 1980, Jim Marshall iniciou a linha JCM, fabricada até a atualidade. Nos anos 1980, a linha de amplificadores foi nomeada como JCM 800, com válvulas EL34 ou 6550 na etapa de potência. O amplificador de maior potência atingia até 375 W, com a utilização de oito válvulas 6550 na etapa de potência [5]. Nos anos 1990, face à dificuldade de se obter válvulas EL34, característica dos amplificadores da Marshall, os produtos da Marshall passaram a ser equipados na sua maioria com válvulas 5881 da Sovitek (submarca do fabricante russo de válvulas New Sensor), as quais são equivalentes às 6L6GC americanas. As EL34 começaram a ser utilizadas apenas em reedições dos modelos clássicos das décadas de 1960 e 1970 (amplificadores pouco fabricados devido ao alto preço, US\$2700,00 nos EUA). A maioria dos JCM 900 utilizou as 5881, apresentando potência máxima de 100 W e contando com amplificadores operacionais e transistores junto às válvulas em seu circuito a fim de gerar a distorção de alto ganho. A linha posterior, JCM 2000, retornou à distorção 100% valvulada, entrando em produção a partir do ano 2000, com todos os estágios à válvula para gerar a distorção de alto ganho. Atualmente, os amplificadores valvulados da Marshall são reedições de amplificadores do passado como o Lead 100, a linha JCM 800, que retornou à fabricação na década de 2010, e a linha JCM 2000.

Nota-se que diversas das inovações técnicas relacionadas à distorção e a adição do controle de ganho, encontradas em amplificadores modernos, foram frutos da necessidade estética e instrumental de guitarristas de rock. Tal desenvolvimento teve sua gênese na empresa Marshall, havendo um posterior aprimoramento nos anos 1980 e 1990 com o surgimento dos grupos de Heavy Metal e Grunge, estilos que necessitavam de ainda mais distorção no som de guitarra a fim de alcançar a sonoridade almejada [49].

2.4.3 Vox

Os amplificadores Vox marcaram por serem utilizados pelas famosas bandas The Rolling Stones e The Beatles nos anos 60. Logo, estes equipamentos caracterizaram a sonoridade da guitarra elétrica durante a invasão britânica dos Beatles nos EUA [156]. Nos anos 60, a empresa responsável pela criação destes célebres amplificadores foi a Jennings Industries, sediada na cidade de Dartford, na Inglaterra.

Tom Walter Jennings, mostrado na Figura 2.10 à direita, foi um músico acordeonista amador que durante a segunda guerra mundial trabalhou em fábricas de armamentos Vickers em Kent. Nesta ocupação, conheceu outro músico amador, Dick Denney, também na mesma Figura 2.10 à esquerda, que também tinha interesse em rádios e eletrônica. Os dois tocavam juntos em campos de aviação da segunda guerra mundial para aliviar os momentos de tensão entre o pessoal da Royal Airforce. Depois do final da guerra os dois seguiram caminhos distintos.



Fig. 2.10: Tom Jennings e Dick Denney, fonte [83].

Em 1946, Tom abriu uma loja de instrumentos musicais especializada na recuperação de velhos acordeons e na importação de outros instrumentos novos, localizada em Dartford, na região de Kent na Inglaterra, ao sudeste de Londres. Em 1950, Tom inicia a Tom Jennings Musical Instruments Ltd. e também uma loja de vendas em Londres. Os primeiros anúncios referem-na como London Accordion Center. A partir de 1951, Tom começa a produzir seus próprios amplificadores de pequeno porte. O primeiro produto com a marca Univox era um amplificador de propósito geral, inclusive para gui-

tarras elétricas. Neste mesmo ano, Derek Underdown se junta à Jennings Musical Instruments. Uma das principais tarefas de Derek é auxiliar no projeto do sintetizador (teclado) valvulado monofônico (apenas uma nota por vez), que foi batizado de Univox. Em 1954, surge o primeiro produto com o nome Vox, este sendo um controle de volume acionado por pedal [53].

Assim que o Rock'n'Roll começou a ser difundido na Grã Bretanha, as guitarras elétricas se tornaram populares também neste país. Como consequência, iniciou-se uma demanda por amplificadores. Em 1956, Tom então viu uma oportunidade de negócios e iniciou uma pequena linha de produção dos amplificadores Univox. Neste período, Dick Denney realizou experimentos com amplificação de guitarra e projetou um pequeno amplificador de 15 W e um alto-falante de 12 polegadas. Neste mesmo ano a empresa se amplia para indústria: Jennings Musical Industries (JMI).

O amplificador que veio em seguida foi o G1/10, que era um aprimoramento do Univox. Em 1957, Tom procurou ajuda para os projetos de amplificadores, e recorreu ao velho amigo de tempos de guerra Dick Denney. Assim que observou um amplificador produzido e projetado por Dick, recrutou-o para trabalhar na JMI na mesma função. Neste mesmo ano, o primeiro amplificador com o nome Vox surge no mercado, o Vox AC2/30. Em 1958, a JMI produz um amplificador de 15W de potência também com a marca Vox. Este amplificador é chamado de AC1/15. O AC se refere ao uso de corrente alternada como fonte de alimentação primária, uma ideia revolucionária em sua época. Um terceiro amplificador foi nomeado de Vox, o antigo Univox G1/10, posteriormente rebatizado como AC10.

O amplificador AC15 era utilizado pela banda mais famosa da época na Grã Bretanha, “The Shadows”, a qual procurou Dick Denney para viabilizar um amplificador mais potente, pois nas apresentações o barulho gerado pelo público era mais alto que o som produzido pelos amplificadores. Dick pediu a permissão de Tom Jennings para a produção de amplificadores com o dobro da potência, porém não obteve sucesso, pois Tom considerava que o equipamento seria demasiadamente pesado e a intensidade sonora muito elevada. Face à negativa de Tom, Dick construiu às escondidas versões dobradas dos AC15. Através das notas fiscais das peças que incluíam válvulas EL34, ao invés das EL84 dos AC15, Tom descobriu que Dick estava produzindo amplificadores AC15 com o dobro de potência. Após um acordo entre os dois, Dick estava autorizado a produzir apenas dez destes amplificadores, que se tornaram os famosos Vox AC30, mostrado na figura 2.11. A JMI baseava-se na direção de Jennings e nas invenções e experiências eletrônicas de Dick Denney.

O futuro da empresa foi decidido em uma negociação para fornecer gratuitamente amplificadores para uma banda até então desconhecida, os Beatles. O empresário da banda, Brian Epstein, foi pessoalmente à loja revendedora da marca e requisitou um fornecimento de amplificadores gratuitamente a troco de visibilidade no mercado que o fornecimento traria à marca. A princípio, Jennings foi relutante, mas cedeu sob a condição de que a banda não usasse mais nenhum outro amplificador ao longo



Fig. 2.11: Vox AC30, modelo da JMI, anos 1960.

da carreira. A história demonstrou o êxito do investimento de Jennings. Através deste acerto, a indústria JMI foi promovida pela banda mais famosa de toda a história. Outra banda que teve uma relação estreita com a marca foram os Rolling Stones. Um dos primeiros empresários da banda trabalhava na JMI e os shows sempre tinham amplificadores Vox.

As características que marcaram os AC30 eram os pentodos de potência EL84 e, de maneira mais significativa, a ausência da realimentação negativa. Nos projetos, a realimentação negativa foi simplesmente eliminada ao contrário dos projetos da Marshall e da Fender. Desta maneira, os amplificadores introduzem harmônicos no sinal de maneira gradual [156]. A introdução da realimentação negativa suprime a distorção na etapa de saída e amplia o espectro fazendo com que as frequências agudas tenham uma resposta mais próxima das graves.

Devido à grande demanda dos EUA, uma franquia dos amplificadores Vox foi estabelecida através da Thomas Organ Company. Tom não tinha controle sobre a produção dos produtos da América e não concordava que os amplificadores fossem feitos fora do Reino Unido. Uma das primeiras modificações que foi introduzida pelos amplificadores americanos foi a utilização de válvulas diferentes: não mais as EL84 europeias, e sim, válvulas de projeto e produção nos EUA como as 6V6GC. Outra significativa mudança foi que, no final dos anos 60, a linha de amplificadores americanos Vox era toda transistorizada, não carregando as características sonoras que tornaram os amplificadores famosos.

Para atender à demanda por seus produtos, Tom Jennings necessitava de capital para financiar a

produção e, com este objetivo, vendeu ações da empresa para o grupo empresarial Royston Industries LTD - grupo de empresas de eletrônica para fins bélicos. Esta foi uma escolha que deu início ao declínio da empresa. Ao invés de injetar capital na JMI, a Royston Industries retirava recursos da JMI para o desenvolvimento de um novo projeto na época, a Caixa Preta (dispositivo que armazena gravações de aeronaves). O resultado foi que Tom perdeu o controle de sua empresa e a Royston entrou em falência levando a JMI junto. Tom manteve a JMI em atividade até que os outros acionistas o demitiram da empresa que ele fundou. Em seguida, Jennings fundou outra empresa de amplificação em parceria com Dick Denney, mas nunca obtiveram o sucesso do passado. A Vox foi leiloada passando por diversos proprietários: em 1970 pela Brich Stolec, em 1974 pela CBS Arbitr, em 1978 pela Rose Morris, e atualmente a marca é propriedade da empresa KORG, que a adquiriu em 1992.

2.4.4 Mesa Engineering Ltda.

Randall Smith, músico saxofonista, iniciou a sua trajetória nos amplificadores de guitarra através de uma loja de consertos em São Francisco, nos EUA. A sua clientela na época incluía nomes de bandas e artistas famosos como: Jefferson Airplane, Grateful Dead, Carlos Santana, Steve Miller, Quicksilver Messenger Service, entre outros [161].

Em 1969, Randall Smith alterou um circuito de um pequeno amplificador Fender Princetone cuja potência original era de 18 W. As alterações incluíam a troca dos transformadores, das válvulas e do alto-falante que iria ser substituído para um modelo maior de 12". As modificações fariam o pequeno amplificador atingir a potência máxima de 50 W. Smith pediu ao cliente e amigo Carlos Santana que testasse o pequeno amplificador. Santana apreciou a sonoridade obtida e qualificou o amplificador como "boogie" (dançante). Este adjetivo seria incorporado ao nome do fabricante que ainda estava por surgir.

Para financiar a compra de transformadores para sua linha de amplificadores, Smith trabalhou no ramo da construção civil, reformando a fundação de casas antigas, bem como na mecânica de automóveis, através da retífica de motores de carros antigos da Mercedes-Benz. Smith iniciou a sua empresa "Mesa Engineering" para atuar nestes três ramos de atividade.

O primeiro amplificador da Mesa Engineering destinou-se a contrabaixos, o 450, cuja denominação foi inspirada no carro da Mercedes-Benz, modelo 450-SL.

Um amigo de Smith, Lee Michaels, requisitou-o para fabricar um pré-amplificador para operar uma potência transistorizada de 300 W, a Crown DC300, que tinha adquirido. Smith fabricou um pré-amplificador com dois estágios adicionais de amplificação com uma válvula 12AX7 e três potenciômetros de ajustes de ganho para acertar o circuito. O circuito resultante acidentalmente gerou um pré-amplificador com distorção de alto ganho. Este pré-amplificador possuía uma grande possibilidade de regulagens indo de um som sem distorção a um som com muita distorção que, segundo Randall

Smith [161], na época jamais havia sido presenciado. Assim que este pré-amplificador com distorção foi inventado, foi incorporado ao aparelho Mark I, um pequeno amplificador de 100 W baseado nos circuitos da Fender, com um alto-falante de 12 polegadas, figura 2.12. O amplificador foi entregue a Carlos Santana para gravar o seu segundo álbum, *Abraxas* de 1969, difundindo mundialmente o som do amplificador. Desta maneira, o desenvolvimento da distorção de alto ganho da Mesa Engineering foi um pouco anterior ao da Marshall, porém devido a ser uma empresa de pequeno porte, não teve a difusão rápida do outro fabricante.



Fig. 2.12: Mesa Engineering/Boogie MK-I.

Em 1973, Smith concentrou suas atividades na fabricação de amplificadores, abandonando os demais ramos em que atuava. No início, Smith era o único a trabalhar nos amplificadores, recebendo posteriormente o auxílio de sua esposa e vizinhos. A fabricação de seus equipamentos era feita em um pequeno galpão, onde algumas partes dos amplificadores eram terceirizadas. Nesta época, na forma de empresa familiar, a Mesa Engineering chegou a exportar seus produtos para 37 países. Em 1980, a empresa se transformou em uma pequena indústria de amplificadores com instalações mais profissionais, onde permanece até a atualidade na cidade Petaluma, CA, EUA. Nesta época, entrou em produção o amplificador Mark-II, que tinha dois canais, um de distorção de alto ganho e outro sem distorção, os quais poderiam ser cambiados através de um *footswitch* (chave acionada por pedal).

Este intercâmbio entre canais se tornou universal entre fabricantes nos anos que seguiram. A Mesa Engineering permaneceu uma empresa de pequeno porte. Parcialmente devido a esta característica, todos seus amplificadores são valvulados e fabricados nos Estados Unidos, sendo considerados equipamentos de alto custo e qualidade. Esta filosofia é contrária à maioria dos fabricantes atuais, cujos produtos apresentam menor preço e qualidade, sendo a maioria transistorizada e montada na China. A sonoridade destes amplificadores atende os músicos em busca de uma distorção de alto ganho, como o modelo mais atual da empresa, o Mesa/Boogie Dual Rectifier. O timbre distorcido deste tipo de

amplificador ficou mundialmente conhecido como Californiano devido à localização do fabricante.

2.5 Amplificadores valvulados brasileiros

Nas décadas de 1960 e 1970, o Brasil, assim como os demais países industrializados, fabricou amplificadores a válvula em seu território. Pesquisar sobre estes equipamentos não é uma tarefa fácil, pois as informações técnicas referentes aos fabricantes nacionais, já extintos em sua maioria, são de difícil acesso, gerando mitos e dados imprecisos sobre estes amplificadores, seus projetos e fábricas. Os dados utilizados neste trabalho foram obtidos a partir de esquemas eletrônicos [69], tais como os disponíveis na esquematoteca da Rua Aurora, São Paulo-SP, bem como através de folhetos de propagandas de época [69, 70]. A pesquisa também incluiu a inspeção de amplificadores sucateados ou restaurados de músicos e estúdios profissionais de gravação. A seguir serão abordados os fabricantes de amplificadores valvulados dos anos 1960-1970, destacando-se a Giannini e a Palmer. O final da seção inclui os fabricantes da atualidade, que retornaram na década de 1990 com a empresa Meteoro Amplifiers.

2.5.1 Giannini

A empresa Tranquillo Giannini S.A., fundada em 1900 e posteriormente rebatizada de Giannini S. A., é um dos mais tradicionais fabricantes de instrumentos musicais no Brasil. Nos anos de 1960 e 1970, a Tranquillo Giannini S.A. produziu milhares de amplificadores para instrumentos musicais, sendo estes na sua grande maioria de tecnologia a válvula. O responsável pelo projeto destes equipamentos foi o engenheiro Carlos Alberto Lopes, apelidado de “Sossego”. Segundo o próprio Carlos Alberto Lopes em uma entrevista [160], os amplificadores da Giannini eram cópias dos circuitos utilizados pela Fender, porém adaptados às condições tecnológicas do Brasil na época, deficiente de alguns componentes. A linha de amplificadores Giannini era composta pelos seguintes modelos: True Reverber, Thunder Sound, Valiant, Jet Sound, Mini Mighty e Tremendão.

Os amplificadores da Giannini equiparam grandes músicos das décadas de 1960 e 1970, podendo-se destacar o guitarrista Sérgio Hinds, que foi membro do grupo brasileiro de rock progressivo “O Terço”. Aliás, no encarte do álbum “Criaturas da noite” desta banda, nota-se a presença de um amplificador Duovox da Giannini, o qual é ilustrado na figura 2.13. Outro guitarrista de renome internacional, Sérgio Dias do grupo “Os Mutantes”, também utilizou amplificadores da marca durante os primeiros anos da banda. Sérgio Dias elogiou a qualidade dos amplificadores da Giannini em uma entrevista à Revista Guitar Class [43], e salientou a configuração única de alto-falantes do modelo True Reverber, que possuía seis falantes de oito polegadas.



Fig. 2.13: O Terço, banda brasileira de rock progressivo.

O amplificador de maior sucesso da marca foi o Giannini Tremendão, cujo circuito valvulado baseia-se no Fender Twin Reverb, possuindo 87 W de potência máxima. A linha de amplificadores Tremendão evoluiu da seguinte maneira: SuperTremendão, Tremendão Compacto, Tremendão, Tremendão II e Tremendão III. No centenário da Giannini, a empresa resolveu lançar a reedição do Tremendão III, com apenas 19 unidades fabricadas sob encomenda. A produção foi terceirizada, ficando a cargo do técnico Augusto Pedrone, especialista em equipamentos valvulados.

A linha de amplificadores Tremendão ao longo dos anos teve a seguinte evolução:

- **Tremendão:**

Cabeçote de 100 Watts rms, 2 canais (Reverb - Normal), equalizador de duas bandas “graves” e “agudos” com chave de curto *bypass* para o brilho (as frequências mais altas para guitarras) para cada canal. Uma válvula 12AT7 para excitador do reverb, e meia 12AX7 para amplificar o som do tanque de reverberação. O amplificador possui também uma 12AX7 para a pré amplificação do canal I e outra 12AX7 para a pré amplificação do canal II. Na etapa de potência utiliza uma válvula 12AT7 como inversora de fase mais quatro 6L6GC. O efeito de tremolo é obtido através de uma válvula 12AX7, com o primeiro estágio para o oscilador harmônico e o segundo estágio de amplificação do sinal. O oscilador harmônico oscila uma lâmpada de neon que interage com um LDR (*light depending resistor*). Este LDR está em série com o amplificador do segundo estágio. O trêmolo possui controles de velocidade e intensidade. As características que diferenciam este amplificador com os sucessores é a fonte de alimentação com capacitores

axiais, retificação de onda completa com apenas dois diodos e o painel preto dos controles. O chassis era montado no topo do cabeçote com as válvulas dependuradas no chassis, com risco de se soltarem dos seus soquetes.

- **Tremendão II:**

O Tremendão II é praticamente idêntico ao tremendão I, com a única variação notável é a frente do painel prateada, que foi incorporada em todos amplificadores da Giannini.

- **Tremendão III:**

Este amplificador possui as mesmas características dos antecessores mas possui algumas modificações: Retificação em ponte na fonte de alimentação, capacitores eletrolíticos não axiais em presilhas parafusadas diretos nos chassis, painel na cor palha com o gabinete com o painel frontal pintado em diversas cores. O chassis era montado na parte inferior do gabinete, assim sendo as válvulas não tinham mais o risco de se soltarem dos soquetes.

- **Tremendão Compacto:**

Semelhante ao tremendão III, porém com um canal apenas.

- **Super Tremendão:**

Cabeçote duplo com 2x 100 watts (dois amplificadores), equalizador de três bandas (graves, médios, e agudos com chave de curto *bypass* para o brilho (as frequências mais altas para guitarras), o restante se assemelha com o Tremendão III com o adicional canal de *boost*: canal reforçador adicional com dois transistores NPN acionados por pedal (*footswitch*).

Após a saída do engenheiro Carlos Alberto Lopes, no início da década de 70, a Giannini iniciou novos projetos, como a linha Bulldog e a linha Duovox, juntamente com o célebre Tremendão, já em sua terceira edição (figura 2.14). A linha Duovox possuía amplificadores com a terminação “G” em sua nomenclatura para guitarra e “B” para contrabaixo, cujas potências variavam entre 50 W e 250 W [70] [69].

Nos anos de 2011 e 2012, a Giannini voltou a fabricar amplificadores valvulados em grande escala. O modelo introduzido no mercado foi o Classic T, figura 2.15, com 20 W de potência, possuindo duas válvulas de fabricação russa EL84, da marca Electro Harmonix. No entanto, folhas de dados sugerem que as EL84 em classe AB push-pull fornecem no máximo 18,5 W rms. O amplificador possui ainda duas válvulas 12AX7 para pré-amplificação, e uma 12AX7 como inversora de fase para excitar o estágio de potência push-pull. Os amplificadores vintage da Giannini jamais usaram este pentodo EL84 na etapa de potência, o que sugere um novo projeto a ser produzido com um canal de Boost para mais distorção, o que diferencia os equipamentos da atualidade daqueles fabricados pela



Fig. 2.14: Amplificador Giannini Tremendão T3.



Fig. 2.15: Giannini Classic T - Anos 2011 e 2012.

empresa no passado. Outra característica é a baixa potência, uma vez que os guitarristas do novo milênio necessitam apenas do timbre deste tipo de amplificador, não demandando a elevada potência que já foi atingida por estes equipamentos, por exemplo, os 240 W do Giannini Duovox 240B.

2.5.2 C. S. Sound

A C. S. Sound, ou simplesmente “Sound”, como era conhecida, era uma empresa com uma linha de produtos de sonorização nos anos 1970. Esta linha possuía diversos amplificadores, mesas de somo (*mixers*), caixas de som e outros. Seus amplificadores são caracterizados por serem montados



Fig. 2.16: C.S Sound - Amplificador Valvulado brasileiro de 200W RMS.

artesanalmente, possuírem parte de seus circuitos montados em circuitos impressos e também pela robustez dos mesmos. Alguns amplificadores podem atingir a potência máxima de 200 W com o uso de válvulas KT88 ou 6550 na etapa de potência, figura 2.16. A C. S. Sound produzia modelos de amplificadores de 100 W, 150 W e 200 W.

A fábrica não permaneceu muitos anos em atividade, conseqüentemente, não são numerosos os amplificadores remanescentes, podendo ser considerados como relíquias. Assim, encontra-se pouca informação disponível a respeito destes amplificadores.

2.5.3 Palmer

O ex-projetista da empresa Tranquillo Giannini, o engenheiro Carlos Alberto Lopes (“Sossego”) esteve na Europa e trouxe ao Brasil dois Marshall Major de 200 W. Estes foram os primeiros a entrar no Brasil, já que na época o mercado possuía uma maior restrição às importações para proteger a indústria brasileira. Algum tempo depois, Carlos Alberto reproduziu os circuitos originais da Marshall, atendendo ao pedido dos músicos da banda “Os Mustangs” para construir amplificadores protótipos, baseados nos Marshall Major. Caso os músicos ficassem satisfeitos com os protótipos, estes seriam utilizados em substituição aos Marshall, como devidamente ocorreu. O nome Palmer foi escolhido para a marca, dando início à Indústria de Comércio Eletrônico Palmer Ltda. Em Fevereiro de 1970, estavam sendo fabricados modelos para guitarra e contrabaixo de 200 W e 120 W. Este último foi declarado como uma mistura entre amplificadores Marshall e Fender [160]. Em 1973 e 1974, foram

fabricados os amplificadores Palmer Modelo 3P200, cabeçote de 200 W [153], mostrado na figura 2.17.

A tabela 2.1 possui os dados do amplificador Palmer - modelo 3P200, Head de 200W (segundo o fabricante) [153]. Este amplificador usa quatro 6550 na saída, duas caixas 4x12", figura 2.17.

Especificações do Palmer - modelo 3P200	
Potência	200W RMS (100W por caixa de 16 ohms)
Válvulas pré-amplificador	3 x 12AX7
Válvulas potência	4 x 6550
Canais	1 Canal clean
Graves	+23dB/100 Hz e +27dB/50Hz
Médios	+5dB/500 Hz e +10dB/1kHz
Agudos	+23dB/5 kHz e +28dB/10kHz
Presença	+3dB/500 Hz e +8dB/1kHz
Volume 1	até 40 W
Volume 2	até 100 W
Chaves	Standby, Power
Conexões	Entrada para instrumentos e Saída para alto-falantes
Impedância de saída para alto-falantes	16 Ω , para cada caixa
Frequência de rede	60Hz
Tensão de rede	110 V/220 V
Peso	127kg
Dimensões	200 cm x 76 cm x 36 cm

Tab. 2.1: Especificações do Palmer - modelo 3P200 - Fonte [153].

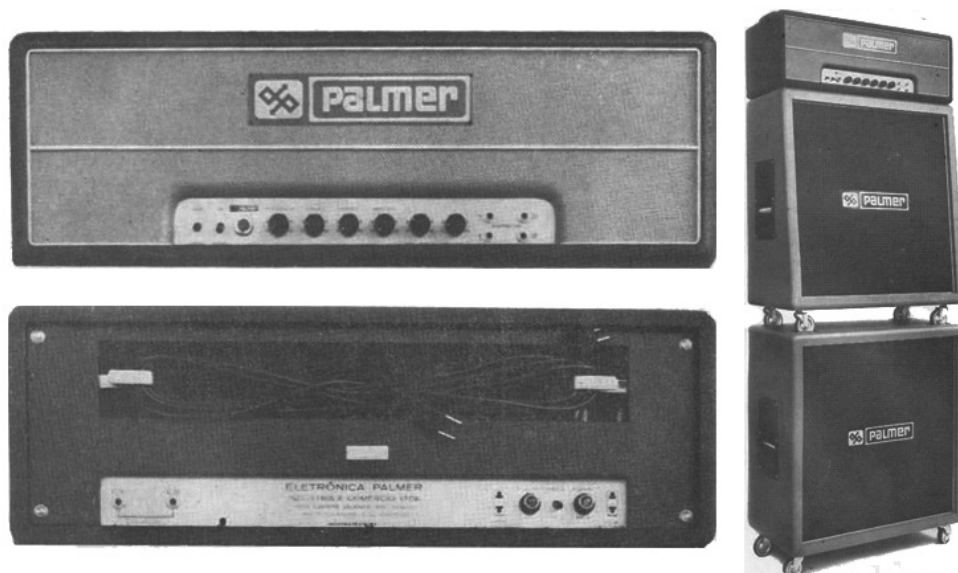


Fig. 2.17: Amplificador Palmer de 200W, fonte [153].

2.5.4 Meteoro Amplifier

A empresa Meteoro Amplifiers, fundada em 1984, possui três irmãos sócios: José Luiz, Paulo Roberto e Ocimar Ferreira, que são músicos e iniciaram a empresa com a montagem artesanal de amplificadores transistorizados. Atualmente, a Meteoro Amplifier possui diversos modelos valvulados para guitarra e contrabaixo: Reactor Drive MV, 500 Classic Deluxe, V6 Classic, Deluxe V8 Classic, Deluxe V12 Classic, Cristalino Classic, Cristalino Deluxe, Scorpion Power Amplifier 2.20, Stereo Falcon 50, GMHA 2000, Destroyer Knockfier III (desenvolvido junto com Andréas Kisser - Guitarrista da banda Sepultura), MFG 150, MAK 3000 Burnt, B52 e Falcon CB70.

A Meteoro Amplifiers exporta seus produtos para mais de 38 países e possui um selo de atestado de qualidade internacional. A Figura ilustra o amplificador Destroyer que possui contribuição de projeto do músico e técnico Elcio Aguirra e está ilustrado na Figura 2.18.

2.5.5 Outros fabricantes brasileiros

Outra marca brasileira que teve vendas relativamente elevadas de amplificadores foi a Phelpa. O guitarrista Sérgio Dias em entrevista à Guitar Class [43] ressaltou a qualidade do amplificador Phelpa Falcão. Esta marca também fabricava instrumentos musicais, como a notável guitarra Phelpa Apache.

No início dos anos 1960, a Snake iniciou a produção de maneira artesanal guitarras e amplificadores valvulados e caixas acústicas, figura 2.19. A empresa foi caracterizada por instrumentos semi-acústicos e por amplificadores potentes, chegando a 300 W de potência máxima atingidas ao



Fig. 2.18: Destroyer amplificador da Meteor Amplifier.

usar dez válvulas 6L6GC na etapa de potência. Na atualidade, a Snake voltou a produzir amplificadores valvulados. A marca passou anos somente produzindo alto-falantes. A Snake é uma das provas de que o mercado brasileiro atual possui demanda para a produção de amplificadores valvulados.



Fig. 2.19: Amplificador de guitarra snake (anos 1960-1970) fotos promocionais.

Provavelmente, uma das menos notáveis marcas brasileira de amplificadores para instrumentos foi a Alex, caracterizada por produzir amplificadores de baixa potência, como o da figura 2.20, com

EL90 na etapa de potência (pentodo pouco utilizado para este tipo de aplicação). Notável é a sua elegante disposição física de circuito, onde existem organização e clareza no posicionamento dos componentes e fiação, o que comprova o profissionalismo deste fabricante.



Fig. 2.20: Amplificador de propósito geral Alex, ano 1965.

Em 2009, a empresa de alto-falantes Selenium lançou a sua linha de amplificadores. Um destes equipamentos foi o MVK150, que é um amplificador totalmente valvulado, que possui canal de distorção e especificação de potência máxima de 150 W.

Houve também outras marcas no mercado de amplificadores para instrumentos musicais no Brasil, entre essas podemos citar: Ipême, Soneli, Sank e Delta.

2.6 Conclusão

Os primeiros amplificadores foram os ampliadores sem dispositivos ativos, com diversos princípios de funcionamentos e destinados a aumentar os pequenos sinais produzidos pelos telégrafos para que atingissem maiores distâncias.

Os amplificadores de áudio com dispositivos ativos foram desenvolvidos a partir da invenção da válvula triodo por Lee de Forest, cuja primeira aplicação foi para amplificar sinais de comunicação

e telegrafia. A partir de então, ocorreu um desenvolvimento tecnológico da eletrônica em diversas áreas.

Os primeiros amplificadores de guitarra, que foram utilizados nas guitarras havaianas, eram de baixa potência. Com o surgimento do Fender Bassman, a indústria de amplificadores, a partir de modelos derivados deste criou diversos outros equipamentos, cujo desenvolvimento possibilitou amplificadores maiores e mais potentes. O mais notável entre os produtos derivados do Fender Basmann foi o Marshall JTM-45.

A indústria brasileira, devido à restrição a produtos importados, fabricou diversos amplificadores valvulados, sendo os Giannini os mais notáveis. A demanda atual dos guitarristas e o alto preço dos equipamentos importados fizeram ressurgir amplificadores valvulados de fabricação nacional, entre os quais podemos citar os produtos da Meteoro, Snake e Giannini.

Finalmente, o presente capítulo propôs recuperar a história dos amplificadores valvulados. Salienta-se que os timbres da guitarra elétrica dependem significativamente do amplificador ao qual ela é conectada e que a maioria dos guitarristas profissionais ainda utiliza a tecnologia valvulada, que surgiu no início do século XX. Deste modo, a utilização destes amplificadores no contexto musical deverá perpetuar por muitos anos, sendo seu timbre considerado como o mais belo. Pode-se fazer uma analogia com a história do piano, que teve seu desenvolvimento máximo como instrumento no século XIX, permanecendo seu projeto básico praticamente inalterado desde então [154].

Capítulo 3

Válvulas termiônicas e amplificação valvulada

3.1 Introdução

O funcionamento dos amplificadores valvulados assim como os outros dispositivos de tecnologia baseada nas válvulas termiônicas, deve-se conhecer a natureza deste tipo de dispositivo assim como os seus princípios físicos de funcionamento. Isso envolve um estudo detalhado das válvulas, seus eletrodos e circuitos. Este capítulo aborda a teoria física destes dispositivos assim como o funcionamento de alguns circuitos clássicos valvulados para áudio, com exemplos específicos de amplificadores para guitarra elétrica.

Uma válvula, de maneira geral, possui um catodo, que é emissor de elétrons; uma placa (*plate*) ou anodo (*anode*), que é o receptor ou coletor de elétrons; e outros eletrodos necessários ou específicos para o controle de correntes ou tensões elétricas.

Os eletrodos são montados de maneira rígida e alojados em um recipiente de vidro, cerâmica ou metal cujo interior é rarefeito até atingir um vácuo de alto grau. Os eletrodos estão interconectados internamente com os terminais da base, que são feitos de fenolite, metal, plástico ou baquelite. As válvulas seguiram uma cronologia na sua invenção, partindo-se da mais simples: diodo, triodo, tetrodos, etc.

3.2 Nomenclatura das válvulas

As válvulas podem ser identificadas por um sistema normatizado constituído de letras e algarismos. Existem nomenclaturas americanas e européias. Na européia, cujo nome é sistema *Pro-Electron*, podem existir no nome da válvula informações significantes do seu funcionamento. Porém, algumas

válvulas produzidas na Rússia, ou na extinta USSR, possuem outras nomenclaturas devido ao seu alfabeto.

3.2.1 Nomenclatura europeia (sistema *Pro-Electron*)

Na nomenclatura europeia, a identificação da válvula se inicia com letras maiúsculas seguidas de algarismos, por exemplo: ECC83, PY88, EL34 etc. A primeira letra indica a tensão ou corrente de trabalho do filamento e a segunda letra e as seguintes indicam o tipo de válvula. Os algarismos indicam as séries dos modelos de fabricação. A tabela 3.1 possui a informação sobre a primeira letra neste sistema de nomenclatura.

Primeira letra	tensão ou corrente de filamento
A	4 V
D	1,4 V (bateria)
E	6,3 V
G	5 V
H	150 mA
K	2 V (bateria)
P	300 mA
U	100 mA
X	600 mA
Y	450 mA
Z	catodo frio

Tab. 3.1: Primeira letra da nomenclatura das válvulas termiônicas.

3.2.2 Nomenclatura americana sistema *RETMA*

O sistema americano de nomenclatura *RETMA*, sistema de algarismos e letras normatizado, foi um sistema que não obteve êxito e deu lugar a um código numérico industrial de quatro dígitos. Este sistema, por sua vez, é capaz de fornecer informações mais precisas sobre o seu interior e funcionamento [87]. Exemplos da nomenclatura *RETMA*: 5Y3, 6BQ5, 12AX7, 117N7, 6L6GC, 6L6, 6L6GB e 12AY7.

- A primeira parte do código da válvula: um número de vários algarismos indica a tensão aproximada do filamento. Por exemplo, o filamento da 6AV6 necessita de 6,3 V, assim como o filamento da 6L6GC. O filamento da válvula 5Y3 requer 5 V. A válvulas 117N7 tem uma tensão especificada de 117 V para o aquecimento de seu filamento;

Segunda letra e seguintes	Função da Válvula
A	Diodo simples de R.F.
B	Diodo duplo de R. F.
C	Triodo(exceto triodos se saída e a gás)
D	Triodo de saída
E	Tetrodo (exceto tetrodos de saída)
F	Pentodo (exceto tetrodos de saída)
H	Hexodo ou heptodo
K	Heptodo ou octodo
L	Tetrodo ou pentodo de saída
M	Indicador de sintonia
P	Válvula com sistema de emissão secundária
Q	Nonodo
T	Tipos sem classificação definida
X	Válvula retificadora à gás, de onda completa
Y	Válvula retificadora de alto vácuo, de meia onda
Z	Válvula retificadora de alto vácuo, de onda completa

Tab. 3.2: Segunda letra da nomenclatura das válvulas termiônicas.

- A segunda parte do código de válvulas americano constitui-se de uma letra ou grupo de letras codificadas para identificar os tipos de válvulas e as respectivas funções.
- A terceira parte do código é um número que geralmente indica a quantidade de elementos úteis conectados aos terminais da base da válvula. Por exemplo, a válvula 6C67 possui sete elementos conectados à base. Isso incluindo o filamento como um elemento.
- A quarta parte do código consiste de letras que se referem a alguma característica particular daquele tubo. Por exemplo, para se realizar a diferenciação entre a 6V6 de metal da de vidro 6V6GT adiciona-se o sufixo GT, (*glass tube*) no final do nome da válvula.

Para se obter informações precisas sobre uma válvula, seu funcionamento e aplicações é necessário realizar uma consulta em um manual técnico, como o da *Sylvania* [181].

3.3 Emissão termiônica

As correntes elétricas presentes nas válvulas ocorrem com a movimentação dos elétrons (partículas de cargas negativas). Os transistores, por sua vez, podem ter movimentações de cargas através de lacunas (cargas positivas) [186]. No caso das válvulas, essa movimentação dos elétrons ocorre nos espaços físicos entre os eletrodos das mesmas. Este espaço é denominado espaço intereletrodico [31].

A emissão termiônica é o fenômeno que torna possível essa movimentação entre os eletrodos. Essa emissão é o processo que ocorre na maioria das válvulas diodos, triodos, tetrodos etc., utilizadas na amplificação. Os metais, de maneira contrária aos materiais isolantes de corrente elétrica, possuem elétrons livres em sua superfície. Estes elétrons são responsáveis pela condução da corrente elétrica através de suas movimentações e interações. Em condições normais, os elétrons são mantidos presos na superfície de um metal condutor, uma vez que a força de atração para o centro do corpo são suficientemente altas para que sejam mantidos neste corpo. À medida que o metal é aquecido, a velocidade dos elétrons aumenta e como consequência, alguns deles podem ser expulsos da superfície e atraídos para um eletrodo de potencial positivo pelo campo elétrico resultante. A temperatura na qual os elétrons podem deixar a superfície varia de material para material e este processo é conhecido como **emissão termiônica**, uma vez que a emissão ocorre em função de um aquecimento. Existem outros tipos de emissão, como a foto emissão (emissão em função da presença de luz), e também existe a emissão secundária, que é a emissão que ocorre quando a superfície é bombardeada por elétrons [105]. Neste trabalho, apenas a emissão termiônica é abordada.

As válvulas fazem uso de emissão termiônica em conjunto com outros circuitos para que ocorra amplificação. Os tipos mais comuns de válvulas utilizam catodos aquecidos indiretamente ou diretamente em contato com filamentos. Os filamentos normalmente são de Tungstênio e os catodos são geralmente compostos por Níquel ou um Alumínio com alta concentração de Níquel, que é envolto por uma cobertura de carbonato de estrôncio (SrCO_3), que no processo de fabricação da válvula se torna um óxido. Em regime de trabalho, o catodo é aquecido a temperaturas de 1050°K , apresentando um vermelho sem brilho. Em temperaturas superiores a 1050°K o tempo de vida do tubo decairá, enquanto temperaturas inferiores a 1050°K podem acarretar em um funcionamento inadequado do tubo devido à baixa emissão.

3.3.1 Dinâmica dos elétrons no espaço intereletrodico

Quando o catodo está frio, não existem elétrons em número apreciável no espaço intereletrodico. Como consequência, não existe uma carga espacial na região do catodo, o campo elétrico é uniforme e não existe corrente com os elétrons livres retornando à superfície do metal. Se a taxa de emissão é aumentada, elétrons penetram no espaço intereletrodico e fluem para o anodo [73]. A taxa de emissão é aumentada a medida em que se aumenta a temperatura do catodo. O catodo é aquecido por um filamento análogo ao de uma lâmpada incandescente, que é posicionado próximo ou em contato direto com o catodo. A corrente eletrônica que flui do catodo para o anodo é determinada pela taxa de emissão de elétrons do catodo. Esta taxa é determinada pela temperatura do catodo, que é controlada pela potência fornecida ao filamento. Cada elétron emitido é coletado pelo anodo. Deste modo, a curva da corrente é linear e possui declividade igual a 1. Isso pode ser observado na Figura 3.1, onde

o fluxo está limitado por emissão. A medida em que se aumenta a taxa de emissão, a densidade de cargas negativas no espaço intereletródico também aumenta. Como consequência deste aumento dos elétrons ao redor do catodo, o campo elétrico na superfície do catodo vai se reduzindo. O processo é descrito a seguir:

Com o aumento da taxa de emissão, o campo elétrico na superfície poderá se reduzir ao ponto de anular-se, pois a carga espacial entre os eletrodos é suficiente para neutralizar a atração do anodo. Esta condição do campo elétrico nulo na superfície do catodo corresponde a uma completa blindagem do anodo em relação ao catodo pela carga espacial negativa existente entre os dois. A polarização positiva do anodo passa a não ter mais efeitos para os elétrons emitidos. Nesta situação, a corrente de placa (anodo) não é mais controlada pela tensão de placa, e sim pela carga espacial que existe na região intereletródica. Uma grande parte dos elétrons ao serem emitidos pelo catodo, e não estando submetidos a nenhum campo elétrico (ou a um campo elétrico nulo), retorna à superfície do catodo. Desta maneira, uma pequena fração dos elétrons emitidos contribui para a corrente de placa. Pode-se perceber que a corrente de emissão (fluxo de elétrons do catodo para a carga espacial) é independente da corrente de placa (fluxo de elétrons da carga espacial para a placa), como observado na Figura 3.1 como um fluxo limitado por carga espacial. A maioria das válvulas funciona neste regime, sendo que a carga espacial atua como um reservatório de elétrons para a corrente de placa. Esta situação de fluxo de elétrons limitado pela carga espacial é ilustrada pela Figura 3.2.

Nas condições descritas acima, a corrente de placa é limitada pela carga espacial do catodo de forma não linear, descrita através da Equação 3.1, onde a relação entre a tensão de placa (E_p) e a corrente de catodo (I_p) pode ser expressa da seguinte forma:

$$I_p = K E_p^{\frac{3}{2}} \quad (3.1)$$

onde K é uma constante determinada pela geometria da estrutura dos elementos da válvula [133].

A operação da válvula termiônica normalmente ocorre com a sua corrente de placa consideravelmente inferior à quantidade de elétrons que pode ser fornecida pelo catodo. No caso do filamento feito de tungstênio puro não há danos, pois todos os elétrons emitidos são atraídos pelo anodo. Isto não pode ocorrer porém com catodos recobertos por óxidos que, para que tenham um tempo de vida estendido e que funcionem corretamente, necessitam de uma emissão total muito superior ao número de elétrons que são atraídos pela placa. Os elétrons que são emitidos pelo catodo formam uma nuvem em torno do eletrodo chamada de carga espacial [162]. A carga espacial é análoga a um reservatório de água que pode fornecer várias vasões, mas a sua reposição ocorre a uma taxa constante. Caso a emissão termiônica seja incapaz de fornecer elétrons para a formação da carga espacial, o catodo poderia ser requisitado a fornecer alguns picos de corrente que podem danificar o seu recobrimento de óxido ou em um caso extremo, chegam a se estilhaçar.

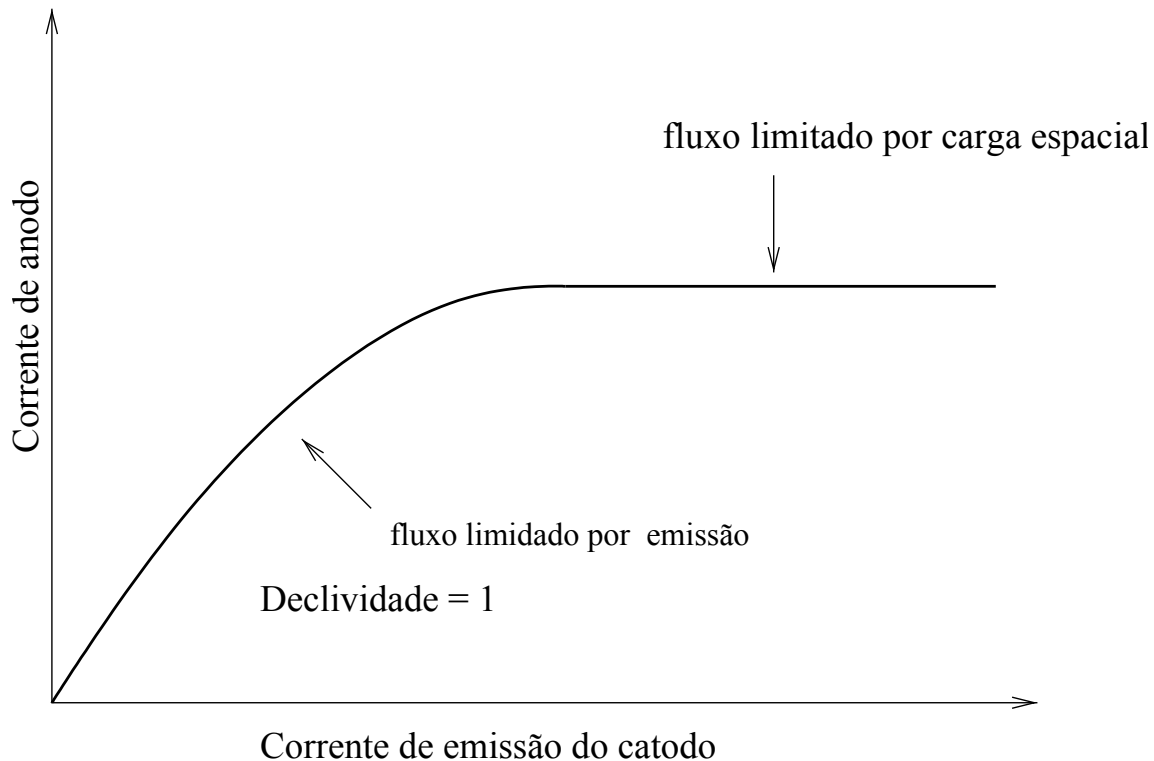


Fig. 3.1: Dependência entre a corrente de placa e a taxa de emissão do catodo, para uma tensão de placa constante.

Um filamento deve ser operado nas tensões indicadas para aquele tipo de válvula, com mais ou menos 10% de tolerância. Flutuações dentro destas tolerâncias não danificam as características ou a durabilidade da válvula. Por exemplo, a especificação de tensão de filamento para a 6l6GB é de 6,3 V. A operação do filamento fora da especificação leva à evaporação do material de recobrimento que é permanentemente perdido reduzindo a vida útil da válvula. Algo que ocorre com muita frequência em amplificadores brasileiros restaurados é o aumento da tensão de filamento acima destes 10%. Isto se deve ao fato da rede de distribuição de energia elétrica no Brasil nas décadas de 1960 e 1970 ter trabalhado com 110 V. Com o padrão atual de 127 V, as tensões nos secundários dos transformadores dos amplificadores ficam acima dos 10% de tolerância, chegando a 520 V para a tensão de placa de válvulas 6l6GC, que são especificadas para trabalharem em 480 V nos amplificadores da Giannini, e 7 V para a tensão alternada de filamento. Devido a isto, é comum a queima de transformadores de força caso este fator não seja levado em conta na restauração de um amplificador antigo. Para evitar isso, é feito o rebobinamento do transformador ou a inclusão de um transformador de “*step down*” de 127 V para 110 V entre o amplificador e a rede de distribuição. A segunda alternativa é mais recomendada por ser menos agressiva, preservando a originalidade do amplificador.

Durante a vida da válvula, em um primeiro momento a sua emissão aumenta com o tempo, atinge

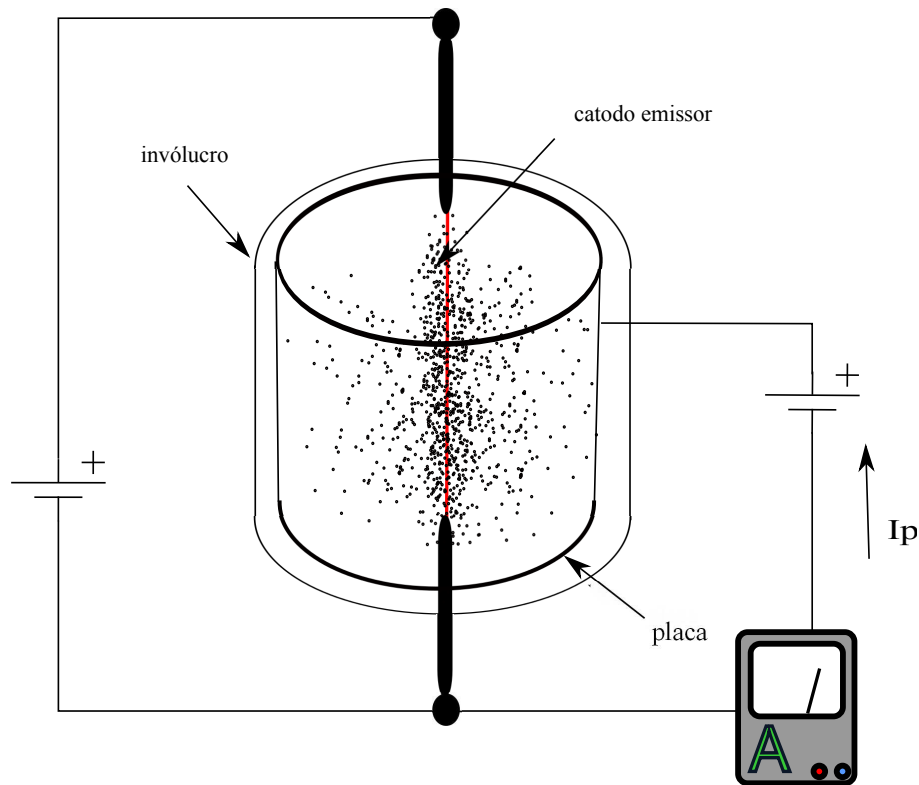


Fig. 3.2: Limitação da corrente de placa pela carga espacial

o máximo de emissão com um tempo de vida, que varia de válvula para válvula, e então a emissão começa a decair. Geralmente é noticiado o decaimento de emissão quando a válvula não é mais capaz de fornecer picos de corrente sem gerar distorções [105].

Praticamente todas as válvulas são operadas em um vácuo de alto grau. A presença de gás em pequena quantidade pode levar à ionização do mesmo quando ativada a tensão de B+ acarretando em uma aparência azulada no interior do tubo, como na Figura 3.3. Se através de uma pequena fissura o vácuo for contaminado com uma maior quantidade de gás, o filamento irá queimar rapidamente inutilizando o tubo.

3.3.2 Equações da dinâmica dos elétrons no espaço intereletrodico

Para o melhor entendimento dos processos que geram as características sonoras das válvulas é importante entender as equações que modelam a corrente de placa no tubo em função das tensões presentes nos eletrodos das válvulas. Como já foi dito, os elétrons são acelerados em direção ao anodo (placa) que possuem um potencial de centenas de Volts acima do potencial do cátodo. No momento em que um elétron é expulso da nuvem eletrônica, este possui uma velocidade teoricamente igual a zero. O mesmo é acelerado devido ao campo elétrico do anodo. A energia que o mesmo ganha é



Fig. 3.3: Ionização de gás no interior de um pentodo EL90, resultando em aparência azulada do gás. O amplificador da foto é brasileiro, da marca Alex, ano de fabricação 1965.

proporcional à tensão acelerada na forma da Equação 3.2:

$$E = eV = \frac{1}{2}m_e v^2 \quad (3.2)$$

onde:

- E - Energia;
- e - Carga do elétron $\approx 1,6 \times 10^{-19}C$;
- V - Tensão acelerada;
- m_e - Massa do elétron $\approx 9,11 \times 10^{-31}$;
- v - Velocidade do elétron.

Após algumas manipulações algébricas a Equação 3.2 pode ser rearranjada para a forma na Equação 3.3.

$$v = \sqrt{2V \cdot \frac{e}{m_e}} \quad (3.3)$$

A razão entre e/m_e tem o valor aproximado de $1,7588 \times 10^{11}$ C/kg. Se aplicarmos uma tensão de 400V entre o anodo e o catodo, sendo esta uma tensão típica encontrada em válvulas, os elétrons terão uma colisão com uma velocidade de aproximadamente $1.190.000m/s$. Se utilizarmos a Equação 3.3 para a tensão de rede gerada na hidrelétrica de Itaipú que gera 750 kV, a velocidade dos elétrons iria ser superior a velocidade da luz, sendo isto impossível. Este erro ocorre pois a Equação 3.3 não leva em conta a relatividade da massa dos elétrons, considerando a sua massa apenas em repouso. Em velocidades próximas à velocidade da luz a teoria da relatividade deve ser levada em conta, sendo que nestas velocidades a massa dos elétrons é maior. Desta maneira é necessária uma tensão infinita, de maneira que os elétrons cheguem a velocidade da luz. A Equação 3.4 de Alley e Atwood [3] foi desenvolvida levando estas considerações:

$$v = c \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{e}{m_e} \cdot \frac{V}{c^2}\right)^2}} \quad (3.4)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo $\approx 2,998 \times 10^8 m/s$.

3.4 Elementos constituintes das válvulas

Esta seção apresenta os eletrodos constituintes das válvulas e o seus respectivos funcionamentos.

3.4.1 Catodos e filamentos

Como já dito anteriormente, na seção 3.3.1, os filamentos ou aquecedores são os elementos da válvula que geram o calor necessário possibilitando que os elétrons na superfície do catodo possam vir a formar uma carga espacial em torno do catodo, para em seguida serem atraídos pela placa passando pelo espaço intereletródico.

Sob um ponto de vista de funcionamento, nada difere de uma lâmpada elétrica incandescente. Porém trabalham entre 700 e 800 ° C, assim sendo a temperatura muito mais baixa do que os 3000° C que são atingidos em uma lâmpada típica de Tungstênio. Isso pode ser caracterizado pela sua pequena incandescência, que gera um vermelho mortiço, em contraposição ao branco brilhante caracterizado pela lâmpada incandescente [72].

Existem dois tipos de catodos: os catodos de aquecimento direto e de aquecimento indireto. Como os próprio nome sugere, no aquecimento indireto não existe contato físico entre o catodo e o filamento.

3.4.2 Catodos de aquecimento direto

A principal vantagem do catodo de aquecimento direto, ilustrado na Figura 3.4, é a velocidade em que atinge a temperatura de emissão. Por ser praticamente instantâneo, equipamentos que necessitam ser utilizados de maneira intermitente e que seu funcionamento esteja disponível assim que acionados utilizam este tipo de catodo. Existem desvantagens na utilização do catodo de aquecimento direto. Uma das desvantagens é que devido a sua construção, partes do filamento estão a distâncias diferentes da placa, resultando em uma emissão desigual que acarreta em uma perda de eficiência. Outra desvantagem é que devido ao filamento ser um elemento resistivo, existe uma queda de tensão no mesmo, resultando em um lado do filamento estando com potenciais diferentes. O lado mais negativo emitirá mais elétrons que o lado mais positivo acarretando em uma menor eficiência. Um filamento que possui essas características será menos eficiente do que um filamento que possui uma emissão equidistribuída em sua superfície [30].

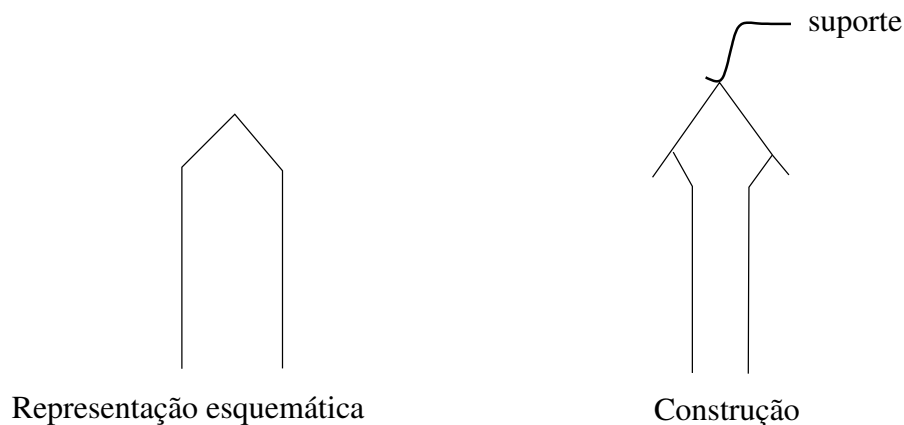


Fig. 3.4: Catodo de aquecimento direto.

Se um catodo de aquecimento direto for conectado a uma fonte de tensão de corrente alternada para alimentação, suas consequentes forças eletromagnéticas da corrente de alimentação poderão gerar um ruído de 60 Hz. Este poderá ser audível em um amplificador junto com o sinal a ser amplificado. Este efeito pode ser minimizado com a adição de um aterramento *center-tap* de uma derivação do transformador de alimentação do filamento [81].

3.4.3 Catodos de aquecimento indireto

Os catodos de aquecimento indireto, cuja representação esquemática está na figura 3.5, são em sua grande maioria recobertos por uma superfície constituída por um óxido. O catodo é um cilindro que envolve o filamento que está encapsulado na forma de um fio trançado, conforme a Figura 3.5. A

única função do filamento neste caso é fornecer aquecimento ao catodo. Muitos esquemas omitem as ligações dos filamentos, pois não adicionam muita informação sobre o circuito.

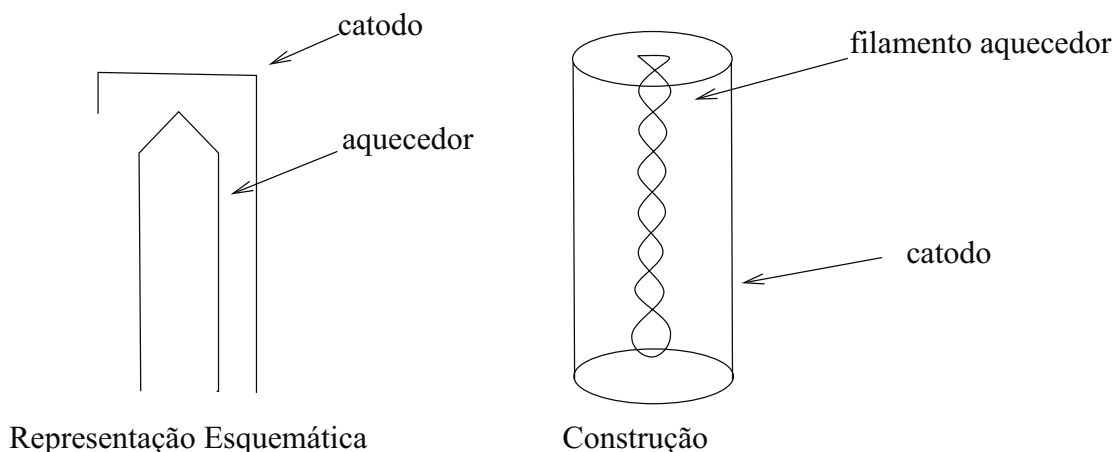


Fig. 3.5: Catodo de aquecimento indireto.

Devido ao fato dos catodos de aquecimento indireto serem relativamente grandes se comparados aos catodos de aquecimento direto, os catodos de aquecimento indiretos demoram mais tempo para chegarem na temperatura de emissão de elétrons. Por isso, adiciona-se a chave de *stand by* nos amplificadores. Quando é ligada a força de um amplificador, primeiro é fornecida a tensão nos filamentos para que os mesmos aqueçam, formando assim uma carga espacial no catodo. Assim que a chave de “*standby*” é fechada, ou tensão de B+, fornecendo a alta tensão à placa, a carga espacial já está formada, assim passando corrente do catodo para a placa. Caso o catodo não estiver com a carga espacial formada, o “reservatório” de elétrons não iria estar cheio, podendo assim ocorrer os picos de corrente que podem danificar o catodo como já descrito.

Uma vez atingida a temperatura de emissão, o catodo está menos suscetível a flutuações da corrente alternada que alimenta os filamentos. A maioria das válvulas utiliza catodos de aquecimento indireto. Em alguns amplificadores, para se reduzir o nível de ruído em um pré-amplificador, pode-se retificar a corrente alternada para o fornecimento de uma tensão contínua para filamentos, que são normalmente alimentados por uma tensão de 6.3 V alternada. O ruído gerado pela alimentação alternada dos filamentos é gerado pela alta corrente que ali circula. Esta corrente pode ser de 1 A por válvula se a etapa de potência utilizar válvulas EL34, por exemplo. Todas as alimentações estão em paralelo, dos triodos aos pentodos de potência. A corrente alternada dos filamentos gera um campo eletromagnético variável de 60 Hz. As partes de maior impedância dos circuitos e maior sensibilidade, cujo sinal amplificado da fonte sonora possui menor amplitude como o circuito de grade dos triodos amplificadores dos primeiros estágios, estão mais sujeitas a interferência deste campo eletromagnético, aparecendo nas mesmas como ruído.

Um exemplo da utilização de retificação de corrente está nos pré-amplificadores de alguns produtos da Marshall Amplifiers, como o Studio 15 modelo 4001, da linha JCM800. Estes amplificadores trabalham com maior ganho para gerar distorções mais fortes nos sinais de guitarra. Com a distorção e a consequente compressão da forma de onda, um ruído se torna mais alto na relação sinal-ruído. Devido a isto, utiliza-se a retificação para a alimentação dos triodos de pré-amplificação.

A Figura 3.6 mostra uma representação esquemática de dois tubos, cada um com um tipo de aquecimento. À esquerda da figura, o pentodo de alta potência KT88 possui o aquecimento indireto do catodo, o diodo duplo 5Y3, por sua vez, possui o aquecimento direto do catodo. A válvula retificadora 5Y3 é frequentemente encontrada em amplificadores de potência de média para baixa como o amplificador da Fender Champ AA7 de 1964, e o brasileiro Alex de 10 W.



Fig. 3.6: Catodos de aquecimento direto (à direita) e indireto (à esquerda).

A corrente emitida por um catodo aquecido possui a seguinte relação por unidade de área [87]:

$$I \propto T^2 \exp \frac{e\phi}{kT} \quad (3.5)$$

onde:

- T - temperatura aproximada do catodo ;
- ϕ - constante de trabalho da superfície do catodo (≈ 4.55 para o Tungstênio);
- k - constante de Boltzmann $\approx 1,381 \times 10^{-23} \text{J/}^\circ\text{K}$;

A Equação 3.5 representa a principal componente para a taxa de emissão de elétrons para a formação da corrente de placa, onde a equação é uma aproximação para o fenômeno mais complexo.

3.4.4 Grades

As grades são feitas com fios finos enrolados em torno de hastes de dois, três ou quatro lados. O tipo mais comum são as hastes de dois lados. Algumas válvulas possuem duas, três, quatro ou cinco grades uma ao redor da outra. Todas essas são semelhantes de maneira geral apesar de se diferenciarem em dimensão.

No caso de alguns tipos, são necessárias algumas precauções para se limitar a temperatura, pois as mesmas podem emitir elétrons ou mesmo formar gases em seu interior. Algumas grades de controle necessitam de mecanismos de dissipação de calor na forma de radiadores enegrecidos sobre ou abaixo dos outros eletrodos. Para auxiliar nessa radiação, ainda podem ter o recobrimento de cobre em torno das hastes de suporte. As grades são numeradas a partir do catodo, sendo a grade número 1 a mais próxima do mesmo. Estas podem ser visualizadas na Figura 3.7 [105]. As grades de controle normalmente têm uma polarização negativa em relação ao catodo. Algumas grades secundárias de pentodos, por exemplo, são conectados a um potencial positivo quase tão alto quanto o do anodo da válvula.

3.4.5 Placas

As placas ou anodos das válvulas são polarizadas positivamente, normalmente com um potencial de centenas de volts acima do catodo. A placa pode ter diversos formatos, dependendo de sua aplicação. Em válvulas de potência a placa normalmente é enegrecida para facilitar a radiação de calor. Na configuração mais utilizada para o ganho de tensão dos amplificadores, configuração de catodo

comum, a carga está localizada entre a placa da grade e a fonte de alimentação. Esta carga pode ser um alto-falante, transformador ou um resistor de placa.

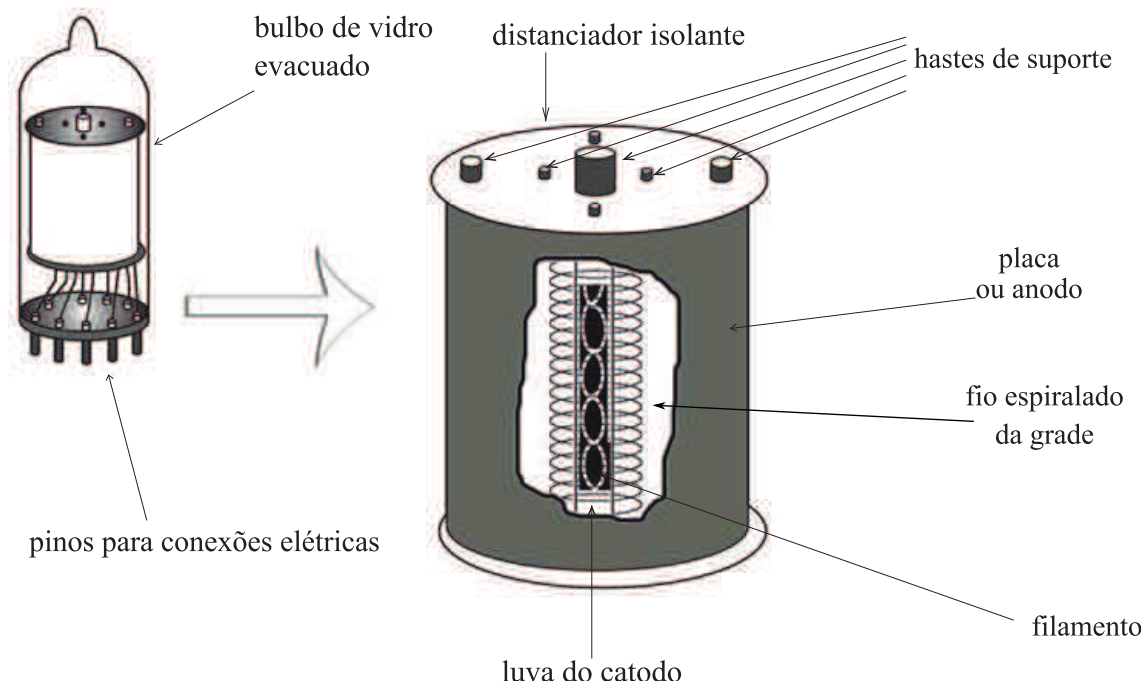


Fig. 3.7: Estrutura física de uma válvula triodo.

3.4.6 Invólucro

Os invólucros das válvulas normalmente são semelhantes ao vidro envolvente das lâmpadas. A emissão termoiônica normalmente não ocorre, ou ocorre com baixa eficiência, à pressão atmosférica normal. Por este motivo, as válvulas eletrônicas são montadas dentro de um invólucro, geralmente de vidro, onde existe alto vácuo. Os vidros são normalmente enegrecidos fazendo-os pouco condutivos, assim reduzindo a formação de cargas estáticas que deixariam o seu funcionamento menos eficiente.

Existem válvulas como as 6l6 com especificação militar que possuem invólucro de metal por razões de resistência, sendo estas utilizadas na comunicação a rádio na segunda guerra mundial até a substituição pelo transistor.

3.5 Diodos

Os diodos são o tipo mais simples de válvula. Como já dito anteriormente, foram descobertas acidentalmente por Thomas Edison mas quem recebeu crédito pela invenção foi John Fleming.

Com base na teoria exposta sobre o processo de emissão termiônica, podemos compreender como o diodo a vácuo funciona no processo de retificação. A retificação da corrente consiste em limitar o fluxo de corrente em apenas um sentido, assim prevenindo o seu fluxo na direção oposta. Uma válvula diodo pode ser usada para este propósito uma vez que a corrente somente é estabelecida em um sentido dentro do tubo [81], [22]. A representação de válvulas diodos em esquemas eletrônicos esta presente na Figura 3.8. À esquerda está representado diodos de aquecimento diretos e a direita diodos de aquecimentos indiretos. Em ambos tipos podemos ter diodos simples e duplos. Nos diodos duplos existem dois diodos no mesmo envólucro de vidro, que compartilham o mesmo catodo.

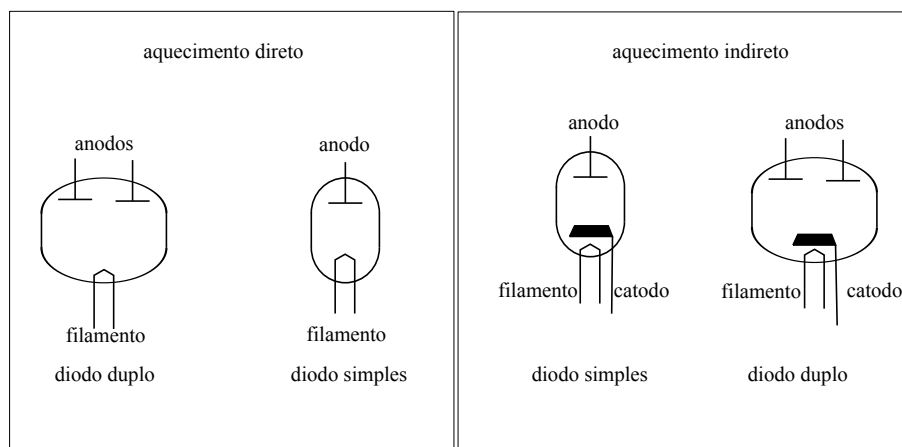


Fig. 3.8: Representação esquemática de válvulas diodos.

Como já mencionado, a principal característica da válvula diodo é permitir o fluxo elétrico somente em um sentido. Observando a figura 3.9, verificamos que o fluxo elétrico só é detectável pelo amperímetro quando a placa está polarizada positivamente com relação ao catodo. Quando a placa se torna negativa em relação ao catodo, o fluxo elétrico é imediatamente interrompido e a corrente circulante é para todos os efeitos práticos, nula. Isto acontece porque, estando a placa negativa, não existe um campo elétrico que atraia os elétrons que deixam a superfície do catodo, devido as cargas com a mesma polaridade negativa.

Avançando um pouco no estudo do diodo a vácuo, pode-se verificar a relação entre a corrente de placa I_a e a tensão de placa V_{cc} para uma tensão de filamento fixa, normalmente alimentado por uma tensão alternada de 5 V. Para este propósito, o circuito da Figura 3.10 é analisado, formado por um diodo de aquecimento indireto, uma fonte de tensão V_{cc} , um amperímetro, um voltímetro e um potenciômetro, necessário para prover valores de tensão variáveis para a placa.

A tabela 3.3 evidencia a influência do potencial positivo de placa na magnitude da corrente que circula entre catodo e placa. Como regra geral, a corrente de placa é proporcional à potência $3/2$ da tensão de placa. Desta forma, a relação entre I_p e V_p segue a Equação 3.1 da corrente de placa em

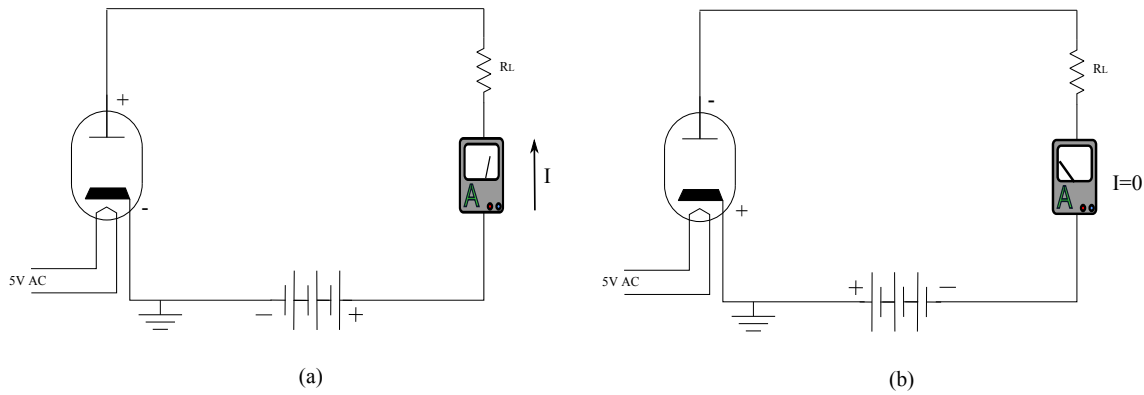


Fig. 3.9: Corrente circulando em um diodo retificador (a) em condução (b) em corte

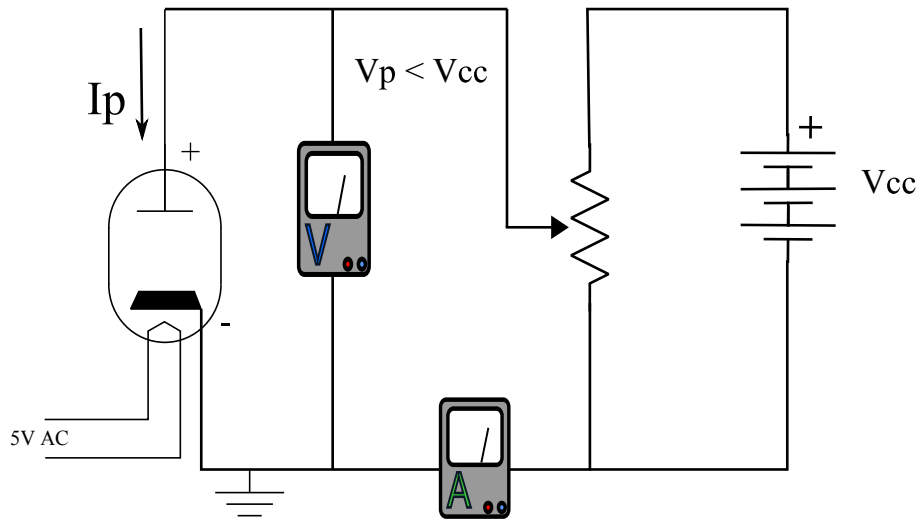


Fig. 3.10: Circuito para gerar as curvas de uma válvula diodo.

V_p [V]	25	50	110	150
I_p [mA]	9	23	62	111

Tab. 3.3: Valores de I_p em função de V_p , fonte [38].

função da tensão de placa.

Deve-se ressaltar alguns pontos quando os amplificadores valvulados utilizam válvulas termiônicas na fonte de alimentação :

- Todos os potenciais dos eletrodos da válvula são referenciados ao catodo;
- O fluxo eletrônico em uma válvula, parte do catodo em direção a placa. No entanto, convencionou-se considerar este fluxo, em termos de seu equivalente em cargas positivas (fluxo convencional

de corrente). Assim, considera-se $+I$ como um fluxo de cargas positivas partindo da placa para o catodo.

- O efeito de *sagging* [41] (compressão sonora) devido a redução da tensão de alimentação nas demais válvulas, fenômeno que ocorre devido a resistividade dos diodos termiônicos. Como esse efeito é desejado por alguns músicos, o amplificador da Mesa/Boogie possui a opção de retificação da corrente alternada através de um diodo termiônico.

3.5.1 Retificação

A retificação de corrente alternada é o processo de converter corrente alternada da rede de alimentação para corrente contínua utilizada na maioria dos aparelhos eletrônicos [119], [185]. No caso dos amplificadores valvulados, necessita-se converter a tensão da rede para uma tensão mais alta, normalmente entre 400 V e 500 V. Para esta conversão utiliza-se um transformador *step up*.

As válvulas diodos são encontradas normalmente na fonte de alimentação de alguns tipos de amplificadores valvulados, principalmente nos mais antigos, onde a sua função é retificar a corrente alternada da fonte após o transformador de alimentação *step up*.

Na Figura 3.11 tem-se o gráfico simulação de retificação de meia onda para o diodo retificador GZ-34 [185]. Na parte superior da figura, a tensão de saída para uma carga puramente resistiva. Os capacitores tem a função manter a fonte de alimentação com um valor DC constate. Devido a existir uma carga para drenar corrente da fonte de alimentação, a fonte gera um “*ripple*” de 60 Hz como consequência. Na parte inferior da Figura 3.11 é demonstrada a corrente que circula pelo tubo do diodo retificador. A corrente só circula quando o mesmo é polarizado diretamente (catodo negativo em relação ao anodo), como consequência, a corrente atravessa o tubo em somente meio ciclo.

Uma fonte de alimentação típica de um amplificador valvulado está presente na Figura 3.12. O diodo 5Y3 (diodo duplo) necessita de uma alimentação de 5 V de corrente alternada para os seus filamentos. Os diodos de aquecimento direto duplo, denominados duplo-diodo (vide Figura 3.8), são mais comuns do que os diodos simples e equipam a maioria dos amplificadores comerciais *vintage* com retificação de diodos termiônicos.

3.6 Triodos

Os triodos são utilizados na sua maioria para amplificação de pequenos sinais. Em poucos circuitos os triodos são utilizados em alguma etapa de potência. Os circuitos excitadores de reverberadores da Fender e Giannini utilizam um triodo duplo 12AT7 em paralelo para excitar a bobina transdutora da mola do tanque de reverberação. Este circuito fornece 1,5 W de potência ao transdutor, sendo um

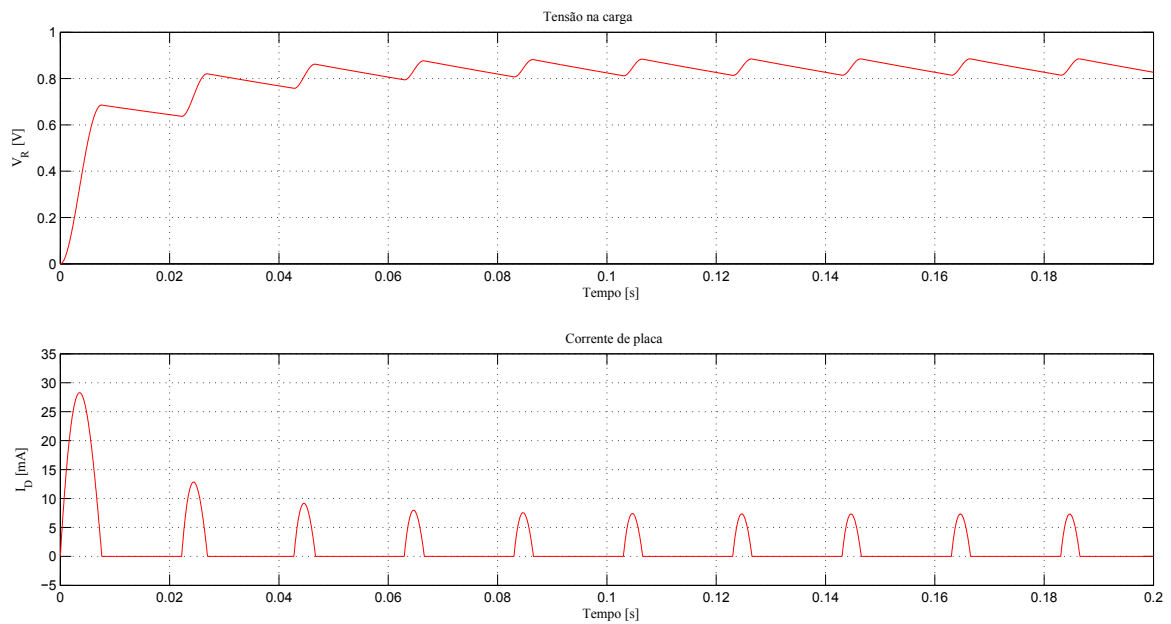


Fig. 3.11: Retificação de meia onda através da válvula diodo GZ34.

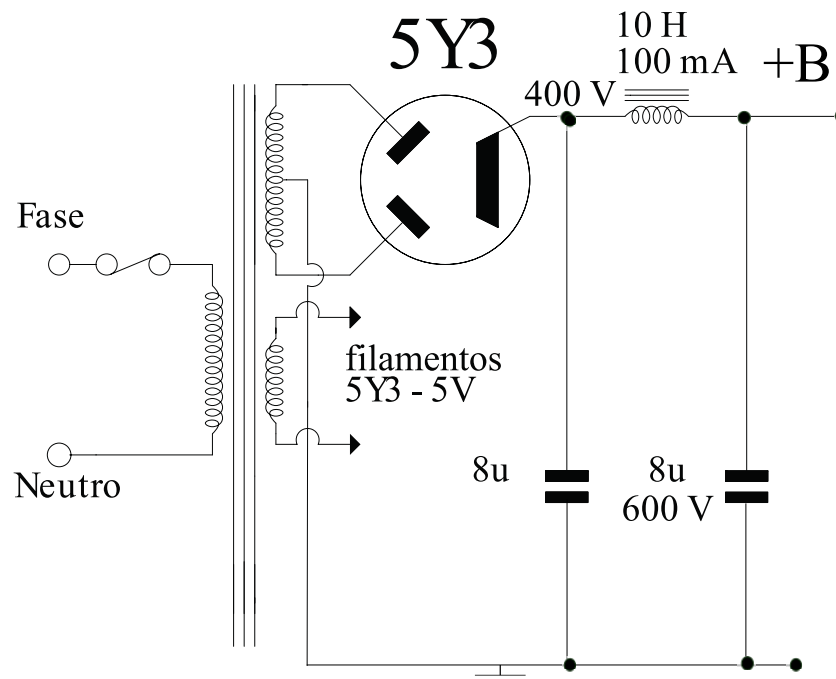


Fig. 3.12: Retificação de corrente alternada através da válvula diodo duplo 5Y3 presente no circuito do amplificador brasileiro Alex e também no mais renomado Fender Harvard [87].

exemplo da utilização de triodos em etapas de potência. Os triodos de amplificadores de áudio na maioria das vezes são pequenas válvulas, muitas delas como as 12X7, 12AU7, 12AY7 e 12AX7 que utilizam o soquete padrão de nove pinos e possuem filamentos independentes alimentados por uma tensão alternada de 6,3V. Podem existir casos também que triodos duplos utilizem 12 V em série para a alimentação de cada um dos filamentos do triodo. No entanto alguns circuitos como os amplificadores da Marshall utilizam tensão contínua para alimentar os filamentos. A Figura 3.13 ilustra a representação esquemática de um triodo e triodos duplos.

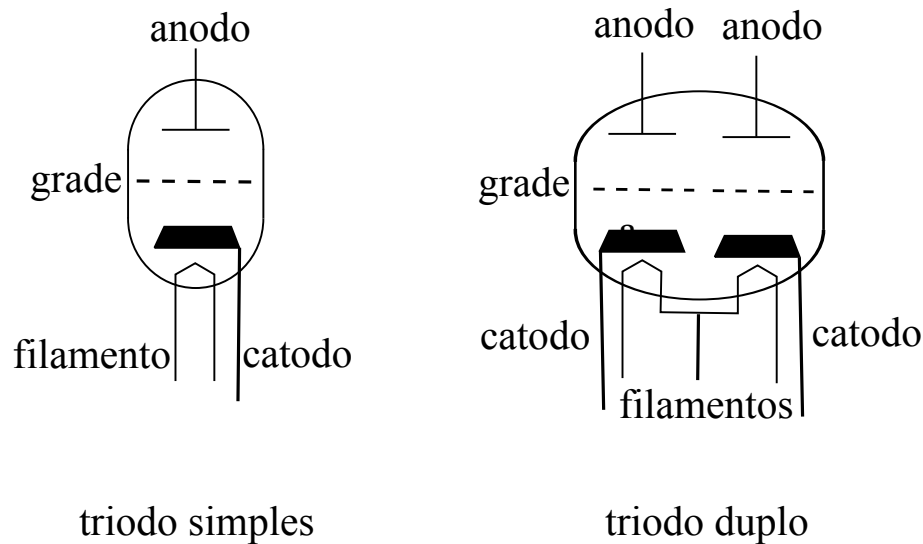


Fig. 3.13: Representação esquemática de triodos.

3.6.1 Funcionamento do triodo

Como já mencionado, a diferença fundamental entre o triodo e o diodo é o elemento adicional denominado grade. Através do posicionamento físico da mesma entre o catodo e placa, pode-se controlar a corrente elétrica que ali circula quando os eletrodos estão polarizados corretamente, como observado na Figura 3.14. Na maioria das aplicações de triodos a grade é polarizada negativamente em relação ao catodo, pois assim o campo elétrico resultante repele os elétrons emitidos pelo catodo. A Figura 3.15 apresenta um circuito básico para ilustrar o princípio de funcionamento do triodo. Nesta figura, a tensão de grade é variada quatro vezes mantendo-se a tensão de placa no mesmo potencial. Os valores de tensão de grade negativa diminuem a corrente de placa. A medida que tensão de grade se aproxima a 0V, ou com valores positivos próximos a 2 V, obtém-se a corrente máxima de placa. Este circuito utiliza um potenciômetro para o ajuste de V_g . Nos circuitos práticos, a tensão de grade de controle V_g , é polarizada através da polarização automática, obtida através de V_{cc} e não através

de uma bateria externa V_g . De fato, todas as tensões necessárias para polarizar os eletrodos de uma válvula são obtidas através da mesma fonte de tensão.

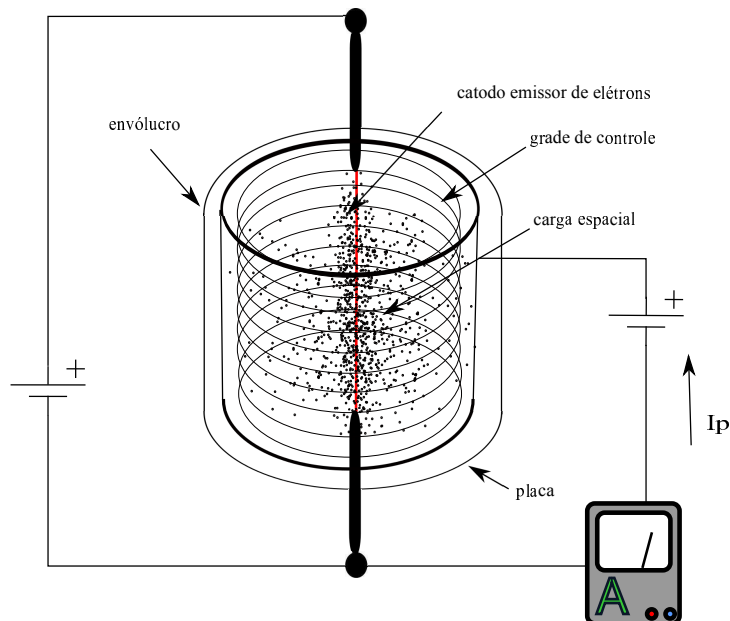


Fig. 3.14: Carga espacial do triodo controlada pela grade.

Triodos amplificadores para sinais de pequenas amplitudes (inferiores a 1 V de pico), normalmente gerados por captadores magnéticos ou microfones não possuem potência o suficiente para excursionar corretamente um alto-falante. Um sinal típico de guitarra possui 0,0001 V quando uma corda é tocada de maneira suave e pode gerar um sinal de até 1 V quando as 6 cordas são tocadas juntas com força, possuindo assim uma grande margem dinâmica de 80 dB. Um típico pico deste instrumento é de 100 mV [158]. Desta maneira, são necessários vários estágios de amplificação para que o mesmo possa excitar um alto-falante. Os primeiros estágios de amplificação de um amplificador valvulado possuem um alto fator de amplificação A , na ordem de 10dB por estágio. Estes estágios porém aumentam somente a amplitude do sinal sendo considerados estágios pré-amplificadores. Os sinais são inseridos nestes dispositivos através da grade de controle. O circuito mais utilizado para a função de amplificações de pequenos sinais é o circuito de catodo comum que será abordado na próxima seção.

Para o entendimento das características de um triodo, ou para se gerar uma folha de dados de um destes dispositivos, primeiramente deve-se entender o seu funcionamento com sinais de corrente contínuas estacionários. Desta forma admite-se que a grade está polarizada por um potencial de corrente contínua sem nenhum componente de corrente alternada.

A Figura 3.15 (a) ilustra o triodo com uma tensão de grade ($V_g \ll 0$) fortemente negativa. Neste caso, não há corrente elétrica circulando entre a placa e o catodo. Neste regime de trabalho o triodo é

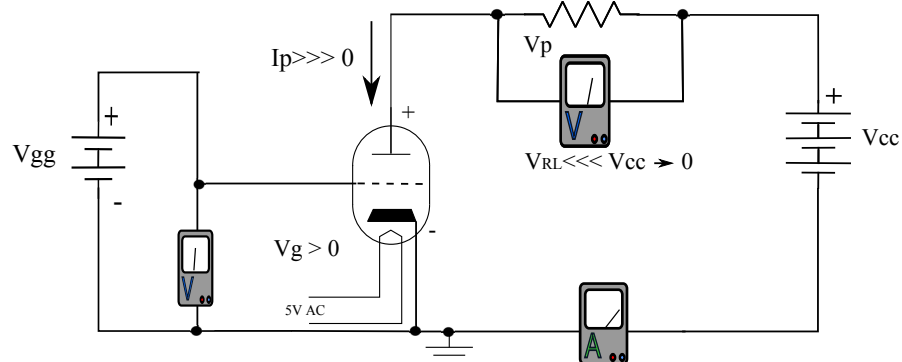
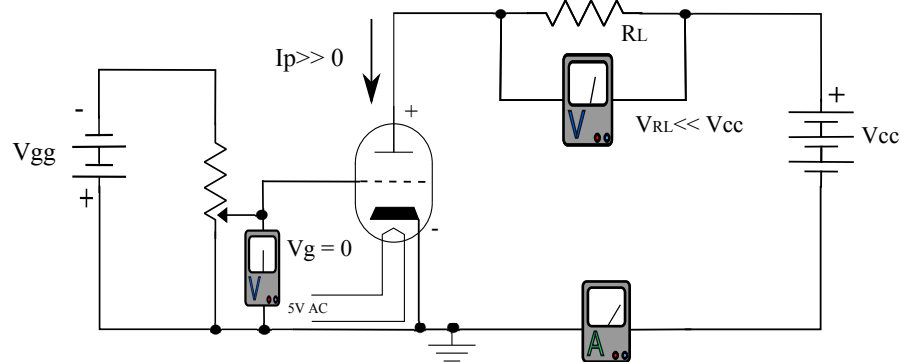
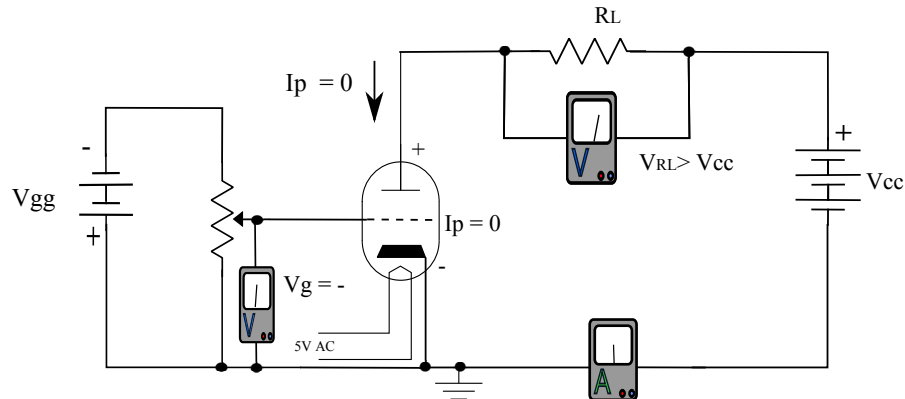
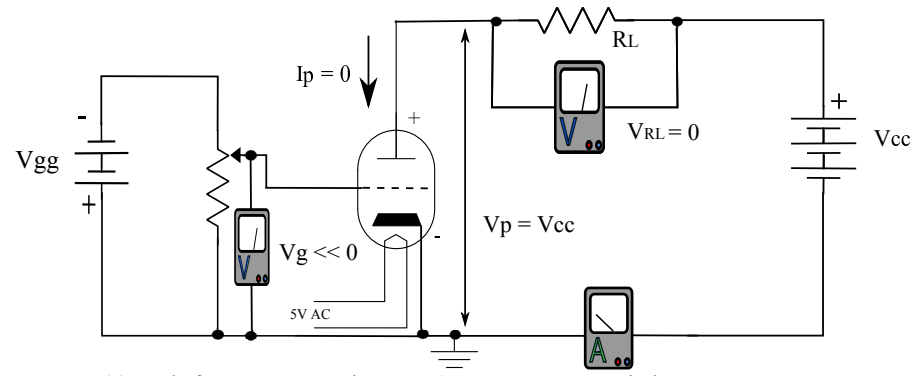


Fig. 3.15: Circuito para gerar as curvas de uma válvula diodo, variando-se a tensão de grade.

considerado como estando em corte. Isto torna-se evidente seguindo o princípio de que quanto mais negativa a grade, mais elétrons emitidos pelo catodo serão repelidos pela grade.

Na Figura 3.15 (b) a tensão de grade possui uma tensão de polarização DC menos negativa ($V_g < 0$). Nesta condição, existe um fluxo de elétrons entre a grade e a placa.

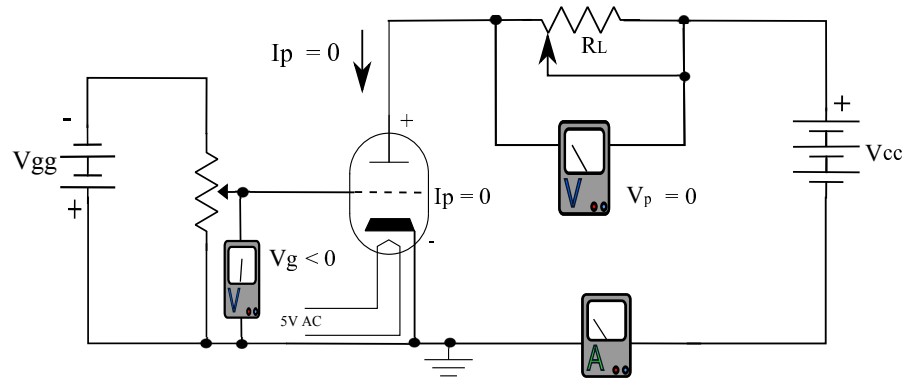
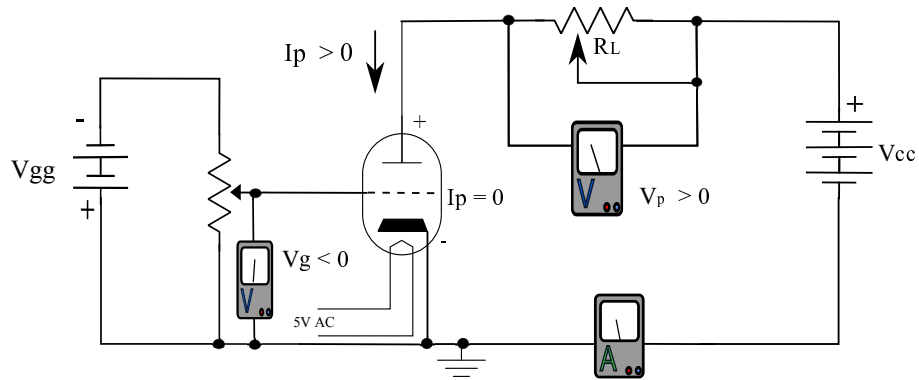
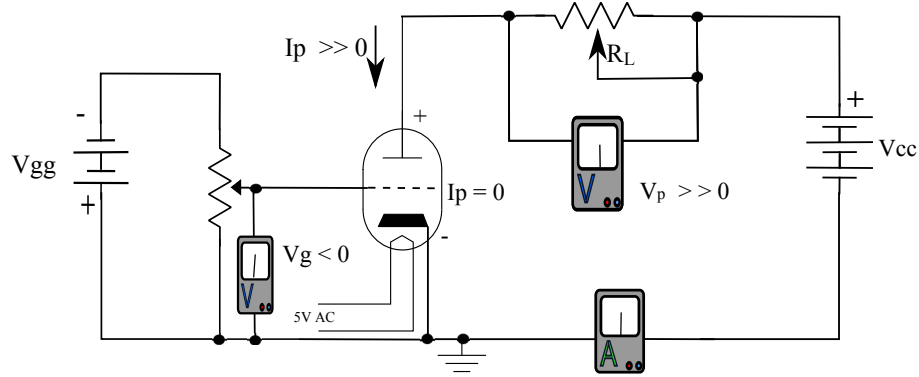
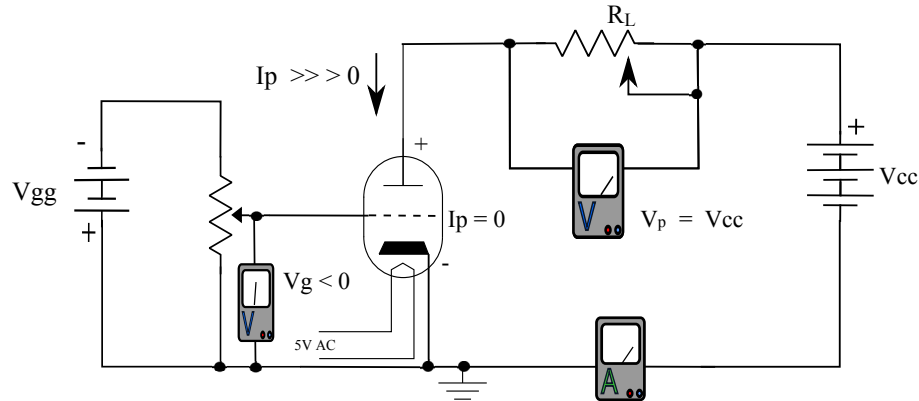
A Figura 3.15 (c) ilustra quando a tensão negativa da grade aproxima-se de zero ($V_g \approx 0$). Consequentemente o fluxo eletrônico entre a placa e catodo é intenso. Em uma situação deste tipo o triodo está próximo a saturação (corrente máxima para uma dada V_{cc}).

Na Figura 3.15 (d), a grade está polarizada com uma pequena tensão positiva. Neste caso todos os elétrons emitidos pelo catodo que estão na carga espacial são acelerados em direção à placa. Nesta condição os elétrons não encontram em seu percurso nenhum eletrodo que diminua o fluxo de corrente entre a placa e o catodo. Assim sendo, a grade de controle perde a sua função primordial que é a limitação do fluxo de corrente entre a placa e o catodo. A partir de um ponto em que a grade está levemente positiva, um incremento da tensão de grade não gera um incremento na corrente de placa. Nesta situação a válvula esta trabalhando em regime de saturação.

Cada tipo de válvula possui os seus próprios limites de operação (ponto de corte e de saturação). Por exemplo o triodo duplo ECC82 possui a tensão de corte com a tensão de placa $V_p = 240V$ e $V_g = -18V$ para a tensão de grade, enquanto o triodo 6AV6 com $V_p = 240V$ de tensão de placa entra em corte com uma tensão de $V_g = -3,5V$ para a tensão de grade.

Nos regimes de trabalho de corrente contínua que foram analisados, a tensão de alimentação V_{cc} foi mantida constante, variando-se os valores da tensão da grade de controle V_g . Pode-se perceber que antes de atingir o ponto de saturação, uma variação da tensão da grade de controle, produz uma grande variação da corrente de placa I_p . Com um incremento da corrente de placa I_p gera uma diminuição de tensão na placa V_p , através de um resistor de placa R_p , ligado em série entre a placa da válvula e a fonte de alimentação, que atua como um divisor de tensão. Outro nome para este resistor é resistor de carga (R_L). Na Figura 3.16 é ilustrada a variação DC de I_p em função de V_p mantendo-se V_g fixa (tensão de polarização da grade de controle).

Os circuitos representados pelas Figuras 3.15 e 3.16 são utilizados para traçar experimentalmente as curvas características de cada válvula triodo. A variação do circuito para tal finalidade consiste em adicionar-se um potenciômetro em paralelo com a fonte de alimentação V_{cc} de maneira a ser possível a variação de V_p . Existe um forte interrelacionamento entre as tensões de grade V_g , corrente de placa I_p e V_p . Através de um circuito em que pode-se variar ambos os parâmetros V_p e V_g pode-se construir um conjunto de curvas onde cada curva é gerada através da variação de apenas um parâmetro mantendo-se o outro fixo. A inspeção cuidadosa da Figura 3.16, revela que em (a) mantendo-se a grade com uma mesma tensão negativa V_g , com $V_p = 0$, nenhuma corrente I_p circula dentro do tubo. Em (b), à medida que o potenciômetro R_L é alterado, surge um pequeno valor para V_p , como consequência, a corrente

(a) grade mantida constante, com $V_p = 0$, $I_p = 0$ (b) grade mantida constante, $V_p > 0$, logo $I_p > 0$ (c) grade mantida constante, $V_p \gg 0$, logo cresce, $I_p \gg 0$ (d) grade mantida constante, $V_p = V_{cc}$, o triodo atinge a saturação, $I_p \gg \gg 0$ Fig. 3.16: Circuito gerador de curvas do triodo variando-se V_p .

I_p circula dentro do tubo em pequena quantidade. Em (c) com uma variação maior do potenciômetro, gera valores maiores para V_p e I_p . Em (d), fazendo $V_p = V_{cc}$, o triodo atinge a saturação para o valor fixo de V_g . A saturação pode ser considerada como o valor máximo de corrente para um determinado valor de V_g .

As curvas características de um triodo são:

1. curvas característica de placa - variação da corrente de placa em função da tensão de placa mantendo-se a tensão de grade fixa;
2. curvas características de transferência ou transcondutância - variação da corrente de placa em função da tensão de grade mantendo-se a tensão de placa fixa. A curva de transcondutância para um triodo 6AV6 pode ser visualizada na Figura 3.17.

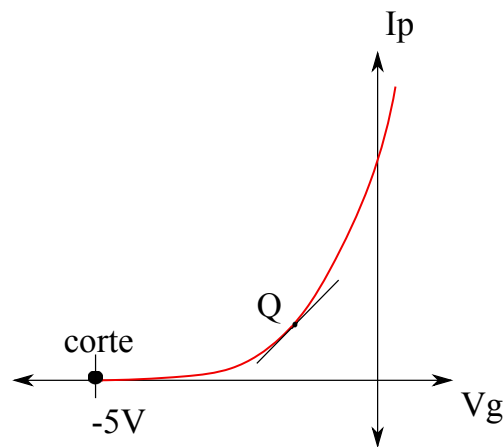


Fig. 3.17: Curva de transcondutância para um triodo 6AV6

As curvas das características de placa da válvula ECC83 estão representadas na Figura 3.18, que ilustra a relação entre a corrente de placa I_p e tensão de placa V_p com a tensão de polarização de uma grade V_g constante.

De fato as famílias de curvas que caracterizam o modelo de uma válvula apresentam as características típicas de um determinado tipo. Devido às complexidades físicas de construção destes dispositivos, existe uma certa variação entre dispositivos do mesmo tipo e do mesmo fabricante, assim como em dispositivos semi-condutores. No entanto, as curvas de características de placa e de transcondutância de uma válvula possuem precisão o suficiente para se projetar amplificadores através da determinação do ponto quiescente da válvula assim como a tensão de polarização da grade.

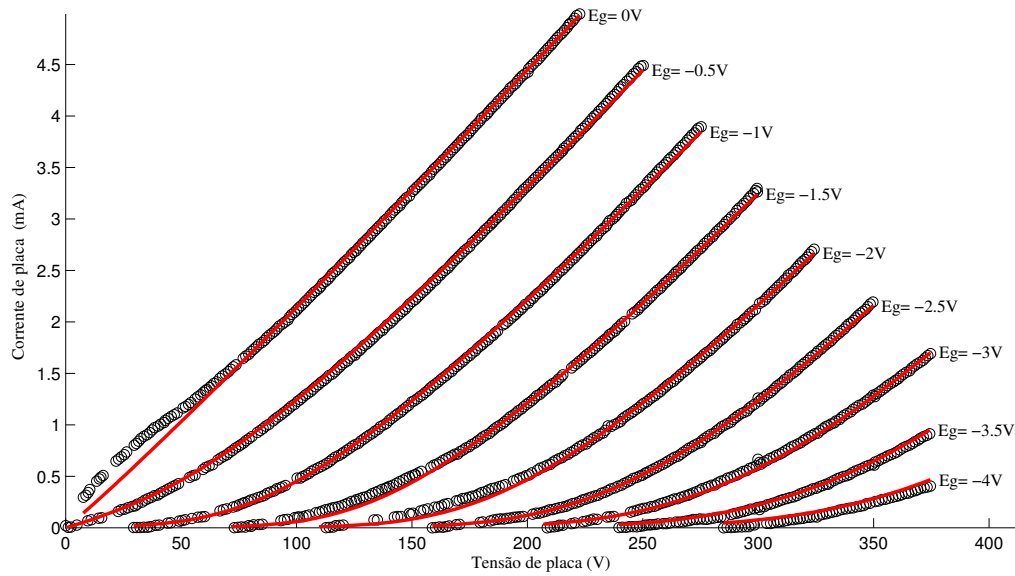


Fig. 3.18: As curvas típicas para um triodo 6AV6 ou 12AX7 (válvula com duplo triodo).

3.6.2 Parâmetros dos triodos em regiões lineares

Os projetos de circuitos que utilizam triodos são baseados nas teorias de circuitos lineares. Assim sendo, é suposto que o triodo opera somente na zona linear e sem distorção. Existem três grandezas que estão relacionadas aos variáveis das teorias básicas dos circuitos (tensão, corrente e resistência). Estes termos são originados das derivadas parciais em um ponto de operação específico do triodo, normalmente denominado ponto Q, ou ponto de corrente quiescente [185].

$$\mu = \frac{\partial V_p}{\partial V_g} \quad (3.6)$$

$$r_p = \frac{\partial V_p}{\partial I_p} \quad (3.7)$$

$$g_m = \frac{\partial I_p}{\partial V_g} \quad (3.8)$$

onde:

μ é chamado de fator de amplificação da válvula;

r_p é chamado de resistência de placa;

g_m é chamado de transcondutância.

Somente dois destes parâmetros são independentes, através da relação matemática existente na forma:

$$g_m = \frac{\mu}{r_p} = \frac{\partial I_p}{\partial V_g} \quad (3.9)$$

Para fins de projeto, estes parâmetros são supostos constantes em uma dada região de interesse. Na realidade, estes parâmetros sofrem uma variação não-linear, como pode-se observar na Figura 3.18. Desta forma, não existe um comportamento retilíneo para o comportamento de um tubo, e estes parâmetros possuem uma grande variação para as diversas zonas de operação do triodo. O uso de apenas uma curva como caracterização de uma válvula reforça erroneamente que um triodo pode ser caracterizado como tendo apenas um valor para cada parâmetro de caracterização, dependendo do ponto de trabalho Q, que será abordado no texto.

Historicamente os manuais utilizavam os valores AC de transcondutância e fatores de amplificação para caracterizar uma válvula em um determinado ponto de operação. As curvas DC são consideradas em folhas de dados como sendo: **Características das placas das válvulas**. Estas curvas, como a da Figura 3.18 são utilizadas como referência em projetos de amplificadores.

3.7 Circuitos amplificadores

Os amplificadores para guitarra são divididos em seis partes que serão detalhadas a seguir. A Figura 3.19 ilustra esta divisão:

- Pré amplificador - Responsável pela amplificação de pequenos sinais através de triodos ou pentodos de baixa potência;
- Filtros do sinal na faixa de áudio ou *tonestack*. Topologia de circuito responsável pelo acerto da resposta em frequência do sinal do instrumento, constituída de capacitores, resistores e potenciômetros. Normalmente o *tonestack* é localizado após o primeiro estágio de amplificação na cadeia de amplificação do sinal.
- Válvula inversora - geração de dois sinais defasados em 180°.
- Pentodos - etapa de amplificação de potência.
- Transformador de saída - casamento de impedância entre a válvula de potência e o alto-falante.
- Alto-falante - transdutor que transforma eletricidade em movimentação do ar.

A sequência do texto tem o objetivo de detalhar cada um dos blocos de um amplificador valvulado.

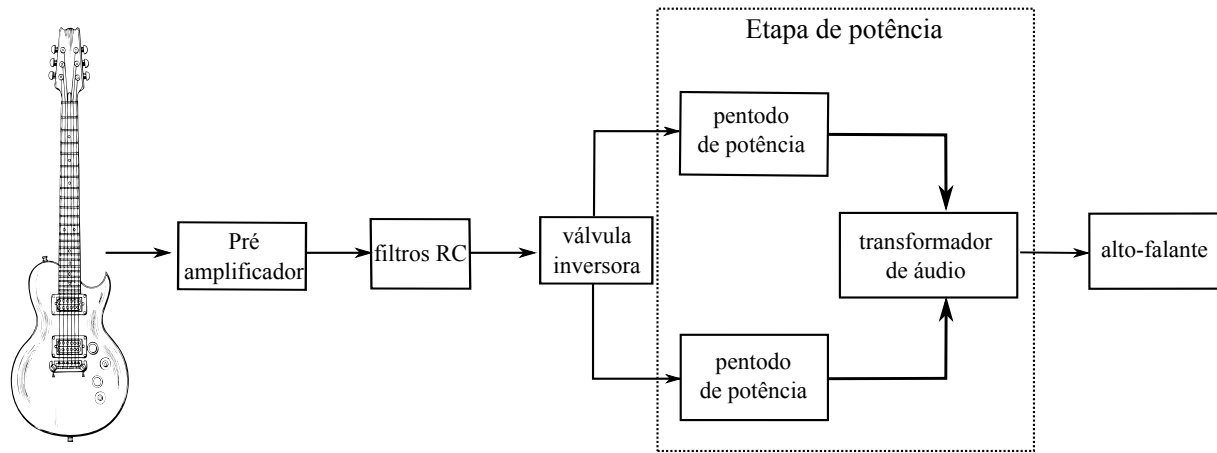


Fig. 3.19: Divisão em blocos de um amplificador valvulado para guitarra.

3.7.1 Pré-amplificadores

Presentes em todos amplificadores para guitarra, os pré-amplificadores são os circuitos responsáveis por amplificar pequenos sinais dos transdutores magnéticos da guitarra para prosseguir com o processo de amplificação nas etapas seguintes das cadeias de sinal. Este circuito basicamente consiste de triodos de baixa potência e em alguns casos de potenciômetros de ajuste de ganho do sinal. O triodo mais utilizado é o triodo duplo 12AX7 que possui dois triodos independentes da mesma especificação do triodo simples 6AV6 em seu interior. Este triodo possui um μ de aproximadamente 100, na maioria das folhas de dados.

Triodo amplificador - circuito fundamental

O fato da corrente de placa poder variar por influência da tensão de grade faz o triodo o componente indicado para o uso em amplificação. Normalmente, a tensão é aplicada entre a grade e o catodo, de forma que esta tensão varie. Através da variação da tensão de grade, ocorre uma variação análoga da corrente de placa. Em série com a placa conecta-se uma carga, podendo esta ser de diversas formas: alto-falante, transformador, instrumento de medição, ou mesmo um resistor para permitir variações da tensão de placa, conforme ilustrado na Figura 3.20.

Um amplificador a triodo utiliza, fundamentalmente, duas fontes de alimentação: uma para o circuito de grade e outra para o circuito de placa.

Em um amplificador de tensão, o sinal alternado a ser amplificado é injetado entre a grade e o catodo, que surge amplificado na malha da placa (entre a placa e o catodo). Aplicando a segunda lei de Kirchhoff para a malha do circuito de placa, obtém-se:

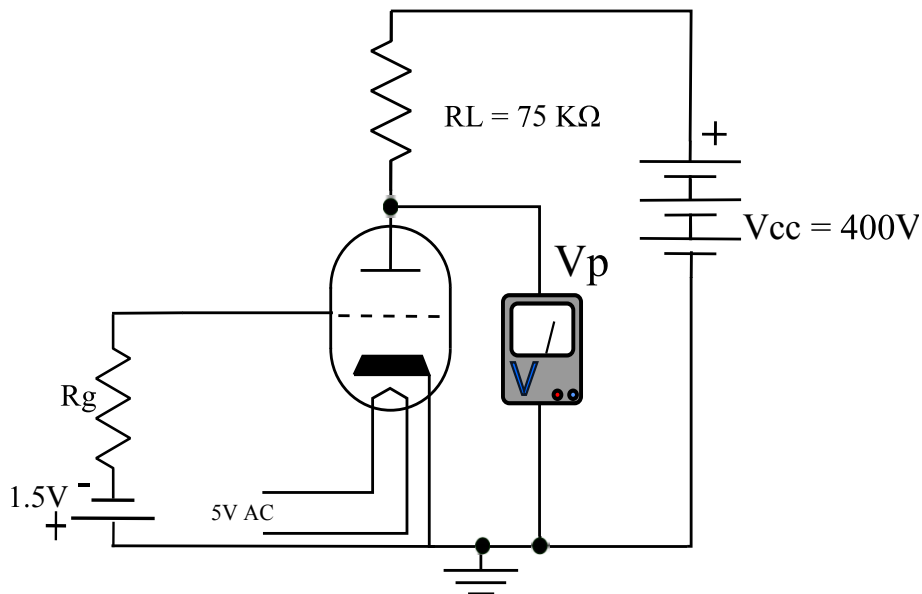


Fig. 3.20: Circuito de polarização de um triodo.

$$V_{cc} = R_L I_p + V_p \quad (3.10)$$

onde V_{cc} é a tensão da fonte de alimentação, R_L é o valor do resistor de placa, e V_p é o valor da tensão de placa.

No caso da tensão de grade V_g se tornar mais negativa, a corrente de placa I_p diminui e, portanto, como demonstrado na Equação 3.10 conclui-se então que a tensão de placa V_p irá diminuir em função de I_p . Se V_g se tornar menos negativa, I_p aumentará, e portanto, V_p diminuirá. Desta maneira se estabelece uma relação direta entre V_g e V_p . A faixa de variação total da tensão de placa, para uma determinada variação de tensão de grade V_g , depende do valor da resistência de carga R_L e da tensão de alimentação V_{cc} . Esta relação entre estas variáveis físicas de uma válvula pode ser observada na Figura 3.18.

Retas de carga e ponto quiescente

Para que o triodo amplifique de maneira adequada, deve-se localizar o seu ponto de trabalho nos gráficos de característica de placa. Para obter-se este ponto de trabalho, ponto “Q”, também conhecido como ponto quiescente, utiliza-se uma reta que é obtida a partir do valor do resistor de placa. Esta reta é conhecida como reta de carga. Para traçar-se a reta de carga, utiliza-se dois pontos, que são obtidos através da Equação 3.10. O primeiro ponto é obtido fazendo $V_p = V_{cc}$ e o segundo fazendo $I_p = 0$ A.

Na Figura 3.21, o ponto quiescente está localizado pela linha transversal para indicar o seu posi-

cionamento. O mesmo possui $V_p = 230$ V, $I_p = 1,75$ A e $V_g = -1,5$ V.

Através da Equação 3.10, obtém-se a Equação 3.11:

$$I_p = \frac{V_{cc}}{R_L} - \frac{1}{R_L} V_p \quad (3.11)$$

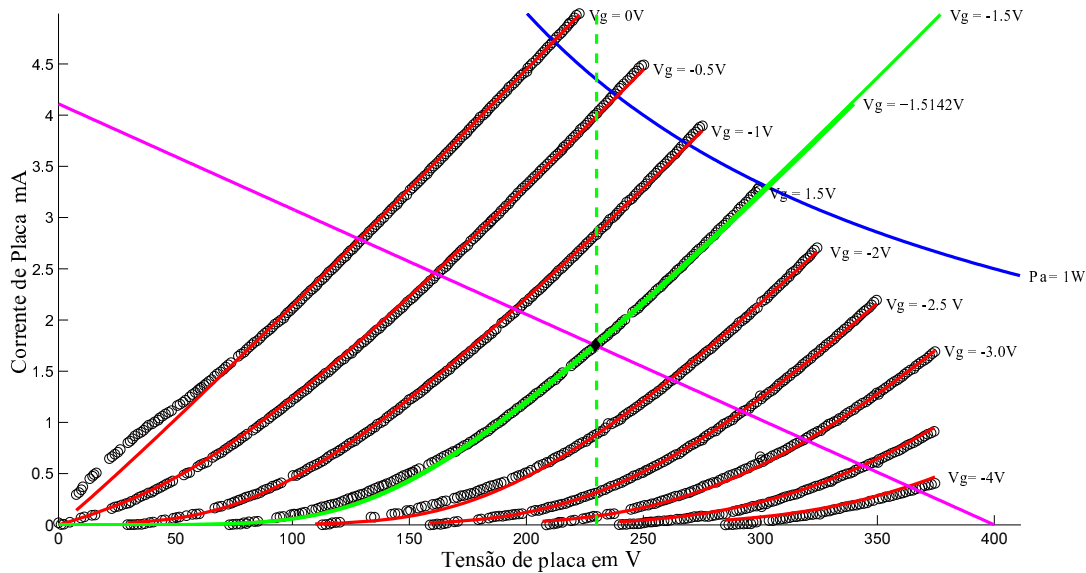


Fig. 3.21: Características de placa de um triodo 12AX7.

A Equação 3.11 mostra que I_p é uma função linear de V_p . Qualquer que seja o ponto quiescente, o mesmo deve pertencer à reta de carga para a sua localização, e assim para determinar a tensão de grade do triodo. No circuito da figura 3.20, a bateria V_g polariza a grade com uma tensão negativa.

Polarização do triodo

Para que um triodo possa amplificar um sinal de corrente alternada, primeiramente o mesmo deve estar polarizado corretamente. Como já demonstrado, para que uma corrente de placa circule no triodo, a placa deve estar positiva em relação ao catodo e a grade deve ter uma tensão negativa. A Figura 3.22 ilustra a polarização de um circuito básico de catodo comum.

O sinal de entrada é injetado entre a grade e o catodo (terra) por meio de um capacitor C_1 , e o sinal de saída é obtido entre a placa e o catodo (terra) através do capacitor C_2 .

Os capacitores C_1 e C_2 são denominados capacitores de acoplamento do estágio. O capacitor C_1 impede a passagem de qualquer componente de corrente contínua que possa existir no sinal de entrada e permite a passagem do sinal alternado em direção à grade. O capacitor C_2 permite a saída da componente de corrente alternada para o outro estágio e bloqueia a componente de contínua do

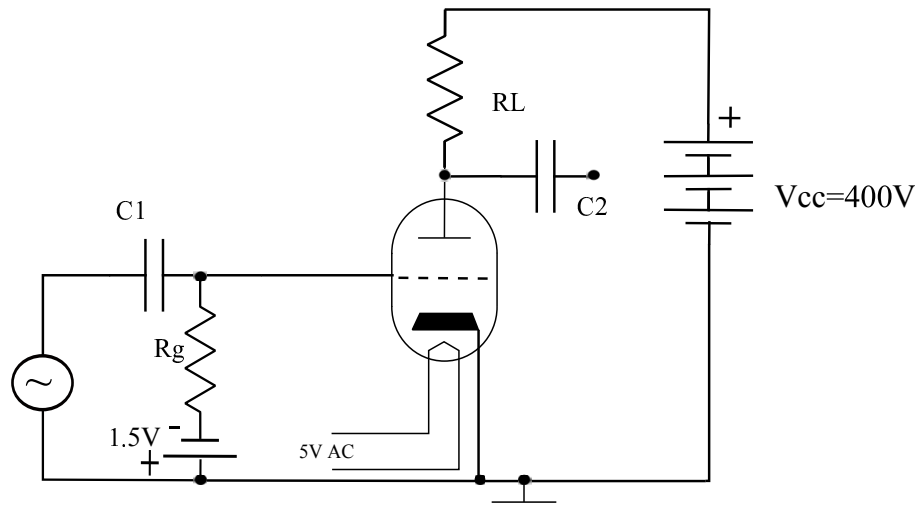


Fig. 3.22: Circuito amplificador básico sem polarização automática.

tubo. Todos os valores de capacitores são calculados para uma frequência de acoplamento de 20 Hz, devido ao fato de esta ser a frequência mais baixa audível por um ser humano.

A bateria de 1,5V tem a finalidade de manter uma tensão negativa constante na grade em relação ao catodo. Esta tensão é denominada tensão quiescente ou de polarização. O modo mais direto de se polarizar um triodo é através de baterias, como ilustrado na Figura 3.22. Desta maneira utiliza-se uma bateria para polarizar o sinal com o potencial de -1,5 V em relação ao catodo. A polarização com bateria possui desvantagens. Uma bateria se descarrega e deve ser trocada periodicamente. O uso de um retificador para esta polarização acarreta em custos adicionais (transformadores, diodos e capacitores). Para evitar estas desvantagens, utiliza-se a auto polarização ou polarização automática.

Polarização automática

A polarização automática da grade é obtida através da corrente quiescente do estágio e por meio de um resistor que é posicionado entre o catodo e o terra.

A Figura 3.23 ilustra um estágio com polarização automática através de um resistor de catodo. Quando a corrente flui do catodo, ao passar pelo resistor R_k , produz uma tensão V_k com sinal e sentido indicado na Figura 3.23. Aplicando a segunda lei de Kirchhoff no circuito da grade, conclui-se:

$$V_{gk} = -V_k \quad (3.12)$$

Desta maneira comprova-se que a grade está negativa em relação ao catodo. Para se calcular o valor adequado para o resistor de catodo, primeiro deve-se escolher uma tensão de polarização adequada V_{gk} , depois utiliza-se a expressão 3.13. Em circuitos de polarização automática e modelos

matemáticos de válvulas utiliza-se o valor de V_{gk} ao invés de V_g .

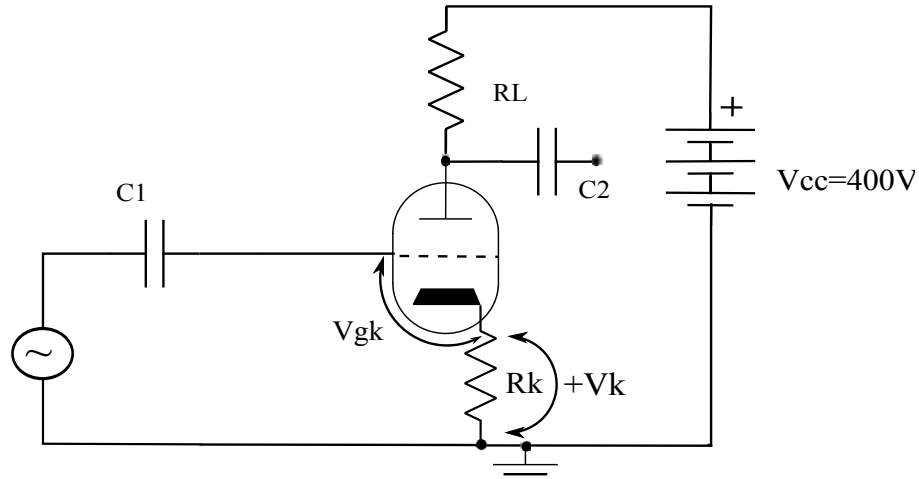


Fig. 3.23: Circuito catodo-comum com polarização automática da grade.

$$R_k = \frac{|V_g|}{I_p} \quad (3.13)$$

A polarização automática com resistor de catodo elimina a necessidade de uma bateria de polarização negativa para a grade. Porém o resistor de catodo atua como um redutor de ganho do amplificador, produzindo uma degeneração ou realimentação negativa. Isto ocorre da seguinte maneira: considere o circuito da Figura 3.23, onde aplica-se um sinal e_1 senoidal entre a grade e o terra. A tensão de grade é dada pelas equações 3.14 e 3.15.

$$v_{gk} = e_1 - v_k \quad (3.14)$$

$$v_{gk} = e_1 - R_k i_p \quad (3.15)$$

onde v_{gk} é a tensão grade catodo. No semi-ciclo positivo, e_1 , fornece um acréscimo em v_{gk} , que aumenta I_p , o acréscimo de I_p resulta em um acréscimo em na tensão de R_k , ou seja em $R_k I_p$. Analisando a relação 3.15, o acréscimo em v_{gk} não é o mesmo em e_1 , então o triodo recebe um sinal menor do que o sinal de entrada. O resultado é um sinal de entrada de menor amplitude em relação ao catodo, gerando um circuito com menor amplificação [202]. O processo de diminuição no fator de amplificação é conhecido como degeneração, realimentação negativa ou realimentação degenerativa. No entanto, pode-se remover a degeneração do circuito, conectando-se um capacitor em paralelo com R_k . Este capacitor age como um curto-circuito para as componentes alternadas i_p da corrente de placa. A Figura 3.24 mostra um amplificador a triodo com a polarização automática e com o capacitor

de passagem, ou de desacoplamento, em paralelo com R_k . A componente alternada da corrente de catodo pode passar através de C_k e a componente contínua passa através de R_k . A distribuição das correntes entre C_k e R_k irá depender do valor da reatância capacitiva X_C associada a C_k em confronto com a resistência de polarização R_k . Em projetos de amplificadores valvulados normalmente utiliza-se a frequência de -3dB (também conhecida como frequência crítica) para o cálculo do valor de C_K . Para uma frequência de passagem f_p deve-se satisfazer a relação:

$$X_{C_K} = \frac{R_k}{10} | f = f_i \quad (3.16)$$

onde f_i é a frequência mínima de passagem ou frequência inferior de passagem.

Devido ao fato de o amplificador em questão ser para áudio, deve-se escolher o valor para o capacitor de passagem C_k de modo que se tenha um desacoplamento para a frequência mais baixa, ou seja 20 Hz. É comum para amplificadores de guitarras serem projetados com frequências de passagem de 40 Hz, uma vez que este instrumento raramente gera frequências abaixo deste limite inferior.

O valor do capacitor de entrada C_1 segue um raciocínio semelhante ao capacitor de catodo. A função de C_1 é impedir componentes contínuas, permitindo a passagem das alternadas através da seguinte relação:

$$X_{C_1} = \frac{R_g}{10} | f = f_i \quad (3.17)$$

Circuito amplificador catodo-comum

Assim como no circuito mais amplamente utilizado transistorizado (emissor comum), o circuito de catodo comum é a topologia de circuito que mais possui ganho de tensão para um sinal de entrada. O circuito básico está ilustrado na Figura 3.22. O circuito possui duas malhas, sendo o catodo como o eletrodo comum ao circuito de placa e ao circuito de grade. O sinal a ser amplificado é injetado na grade do triodo, esta por sua vez é considerada como tendo impedância infinita, assim como transistores JFET. Através da suposição do circuito da grade ter impedância infinita, conclui-se que a amplificação que ali ocorre depende apenas da tensão aplicada à grade. As tensões aplicadas à grade são tensões negativas em relação ao catodo. Uma tensão desejável para a grade está em torno de $-1,5V$. Logo o sinal irá modular esta tensão.

A tensão negativa na grade repele os elétrons do espaço intereletrodico. Desta maneira, a corrente que circula na placa (circuito placa - catodo) possui uma dependência da tensão presente na grade. Assim sendo, o tubo em configuração catodo comum é um amplificador baseado em transcondutância, isto é, a corrente de placa está em função da tensão de grade, na forma da Equação 3.18:

$$I_p = g_m V_g \quad (3.18)$$

A dependência entre a corrente de placa e tensão grade pode ser visualizada no gráfico da Figura 3.18, onde para cada tensão de grade temos uma curva de corrente de placa.

Devido à alta impedância de entrada das válvulas, na casa de centenas de $M\Omega$, para fins de projeto, esta é considerada como sendo infinita. Na maioria dos amplificadores, o primeiro estágio de pré-amplificação possui configuração de catodo comum, onde este estágio possui o maior ganho de tensão, atingindo um valor de fator de amplificação A_o entre 60 e 70. Nesta configuração, o sinal é injetado na grade e colhido no capacitor de passagem na placa da válvula. A polarização negativa da grade é realizada através da polarização por resistor de catodo.

Circuito catodo-comum com polarização automática

Uma vez que a corrente que flui pelo circuito do tubo gera uma diferença de potencial no resistor de catodo, a grade tem uma tensão negativa em relação ao catodo. Esta topologia é utilizada na grande maioria dos circuitos pré-amplificadores e está representada na Figura 3.24.

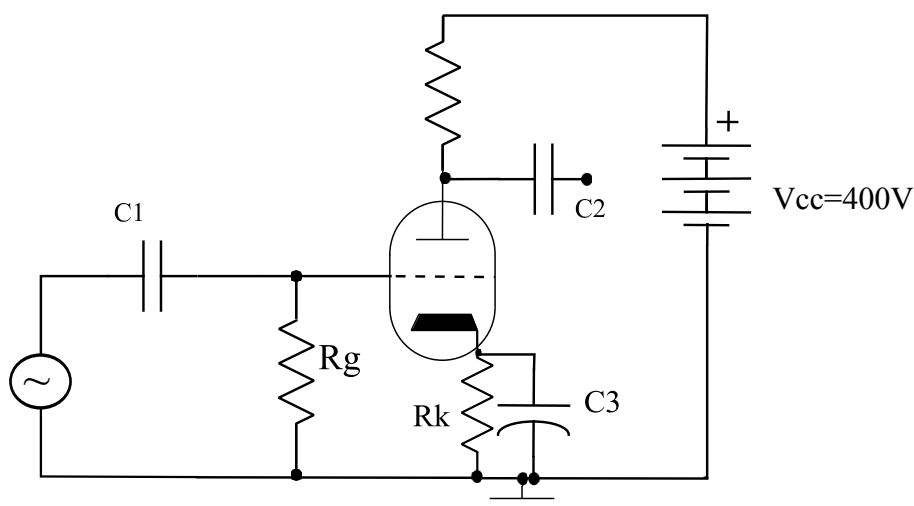


Fig. 3.24: Circuito catodo-comum com polarização automática da grade, e capacitor de desvio (*bypass*).

Para o projeto de um circuito de catodo comum de um triodo, utiliza-se as equações matemáticas: para o ganho de tensão do circuito utiliza-se a Equação 3.19 [185].

$$A_o = \frac{(\mu R_p)}{(R_p + r_p)} \quad (3.19)$$

Exemplo de utilização da Equação 3.19, para uma válvula 12AX7, com o fator de amplificação do triodo $\mu = 100$, um resistor de placa de $100\text{ k}\Omega$ e resistência de placa dinâmica de $r_p = 65\text{ k}\Omega$:

$$A_o = \mu \times \frac{100.000}{100.000 + 65.000} = 73$$

Para impedância de entrada Z_{in} do circuito catodo comum utiliza-se a Equação 3.20, uma vez admitido que a impedância entre a grade o catodo é ∞ . Estando esta impedância infinita em paralelo com resistor de escape de elétrons ou resistor de grade R_g :

$$Z_{in} = R_g \quad (3.20)$$

A impedância de saída Z_{out} segue a Equação 3.21, [185]:

$$Z_{out} = \frac{(r_p R_p)}{(r_p + R_p)} \quad (3.21)$$

A impedância de saída (catodo) segue as equações 3.22 e 3.23. O parâmetro R_p é a resistência de carga, sendo esta a resistência de carga (placa) em paralelo com a impedância de entrada do próximo estágio [87].

$$r_k = \frac{(r_g + R_p)}{(\mu + 1)} \quad (3.22)$$

$$Z_{out} = Rk' || Rk \quad (3.23)$$

A Equação 3.24 é para a capacitância de entrada:

$$C_{in} = C_{gk} + C_{gp} (A_o + 1) \quad (3.24)$$

A última Equação importante para amplificadores em configuração catodo comum é a impedância de entrada $Z_{in(cl)}$ para amplificadores com realimentação negativa, conforme a Equação 3.25 [87]:

$$Z_{in(cl)} = \frac{A_o}{1 + \beta A_o} \quad (3.25)$$

onde β é a fração de realimentação.

Características sonoras desejadas em um amplificador de áudio

Segundo Knight-Clark [98], os projetos de pré-amplificadores devem seguir os seguintes conceitos práticos para atingir uma baixa relação sinal/ruído para uma implementação de boa qualidade sonora e baixa Distorção Harmônica Total:

1. o material do encaixe do soquete deve ser de boa qualidade e de um material de alta capacidade de isolamento, como por exemplo o plástico de polipropileno, baquelite ou material cerâmico. Os materiais devem ter tal isolamento de maneira que gargas estáticas não consigam trespassar de um eletrodo para outro sem atravessar o caminho correto da malha do circuito. Quando a carga acumulada passa de um lado para outro no soquete este efeito pode ser percebido como um ruído aleatório, ou surtos devido a arcos voltaicos em função da alta tensão presente nos soquetes;
2. os cabos fornecedores de energia devem ser formados por pares trançados de fios de maneira a minimizar os campos magnéticos gerados pela alta corrente dos filamentos. Estes também devem estar o mais longe possível dos pinos das grades, de maneira a eliminar possíveis ruídos de 60 Hz de corrente alternada dos filamentos;
3. a razão entre os resistores de placa e catodo deve ser de pelo menos de 5:1. Em alguns circuitos de sinais de níveis baixos, esta razão pode chegar até 10:1, de maneira a minimizar a razão sinal/ruído;
4. a amplitude do sinal gerado através de um captador de guitarra está em torno de 2 mV, com a impedância da bobina em torno de 10 k Ω . Desta maneira, o ruído não deve ultrapassar 1,5 μ V para se obter um sinal cuja relação ruído não ultrapasse 50 dB, que é reconhecido com um padrão de fidelidade aceitável;

Exemplo de projeto de um circuito de catodo comum

Um projeto de um amplificador com um circuito de catodo comum da Figura 3.25 tem início na escolha do triodo. Neste caso está sendo utilizado o triodo duplo 12AU7 cujos parâmetros estão presentes na tabela 3.4.

As características do triodo 12AU7 estão presentes na Figura 3.26. Para o projeto de um estágio catodo comum utiliza-se uma tensão V_{cc} de 250V. Nesta mesma figura, a linha azul representa os limites operacionais da válvula. Acima deste limite, a válvula não está mais trabalhando na zona segura. Deve-se localizar no gráfico um ponto Q de trabalho que está abaixo desta zona. Esta zona está delimitada pelo valor de dissipação de placa $P_{D(max)} = 2.75 W$.

Para um projeto de um amplificador com triodo deve-se seguir os passos:

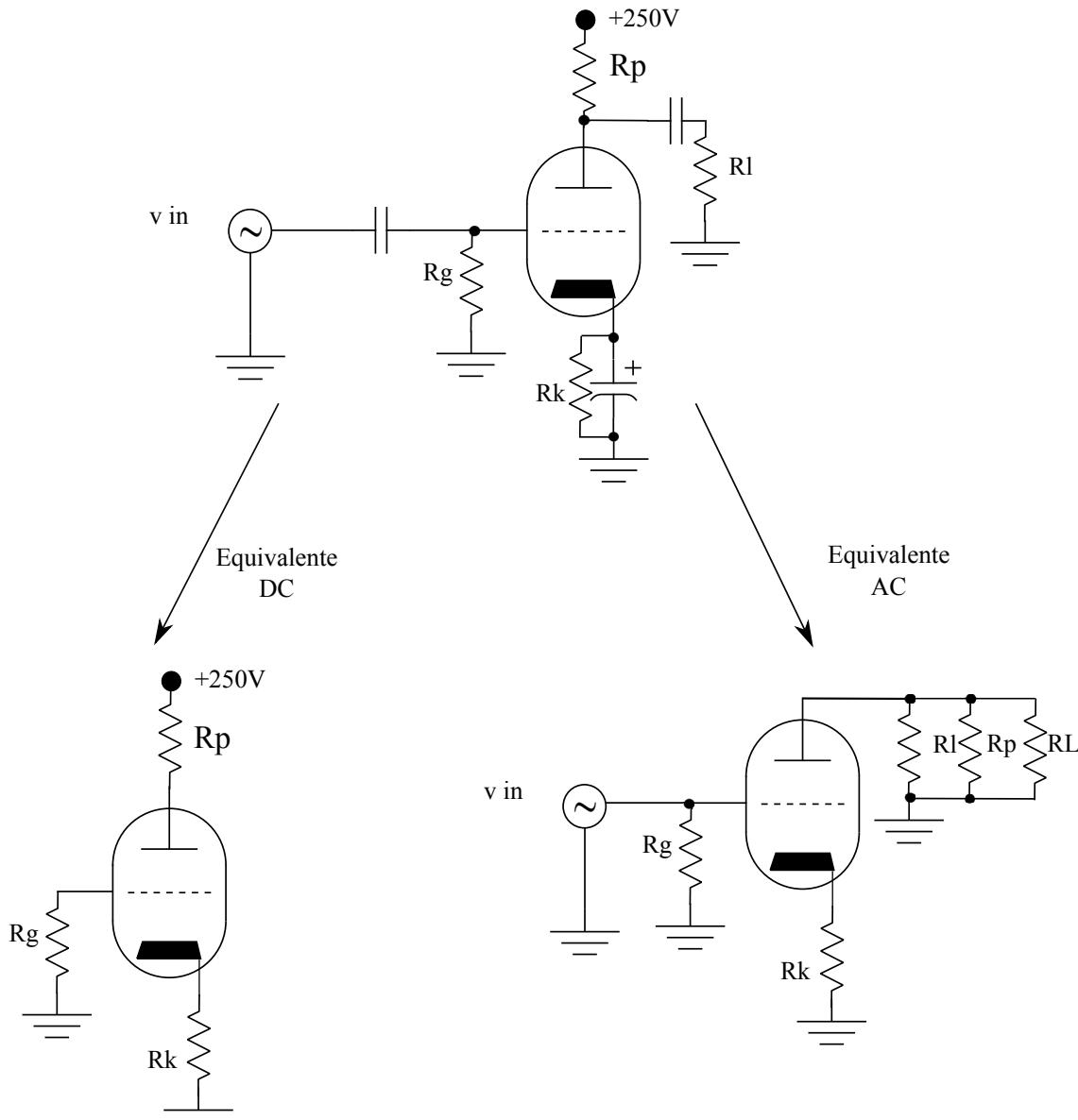


Fig. 3.25: Amplificador polarizado - análise DC e AC.

1. Deve-se escolher um ponto Q conveniente. Existem diversos métodos para acertar o ponto Q . Neste caso busca-se escolher um ponto para se gerar pontos simétricos de excursão do sinal. Com este objetivo, um ponto razoável para se escolher a tensão de placa é fazer $V_{PQ} = V_{P(max)}/2 = 150V$. O valor para a dissipação máxima de placa para a válvula 12AU7 é 2,75W. O que permite escolher uma corrente de placa quiescente I_{QP} que fique abaixo deste limiar de 18mA ($18mA \times 150V = 2.7W$). Um valor razoável para a corrente quiescente é 5mA, o que permite o ponto Q localizado na Figura 3.26 possuir um valor seguro para a corrente de placa quiescente I_{QP} ;

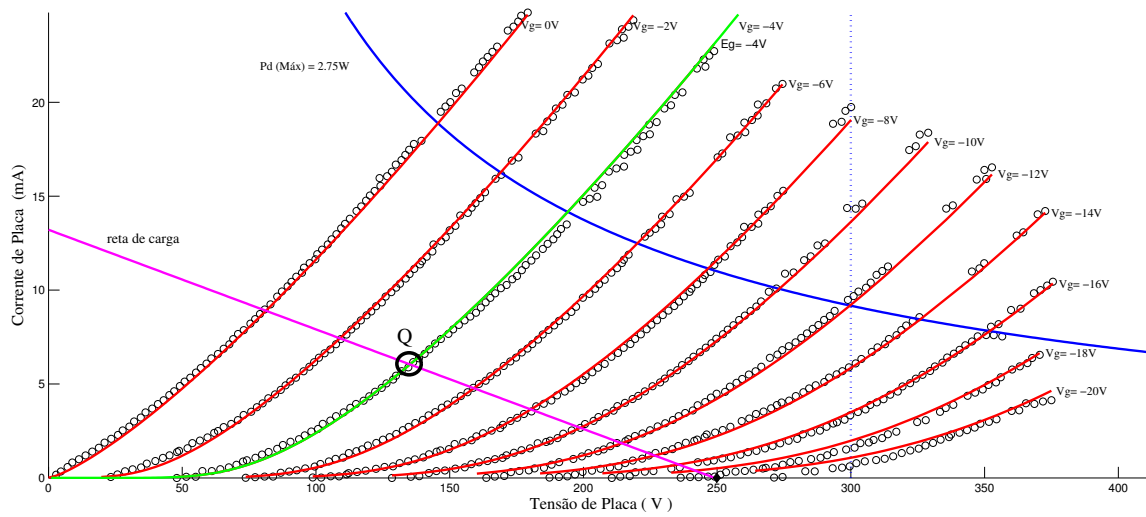


Fig. 3.26: Curvas do triodo 12AU7 ou ECC82.

Parâmetros do triodo duplo 12AU7 ou ECC82	
$P_{D(max)} = 2,75W$	Dissipação máxima de placa
$I_{P(max)} = 20mA$	Máxima corrente DC de placa
$V_{PK(max)} = 300V$	Tensão máxima DC de placa para catodo
$g_m = 2,2mA/V, \Omega^{-1}$ ou mhos	Transcondutância típica
$r_p = 7,2k\Omega$	Resistência de placa
$\mu = 19,5$	Fator de amplificação do triodo

Tab. 3.4: Valores típicos para o triodo 12AU7 [41].

- O passo seguinte é marcar o ponto de máxima tensão de placa que corresponde ao valor mínimo de corrente localizado no eixo X do gráfico da Figura 3.26. Este ponto possui a corrente mínima ($I_p = 0$) e tensão máxima $V_p = 250V$;
- A próxima etapa é traçar uma reta que possui os dois pontos $V_p = 250V$ e $I_p = 0$ e o ponto Q que possui $I_{QP} = 5mA$. Esta é a reta de carga do amplificador e também está presente na Figura 3.26.
- Deve-se escolher um valor para o resistor de placa que possui estas características de reta de carga. Os pontos da reta de carga que interceptam os eixos podem ser utilizados para encontrar a relação 3.26:

$$R_p = \frac{\Delta V_P}{\Delta I_p} \quad (3.26)$$

Desta maneira pode-se obter:

$$\begin{aligned} R_p &= \frac{V_{PM}}{I_{PM}} \\ &= \frac{250V}{13mA} \\ &= 19,2K\Omega \end{aligned}$$

Utilizar os valores comerciais 18 k Ω ou 20 k Ω

5. para verificar os valores máximos e mínimos de excursão do sinal, realiza-se a intercessão da curva com o valor $V_{gk} = 0$ com a reta de carga. A tensão da coordenada V para este ponto é a mínima tensão de placa utilizável para o amplificador $V_{P(min)}$. Neste exemplo:

$$V_{P(min)} \cong 75V$$

Se o amplificador for sobrecarregado, a tensão de placa será inferior a $V_{P(min)}$ e a grade será mais positiva que o catodo, causando uma corrente elétrica na grade. Isto fará com que a grade dissipe potência de maneira significativa, o que pode danificar a válvula. A ocorrência de tal fenômeno faz a impedância de entrada diminuir drasticamente, o que é também indesejável.

Retas de cargas AC e DC

A reta de carga da Figura 3.26 é uma reta de carga DC. A inclinação desta reta é determinada pelo valor do resistor de placa R_p . Quando uma outra carga externa é acoplada à placa através de um capacitor ou transformador, a reta de carga AC determina a máxima corrente e tensão. A inclinação da reta de carga AC é determinada pela resistência de placa AC, R'_p . No geral, quando o acoplamento capacitivo é utilizado, a inclinação da reta R'_p será maior do que da reta de carga R_p . Em casos práticos, devido ao fato de estágios de pré-amplificadores serem ligados em cascata, a impedância de entrada de um estágio sucessor é levada em conta para o cálculo de R'_p , de maneira que $R_p || R_g$. Amplificadores valvulados possuem uma alta impedância de entrada, que varia entre 270 k Ω e 1 M Ω . Devido a isto, a diferença entre as retas de carga AC e DC é desprezível. Devido ao fato de o amplificador deste exemplo ser projetado como um estágio de um pré amplificador, não é necessário realizar a separação entre as retas de carga AC e DC.

Determinação do valor de R_k

Determina-se neste ponto o valor do resistor de catodo, que é responsável por polarizar positivamente o catodo, deixando a grade negativa em relação ao mesmo. Utiliza-se as curvas da Figura 3.26 para realizar os cálculos para encontrar este valor. Nesta curva, o ponto Q esta polarizado com a tensão da curva. Esta, por sua vez, possui uma tensão de grade de -5V. A tensão negativa da grade em relação ao catodo é utilizada para determinar o valor do resistor de catodo, que é polarizado utilizando a polarização automática, uma vez que sobre este resistor deve-se ter uma queda de tensão igual ao módulo do valor da tensão de grade, conforme a Equação 3.27:

$$R_k = \frac{|V_{gk}|}{I_{pk}} \quad (3.27)$$

$$\begin{aligned} R_k &= \frac{|V_{gk}|}{I_{pk}} \\ &= \frac{5V}{5mA} \\ &= 1k\Omega \end{aligned}$$

Determinação do resistor de grade

O último passo no projeto de amplificadores é a determinação do valor do resistor de grade. Em condições normais, a corrente de grade é muito pequena (idealmente $I_g = 0$). Devido a isto, utiliza-se um resistor de alto valor, de maneira que a impedância do amplificador permaneça alta. Valores típicos para estes resistores são: $68k\Omega$, $47k\Omega$, $470k\Omega$, chegando até $1M\Omega$.

Determinação das Características AC do amplificador

Para determinar as características AC do amplificador, deve-se calcular a resistência externa AC de placa R'_p , através Equação 3.28, das resistências em paralelo da malha da placa.

$$R'_p = r_p || R_p || R_L \quad (3.28)$$

$$\begin{aligned} R'_p &= r_p || R_p || R_L \\ &= 7.2k\Omega || 18k\Omega || 470k\Omega \\ &= 5.2k\Omega \end{aligned}$$

onde r_p é a resistência dinâmica de placa, R_p é o resistor de placa, e R_L é a carga no estágio, onde neste caso a carga é o resistor de grade do estágio seguinte.

A Equação 3.29 para encontrar o ganho de tensão do estágio é idêntica ao ganho de tensão em um transistor JFET em configuração fonte-comum [120].

$$A_o = -g_m R'_p \quad (3.29)$$

$$\begin{aligned} A_o &= -g_m R'_p \\ &= -(3\mu S)(5.2k\Omega) \\ &= -15.6 \end{aligned}$$

Circuito seguidor de catodo

Nos circuitos considerados até o momento, o sinal de saída é uma versão ampliada do sinal de entrada. Existem situações em que isto não é o desejado e necessita-se da criação de um *buffer*, que é um circuito especial necessário para que não exista sobrecargas entre um de dois estágios adjacentes. O circuito valvulado que promove esta função é conhecido como circuito seguidor de catodo, ou circuito de anodo ou placa comum. Este circuito tem um ganho máximo de aproximadamente $A_0 = 1$, ou seja, não existe ganho de tensão. Outra característica interessante, é que neste circuito não existe diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal de saída, ao contrário do circuito de catodo comum, cujo sinal de saída possui uma defasagem de 180° em relação ao de entrada. Este circuito possui um certo grau de similaridade entre o circuito amplificador utilizando transistores bipolares de coletor-comum ou seguidor de emissor, principalmente na sua utilidade como *buffer* entre estágios. A Figura 3.27 ilustra um circuito de seguidor de catodo.

Como características do circuito de anodo comum pode-se destacar o ganho unitário, alta impedância de entrada ($\approx 500M\Omega$) e baixa impedância de saída ($\approx 1k\Omega$). O resistor de carga é localizado no catodo e não mais na placa. A placa da válvula é posicionada diretamente na fonte de alimentação, sendo o caminho comum para ambas as malhas da grade e do catodo.

O seguidor de catodo pode ser considerado um amplificador de catodo comum com 100% de realimentação negativa, assim tendo um baixo ganho. Com a reta de carga da Figura 3.28, podemos realizar os cálculos para um circuito típico de seguidor de catodo. Através da análise gráfica do ponto Q , com a tensão de grade, $V_g = -2.5V$, uma fonte de alimentação $V_{cc} = 385V$ e o resistor de catodo de $100k\Omega$, podemos aproximar a tensão de anodo-catodo, $V_{pk} \approx 115V$. Desta maneira, o potencial

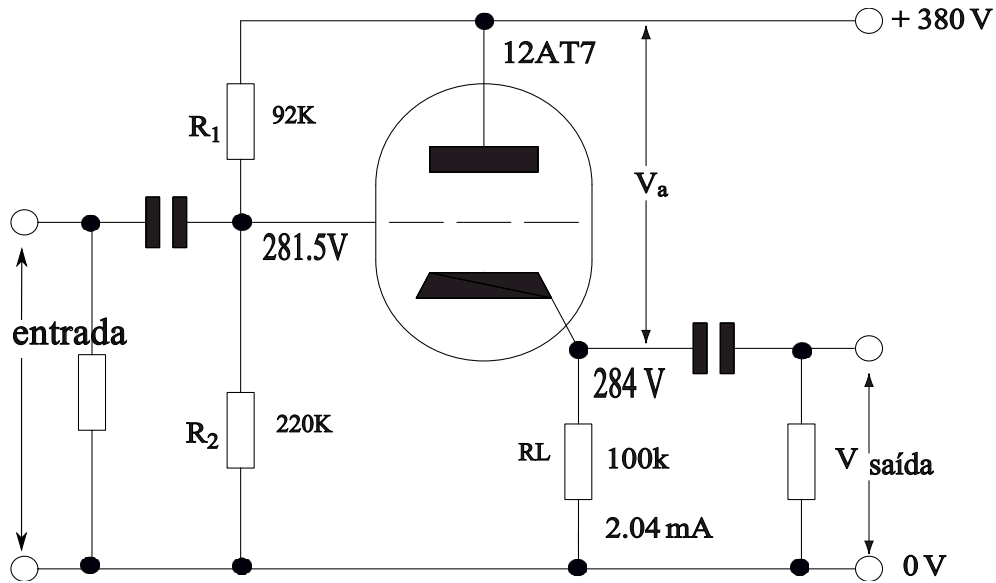


Fig. 3.27: Circuito seguidor de catodo [87].

do catodo pode facilmente ser calculado através da relação:

$$V_k = V_{cc} - V_{pk} \quad (3.30)$$

Devido ao fato da grade estar ao potencial $V_g \approx -2.5V$ em relação ao catodo, e o catodo estar ao potencial de 284V, a mesma deve ser polarizada com +281,5V. Isto é realizado através dos divisores resistivos R_1 e R_2 da Figura 3.28.

O ganho do estágio pode facilmente ser verificado através da Equação 3.31 de ganho para malhas realimentadas, uma vez que $A_{fbk} = 1$.

$$A_{fbk} = \frac{73}{1 + 73} = 0.98 \quad (3.31)$$

A resistência de entrada de um amplificador seguidor de catodo pode ser expressa através da Equação 3.32 [87]:

$$r_{entrada} = \frac{R_g}{1 - AR_L / (R_L + R_K)} \quad (3.32)$$

Aplicações de um estágio seguidor de catodo podem ser encontradas na válvula inversora dos amplificadores, loops de efeitos valvulados e válvulas antecessoras à equalizadores de alguns amplificadores como o Fender Bassman F5A.

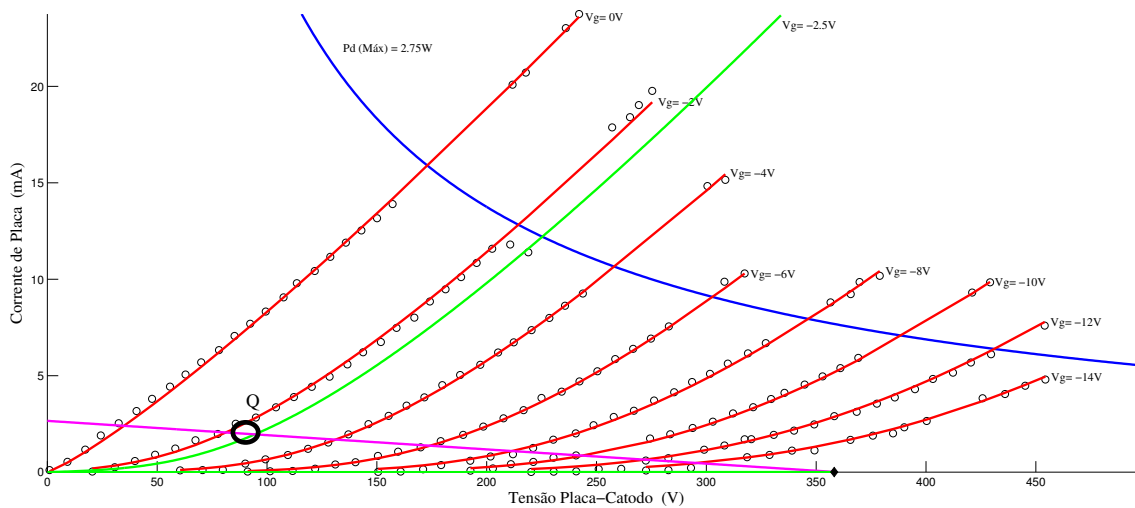


Fig. 3.28: Curvas da corrente de placa e tensão placa e catodo para um amplificador seguidor de catodo.

3.7.2 Equalização e filtros RC

A outra parte importante do pré-amplificador é a parte da equalização ou “*Tone Stack*”, sendo esta responsável pela recuperação aproximada de um espectro mais plano ou com menos picos, reconhecido como “*Flat response*”. Esta equalização se deve ao fato das bobinas dos captadores magnéticos das guitarras possuírem uma frequência de ressonância em torno de 1 kHz. Praticamente todos os amplificadores possuem, após o primeiro estágio de amplificação, algum filtro para a correção do efeito da frequência de ressonância dos captadores. Na etapa de equalização podem existir diversas bandas de passagem cuja supressão depende de ajustes de potenciômetros, localizados em malhas de resistores e capacitores. As bandas de passagem podem ser determinadas por filtros: passa alta, passa baixa, passa faixa, filtros de realimentação ou com topologia híbrida como os filtros de Bandaxall. Normalmente são filtros de um a dois polos e um ou dois zeros. Em amplificadores valvulados as topologias são semelhantes, sendo que a variação entre diferentes projetos está normalmente associada à variação de valores de resistores, potenciômetros e valores de capacitores. Os capacitores geralmente variam as frequências de corte dos filtros, enquanto a variação dos valores de potenciômetros e de resistores ajusta o potencial de variação dos ajustes de cada banda do equalizador. Desta maneira, potenciômetros com valores de resistência menor possibilitam um ajuste mais fino, já que potenciômetros com valores de resistência maiores possibilitam ajustes mais amplos.

Circuito de tonalidade simples

O circuito mais básico de equalização é o circuito de supressão de agudos ou circuito de “*boost*” das frequências graves. Na realidade, existe apenas supressão das frequências altas através de um filtro de primeira ordem. O esquema deste simples filtro está na Figura 3.29. Neste circuito, “R saída”, é impedância de saída do circuito excitador. “R entrada”, por sua vez, é a impedância de entrada do circuito excitado. O valor do potenciômetro a ser escolhido deve ser superior à impedância de saída do estágio excitador de maneira a evitar a sobrecarga, o que reduz a amplitude do sinal de entrada através da divisão de tensão que ocorreria entre a saída e o potenciômetro. Este circuito possui uma atenuação entre 2 dB e 6 dB para as frequências mais altas, dependendo dos valores dos componentes.

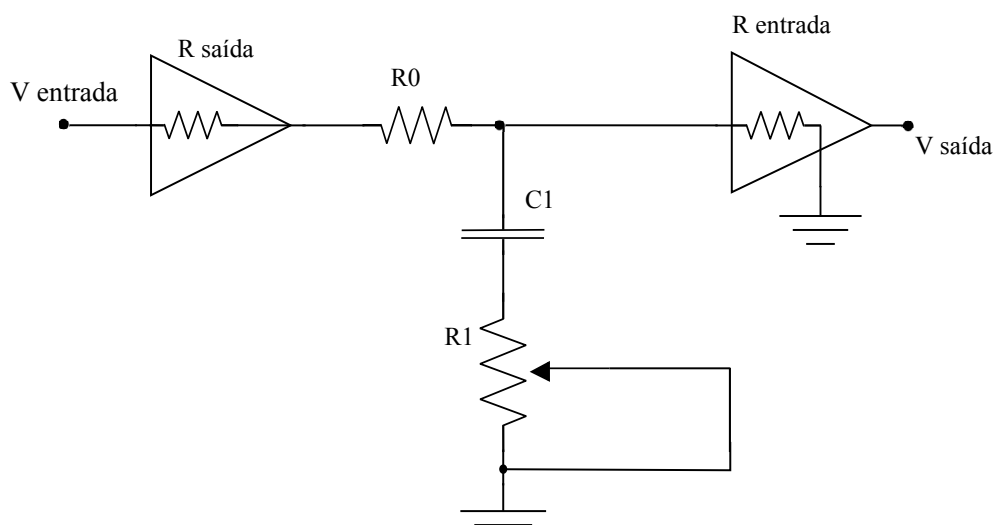


Fig. 3.29: Circuito de tonalidade simples [41].

Observando a Figura 3.29, quando o potenciômetro está na parte inferior do seu curso (totalmente girado para o sentido anti-horário), R_1 está com o valor máximo de resistência, e o filtro tem pouco efeito no sinal até mesmo para frequências baixas, onde o valor de $|X_c|$ é muito pequeno. À medida que o potenciômetro é girado em sentido horário, R_1 tende a ter valor 0Ω , o capacitor age como um curto circuito para frequências mais altas.

A frequência de corte pode ser deslocada no espectro variando-se o valor do capacitor C_1 . Para um som com mais “brilho”, ou com melhor resposta em altas frequências, utiliza-se um capacitor com valor menor. A título de exemplo, variando-se o valor do capacitor para $C_1 = 0.033\mu F$ modifica-se a frequência de corte para $F_c \cong 100Hz$. Para realizar o cálculo da frequência de corte para um filtro deste tipo, com o potenciômetro na posição de curto, onde $R_1 = 0\Omega$ (máximo ao sentido horário), utiliza-se uma Equação modificada para o um filtro RC de primeira ordem que possui a forma na Equação 3.33 [41]:

$$F_c = \frac{1}{2\pi (R_o || R_1) C_1} \quad (3.33)$$

Circuito de tonalidade aprimorado

Uma versão aprimorada do circuito de tonalidade simples é uma variação que possui dois filtros, um filtro passa-baixas e outro passa-altas para o controle de tonalidade no potenciômetro. Este filtro ilustrado na Figura 3.30 é bastante simples mas possui boa performance para a sua finalidade.

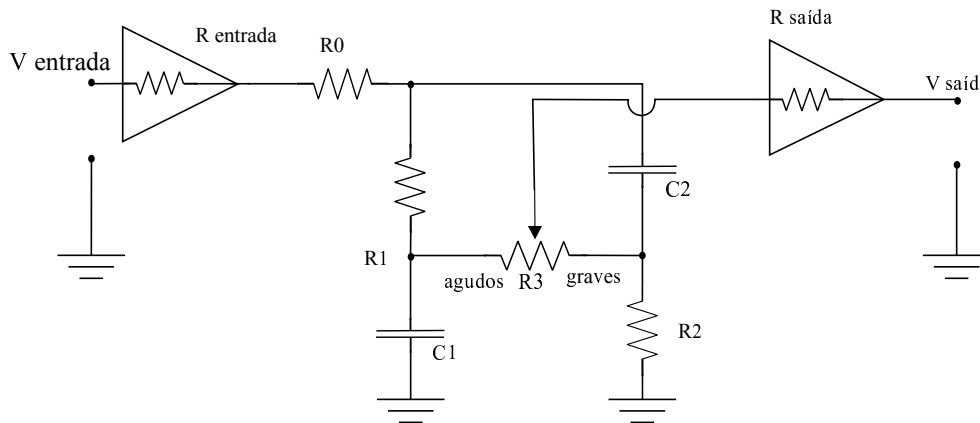


Fig. 3.30: Circuito de tonalidade aprimorado [41].

Neste circuito, R_1 e C_1 formam um filtro passa-baixas, enquanto R_2 e C_2 formam um filtro passa-altas. O potenciômetro R_3 age como um misturador entre estes dois filtros. Esta mistura será aplicada ao estágio seguinte.

Um potenciômetro linear deve ser utilizado para esta aplicação. A medida que o potenciômetro é girado para esquerda, mais frequências baixas são passadas para a saída, e as frequências mais agudas são atenuadas. Movendo-se o potenciômetro à direita, o sinal irá acentuar os agudos ou frequências mais altas através da atenuação das frequências mais baixas ou graves.

Os filtros são projetados de maneira que a frequência de corte [120] dos filtros passa baixas são localizados próximos às frequências mais baixas da guitarra (100Hz) ou contrabaixo (20Hz). A frequência de quina para as frequências mais altas estão tipicamente ao redor de 600 - 800 Hz, ou em algumas situações acima desta faixa. Este circuito é um filtro de segunda ordem simples que possui um zero e um polo. As equações para achar as frequências de quina podem ser encontradas através das equações 3.34 e 3.35 de filtros RC de primeira ordem:

$$F_{c(PB)} \cong \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (3.34)$$

$$F_{c(PA)} \cong \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (3.35)$$

Valores típicos para a implementação de tal filtro após o primeira etapa de amplificação a triodo 12AX7 estão presentes na tabela 3.5.

$R_1 = 47 \text{ k } \Omega$
$R_2 = 47 \text{ k } \Omega$
$C_1 = 4,7 \text{ pF}$
$C_2 = 0,022 \text{ } \mu\text{F}$
$R_3 = 250 \text{ k } \Omega$, potenciômetro linear.

Tab. 3.5: Valores para uma implementação de um filtro de tonalidade simples [41].

Filtros de Bandaxall

Um dos desenvolvimentos mais notáveis na parte da equalização foi feito por Peter Bandaxall (1921 - 1996) [59]. Bandaxall desenvolveu um clássico circuito de equalização que é chamado de controle de tonalidade de Bandaxall. O circuito foi desenvolvido para aparelhos de alta fidelidade mas também foi introduzido em circuitos para instrumentos [41]. O esquema deste filtro está presente na Figura 3.31.

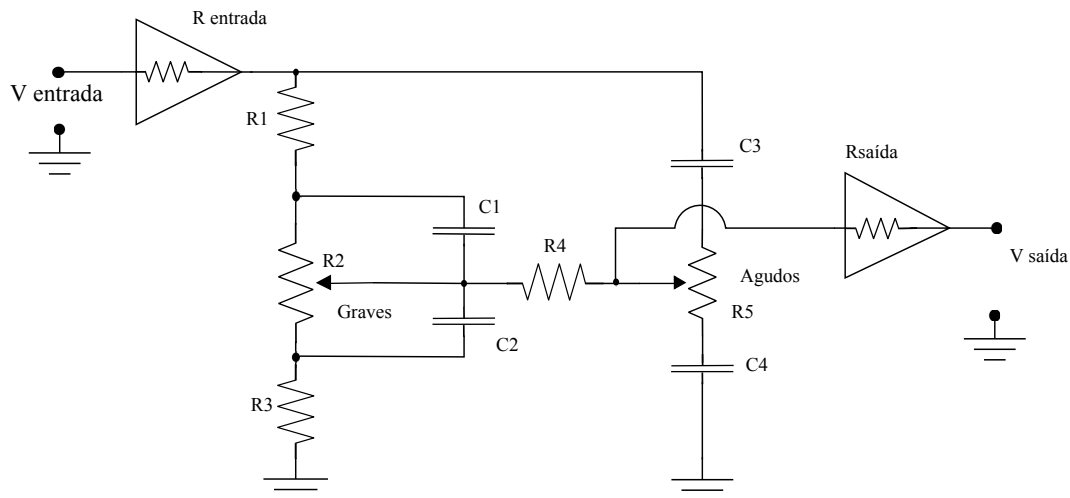


Fig. 3.31: Circuito de tonalidade de Bandaxall [41].

Valores típicos para um filtro de Bandaxall da Figura 3.31 estão presentes na tabela 3.6. Projetos baseados no filtro de Bandaxall geralmente possuem variações dos valores deste filtro. Com as regulagens de grave e agudo ajustadas para o máximo, o Circuito de Bandaxall tem uma resposta

$R_1 = 100 \text{ k}\Omega$	$C_1 = 470 \text{ pF}$
$R_2 = 250 \text{ k}\Omega$ (potenciômetro logarítmico)	$C_2 = 4,7 \text{ nF}$
$R_3 = 10 \text{ k}\Omega$	$C_3 = 3,3 \text{ pF}$
$R_4 = 150 \text{ k}\Omega$	$C_4 = 3,3 \text{ pF}$
$R_6 = 250 \text{ k}\Omega$ (potenciômetro logarítmico)	

Tab. 3.6: Valores para uma implementação do filtro com tonalidade de “Graves” e “Agudos” [41].

aproximada de -6dB para as frequências graves e agudas, e uma queda de -20dB para o vale centrado em 935kHz. A resposta é aproximadamente -23dB com os controles na posição central com uma transferência aproximadamente igualitária (*flat response*) para as frequências de áudio.

Filtros de Bandaxall com realimentação

Uma das topologias utilizadas para filtros em amplificadores é através da utilização da realimentação negativa. Esta mesma pode gerar controles de tonalidade independentes para as baixas e altas frequências [11].

Para o entendimento deste circuito utiliza-se o conceito de terra virtual, onde para um amplificador realimentado admite-se que um ponto do circuito tem potencial terra ou zero matematicamente não este estando aterrado fisicamente de fato. Este conceito é muito utilizado em amplificadores com realimentação negativa. Mais detalhes e esclarecimentos podem ser encontrados em [120] e [147].

O circuito da Figura 3.32 permite o ajuste das bandas de altas e baixas frequências de maneira quase que independente. Valores típicos para esta estrutura de filtro estão presentes na tabela 3.7.

$R_1 = 5.1 \text{ k}\Omega$	$C_1 = 100 \text{ nF}$
$R_2 = 5.1 \text{ k}\Omega$	$C_2 = 100 \text{ nF}$
$R_3 = 5.1 \text{ k}\Omega$	$C_3 = 1 \text{ nF}$
$R_4 = 5.1 \text{ k}\Omega$	$C_4 = 22 \text{ nF}$
$R_5 = 24 \text{ k}\Omega$	$C_4 = 22 \text{ nF}$
$R_6 = 47 \text{ k}\Omega$ (potenciômetro linear)	$C_5 = 100 \text{ nF}$
$R_7 = 47 \text{ k}\Omega$ (potenciômetro linear)	
$R_8 = 1.5 \text{ k}\Omega$	
$R_9 = 100 \text{ k}\Omega$	

Tab. 3.7: Valores típicos para o equalizador realimentado de Bandaxall com duas bandas (“Graves” e “Agudos”) [41].

A Figura 3.33 ilustra a operação de um circuito de Bandaxall com duas bandas simulados no Pspice. Esta simulação ocorreu com diversas combinações de valores de resistores para simular

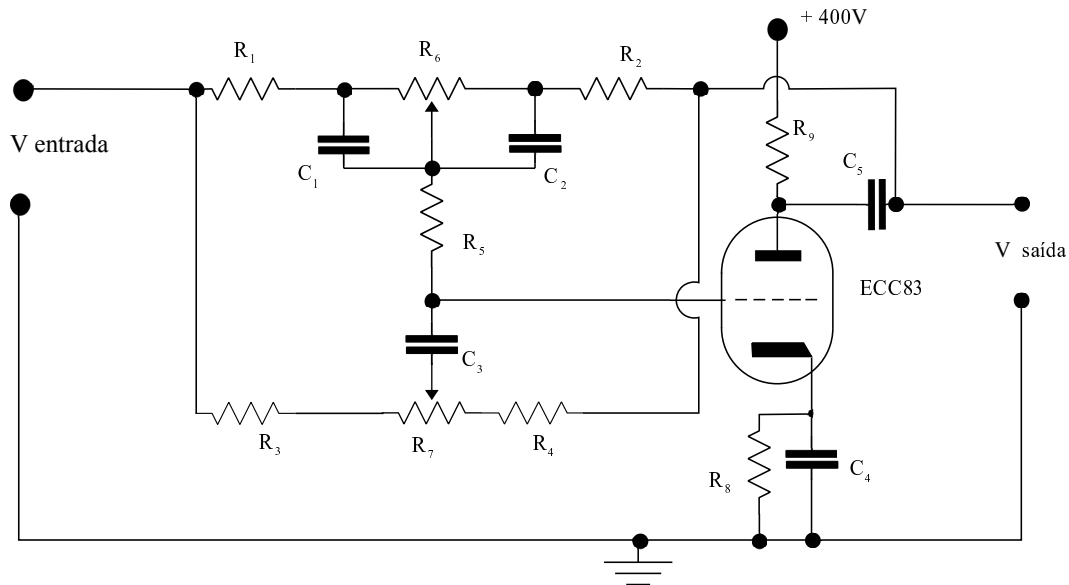


Fig. 3.32: Circuito realimentado de Bandaxall com duas bandas [41].

as possíveis respostas de ganho, fase e impedância de entrada para a variação em frequência. Nesta Figura, toda curva corresponde a um determinado posicionamento dos potenciômetros. Na simulação utiliza-se uma lista de valores de resistores para simular diversos e possíveis posicionamentos de potenciômetros, para gerar as combinações de diferentes regulagens.

A Figura 3.34 ilustra um esquema do circuito realimentado de Bandaxall com três bandas. Esta estrutura de filtros permite picos e vales nas frequências médias. Valores típicos para os valores de resistores, capacitores e potenciômetros para este filtro estão presentes na tabela 3.8. A representação dos possíveis espectros possíveis através da variação dos potenciômetros do circuito estão ilustradas na figura 3.35.

Válvula inversora de fase

Em um estágio de amplificação de potência em classe A, o sinal que irá excitar este estágio de potência é um sinal amplificado cuja amplitude de variação de V na saída tenha amplitude o suficiente para excitar o pentodo. Para isto, basta apenas um estágio de triodo para realizar tal operação. No caso de circuitos em amplificadores de classe AB ou B em topologia *push-pull*, é necessário que o sinal incidente em cada um dos pares complementares da saída esteja defasado em 180° . Desta maneira, cada pentodo irá conduzir no ciclo em que o outro está em corte. Caso contrário os pentodos iriam conduzir simultaneamente e a onda resultante iria ter apenas metade do ciclo. Para excitar tal estágio de potência, é necessário um estágio intermediário que forneça duas ondas defasadas em 180° . Em amplificadores com topologia *push-pull* a válvula inversora de fase faz esta função. Esta válvula,

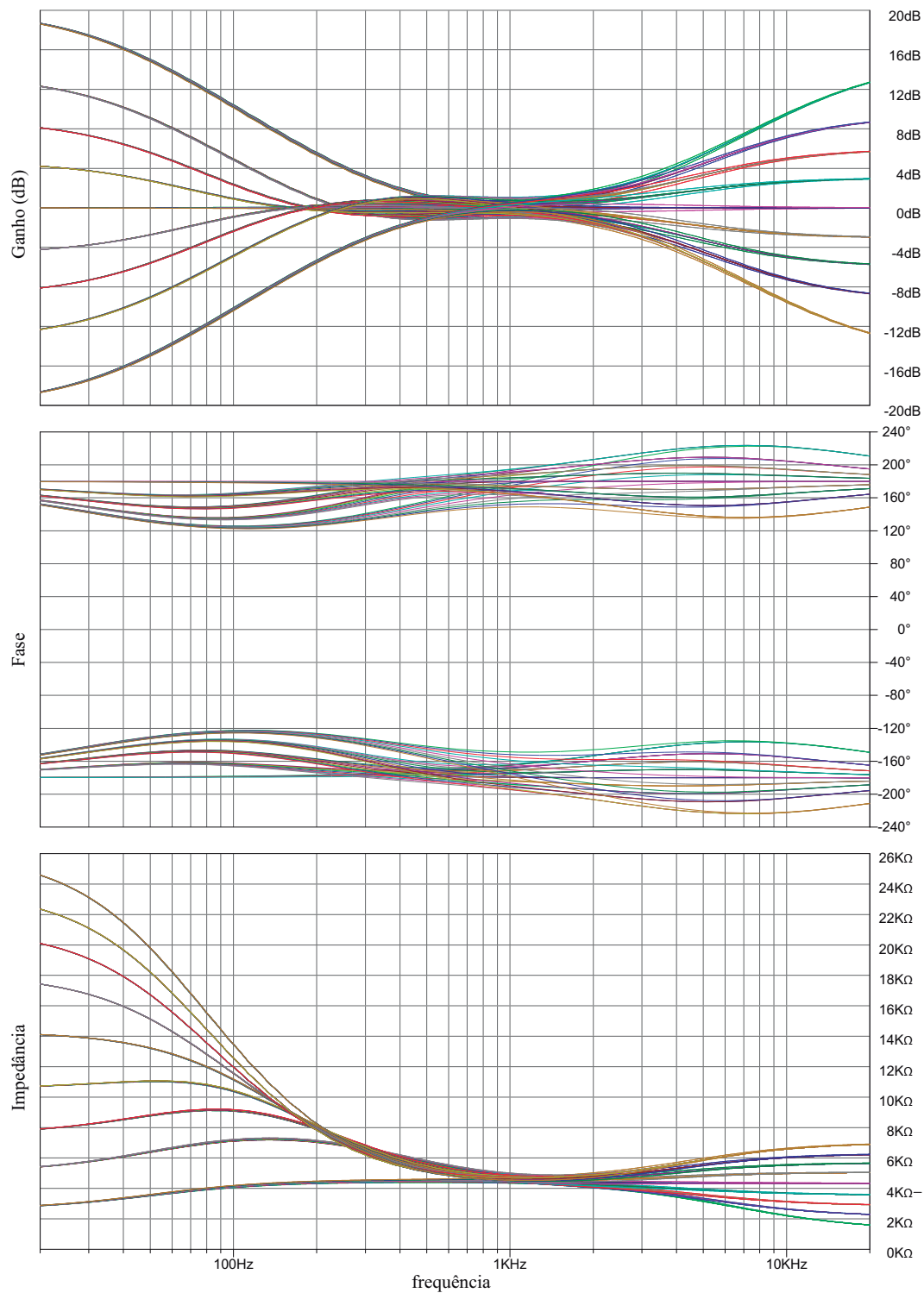


Fig. 3.33: Resposta de frequência e fase do circuito de equalização de Bandaxall com duas bandas [41].

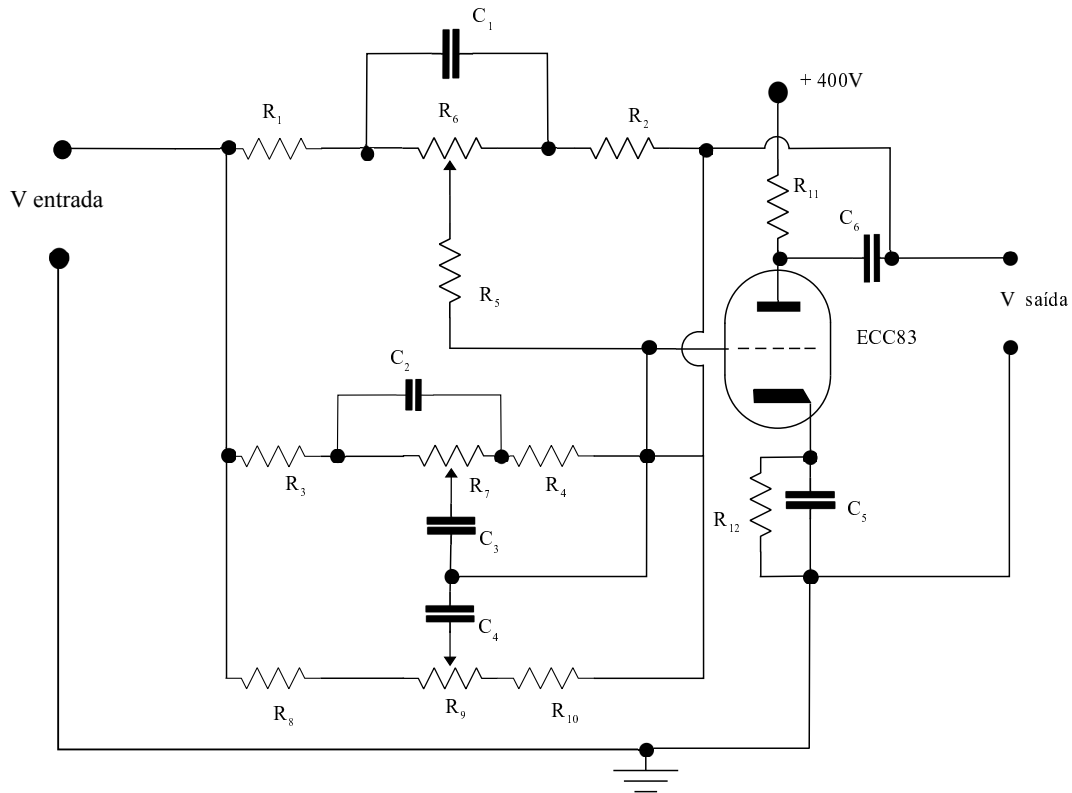


Fig. 3.34: Circuito de equalização de Bandaxall com controle da banda de “Médios” [41].

$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$	$C_1 = 47 \text{ nF}$
$R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ (potenciômetro logarítmico)	$C_2 = 5,6 \text{ nF}$
$R_3 = 10 \text{ k}\Omega$	$C_3 = 10 \text{ nF}$
$R_4 = 10 \text{ k}\Omega$	$C_4 = 2 \text{ F}$
$R_5 = 1 \text{ k}\Omega$	$C_5 = 100 \text{ nF}$
$R_6 = 47 \text{ k}\Omega$ (potenciômetro linear)	$C_6 = 22 \text{ nF}$
$R_7 = 100 \text{ k}\Omega$ (potenciômetro linear)	
$R_8 = 5 \text{ k}\Omega$	
$R_9 = 100 \text{ k}\Omega$ (potenciômetro linear)	
$R_{10} = 5 \text{ k}\Omega$	
$R_{11} = 100 \text{ k}\Omega$	
$R_{12} = 1,5 \text{ k}\Omega$	

Tab. 3.8: Valores típicos para o equalizador realimentado de Bandaxall com três bandas (“Graves”, “Agudos” e “Médios”).

presente no circuito da Figura 3.43, U3 fornece dois sinais defasados através dos capacitores C3 e C4 aos pentodos de potência. Os gráficos da saída deste circuito amplificador estão presentes na Figura 3.36. O funcionamento básico deste circuito é baseado no fato de que os sinais obtidos do catodo e

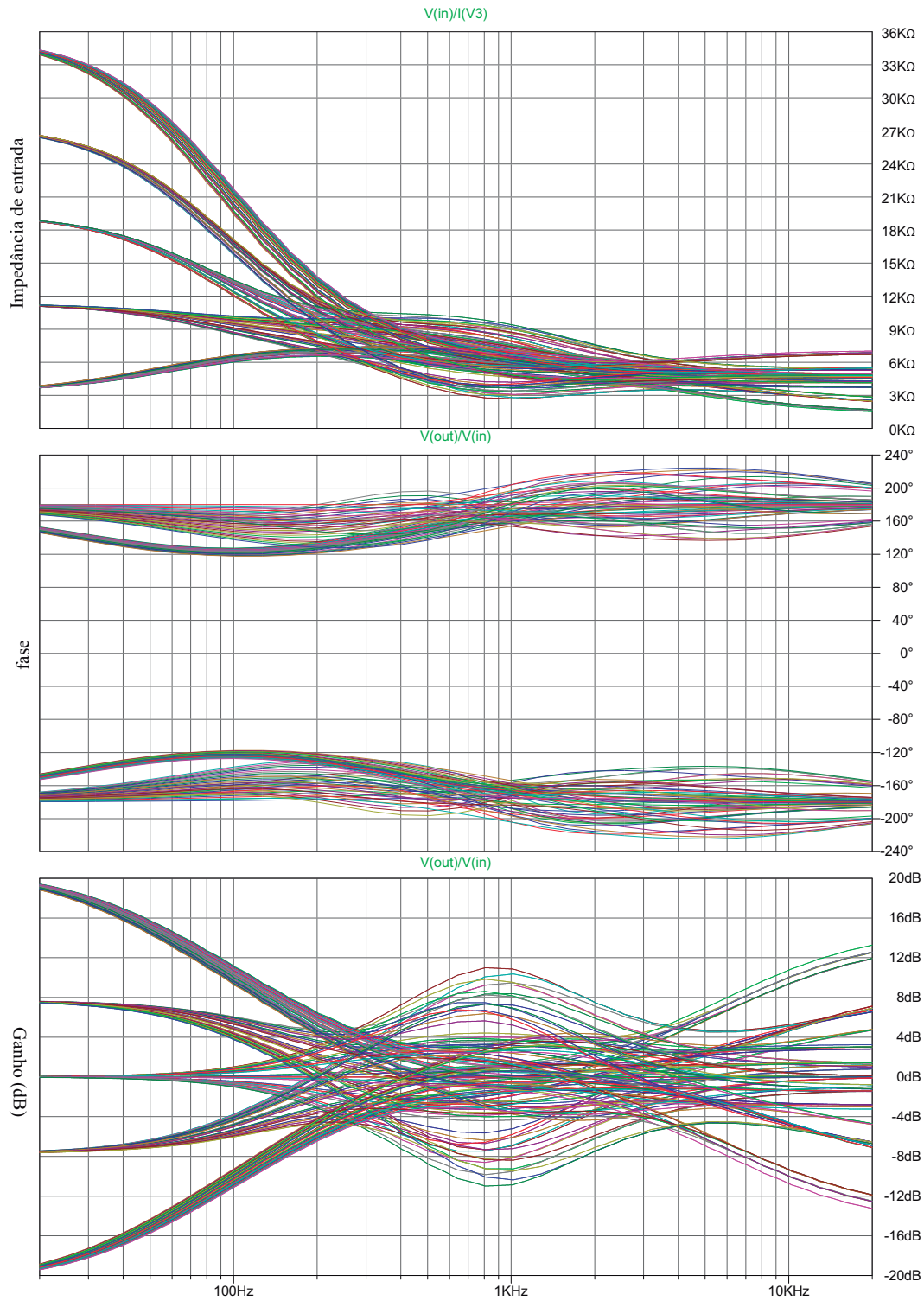


Fig. 3.35: Resposta de frequência e fase do circuito de equalização de Bandaxall com variação para o controle de médios.

da placa estão defasados em 180° . Normalmente, os circuitos de inversão de fase são mais complexos do que este. O circuito clássico conhecido como *long tailed pair* (com a utilização de dois triodos), presentes nos amplificadores baseados nos amplificadores Fender Bassman, produzem sinais mais lineares e mais balanceados do que os sinais aqui apresentados. O *long tailed pair* utiliza topologias híbridas de catodo comum e seguidor de catodo.

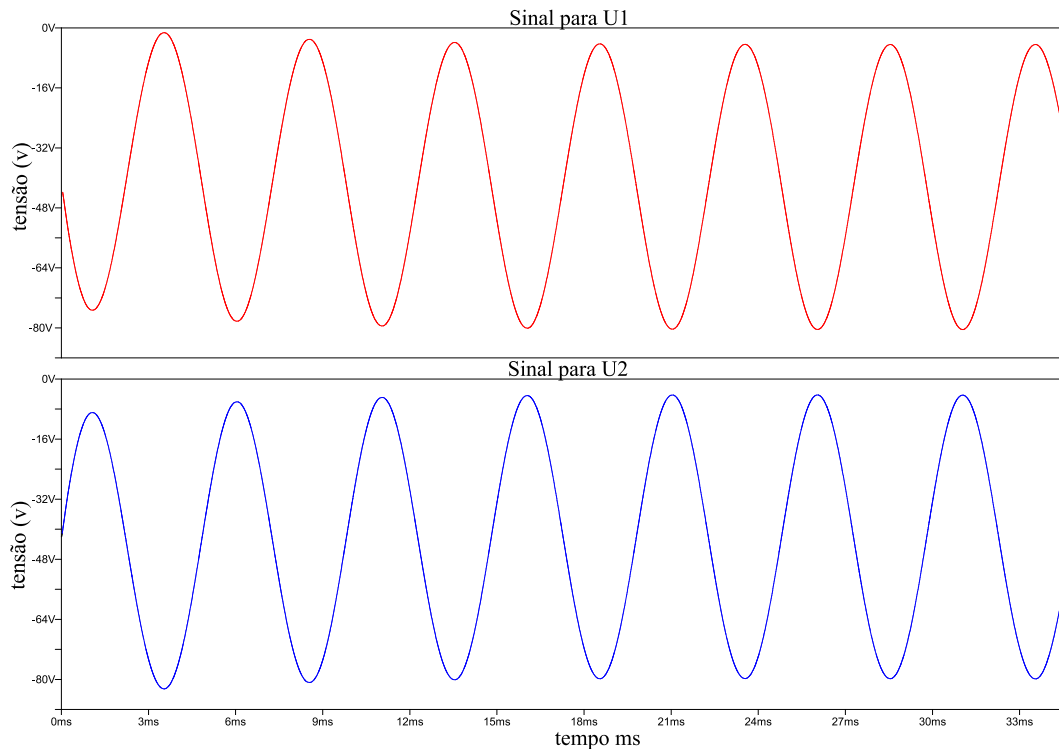


Fig. 3.36: Sinais gerados pelo triodo de inversão de fase.

3.7.3 Estágios de saída em amplificadores de potência e Classes de Amplificação

A etapa de potência é a etapa em que o sinal amplificado fornece energia para o alto-falante. Esta energia provém da fonte de alimentação. A potência que é fornecida na etapa de saída em amplificadores valvulados normalmente está entre 2.5 W rms e 350 W rms. Amplificadores de audiofrequência acima desta margem são muito raros, apesar de que para radiofrequência existem válvulas que trabalham acima de 5000W em classe C. O amplificador de guitarra que a Marshall produziu com maior potência foi um da linha JCM 800 que através de 8 pentodos 6550 chegava a atingir 375W sem saturar, segundo o manual de serviço da Marshall para a linha JCM 800 [5].

As válvulas normalmente utilizadas para esta etapa são as válvulas pentodo, no entanto existem

amplificadores que na etapa de potência utilizam triodos ou mesmo podem utilizar uma válvula pentodo na configuração de triodo através do aterramento de duas das suas grades. Existe um registro de amplificador de 3000W para áudio com válvulas 4-1000A em classe AB na etapa de potência, que foi desenvolvido por Bereskin [21] em 1956.

As classes de amplificação A, B e C nada mais são do que o regime de trabalho da válvula em relação ao ciclo que as alimenta (sinal de). As classes de amplificação independem do tipo de dispositivo amplificador a ser utilizado, podendo existir amplificadores transistorizados ou valvulados em qualquer uma das três classes. Caso a válvula permaneça conduzindo corrente em todo o ciclo ela nunca entra em corte. Se a válvula entrar em corte, uma economia de energia ocorre, e tem-se um amplificador mais eficiente. As classes de amplificação estão também relacionadas à proporção de corrente de placa quiescente presente em um amplificador, no caso de um amplificador valvulado.

Classe A

A válvula é polarizada de maneira em que a corrente de anodo ou de placa nunca entra em corte, mesmo que o sinal de entrada atinja o pico máximo de amplitude. A Figura 3.37 ilustra um amplificador triodo polarizado em classe A. Em quase todos os amplificadores, os estágios de pré-amplificação são classe A. Porém, os estágios de potência podem ter outras classes de amplificação, visando um maior aproveitamento energético que as outras classes podem oferecer. Um dispositivo amplificador polarizado em classe A é um que conduz corrente nos 360° do sinal de entrada, nunca entrando do regime de corte. Esta condição pode ser observada na Figura 3.37, uma vez que a corrente circula pelo tubo em todo o ciclo do sinal. Na etapa de potência, amplificadores classe A normalmente possuem a topologia *single ended*, onde um pentodo é introduzido entre o transformador de saída e a fonte de alimentação. A grande desvantagem da polarização em classe A é a ineficiência do estágio. A eficiência de um estágio em classe A é de aproximadamente 30%. O valor teórico máximo de eficiência é 50% para uma onda senoidal de excitação. A grande vantagem é a qualidade sonora uma vez que a distorção de cruzamento que será explicada adiante é zero.

A Figura 3.38 ilustra diversos ciclos de um sinal senoidal em um triodo amplificador polarizado em classe A. A corrente circula durante todo o ciclo no triodo. Praticamente todos os estágios de pré-amplificadores são polarizados em classe A. Em etapas de potência estes amplificadores possuem algumas desvantagens: são pesados, caros, volumosos e produzem pouca potência. A grande vantagem é a redução da distorção de cruzamento a zero. Alguns autores como Dailey [41] afirmam que estes amplificadores possuem alta qualidade sonora.

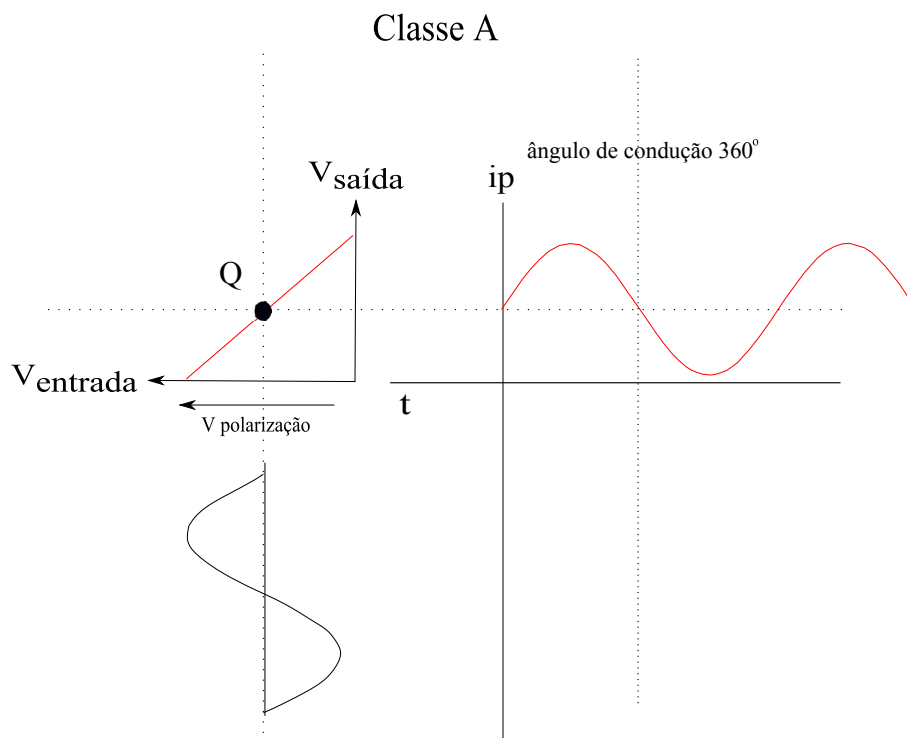


Fig. 3.37: Polarização em classe A.

Classe B

A classe B é a classe de amplificação no qual o dispositivo amplificador está polarizado no ponto de corte. Assim sendo, a corrente circula apenas em metade do ciclo de amplificação do sinal de entrada. Em outras palavras, a corrente de placa circula no tubo somente no semiciclo positivo da onda do sinal de entrada. O sinal portanto possui apenas uma metade. Normalmente, utiliza-se dois estágios em classe B simétricos para ter-se a amplificação dos semiciclos positivos e negativos do sinal de entrada. A Figura 3.39 ilustra um amplificador polarizado em classe B. Estes amplificadores com topologia simétrica são chamados de amplificadores *push-pull*, onde uma válvula é responsável pela condução da corrente em um sentido (*push*), e a outra responsável pelo outro sentido de condução (*pull*).

O valor máximo teórico de eficiência para um amplificador classe B em topologia push-pull é de 78,5%. Outra maneira de descrever um amplificador em classe B é que o mesmo conduz em 180° do sinal de entrada. Normalmente essa topologia de amplificação não é utilizada devido a alta distorção de cruzamento (*crossover*) que é presente nestes amplificadores, exemplificada na Figura 3.40 .

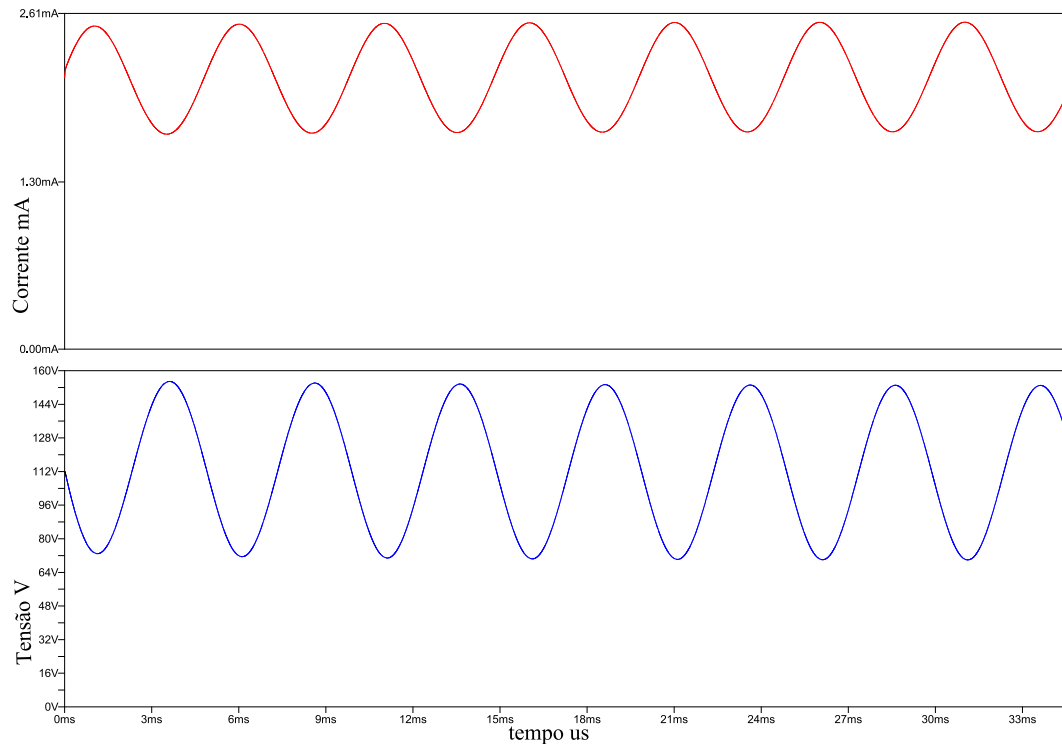


Fig. 3.38: Corrente e tensão em um triodo 12AT7 durante alguns ciclos de excitação.

Classe AB

A região de polarização da etapa de potência da grande maioria dos amplificadores de guitarra e contrabaixo, está entre a classe A e classe B, sendo esta denominada classe AB. O ponto quiescente do amplificador estando entre estes dois pontos faz com que ocorra menos distorção de cruzamento e tem um aproveitamento energético superior ao amplificador em classe A mas inferior ao classe B. Assim sendo, qualquer valor teórico que faça com que o amplificador conduza entre 180° e 360° faz com que o amplificador se enquadre na classe AB. A polarização em classe AB é uma solução de compromisso para reduzir a distorção de cruzamento para um nível menos perceptível ao ouvinte e ainda assim ter um maior valor de eficiência do que um amplificador em Classe A. Alguns amplificadores possuem um potenciômetro para a regulação de bias (polarização). Assim, um amplificador pode ser regulado para estar mais ou menos próximo de uma ou outra classe. A medida que o mesmo se aproxima da classe A, mais corrente é drenada da válvula para o ponto quiescente e o amplificador conduz mais próximo dos 360° e reduzindo-se assim a distorção de cruzamento. De maneira contrária, o amplificador se torna mais eficiente e a distorção de cruzamento aumenta. A alta corrente de placa para amplificadores polarizados em direção a classe A diminui a vida útil de um pentodo de potência. Normalmente os fabricantes de amplificadores recomendam a polarizar-se um amplificador entre 60% e 70% da dissipação máxima de potência para a dissipação no ponto quiescente.

Classe B

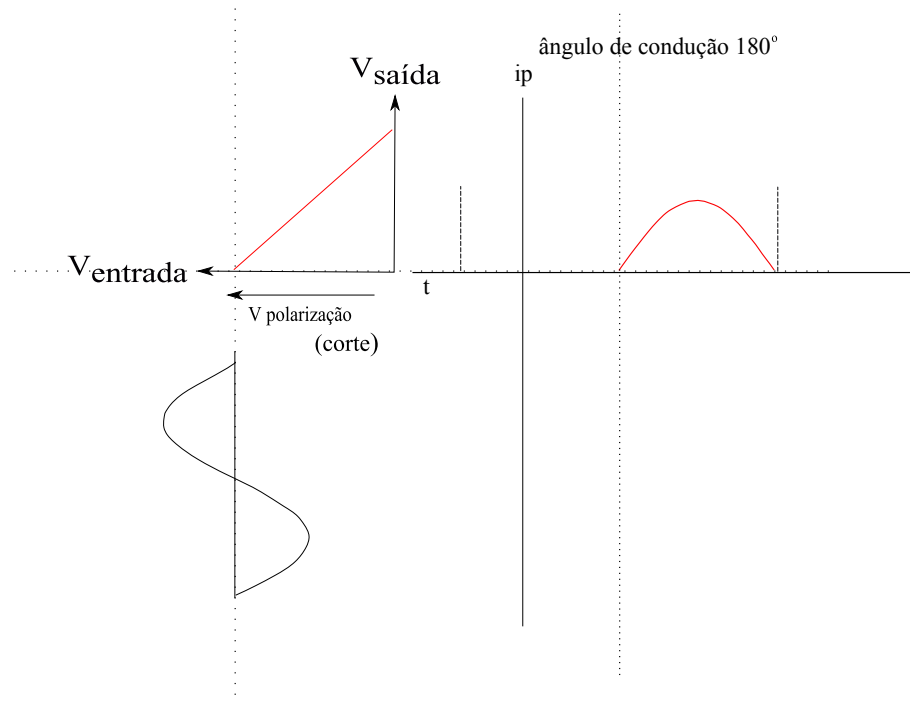
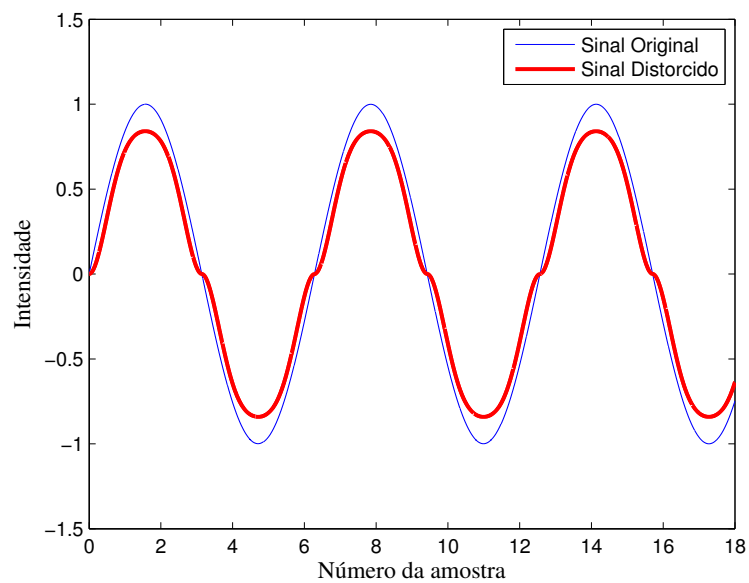


Fig. 3.39: Polarização em classe B.

Fig. 3.40: Distorção de cruzamento (*crossover*).

Classe AB

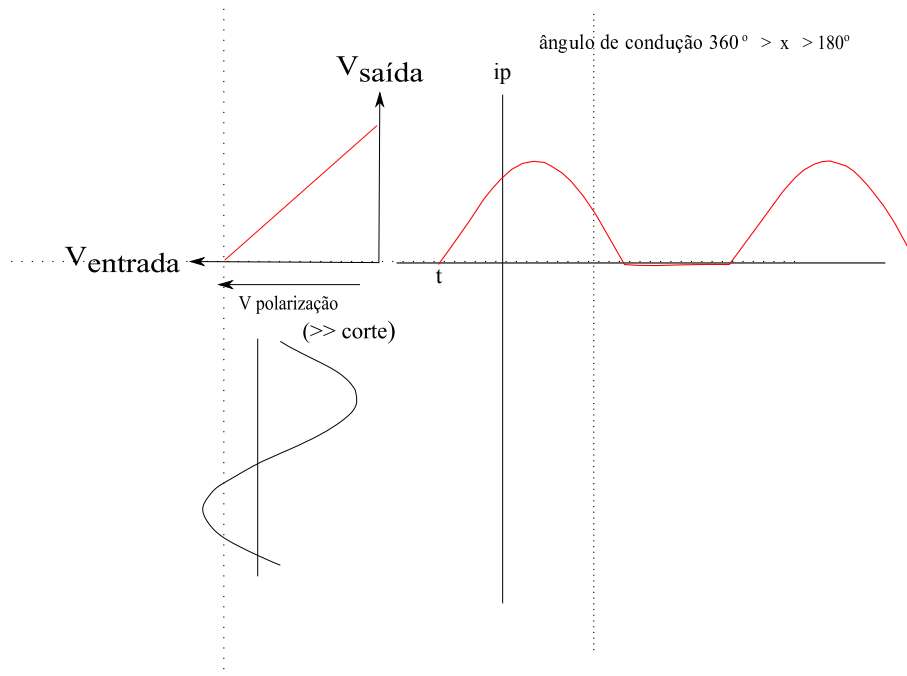


Fig. 3.41: Polarização em classe AB.

Um circuito típico da etapa de potência para um amplificador classe AB está presente na Figura 3.43. O circuito é polarizado por uma tensão negativa de grade, ou bias. Quanto maior em módulo esta tensão, menos corrente quiescente é drenada do circuito e mais eficiente é o mesmo. Por outro lado, mais distorção de cruzamento é introduzida.

A tensão e corrente do circuito *push-pull* para cada válvula do circuito push-pull com EL34 pode ser visualizada na Figura 3.42. Os harmônicos adicionais ao fundamental são originados da distorção de *crossover* e pelo sinal original de alta amplitude, o que faz com que os pentodos e toda a cadeia de amplificação desde o primeiro triodo amplificador opere em *Overdrive*.

O projeto do circuito da Figura 3.42, de um amplificador de potência com realimentação negativa, segue as equações 3.36, 3.37 e 3.38.

Equação 3.36 para o ganho em malha fechada:

$$A_{cl} = \frac{A (R_i + R_f)}{(R_i + R_f + R_o + R_i A_o)} \quad (3.36)$$

Equação 3.37 para a impedância de entrada:

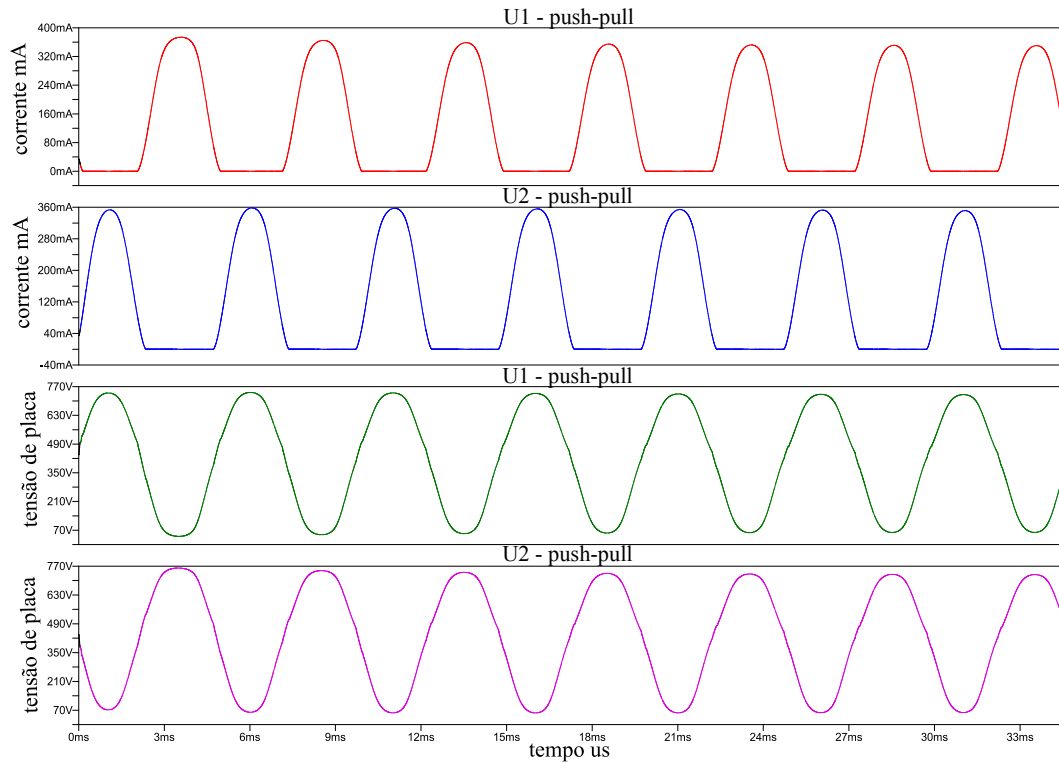


Fig. 3.42: Curvas do circuito push-pull 50W com um par de EL34.

$$R_{in} = \frac{R_g}{\left(1V - \frac{A_{cl}R_i}{(R_i + R_f)}\right)} \quad (3.37)$$

Equação 3.38 para a impedância de saída:

$$R_{out} = \frac{((R_i + R_f)R_o)}{(R_i + R_f + R_o + R_iA_o)} \quad (3.38)$$

onde:

- A_o - ganho em malha aberta;
- A_{cl} - ganho em malha fechada;
- R_i - resistência de entrada;
- R_f - resistor de realimentação;
- R_o - resistência interna de saída.

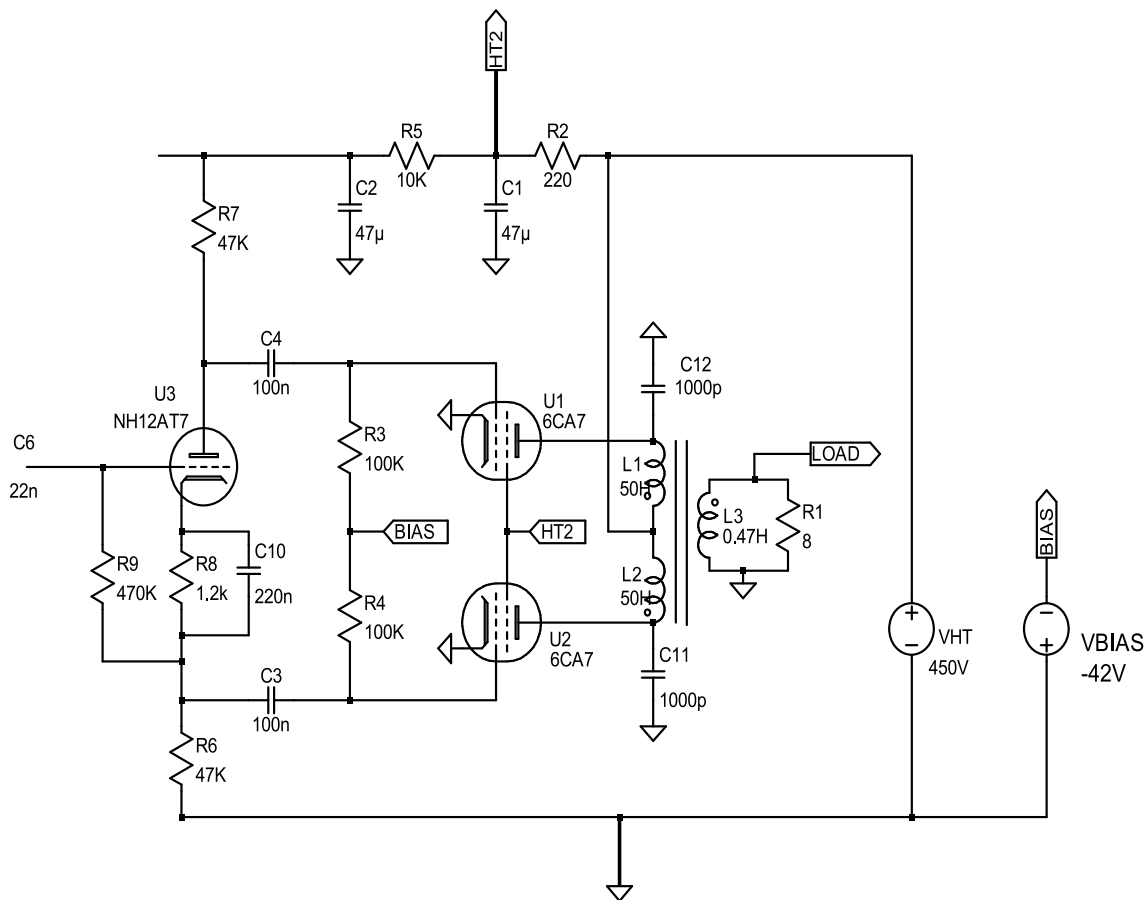


Fig. 3.43: Circuito valvulado em classe AB com pentodos EL34 na etapa de potência gerando 50W RMS de potência máxima.

Classe C

A classe C é a classe onde a válvula conduz em menos de 180° dos 360° do ciclo do sinal de entrada. Logo é a mais eficiente de todas as polarizações. A condução de um amplificador a classe C pode ser visualizada na Figura 3.44. A eficiência é muito alta, por volta de 99% teóricos. No entanto, o sinal é demasiadamente distorcido para a amplificação de áudio. A utilização da classe C em amplificação ocorre de maneira predominante em circuitos de radiofrequência, onde circuitos tanques ressonantes são responsáveis por manter o circuito em condução e pela parte inexistente do sinal (outra metade perdida do ciclo). O amplificador neste caso é responsável apenas em manter o circuito oscilando em alta frequência.

Classe C

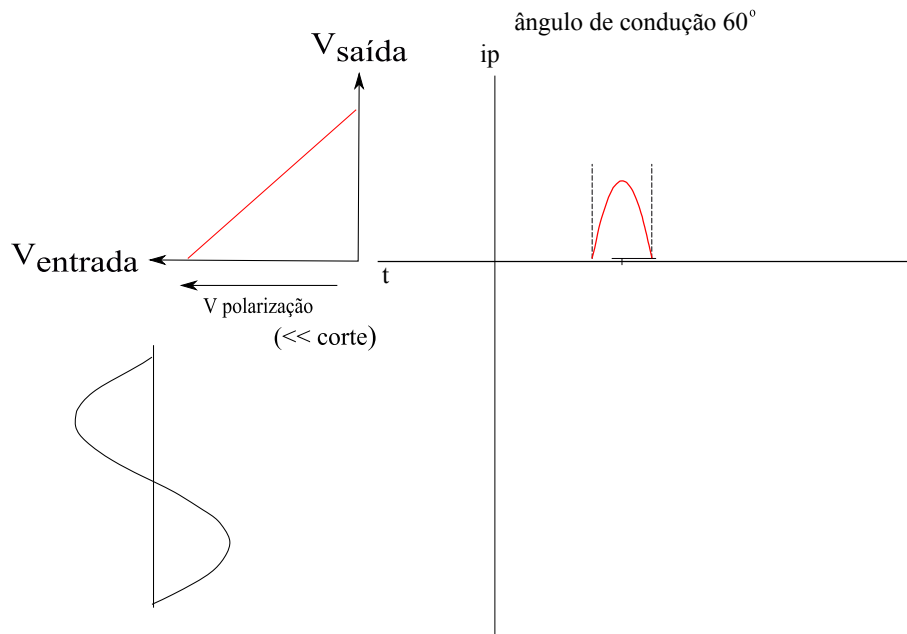


Fig. 3.44: Polarização em classe C.

3.7.4 Tetrodos

O tetrodo como o próprio nome diz possui um eletrodo a mais que o triodo, este sendo uma grade adicional (g_2). Esta grade é polarizada positivamente com um potencial um pouco mais baixo do que o anodo e é posicionada entre a grade de controle (g_1) e a placa. A representação esquemática está presente na Figura 3.45. A princípio, a patente da invenção da válvula tetrodo [169] tinha como objetivo aumentar a redução do ganho causada pelo campo elétrico do anodo, desta maneira aumentando a eficiência da válvula. Esta invenção possibilitou um aumento no ganho da válvula e diminuiu a capacitância de Miller, o que proporcionou uma grande melhoria para se trabalhar em radiofrequência. As curvas do tetrodo estão presentes na Figura 3.46. Pode-se notar um vale presente nas curvas que é devido à emissão secundária. A emissão secundária ocorre quando elétrons trespassam o espaço intereletrodico em alta velocidade e atingem outros elétrons no anodo. Estes, ao serem atingidos, são deslocados da placa e voltam para o espaço intereletrodico e são atraídos para a grade auxiliar. Ao invés de se ter um incremento de corrente em função da tensão, para todas tensões V de placa, temos regiões de decrescimento de corrente em função da tensão de maneira contrária, na forma de inflexões, ilustradas na Figura 3.46. Devido a isto, este tipo de válvula possui uma não-linearidade acentuada o que a torna inviável para a amplificação de áudio devido a alta distorção que a mesma

gera.

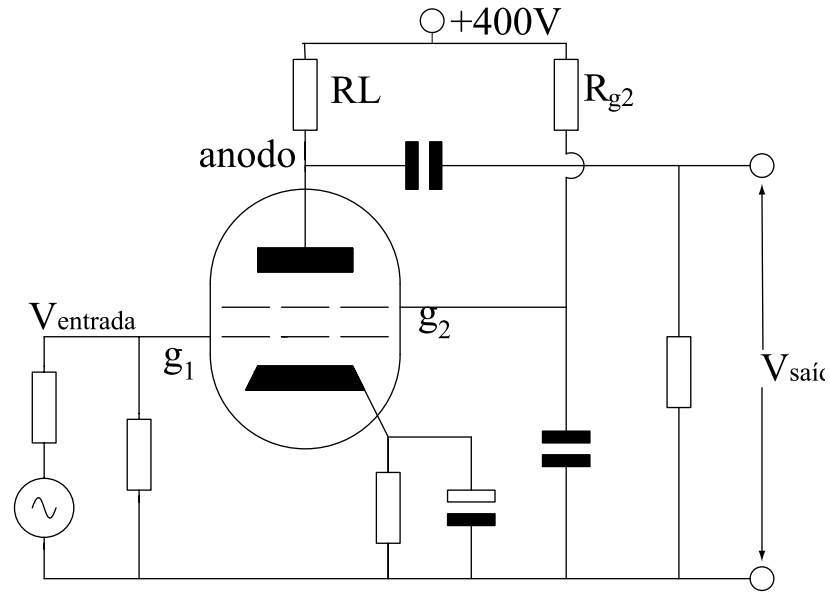


Fig. 3.45: Esquema de um tetrodo amplificador.

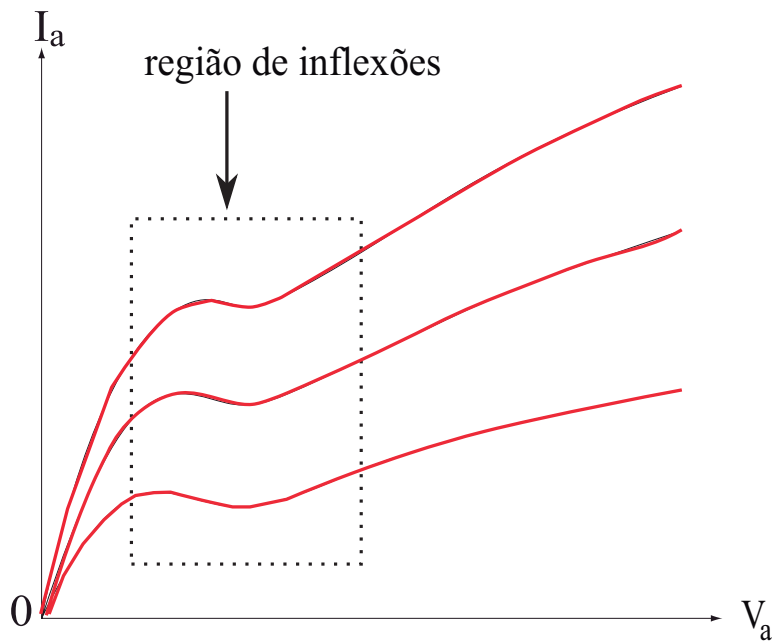


Fig. 3.46: Curvas de um tetrodo.

3.7.5 Pentodos

Devido ao efeito da emissão secundária nos tetrodos, um outro eletrodo foi adicionado: a grade supressora G_3 , que está no potencial do catodo e se localiza entre a grade G_2 e a placa. A patente dos pentodos foi feita em 1932 pela Philips e Mullard [100], [34]. Os pentodos podem ser de baixa potência, como por exemplo o EF86, utilizado em pré-amplificadores. Mas são mais conhecidos por serem válvulas encontradas nas etapas de potências dos amplificadores como por exemplo as EL34, EL84, KT88, KT66, entre outras. As curvas de um pentodo EL84 estão plotadas na Figura 3.47. Na maioria das etapas de potência encontra-se pentodos como válvulas amplificadores, no entanto podem existir projetos com triodos de potência assim como projetos que utilizam pentodos de baixa potência como válvulas de pré-amplificação.

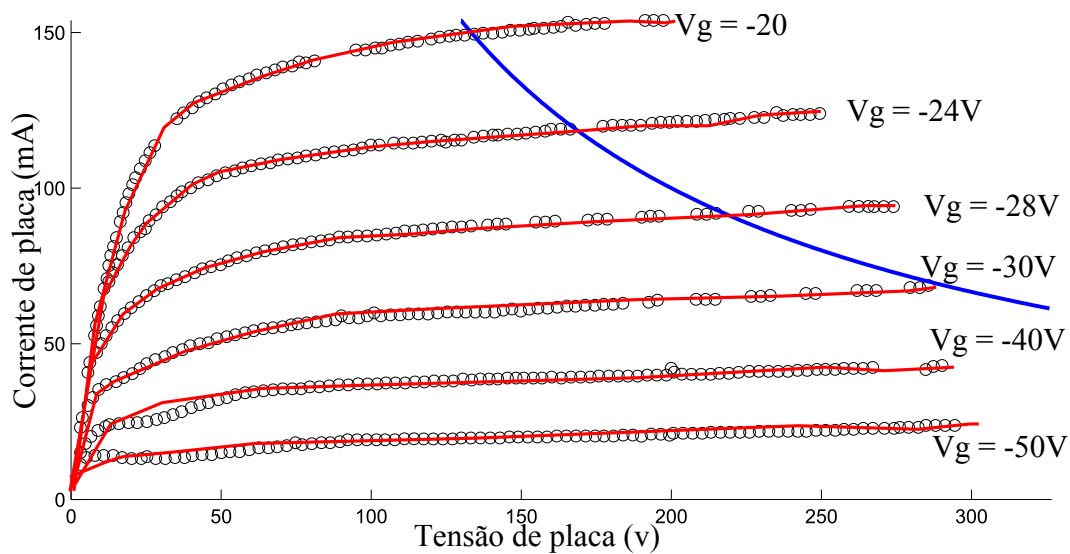


Fig. 3.47: As curvas típicas para um pentodo EL84.

3.8 Transformador de saída

O transformador de saída ou de áudio é o responsável por realizar o casamento de impedância entre as válvulas e alto-falantes, com o objetivo realizar a máxima transferência de potência para a carga (alto-falante). As placas das válvulas possuem impedância na ordem de $k\Omega$, enquanto os alto-falantes possuem uma impedância muito baixa, na faixa entre 4Ω e 32Ω .

A Equação para o número de voltas de cada bobina do transformador segue a seguinte formulação através da Equação 3.39:

$$R = \frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} \quad (3.39)$$

onde V_e é a tensão no enrolamento primário e V_p é a tensão no enrolamento secundário. Ou ainda através da formulação da Equação 3.40:

$$R = \frac{V_p}{V_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad (3.40)$$

Como consequência, temos a formulação para a carga no enrolamento primário nas forma da Equação 3.41 e 3.42:

$$Z_p = \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 R_s \quad (3.41)$$

$$Z_s = \left(\frac{V_p}{N_p} \right)^2 R_s \quad (3.42)$$

onde R é a relação entre espiras de um transformador, Z_p é a impedância primária, Z_s é a impedância secundária, V_p é a tensão no enrolamento primário, V_s é a tensão no enrolamento secundário, I_p é a corrente do enrolamento primário e I_s é a corrente do enrolamento secundário [?].

O casamento ocorre na forma de um transformador *stepdown*, que segue a seguinte relação de espiras entre o enrolamento primário (placas) e o secundário (alto-falante). Como consequência, temos uma relação corrente/tensão conforme a Figura 3.48, onde a corrente no alto-falante é de aproximadamente de 3.5 A de pico e 30 V de tensão. Antes da conversão o sinal excursiona entre ± 700 V com picos de 350 mA de corrente, conforme demonstrado na figura 3.43. A modelagem da interação entre as válvulas não lineares e o transformador de saída também não linear não é direta e é complexa devido a fator de amortecimento da válvula para o alto-falante, histerese do núcleo do transformador e a saturação do núcleo do transformador demonstrados em [187].

A tabela 3.9 ilustra uma relação de espiras entre alto-falantes e impedância de placa de válvulas:

Transformador de saída real

Os transformadores da seção anterior são transformadores ideais. Os transformadores ideais são excelentes aproximações para projetos. Na prática é necessário levar as seguintes características em consideração:

1. a resistência de cada enrolamento;
2. a perda do núcleo de ferrite;

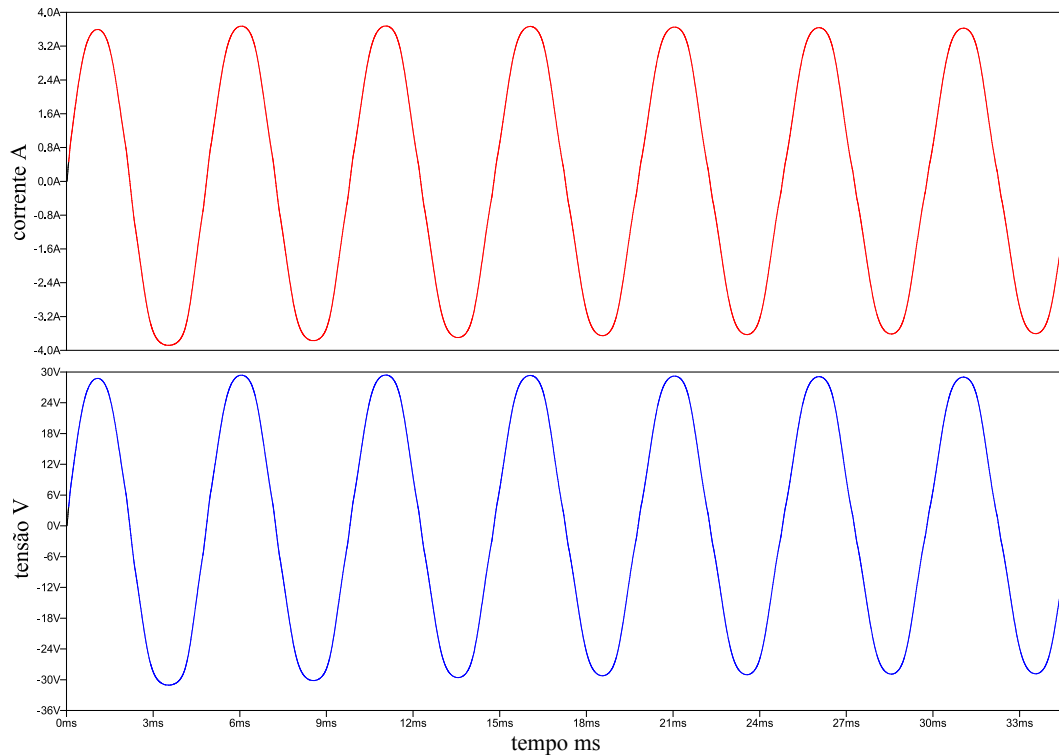


Fig. 3.48: Tensão e corrente no enrolamento secundário do transformador de saída.

3. as fugas de indutância;
4. as capacitâncias entre os enrolamentos e o terra. E a própria capacitância de cada enrolamento.

O modelo dos efeitos no transformador real pode ser visualizado na Figura 3.49.

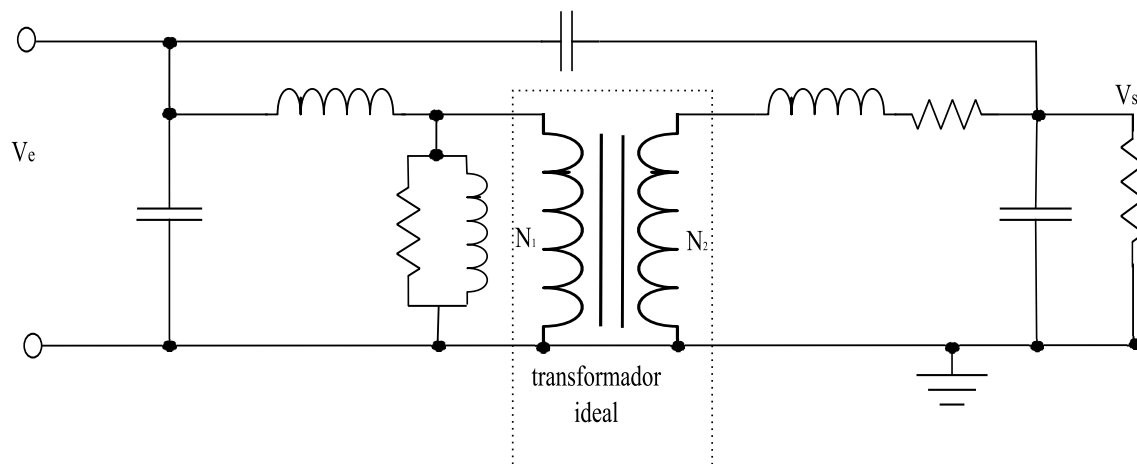


Fig. 3.49: Efeitos secundários presentes em um transformador real.

Impedância de carga de saída	Impedância do alto-falante		
	4 Ω	8 Ω	16 Ω
30 Ω	3.2 : 1	20 : 1	1.4 : 1
50 Ω	4.1 : 1	2.5 : 1	1.8 : 1
75 Ω	5.0 : 1	3.1 : 1	2.2 : 1
100 Ω	5.8 : 1	3.5 : 1	2.6 : 1
150 Ω	7.1 : 1	4.3 : 1	3.2 : 1
200 Ω	8.2 : 1	5.0 : 1	3.7 : 1
250 Ω	9.1 : 1	5.6 : 1	4.1 : 1
300 Ω	10 : 1	6.1 : 1	4.5 : 1
400 Ω	12 : 1	7.1 : 1	5.2 : 1
500 Ω	13 : 1	8.0 : 1	5.8 : 1
600 Ω	14 : 1	8.7 : 1	6.3 : 1
700 Ω	15 : 1	9.4 : 1	6.8 : 1
800 Ω	16 : 1	10 : 1	7.3 : 1
900 Ω	17 : 1	10 : 1	7.7 : 1
1k Ω	18 : 1	11 : 1	8.2 : 1
2k Ω	26 : 1	16 : 1	12 : 1
3k Ω	32 : 1	19 : 1	14 : 1
4k Ω	37 : 1	22 : 1	16 : 1
5k Ω	41 : 1	25 : 1	18 : 1
6k Ω	45 : 1	27 : 1	20 : 1
7k Ω	48 : 1	30 : 1	22 : 1
8k Ω	52 : 1	32 : 1	23 : 1
9k Ω	55 : 1	34 : 1	24 : 1
10k Ω	58 : 1	35 : 1	26 : 1
12k Ω	63 : 1	39 : 1	28 : 1
14k Ω	68 : 1	42 : 1	31 : 1
16k Ω	73 : 1	45 : 1	33 : 1
18k Ω	77 : 1	47 : 1	35 : 1
20k Ω	82 : 1	50 : 1	37 : 1
22k Ω	86 : 1	52 : 1	38 : 1
24k Ω	89 : 1	55 : 1	40 : 1
26k Ω	93 : 1	57 : 1	42 : 1
28k Ω	97 : 1	59 : 1	44 : 1
30k Ω	100 : 1	61 : 1	45 : 1

Tab. 3.9: Relação de espiras entre o enrolamentos primário e secundário de um transformador de saída de acordo com as resistências de placas das válvulas [183].

3.9 Válvulas NOS

A terminologia NOS (*New Old Stock*), indica válvulas que foram guardadas como novas e nunca foram usadas, ou foram usadas durante pouco tempo. Os entusiastas de amplificadores valvulados tem

uma preferência por este tipo de válvula. A qualidade das válvulas do passado pode ser percebida em [182], onde é citado o uso de aparelhos para finalidades militares com o uso cotidiano que utilizavam as válvulas originais com 40 anos de idade sem problemas. Músicos e audiófilos preferem o som reproduzidos através de válvulas das famosas marcas das décadas de 40-70 como a Philips, Golg Lion, a inglesa Mullard, RCA, General Electrics, Sylvania entre outras, além da sua durabilidade. Sabe-se que uma válvula antiga de qualidade pode durar diversas décadas com uso diário sem gerar problemas.

Sabe-se que alguns dos segredos industriais de fabricação das válvulas foi perdida com o tempo junto com os engenheiros que detinham essa tecnologia. Isto é, o conhecimento empírico que é passado de pessoa para pessoa sem a formalização do mesmo. Este conhecimento do estado da arte sobre as válvulas não está mais sobre o domínio de conhecimento atual da humanidade. Um exemplo disto é descrito no parágrafo a seguir sobre aparelhos que trabalhavam com tensões mais elevadas de +B, no qual as válvulas do passado suportavam estas tensões mesmo não sendo especificado nas folhas de dados das mesmas.

Atualmente as válvulas NOS podem ser encontradas em sites especializados ou mesmo por anúncios em sites de vendas de usados como o Ebay, podendo ter o valor três vezes o valor de uma válvula produzida atualmente na Rússia, China ou países do leste Europeu que foram parte da antiga União Soviética.



Fig. 3.50: Válvula NOS 6L6GC americana, produzida pela General Eletrics.

3.10 Modelagem matemática das válvulas termiônicas

Os modelos matemáticos de válvulas termiônicas são equações no qual tem como objetivo de aproximar o comportamento geral das válvulas termiônicas. Normalmente são obtidas experimentalmente e não são baseadas na física eletrodinâmica ou em princípios de eletromagnetismo. Estas equações inicialmente foram desenvolvidas para auxiliar no projeto de amplificadores, mais recentemente elas tem sido utilizadas nos modelos “virtualmente analógicos”.

3.10.1 Modelos de Rydel e Leach para triodos e pentodos

Em 1995, Rydel [159] propôs o primeiro modelo matemático para ser utilizado no SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) [129], que foi desenvolvido alguns meses antes do que Leach [108], onde as equações de triodos e pentodos se tornaram populares para a utilização no SPICE. Segundo Maillet [118], este tipo de modelagem possui alicerces em suposições teóricas que eram utilizadas nos projetos e análises de circuitos valvulados nos primórdios da eletrônica. Essas suposições são simplificações que foram feitas para que os cálculos dos projetos se tornassem tangíveis para serem realizados à mão. Nessas expressões, a corrente é nula para a corrente de grade e a expressão para a corrente de placa possui termo elevado à potência de $3/2$, caracterizando uma representação unidimensional de dependência entre tensão de grade e corrente de placa que não é uma representação exata do canal condutivo do triodo, que possui uma dependência de fator μ nas tensões de seus terminais, conforme descrito na Equação 3.43:

$$I_p = K_c \left(\frac{V_g + V_p}{\mu} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (3.43)$$

para $(V_g + V_p)/\mu \geq 0$ caso contrário $i_p = 0$. onde i_p é a corrente instantânea de placa, V_g é a tensão instantânea entre a placa e o catodo, e μ é o ganho em tensão da válvula, e K_c uma constante de *Perveance*.

A Equação da corrente de placa para pentodos é:

$$I_p = \left(\frac{2}{K_{g1p}} \left(\frac{V_{g1} + V_{g2}}{\mu} \right)^{\frac{3}{2}} \arctan \left(\frac{V_p}{K_{VB}} \right) \right) \quad (3.44)$$

para $(V_g + V_p)/\mu \geq 0$ caso contrário $I_p = 0$. Onde K_{g1p} é um fator de ajuste de curvas para o modelo, V_{g1} e V_{g2} são as respectivas tensões de grade G_1 e G_2 e K_{VB} é um parâmetro de ajuste das curvas.

A Equação para a corrente de grade supressora g_2 segue:

$$I_{g2} = \frac{\left(\frac{EG+EG^2}{\mu}\right)^{\frac{3}{2}}}{K_{g2}} \quad (3.45)$$

para $(V_g + V_p)/\mu \geq 0$ caso contrário $I_p = 0$. Na Equação 3.45, I_{g2} é a corrente de placa supressora e K_{g2} é uma constante de ajuste do modelos, similar a K_{g1} .

3.10.2 Equações de triodos e pentodos de Koren

O modelo anterior foi melhorado por Koren [99] em 1996. As equações que surgiram neste trabalho são equações fenomenológicas que possuem vários parâmetros de ajuste e não foram obtidas a partir de leis físicas fundamentais. A principal melhoria entre um modelo e outro é que devido ao fato que no primeiro modelo a corrente de placa é totalmente controlada pela tensão de grade através da suposição de que não exista fuga de corrente. Isto acarreta que o modelo de Leach possui uma região de maior erro. Esta região está destacada na Figura 3.51. Se os triodos não operassem nesta região o modelo seria suficientemente bom, mas o problema é que geralmente eles podem trabalhar nesta região como ilustrado na própria Figura 3.51, onde o triodo possui uma tensão de placa de + 350V, com a reta de carga determinada através de um resistor de placa de 150 k Ω . Este resistor irá através da variação da corrente de placa, variar a tensão que recai sobre o mesmo. Como o regime de trabalho da válvula é em torno da reta de carga, delimitada pelo resistor de carga de 150 k Ω , nota-se que pode chegar a área destacada, sendo esta a área de maior erro do modelo. Esta área é atingida apenas para sinais de maior amplitude. Este problema é aumentado drasticamente para amplificadores do tipo *push-pull* polarizados em classe AB, à medida que os mesmos trabalham nesta região pois operam entre o corte e a condução de corrente. Para se realizar uma análise ou projeto de amplificadores em *push-pull* é necessário um modelo melhorado.

As equações de Koren fenomenológicas foram projetadas de maneira que a corrente de placa $I_p > 0$ para todas as tensões de placa, $V_p > 0$ (para os triodos) e $V_{g2} > 0$ para a grade supressora G_2 para os pentodos. Desta maneira, a Equação do triodo de Koren está na forma:

$$E_1 = \left(\frac{V_p}{K_p}\right) \log \left(1 + \exp \left(K_p \left(\frac{1}{\mu} + \frac{V_g}{\sqrt{K_{VB} + E_p^2}} \right) \right) \right) \quad (3.46)$$

onde E_1 é um parâmetro intermediário e I_p , pode ser calculado na forma:

$$I_P = \left(\frac{E_1^X}{K_{G1}}\right) (1 + \text{sign}(E_1)) \quad (3.47)$$

A função sinal (*sign*), possui os valores: $\text{sinal}(x) = 1$, para $x \geq 0$ e $\text{sinal}(x) = -1$ para $x < 0$,

e é utilizada para prevenir um fluxo de corrente para sinais em que $E_1 < 0$. As equações para as correntes de pentodos são similares aos triodos e estão descritas a seguir:

$$E_1 = \left(\frac{E_p}{K_P} \right) \log \left(1 + \exp \left(K_P \left(\frac{1}{\mu} + \frac{E_{G1}}{E_{G2}} \right) \right) \right) \quad (3.48)$$

$$I_P = \left(\frac{E_1^X}{k_{G1}} \right) (1 + \text{sign}(E_1)) \left(\arctan \frac{E_P}{K_{VB}} \right) \quad (3.49)$$

A Equação 3.48 se reduz à Equação 3.43 quando:

$$E_P^2 \gg K_{VB} \quad \text{e} \quad K_P \left(\frac{1}{\mu} + \frac{E_G}{E_P} \right) \gg 1.$$

De maneira análoga, a Equação 3.49 se reduz a 3.44 quando:

$$K_P \left(\frac{1}{\mu} + \frac{E_G}{E_P} \right) \gg 1.$$

A diferença entre os dois modelos de Leach e Koren pode ser observada nas figuras 3.51 e 3.52, na área destacada através da diferença de comportamento nestas regiões.

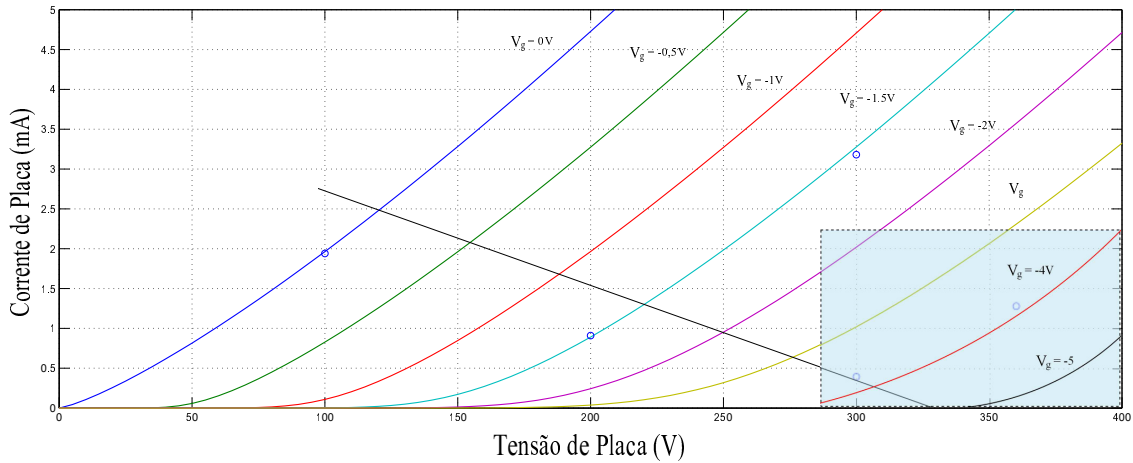


Fig. 3.51: Características do triodo 12ax7 - modelo do spice de Leach [108].

Os modelos de Koren utilizam parâmetros de ajustes. A tabela 3.10 possui os parâmetros ajustados para alguns triodos e pentodos, onde:

- μ - fator de amplificação da válvula.

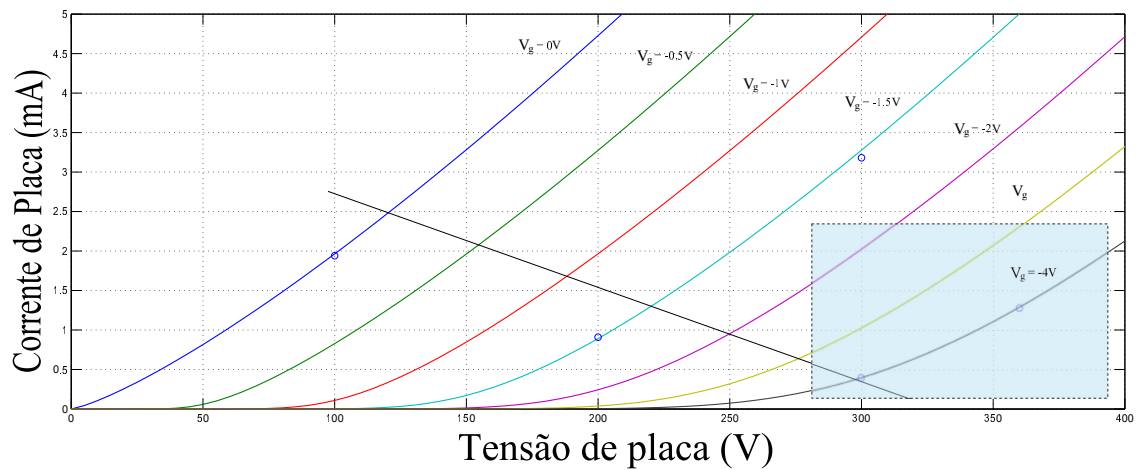


Fig. 3.52: Características do triodo 12ax7 - modelo do spice melhorado de Koren [99].

Válvula	μ	X	K_{g1}	K_{g2}	K_p	K_{VB}	C_{CG}	C_{PG}	C_{CP}	RGI
6DJ8	28	1.3	330		320	300	2.3pF	2.1pF	0.7pF	$2k\Omega$
6L6CG	8.7	1.35	1460	4500	48	12	14pF	0.85pF	12pF	$1k\Omega$
12AX7	100	1.4	1060		600	300	2.3pF	2.4pF	0.9pF	$2k\Omega$
12AU7	21.5	1.3	1180		84	300	2.3pF	2.2pF	1.0pF	$2k\Omega$
6550	7.9	1.35	890	4800	60	24	14pF	0.85pF	12pF	$1k\Omega$
KT88	8.8	1.35	730	4200	32	16	14pF	0.85pF	12pF	$1k\Omega$

Tab. 3.10: Parâmetros das válvulas para simulação no SPICE utilizando os modelos Koren

- X - parâmetro de ajuste da válvula que possui boa representatividade de seu funcionamento;
- K_{g1} - é um parâmetro que é inversamente proporcional ao corrente de placa I_p dados os valores de V_{gk} e V_{pk} fixos;
- K_{g2} - é um parâmetro de ajuste para a grade supressora g_2 , que é inversamente proporcional a corrente que circula neste eletrodo;
- K_p - é responsável pela característica do modelo de Koren que o diferencia do modelo de Leach na região destacada da Figura 3.52. Esta região é caracterizada por valores altamente negativos para a tensão de grade, altos valores para a tensão de placa e baixos valores para a corrente de placa. A corrente de placa é inversamente proporcional a K_p nesta região;
- K_{VB} - esta relacionado ao “joelho” das curvas características das válvulas e é definido de maneira diferente para as equações de triodos e pentodos. Para pentodos o “joelho” é proporcional a K_{VB} e é mais perceptível visualmente como ilustrado na Figura 3.53. Para triodos, o “joelho”

é proporcional a raiz quadrada de K_{VB} e é aparente apenas quando a válvula é operada com tensões positivas na grade;

- C_{PG} - capacitância entre a placa e a grade;
- C_{CP} - capacitância entre a placa e o catodo;
- C_{CG} - capacitância entre a grade e o catodo;
- RGI - é a resistência que controla a corrente de grade quando $V_g > 0$. A corrente de grade é nula em regimes normais de operação, quando $V_g < 0$.

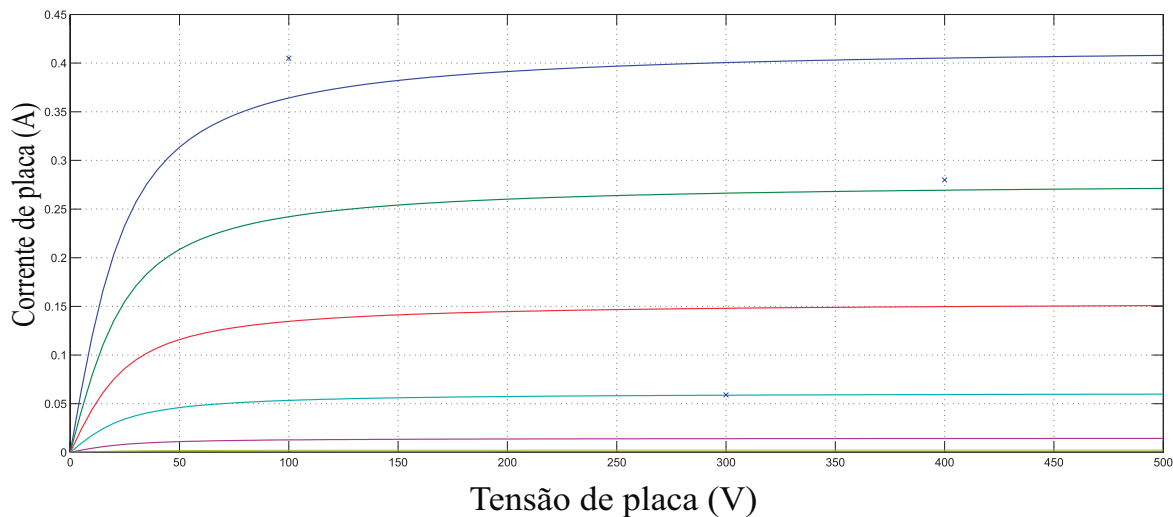


Fig. 3.53: Características de placa da válvula 6550 - curvas geradas pelo modelo de Koren [99] para pentodos.

Segundo Mailliet [118], através da suposição do modelo de Koren que existe uma corrente nula no circuito grade-catodo (impedância infinita), assume-se que este é um dispositivo quase perfeito para o sensoriamento de tensões. Tais suposições não produzem um comportamento adequado para se modelar sinais de entrada de alta amplitude. Ainda segundo Mailliet [118], um modelo para simulação no SPICE de um triodo 12Ax7 foi proposto através de uma rede interligada de duas portas que possui uma dependência não-linear baseada em uma folha de dados da RCA. As correntes de placa e de grade nesta rede podem ser estimadas através da diferença de tensão entre a grade e placa. A modelagem foi feita através de uma interpolação polinomial de sétima ordem e a amplitude do sinal de entrada do seu modelo pode variar entre de -5V e +1V.

O comportamento fora deste regime de atuação pode ser imprevisível. Assim sendo, este modelo não pode ser utilizado para modelar e estudar os triodos em regime de distorção. A literatura de

modelagem virtual de amplificadores no entanto não registra implementações utilizando o modelo de Mailliet [118].

Atualmente os modelos de Koren [99] ainda são os mais utilizados como base na modelagem digital de triodos e pentodos. A grande maioria dos trabalhos utiliza as suas equações fenomenológicas. Um exemplar desta derivação é o modelo de Santagata [163], onde as equações de Koren são utilizadas para estimar a corrente de placa de um estágio de triodo através de um algoritmo de duas etapas, onde a primeira é a polarização do estágio e a segunda é computação da saída de sinais de entrada de pequena amplitude.

Modelo de Dempwolf

O modelo de Dempwolf [45] foi desenvolvido com o objetivo de aprimorar os modelos de Koren, sendo que foram adicionados fatores de amortecimento e de ajustes de maneira que o triodo entrasse em transição de maneira mais gradual. Desta maneira criou-se uma função híbrida logarítmica e exponencial, na forma:

$$h_1(x) = \frac{\log(1 + e^{Cx})}{C} \quad (3.50)$$

onde o parâmetro C é um parâmetro de ajuste da função.

A Equação 3.50 de amortecimento altera o modelo de Koren, da Equação 3.47, na forma:

$$I_p = G \left(\log \left(1 + \exp \left(C \left(\frac{V_p}{\mu} + V_g \right) \right) \right) \right) \frac{1}{c} \right)^\gamma \quad (3.51)$$

onde o parâmetro γ de exponenciação é um parâmetro livre de ajuste, assim como C .

3.10.3 Equações de Cohen

Devido ao fato da emulação digital de circuitos analógicos utilizando sistemas de equações ter uma dependência direta nos modelos dos dispositivos não lineares, é extremamente necessário que estes modelos aproximem o dispositivo físico de maneira precisa. Como consequência, é desejável que novos modelos surjam com o objetivo de evoluir as simulações. Devido ao fato dos modelos de válvulas termiônicas serem relativamente recentes, sendo o primeiro de Reynolds [155] em 1993, os modelos matemáticos de válvulas termiônicas não atingiram a mesma maturidade de modelos de estado sólido como o modelo de transistores bipolares de Ebers-Moll [128]. O modelo que tem sido amplamente utilizado para a simulação de amplificadores valvulados é o modelo de pentodos e triodos de Norman Koren [99] de 1996. No ano de 2012, Cohen e Helié [36], propuseram novos modelos de triodos que foram obtidos experimentalmente com triodos reais e comparadas às equações de Koren. As novas equações utilizam parâmetros que tem o objetivo de corrigir o modelo de Koren

em regiões de baixa tensão de placa e tensões positivas entre a grade e o catodo. Outro aspecto importante deste modelo é o fato da corrente de grade ser incluída no modelo. Os modelos anteriores descartam a corrente de grade, admitindo que a impedância da malha grade-catodo possui impedância infinita. A inclusão de uma corrente não nula para o circuito da grade torna o modelo mais completo e teoricamente mais próximo da realidade física. Os dados foram obtidos através de um dispositivo DSP programado para a medição de triodos. Este consiste em uma placa de alta velocidade DSpace DS2004 que trabalha em até frequências de GHz para a obtenção dos dados para Matlab e Simulink. A alimentação do triodo para o experimento foi de +400V DC.

Como consequência destes experimentos, as novas equações 3.52, 3.53, 3.54 e 3.55 foram descobertas. O novo modelo para a corrente de placa possui um novo parâmetro de ajuste K_{vb2} . Este parâmetro foi introduzido para corrigir o modelo de Koren em regiões de baixa tensão de placa e tensões positivas entre a grade e o catodo. O modelo considera uma corrente de grade não nula descrita através da equação 3.55 onde a mesma possui dependência em ambas as tensões grade-catodo e placa-catodo. Este modelo foi desenvolvido com o objetivo de aproximar o comportamento de triodos reais através de medições de válvulas reais. O detalhamentos dos parâmetros da equação da corrente de grade podem ser encontrados em [34].

$$I_p = \begin{cases} 2 \frac{E_1^x}{K_g} & \text{se } E_1 \geq 0 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.52)$$

$$E_2 = \frac{V_{pk}}{K_p} \ln \left[1 + \exp \left(K_p \left(\frac{1}{\mu} + \frac{V_{gk} + V_{ct}}{\sqrt{K_{vb} + V_{pk}^2}} \right) \right) \right] \quad (3.53)$$

$$f(V_{pk}) = \sqrt{K_{vb} + V_{pk}^2 + K_{vb2} V_{pk}} \quad (3.54)$$

$$I_g = \ln(1 + \exp(a(V_{gk} + V_{\phi})))^\lambda \times \left(\frac{1}{bV_{pk} + 1} + \frac{1}{c} \right) \quad (3.55)$$

3.11 Conclusão

Parte da teoria eletrônica das válvulas foi exposta neste texto, porém, a teoria sobre este assunto é muito mais extensa. Isto se deve ao fato de que durante mais de 70 anos este tipo de tecnologia dominou a eletrônica. Para um maior aprofundamento sobre o assunto, livros clássicos da literatura sobre eletrônica analógica com circuitos valvulados podem ser consultados: [105, 185, 81, 162, 72, 73, 203, 42, 133, 121], ou através de publicações mais atuais como [87].

Uma abordagem aprofundada com as equações sobre a emissão termiônica dos circuitos valvulados foi exposta.

Os circuitos estudados neste capítulo foram: circuito catodo comum, circuito seguidor de catodo, circuitos equalizadores simples, circuito de equalização de Bandaxall e circuitos de etapas de potência.

Nos dias atuais, devido ao fato de amplificadores valvulados ainda serem fabricados e preferidos pelos músicos, o estudo dos circuitos valvulados ainda deve permanecer ativo. No entanto, entusiastas destes tipo de circuitos divulgam o seu conhecimentos na internet em sites especializados. A maioria do conteúdo destes sites consiste de esquemas escaneados de amplificadores clássicos ou mesmo amplificadores modernos, com pouca teoria sobre os circuitos valvulados. A nível de projeto, porém, existe uma área a ser preenchida, uma vez que a grande maioria dos fabricantes de amplificadores valvulados apenas replicam projetos sabidamente funcionais. Pouco é projetado e a arte de projeto sobre estes circuitos vem sendo perdida ao longo dos anos.

Os modelos matemáticos de válvulas mais utilizados foram apresentados, geralmente utilizam-se estas equações em simulações digitais destes circuitos e softwares que emulam a sonoridade dos amplificadores valvulados. Estas equações foram desenvolvidas com o objetivo de auxiliar o projeto de amplificadores valvulados, onde podemos destacar os modelos de Koren como sendo os mais utilizados.

Circuitos de rádio, microondas, transmissores de televisão, entre outros, que nos dias atuais ainda utilizam válvulas termiônicas não foram cobertos neste texto.

Capítulo 4

Modelagem e simulação de amplificadores valvulados

4.1 Introdução

Devido ao alto custo de um amplificador valvulado e o fato de seu timbre ser o preferido pelos músicos, uma alternativa muito utilizada atualmente é a simulação computacional da sonoridade do amplificador.

A simulação digital de amplificadores valvulados (amplificadores para guitarra, em particular) é uma área ativa de pesquisa com muitos produtos comerciais disponíveis atualmente. O objetivo dos simuladores é reproduzir a sonoridade destes amplificadores sem a utilização de circuitos analógicos, que são volumosos e caros. A simulação pode ocorrer em *softwares* ou mesmo em dispositivos microprocessados programados para tal finalidade ou, em alguns casos, em circuitos analógicos que têm a finalidade de simular em sua saída a transferência de um circuito valvulado. Contribuição deste capítulo neste trabalho é de realizar uma compilação do estado da arte deste tipo de tecnologia, mostrando os primeiros circuitos analógicos com objetivo de simular os amplificadores valvulados até os dispositivos DSP mais complexos que são simulações físicas dos circuitos em tempo real.

Computadores têm mudado radicalmente o modo de estudo e modelagem de sistemas físicos complexos. Em particular, quando a simulação numérica é aplicada a estes casos, os cálculos analíticos podem atingir um grau de complexidade tornado-se inatingíveis. Computacionalmente, o tamanho da memória e o poder de processamento estão sempre expandindo, assim como a complexidade dos problemas que podem ser resolvidos através de métodos computacionais. Os modelos sempre simplificam os fenômenos do mundo real. Desta maneira, são simplificações matemáticas do sistema alvo a ser modelado. A simplificação de sistemas conceitualmente supercomplexos pode ser desejada por motivos conceituais, ou muitas vezes, para que os custos computacionais do modelo a ser

criado fiquem abaixo de um determinado limite. As limitações de complexidade de um modelo são geralmente necessárias, pois os sistemas alvos são demasiadamente complexos para um cientista ou engenheiro gerar um modelo por si só. Assim sendo, um modelo não pode ser evoluído ou melhorado devido às restrições de recursos humanos na forma de esforços ou competência. Sistemas supercomplexos podem ser determinísticos e modeláveis a princípio, mas não na prática (devido a restrições computacionais ou outros recursos) [91].

4.1.1 Modelos e modelagem matemática

Para podermos modelar um fenômeno, como citado anteriormente, devemos evidenciar os conceitos de modelo e modelo matemático. Segundo Barreto [14] estes podem ser entendidos como:

- **Modelo:** é uma representação compacta dos aspectos essenciais de um sistema existente. Este mesmo irá descrever como um sistema se comportará em atividade. Os modelos paramétricos necessitam ser quantificados.
- **Modelo matemático:** uma representação matemática com os aspectos essenciais de um sistema existente, de forma a representar o sistema com formalismo matemático de maneira compacta.

Desta maneira, para modelar computacionalmente um amplificador, o mesmo deve ser convertido em um sistema de equações que representam os fenômenos essenciais deste tipo de sistema. Neste caso, e em muitos outros, para este processo deve-se utilizar conhecimentos de especialistas para a geração, formalização e validação de um modelo.

Um exemplo de especialistas neste tipo de modelagem é da empresa Line Six, que é líder no mercado de simulação de amplificadores valvulados. Esta empresa possui diversos amplificadores transistorizados com circuitos microprocessados que, através da sua programação, simulam o timbre de amplificadores valvulados. A Line Six possui mais de 200 colaboradores, a maioria formada por músicos. Um destes músicos é Dave Fruehling, que é guitarrista e graduado em Engenharia Elétrica, especialista na modelagem deste tipo de sistema. Estes fatos indicam a tendência a ser seguida para o desenvolvimento deste tipo de modelagem e efeitos analógicos semelhantes [146].

A simulação de amplificadores valvulados e outros efeitos analógicos em computadores criou o termo “virtualmente analógicos”. Este é um aportuguesamento para o termo original em Inglês (“*Vitual Analog*”). A modelagem de efeitos digitais virtualmente analógicos é um campo ativo de pesquisa no últimos anos, com diversos modelos e tendências que envolvem diferentes técnicas, onde cada modelo possui diferentes desafios técnicos [141].

As primeiras tentativas de simulações de amplificadores valvulados ocorreram em circuitos analógicos transistorizados. A partir do começo da década de 1990, a simulação dos amplificadores

tomou o rumo do processamento de sinais digitais (DSP). A vantagem da utilização dos algoritmos computacionais sobre os circuitos analógicos para a simulação é a versatilidade. Novos parâmetros podem ser carregados para a memória quando um usuário desejar. Assim, um mesmo dispositivo pode produzir o som simulado de diferentes amplificadores [139].

Um estudo preliminar das técnicas utilizadas para modelar estes dispositivos pode ser encontrado em [144]. Nos últimos 15 anos, a simulação digital de amplificadores ganhou interesse da comunidade científica e também comercial. Um modelo digital de um amplificador valvulado deve ser flexível e realístico, recriando as características sonoras com a maior fidelidade possível dos dispositivos a serem modelados seja de um amplificador *Vintage* ou um amplificador de alto ganho moderno. Os algoritmos que simulam estes amplificadores não podem ser computacionalmente ineficientes. Devem ser simples o suficiente de maneira que podem ser executados em diversas instâncias em uma mesma máquina em forma de *plugins* [140].

À medida que os processadores de sinais digitais vem avançando, é desejado que estes venham a substituir os pesados amplificadores valvulados com as unidades mais flexíveis e portáteis [200].

4.2 Simulações com dispositivos de estado sólido

4.2.1 Primeiros dispositivos substituidores

Assim que os dispositivos de estado sólido surgiram, foi grande o entusiasmo dos engenheiros em desenvolverem dispositivos com o propósito específico de substituírem as válvulas por dispositivos de estado sólido nos aparelhos eletrônicos. Desta maneira, os aparelhos seriam aproveitados através de uma simples troca entre uma válvula por um dispositivo de estado sólido. Estes dispositivos podem ser considerados as primeiras tentativas de se replicar as características das válvulas à vácuo.

O primeiro registro de um dispositivo feito com o propósito específico de substituir diretamente uma válvula termiônica foi patenteado em 1970 por Robert L. Eby [52]. O dispositivo foi encapsulado em um invólucro que pode ser inserido diretamente em um soquete de válvula. O circuito do dispositivo possuía dois transistores 2N3393 e dois diodos 1N4009. Nesta patente o inventor descreve que a finalidade específica deste dispositivo é substituir diretamente um triodo duplo em órgãos eletrônicos que possuíam osciladores Hartley para gerar as diferentes notas. No entanto, esta invenção não substitui um triodo duplo em qualquer circuito. Este dispositivo seria apenas aplicável neste órgão.

Outro exemplo da substituição das válvulas por dispositivos de estado sólido, devido às características atrativas, ocorreu em 1973 ainda no apogeu da tecnologia à válvula, e foi patenteado por Schneider e Burman [166]. A patente da invenção descreve o dispositivo para substituição, cujo circuito

possui transistores de efeito de campo (FET). Isto se deve ao fato destes dispositivos apresentarem curvas mais próximas às das válvulas e devido ao fato de suportarem maiores tensões entre fonte e dreno. No entanto, a invenção foi destinada a substituir um pentodo utilizado em pré-amplificação de alta fidelidade que utiliza uma menor tensão de alimentação (180V a 200V dependendo da folha de dados). Outro aspecto a ser notado é o fato destes dispositivos não poderem ser utilizados genericamente como substituidores de válvulas. O circuito do dispositivo é feito através de um Chip que não contém componentes individuais.

4.2.2 Circuitos de estado sólido com finalidade específica de simular timbres de amplificadores valvulados

No começo dos anos 1980, foram feitas as primeiras tentativas de simular os timbres de amplificadores valvulados. Nestas primeiras tentativas, utilizou-se circuitos analógicos com transistores bipolares, transistores de efeitos de campo, amplificadores operacionais e arranjos mistos, com o objetivo de se gerar o timbre destes amplificadores.

Um dos primeiros fabricantes de amplificadores de estado sólido com objetivo de replicar o comportamento das válvulas eletrônicas foi desenvolvido pela Peavey Electronics, em 1983, através da invenção patenteada por Sondermeyer [174]. Neste amplificador, foi feita uma tentativa de recriar as características de compressão das válvulas através de amplificadores operacionais para se gerar uma distorção de alto ganho. É importante destacar que o circuito foi desenvolvido com a argumentação de replicar o som de amplificadores valvulados. Outra patente do mesmo autor [175] também utiliza amplificadores operacionais com o objetivo de recriar a distorção de *crossover*, presentes em amplificadores valvulados com baixa tensão de grade (V_g), com topologia *push-pull* e polarizados em classe AB.

4.3 Implementações digitais de circuitos analógicos valvulados

Para simularmos um amplificador valvulado digitalmente devemos realizar a separação dos efeitos físicos ali presentes em duas categorias: efeitos lineares e não-lineares. Estes efeitos podem ser matematicamente modelados como sistemas lineares e não-lineares. Em amplificadores, circuitos lineares correspondem aos filtros que correspondem às malhas de resistores e capacitores ou *tonestack*.

Em análises de sistemas, um sistema é considerado linear quando não introduz frequências novas no sinal, e pode ser caracterizado pela sua resposta ao impulso, que caracteriza como o sistema reage ao impulso unitário ou função δ [106]. A sua resposta à função δ caracteriza a resposta em frequência de diversas bandas, na forma de ganho ou atenuação. Uma transferência linear segue o princípio da

sobreposições de sinais, e o princípio que um sinal pode ser multiplicado por uma constante [172]. O *tone stack* de um amplificador pode ser caracterizado como sendo um sistema linear. Uma vez que a resposta em frequência é conhecida, o computador poderá recriá-la digitalmente na forma de convolução.

O termo não linear por sua vez, se refere a um tipo específico de distorção. A distorção não-linear é introduzida mesmo em pequenas doses em amplificadores de sinais ou em qualquer circuito ou sistema em que a transferência entre a entrada e saída não é linear. A caracterização de dispositivos não-lineares é por sua vez mais complexa.

Uma abordagem teórica mais aprofundada sobre sistemas lineares e não lineares pode ser encontrada em [172].

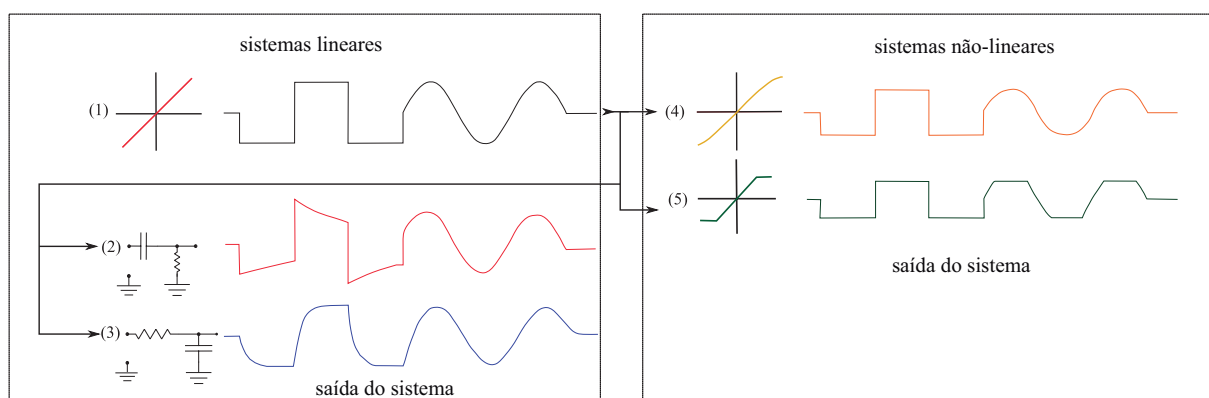


Fig. 4.1: Distorções lineares e não-lineares.

A Figura 4.1 ilustra as diferenças entre as distorções não lineares e lineares introduzidas em circuitos, onde:

1. transferência linear sem distorção;
2. distorção linear através de um filtro passa alta RC;
3. distorção linear através de um filtro passa baixas RC;
4. baixa distorção não linear presente em circuitos valvulados;
5. alta distorção não linear típica de circuitos de estado sólido.

4.4 Modelagem dos filtros lineares em amplificadores

Uma das partes mais importantes do amplificador é o *tone stack*. As características timbrísticas de um amplificador dependem muito dessa parte. Tipicamente existem chaves e potenciômetros que

possibilitam alterar os valores de componentes de maneira que o guitarrista poderá escolher uma resposta em frequência do amplificador desejada, ilustrado na Figura 4.2.



Fig. 4.2: Painel frontal do amplificador Palmer P120b.

A especificidade do *tone stack* de cada amplificador é aparente a partir do fato que existem diversos métodos na literatura de patentes para se recriar esta parte de um amplificador de maneira digital.

Os *tone stacks* de amplificadores são muito semelhantes, e suas variações entre modelos se diferenciam por valores de componentes. Tipicamente, possuem controles de resposta de frequência com as bandas dos graves, médios e agudos, com outros controles em modelos específicos. O *tone stack* é caracterizado por elementos reativos, estes sendo na maioria das vezes capacitores associados a resistores. Existem basicamente duas formas de recriar os filtros lineares dos amplificadores: a abordagem caixa-preta e a abordagem caixa-branca.

4.4.1 Abordagem caixa-preta

Na abordagem caixa-preta o sistema é excitado com todas as frequências de interesse. Isso envolve sinais de entrada que vão desde uma senoide de baixa amplitude, até um ruído branco de larga banda. Um conjunto de medições é efetuado para várias regulagens para os *knobs* de médio, grave etc. Existem várias técnicas para que se faça essas medições [63], [1]. Uma vez que a resposta ao impulso é encontrada, a mesma pode ser convertida para um filtro de resposta finita FIR (*Finite Impulse Response*) para a utilização. Devido ao fato dos sistemas originais serem tipicamente sistemas de resposta infinita de baixa ordem (*Infinite Impulse Response*), é vantajoso computacionalmente identificar um FIR que corresponde à resposta encontrada no processo de identificação.

O processo de identificação de filtro digital pode otimizar o erro na resposta ao impulso (identificação no domínio do tempo) ou o erro na resposta em frequência (identificação no domínio da frequência) para o conjunto de coeficientes dos filtros digitais para a ordem desejada. A otimização para a resposta ao impulso é preferida pois captura informações sobre a fase e é mais simples, além de possuir uma formulação mais robusta. A Figura 4.3 ilustra a resposta ao impulso unitário

(a esquerda) e resposta em frequência (a direita) de um filtro RC típico de primeira ordem, dados tipicamente encontrados nos processos de identificação.

Como os coeficientes dos filtros parametrizados são implementados na forma de uma tabela para consultas, as patentes da modelagem dos componentes lineares constam em métodos para se reduzir os tamanhos das tabelas e os custos para o armazenamento em implementações práticas. A patente da *tone stack* da Fender Musical Instruments Coop. [39], sobre a simulação de um *tonestack* para guitarras, descreve uma topologia de filtros digitais que replicam a resposta em frequências de *tonestacks*. A ideia central da patente é fazer com que um único dispositivo possa replicar a resposta em frequência de diversos *tonestacks*, acessados pelos mesmos *knobs* (grave, médio, agudo) em que são feitas manualmente a regulagem dos filtros, através da variação dos *knobs* do amplificador. Com essa estrutura de filtros e bandas, é tabulada a relação entre coeficientes filtros e diversas regulagens dos *knobs* dos amplificadores. O mapeamento dos parâmetros para os coeficientes é comprimido através da implementação de uma amostragem esparsa (como sugestão utiliza-se 5 medidas por *knob*) e uma interpolação linear 3D dos coeficientes.

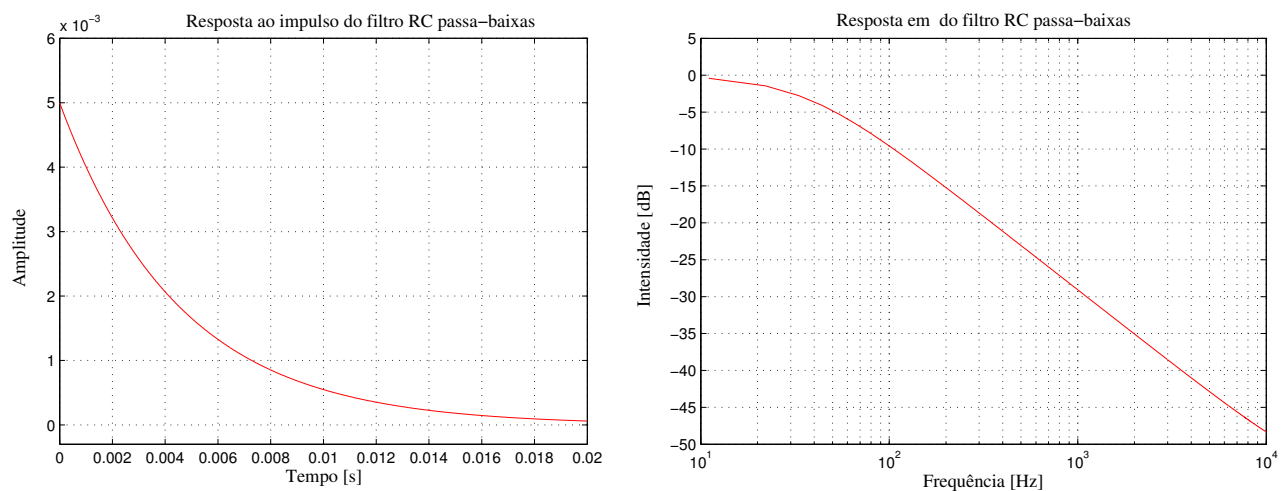


Fig. 4.3: Resposta ao impulso de um filtro RC.

A patente de Gustafson Et Al. [74] é de um dispositivo para a simulação de amplificadores, com vários modelos a serem escolhidos. A parte da modelagem do *tone stack* pode ser modelada linearmente se os valores constituintes, como capacitores e resistores, são conhecidos. Nesta patente é descrita uma interpolação linear multidimensional para a compressão do mapeamento de parâmetros para os coeficientes dos filtros. Essa abordagem melhora a precisão de métodos de interpolação clássica e reduz o número de entradas necessárias na tabela através da deformação de cada dimensão de parâmetros utilizando funções de mapeamento não-lineares preliminarmente à tabela de consultas interpolada. Esta patente também descreve a decomposição do filtro resultante em uma combinação

linear de filtros de Kautz básicos, uma forma particular de filtros de segunda ordem que possuem estabilidade na implementação. Este é um caso especial da técnica geral em processamento de sinais para garantir estabilidade numérica em implementações através da decomposição de seções de segunda ordem. Aplicações de áudio considerando filtros de Kautz podem ser encontradas em [136], no qual estudos de caso para a equalização de altofalantes, modelagem acústica de salas, corpo de ressonância de violões e síntese sonora são apresentados. Esta modelagem é muito útil para se realizar a correção de respostas de altofalantes e salas através do processamento digital de sinais e é feita através da equalização através de filtros em cascata com o canal de reprodução para a remoção de erros de resposta introduzidos pelas salas e altofalantes.

Uma abordagem híbrida (caixa-branca e caixa-preta) que inclui análises de circuitos e identificação de sistemas está presente na patente desenvolvida por Gallien e Robertson [65]. Nesta abordagem, o circuito físico do filtro a ser simulado é excitado de maneira a colher-se a resposta em frequência e fase do amplificador para uma determinada regulagem do *tonestack*. Uma simulação dos circuitos equivalentes é feita e é comparada ao circuito original para que se derive os valores de componentes do circuito para parâmetros de filtros. Os circuitos constituídos de capacitores e resistores através de uma transformada bi linear são levados ao domínio do tempo discreto para implementação digital.

Na etapa refinamento, através de simulações de circuitos, utiliza-se a mesma topologia, e a variação dos parâmetros dos circuito para obter-se a resposta aproximada, ou mais próxima o possível da fase e frequência do circuito original. Para se obter os filtros equivalentes à transferência da simulação do circuito analógico, segue a etapa de implementação do filtro que é feita através da discretização dos circuitos através da transformada bilinear do circuito para um filtro (transformada Z), implementada através de filtros de primeira ordem, um passa-altas e um outro passa-baixas, que são complementares e somados ponderadamente para a obtenção do sinal filtrado final.

Resumidamente, a abordagem caixa-preta implementa uma estrutura de filtros e posteriormente busca-se encontrar os coeficientes para que os filtros se aproximem a resposta do sistema alvo. Isto é, mapeamentos Ad Hoc (para o propósito específico) do espaço de parâmetros para o espaço de coeficientes que parametrizam o filtro para uma resposta alvo desejada.

4.4.2 Abordagem caixa-branca

Na abordagem caixa-branca, o esquema do circuito é convertido em diversos filtros digitais, de maneira que cada um destes filtros replique a resposta em frequência de uma determinada regulagem dos *knobs* de um amplificador Yeh descreve, em [200], a modelagem discreta do *Tone Stack* do famoso amplificador Fender Bassman F5-A de 45W, que foi realizada em sua completude. O usuário pode alterar o ganho em diversas bandas, à medida em que move os potenciômetros de 'Grave', 'Médio' e 'Agudo'. Assim, como em diversos amplificadores de guitarra, e principalmente nos projetos da

Fender, a filtragem do *Tone Stack* é feita de uma maneira única e não ideal. Os controles não são ortogonais e a mudança dos controles alteram as outras bandas de uma maneira complexa [194]. A modelagem foi realizada através de uma modelagem analítica na qual uma suposição de que as equações de atualização dos parâmetros não eram demasiadamente complicadas.

A modelagem digital do *Tonestack* do Fender F5-A foi feita através de análise simbólica nodal dos componentes para se extrair os coeficientes dos filtros do circuito de terceira ordem. Posteriormente, a discretização do circuito foi feita através da transformada bi-linear com o software Mathematica. Os resultados obtidos foram comparados a uma simulação do circuito no SPICE e os autores puderam chegar à conclusão de que a discretização e parametrização do circuito pode ser feita de maneira precisa. Uma variação desta metodologia pode ser encontrada em [44], onde foi simulado novamente o *tonestack* do Fender Bassman, porém do tipo AA763.

4.5 Modelagem não-linear

No ramo de algoritmos de efeitos sonoros, muitas são as aplicações de algoritmos que processam o som de maneira não-linear, sendo os mais comuns: algoritmos de processamento dinâmicos, simuladores de circuitos distorcedores (como pedais e válvulas), simulações de gravadores analógicos e processamentos sonoros de realçamento baseados em psicoacústica.

Estes processamentos digitais ou analógicos adicionam componentes espectrais harmônicos ou inarmônicos que não estão presentes no sinal de entrada. A distorção harmônica é introduzida através das não-linearidades introduzidas pelo dispositivo. A aplicação musical destes dispositivos que geram distorções é uma arte e é uma das principais ferramentas para músicos e engenheiros de som [50].

A distorção não-linear que muitas vezes está incluída em gravações fonográficas ou em aparelhos analógicos ou digitais pode ser modelada matematicamente como uma série temporal gerada por alguma função não-linear [71]. Em sistemas analógicos e digitais a mesma pode ocorrer quando:

1. dispositivos ativos como os de estado sólido ou válvulas que dão origem a distorções por intermodulação;
2. a distorção gerada através da distorção de *crossover* em classes de amplificadores B ou AB com baixa corrente de repouso (*idle current*);
3. saturação de uma mídia analógica como uma fita na qual o sinal atinge o limiar máximo de amplitude, acarretando em alta compressão de áudio;
4. *overflow* do número de bits em uma gravação. Supostamente o número máximo de amplitude é atingido gerando amostras contíguas de sinal que possuem o valor máximo atingível;

5. sulco de um disco de vinil que possui danos, deformações ou mesmo flexibilidade indesejada, gerando distorções no sinal a ser reproduzido;
6. processamento de remoção de distorção de áudio encontrado em filmes cinematográficos de rolo [10].

A distorção não-linear que se deseja modelar digitalmente neste trabalho é do primeiro tipo. Um modelo digital neste caso tem o objetivo de realizar um mapeamento de uma entrada sem distorção $s[n]$ para uma saída $x[n]$ que possui uma distorção do sinal, como representado na Figura 4.4.

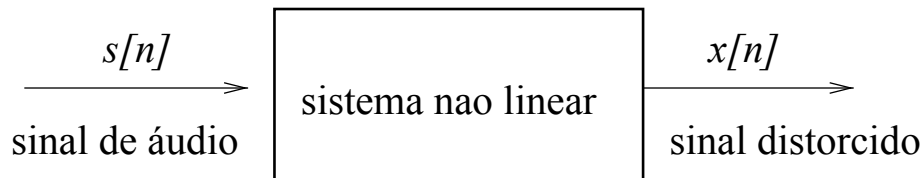


Fig. 4.4: Representação de um sistema de distorção não-linear.

4.6 Alteração estática na forma de onda ou *waveshaping* estático

A modelagem não-linear é a parte fundamental para se modelar amplificadores valvulados em regimes de *Overdrive*.

Um método para se aproximar o comportamento de um circuito de distorção não-linear envolve a utilização de diversas funções não-lineares e filtros, para se replicar o timbre do aparelho analógico a ser modelado [104],[124],[200],[196] e [178].

As não-linearidades estáticas geralmente aproximam as dinâmicas presentes em circuitos valvulados através da medição das características de transferência entre entrada-saída dos estágios não lineares, ou do circuito por inteiro [124]. Projetistas ajustam os parâmetros para simular vários tipos de distorção. As não-linearidades são estáticas (sem memorização) para a eficiência de implementação. Apesar desta abordagem não ser verdadeira para os circuitos na realidade, a mesma pode ser considerada como perceptualmente satisfatória uma vez que o mercado para produtos comerciais dos modeladores de amplificadores é bastante grande. As não linearidades são estáticas com o propósito de se utilizar os modelos digitais em tempo real. O *waveshaping* estático é o método mais simples para tal finalidade. O *waveshaping* é considerado uma clássica técnica de síntese digital sonora, primeiramente registrada nos trabalhos de Arfib [7] e Le-Brun [107] ambos de 1979.

Para um *waveshaper* qualquer:

X é o vetor-coluna que possui as amostras a serem processadas, sendo as amostras do sinal do instrumento musical convertidos para forma digital.

n é o tamanho do vetor.

x_n é a amostra de índice n , $x_n \in X$

$f(x)$ é a saída da função de *waveshaping*. Onde $f(x)$ é um mapeamento não linear que replica a transferência de um amplificador.

Uma invenção patenteada por Araya e Suyama [6], da empresa Yamaha, descreve um dispositivo de efeitos para guitarra que utiliza essa técnica. A Figura 4.5 possui o diagrama em blocos de fluxo do sinal para esta patente de simulação de amplificadores. O sinal do instrumento é introduzido em um bloco de distorção através de um conversor analógico-digital que inclui amplificadores operacionais analógicos para amplificar o sinal e utilizados como *buffers*. Nesta patente, o efeito da distorção é obtido através da função não-linear (*waveshaping*) na forma da equação 4.1.

$$f(x) = \frac{3x}{2} \left(1 - \frac{x^2}{3} \right) \quad (4.1)$$

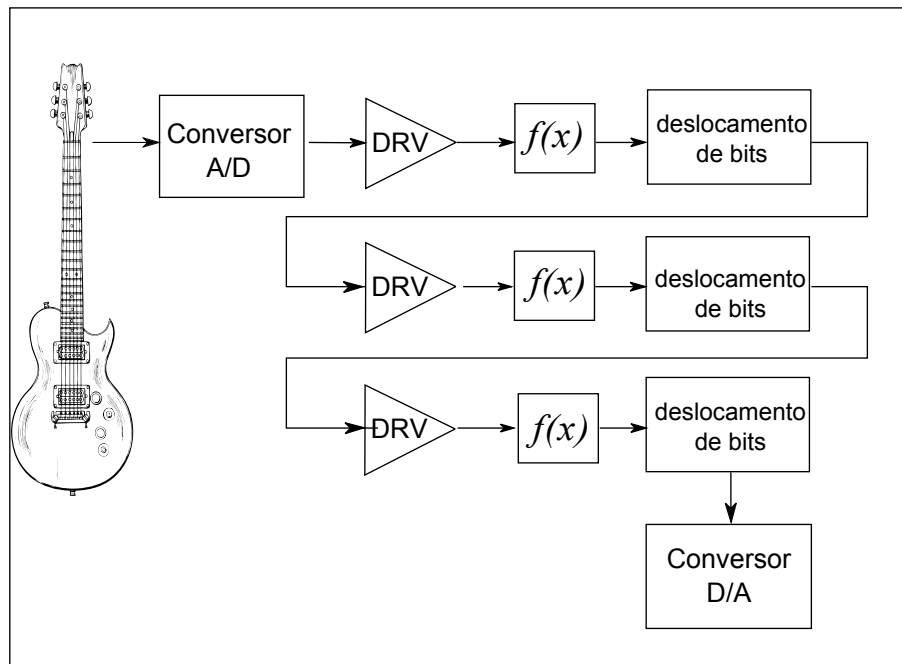


Fig. 4.5: Diagrama de blocos da patente de Araya e Suyama [6].

O gráfico 4.6 ilustra a curva de transferência deste *waveshaper* estático. A Figura 4.7 demonstra um sinal senoidal de 1 kHz distorcido pelo *waveshaper* da Equação 4.1 onde os coeficientes da série de Fourier (em dB) foram normalizados por motivos de clareza. Assim como esperado, o resultado da utilização desta função não-linear incrementa o conteúdo harmônico no sinal de saída. Por um outro lado, pode ser percebido que este *waveshaper* produz uma distorção moderada. Desta maneira, a patente de Araya e Suyama [6] descreve a utilização de um sistema DSP em que o *waveshaper* é

aplicado diversas vezes em cascata para produzir mais distorção no sinal de saída, ilustrado na Figura 4.5.

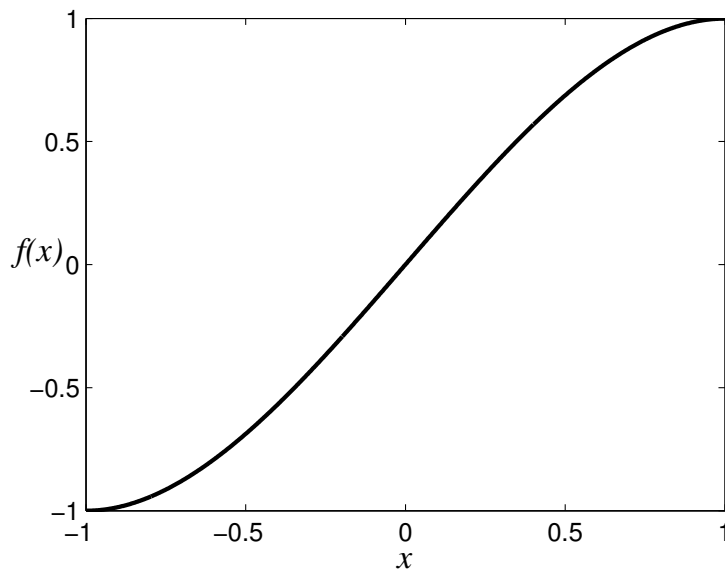


Fig. 4.6: Gráfico do *waveshaper* da equação 4.1 de Araya e Suyama [6].

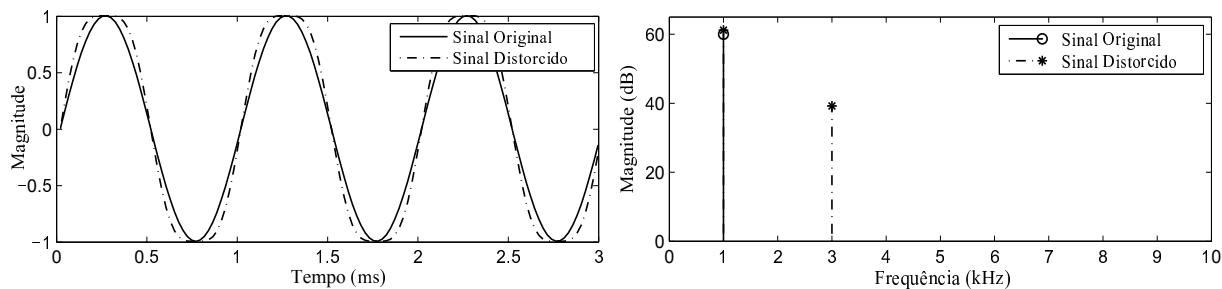


Fig. 4.7: Onda senoidal de 1 kHz filtrada pela Equação 4.1 de Araya e Suyama [6] nos domínios do tempo e da frequência.

Outro trabalho que utilizou um *waveshaper* estático foi realizado por Werneck [192], onde uma das funções de transferência utilizada foi uma função trigonométrica na forma da equação 4.2. A curva de transferência deste *waveshaper* pode ser visualizada na Figura 4.8.

$$f(x) = \frac{\text{atan}(k_d x)}{k_d \pi} \quad (4.2)$$

O gráfico deste *waveshaper* pode ser visualizado na Figura 4.8. A distorção introduzida por este, nos domínios do tempo e da frequência para um sinal senoidal de 1 kHz e para um valor de $k_d = 3$, pode ser observada na Figura 4.9.

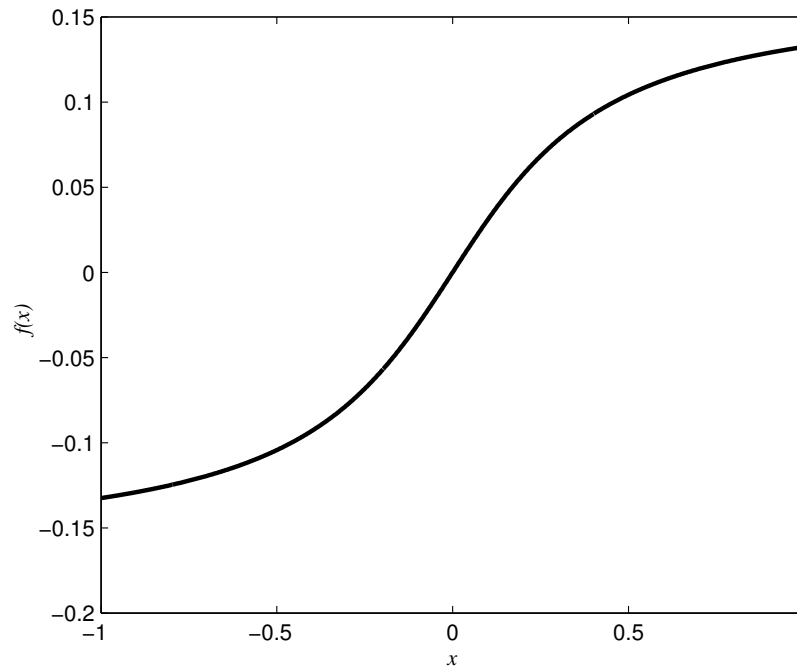


Fig. 4.8: Gráfico da função de transferência da Equação 4.2 de Werneck [192].

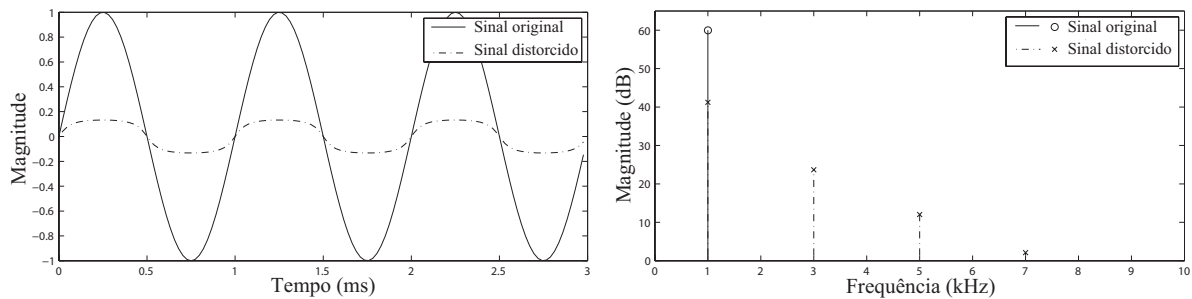


Fig. 4.9: Filtragem de um sinal de entrada senoidal pela Equação 4.2 de Werneck [192] nos domínios do tempo e da frequência.

A companhia Line 6 [146], patenteou um amplificador digital de guitarra, um amplificador com um simulador de efeitos combinado com um alto-falante que está registrada sob a patente de Doidic Et al. [47]. O bloco de processamento de sinais utilizou *waveshaping* estático para se aproximar a transferência de diversos amplificadores valvulados através de algumas equações não lineares específicas. Vários amplificadores comercializados pela Line 6 com simuladores de amplificadores de guitarra utilizaram estas funções específicas.

A Equação 4.3, é a *waveshaper* que realiza a distorção mais suave, que simula a distorção gerada por válvulas triodo. Esta Equação possui um pleonasma matemático ao incluir um módulo no termo

quadrático. Esta Equação foi destinada a realizar a distorção simétrica presente em amplificadores valvulados, principalmente nas etapas de potência.

$$f(x) = \text{sign}(x)(2|x| - |x|^2) \quad (4.3)$$

Na mesma patente da Line six [47], uma outra Equação também é utilizada para se gerar distorções simulando válvulas. A Equação 4.4, polinomial por partes, foi utilizada para gerar distorção assimétrica presentes em válvulas triodos.

$$f(x) = \begin{cases} -\left(\frac{3}{4} \left(-\left(1 - (|x| - 0,32847)^{12}\right)\right) + \frac{1}{3}(|x| - 0,32847) + 0,01\right) & \text{se } x \leq 0,08905 \\ -6,152^2 + 3,9375x & \text{se } 0,09 \leq x \leq 0,32 \\ 0,63 & \text{se } x > 0,32 \end{cases} \quad (4.4)$$

É importante ressaltar que a patente original de Doidic et al. [47] possui alguns erros de tipografia na função de *waveshaping* assimétrico, de maneira que as curvas desenhadas através desta equação não correspondem as curvas presentes na patente. Decorrente deste fato, a Equação 4.4 apresentada neste texto é uma versão presente na patente original corrigida de acordo com Pakarinen e Yeh [144]. A Figura 4.10 demonstra as curvas correspondentes aos *waveshapers* simétricos e assimétricos, que correspondem aos desenhos presentes na patente original.

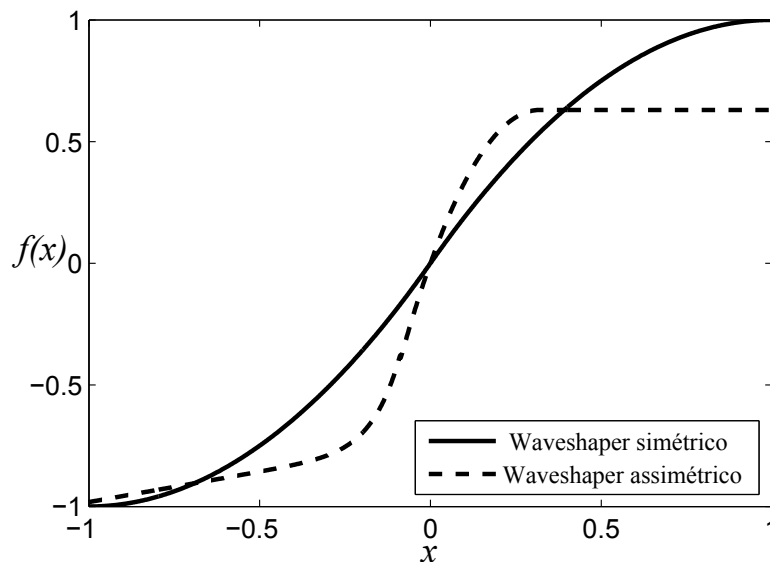


Fig. 4.10: Waveshapers simétricos (Eq.4.3) e assimétricos (Eq.4.4), propostos por Doidic et al. [47].

As Figuras 4.11 e 4.12 demonstram as distorções introduzidas pelas Equações 4.3 e 4.4 em um

sinal senoidal de teste de 1 kHz. É notável o fato da Equação 4.4 produzir mais distorção do que os outros *waveshapers*, devido a sua assimetria. Este *waveshaper* introduz mais harmônicos pares no espectro do sinal de teste assim como um componente DC.

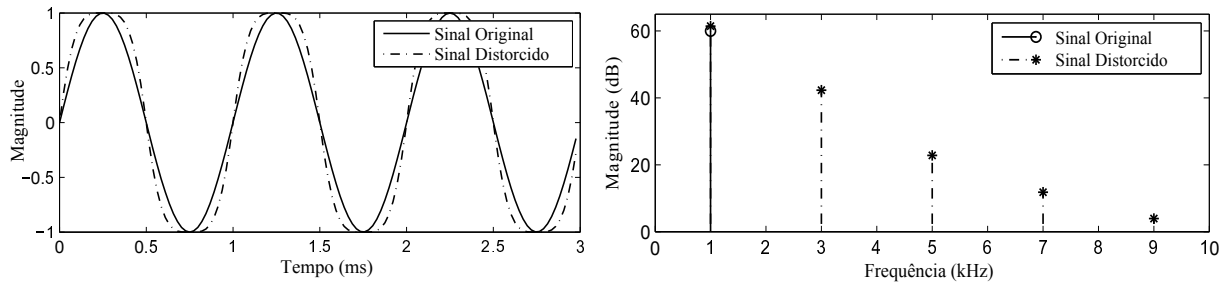


Fig. 4.11: Sinal senoidal de 1 kHz filtrado pela Eq. 4.3 nos domínios do tempo e da frequência.

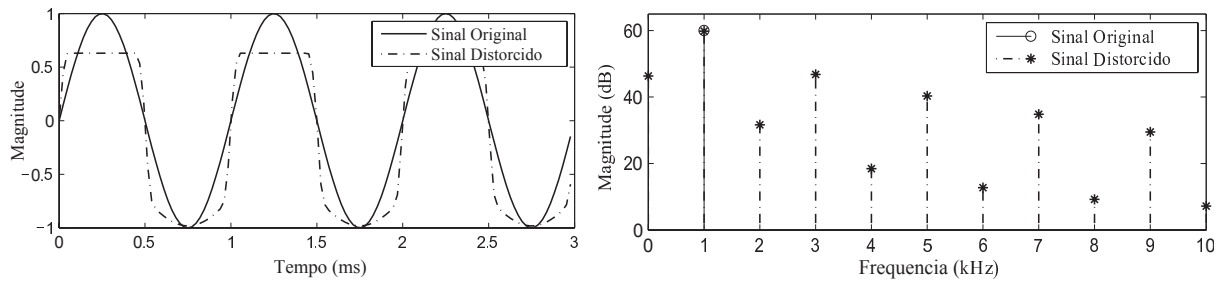


Fig. 4.12: Sinal senoidal de 1 kHz filtrado pela Eq. 4.4 nos domínios do tempo e da frequência.

A Equação 4.5, utilizada também na patente de Doidic Et al. [47], é um *waveshaper* com distorção abrupta de *hardclipping* análogo aos efeitos de Fuzz e de distorções mais fortes. Esta mesma função também está incluída na patente de Araya e Suyama [6]. A transferência da função de *hardclipping* representada pela Equação 4.5 está ilustrada na Figura 4.10.

O gráfico da distorção gerada pela distorção de *hardclipping* da Equação 4.5 para um sinal de entrada senoidal de 1 kHz, com o valor para a variável $K = 1.3$, está ilustrado na Figura 4.14 para os domínios do tempo e da frequência.

$$f(x) = \begin{cases} Kx & \text{se } |x| < 1 \\ K \text{sign}(x) & \text{se } |x| \geq 1 \end{cases} \quad (4.5)$$

4.6.1 Alterações nos métodos de *waveshaping*

Um método interessante para se obter um tipo de distorção altamente customizado foi introduzido por Fernandez et al. [57]. Este método decompõe o sinal em diferentes bandas através de um banco de

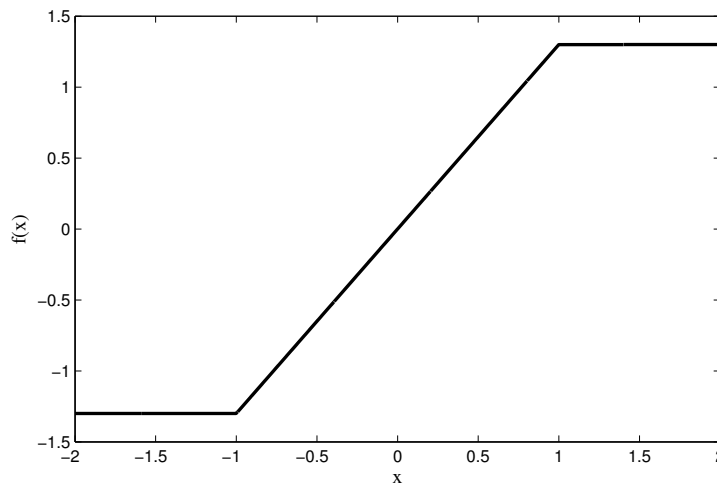


Fig. 4.13: *Waveshaper* de Araya e Suyama [6] para o efeito de fuzz e de Doidic et al. [47].

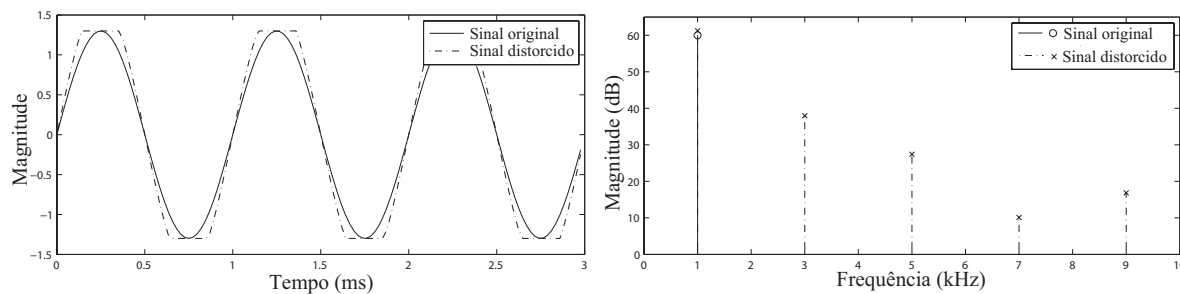


Fig. 4.14: Sinal senoidal de 1 kHz filtrado pela Eq. 4.5 nos domínios do tempo e da frequência.

filtros. Após a filtragem, somente sinais de bandas estreitas são inseridos nos *waveshapers* estáticos não-lineares, e a perceptível distorção inter-modular é então minimizada. Os autores chamam essa técnica de *multi-band waveshaping*. O atraso imposto no sinal é igual ao atraso gerado pelos bancos de filtros, para que dessa maneira a fase do sinal fique preservada após a soma final.

As patentes de Jackson [85] e de Amels [4], ambas de 2003, introduzem funções trigonométricas para recriar os *waveshapers* estáticos nas quais os projetistas ajustam os níveis dos componentes harmônicos. Foi apresentado por Schimmel [168] uma metodologia onde foi realizada a análise e implementação das não-linearidades utilizando funções lineares por partes para aproximar as curvas de entrada e saída. Estes últimos três métodos utilizam sobreamostragem (*oversampling*) para suprimir efeitos de alias. Este trabalho também analisa os efeitos espectrais de *waveshapping* gerados por equações lineares por partes. Em [167] é proposta uma aproximação polinomial de uma não linearidade estática sem uma supressão ao efeito de *aliasing*.

Uma outra função interessante de *waveshaping* está na Equação 4.6 criada por Bendiksen [20].

$$f(x) = \frac{x - Q}{1 - e^{-dist(x-Q)}} + \frac{Q}{1 - e^{dist(Q)}}, Q \neq 0, x \neq Q. \quad (4.6)$$

onde a Equação trata de gerar uma distorção assimétrica tipicamente encontrada em estágios de triodos. Neste modelo matemático, as distorções não devem ocorrer quando o sinal de entrada é baixo. $f'(0) \approx 1$ e $f(0) = 0$. Esta Equação possui alguns parâmetros adicionais:

- x : sinal de entrada;
- $dist$: controla a intensidade da distorção;
- Q : Ponto de trabalho - o ponto de repouso de um amplificador em classe A; variando-se o ponto Q em qualquer circuito classe A de amplificação, varia-se o ponto no qual o circuito atinge o corte, ou a saturação (máxima corrente de placa).

Este algoritmo ainda possui um filtro passa-altas para eliminar o componente DC do circuito amplificador e possui um filtro passa-baixas para simular a capacitância de Miller presente no tubo.

A utilização das equações acima para distorcer sinais simulando um triodo pode ser visualizada na Figura 4.15.

A Equação 4.6 pode resultar em várias saídas diferentes dependendo dos parâmetros do *waveshaper*. Desta maneira, para propósitos ilustrativos a Figura 4.15 ilustra apenas um sinal senoidal de 1 kHz filtrado através da Equação 4.6 com $Q = -1.1$ e $dist = 1.0$. Antes do *waveshaping*, um ganho de 10 é adicionado ao sinal de entrada. Assim como esperado, a observação da Figura 4.15 revela que o espectro de sinal de saída possui harmônicos pares e ímpares, assim como um componente DC.

4.6.2 *Waveshaper* dinâmico

Em uma patente de 2011, Marc Gallo [68] descreve um tipo de modelagem baseada em uma função de transferência dinâmica que tem como objetivo replicar o comportamento de uma válvula termiônica. Os parâmetros da função linear são atualizados no tempo de acordo com amplitude do sinal. A função por partes que possui três zonas, é representada na seguinte forma:

$$f(x) = \begin{cases} \frac{(k_1+x)}{(k_2-x)} - o & \text{se } x < \frac{a}{g} \\ x + d - o & \text{se } \frac{a}{g} \leq x \leq \frac{g}{b} \\ \frac{(x-k_3)}{(x+k_4)} - o & \text{se } x > \frac{g}{b} \end{cases} \quad (4.7)$$

onde os parâmetros $k_1 = a^2$, $k_2 = 1 + 2a$, $k_3 = b^2$ e $k_4 = 1 - 2b$ e $k_4 = 1 - 2b$. Os valores podem ser escolhidos entre -1.0 e $+1.0$ para controlar as características da função não-linear. Uma vez que

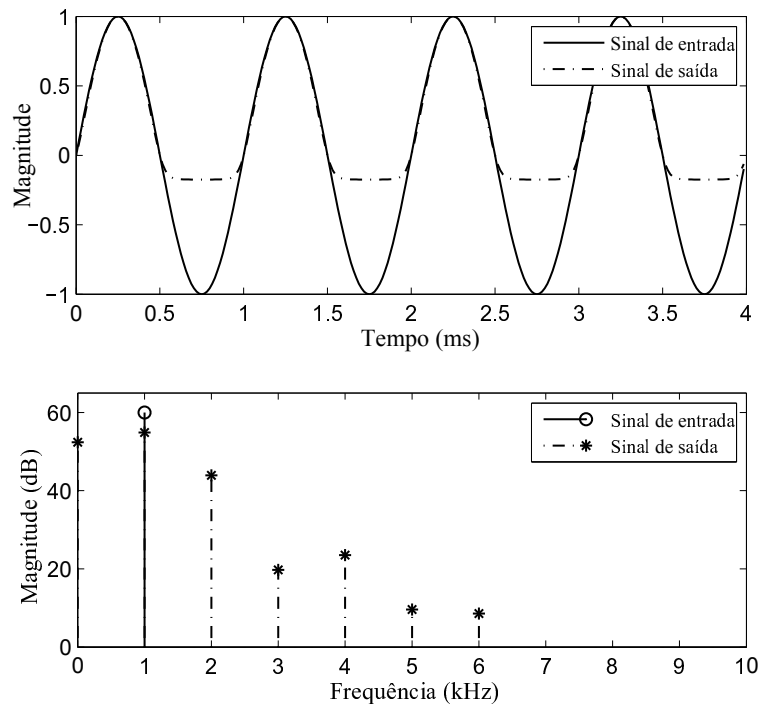


Fig. 4.15: Sinal senoidal de 1 kHz filtrado pela Eq. 4.6 nos domínios do tempo e da frequência.

estes parâmetros são independentes, os valores positivos e negativos do sinal de entrada podem ser resolvidos separadamente.

O *waveshaper* assimétrico da Equação 4.7 é ilustrado na Figura 4.16, com os parâmetros $a = 0.3$ e $b = 0.7$. Estes parâmetros foram escolhidos livremente para demonstrar o comportamento assimétrico da função.

A Figura 4.17 exibe a distorção introduzida em um sinal senoidal de teste de 1 kHz. Interessante ressaltar que a distorção assimétrica introduz mais harmônicos ímpares do que pares. Os coeficientes a e b podem ser alterados de maneira a criar diferentes características da Equação 4.7 [67]. Este procedimento auxilia a tentativa de se replicar o comportamento de válvulas termiônicas reais. Pequenos sinais entre $a \leq x \leq b$ não são distorcidos. A patente de Gallo [68] também descreve outros parâmetros que podem ser adicionados a esta função para aumentar a versatilidade do sistema, que foram omitidos neste trabalho com o objetivo de clareza. O trabalho de Gallo [67] tem como um dos principais objetivos reduzir a latência das simulações, uma vez que os produtos gerados neste estudo são *pluggins* de áudio que precisam ser otimizados em memória e em tempo de processamento.

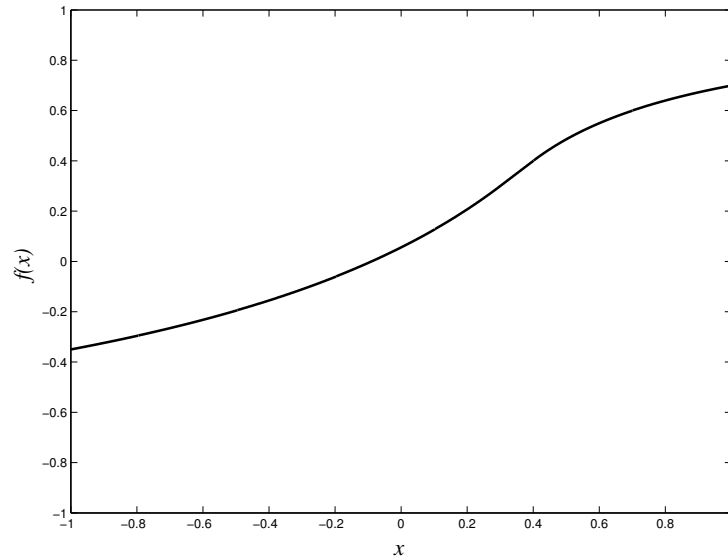
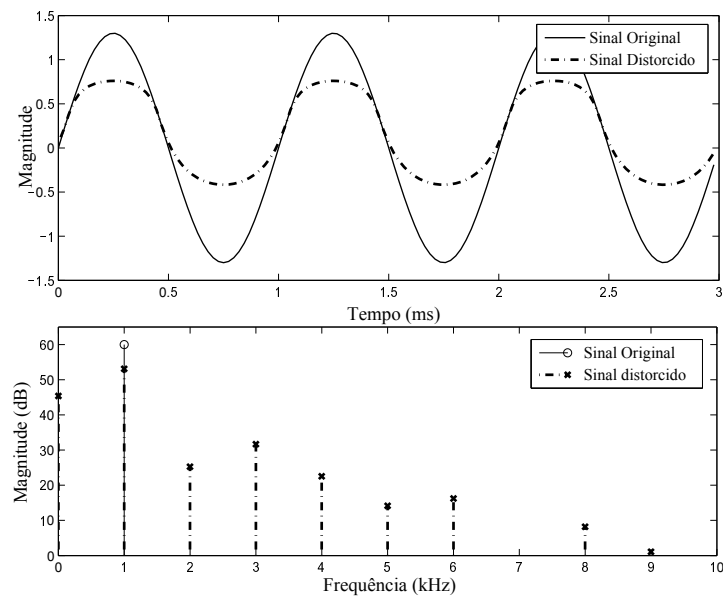


Fig. 4.16: Waveshaper assimétrico proposto por Gallo [68] [67]

Fig. 4.17: Um sinal senoidal de 1 kHz filtrado pela Eq. 4.7 nos domínios do tempo e da frequência como os parâmetros $a = 0.3$ e $b = 0.7$.

4.6.3 Modelagem com polinômios de Chebychev

O uso de polinômios de Chebychev como gerador de transferência não linear foi realizado por Fernândes [57]. Esses são um tipo especial de função que permite que o projetista ajuste individualmente a amplitude de cada componente harmônico resultante. Este ajuste é feito através da restrição de que a entrada seja puramente senoidal e com amplitude igual a 1. Esse tipo de polinômio ainda permite que o processo de *alias* seja evitado uma vez que o projetista pode evitar de sintetizar os harmônicos mais elevados. Por outro lado, os polinômios de Chebychev não modelam as intermodulações de múltiplos componentes senoidais.

Um *waveshaper* através de uma Equação não-linear que utiliza este tipo de polinômio para se gerar distorções em sinais de guitarras elétricas é encontrado no trabalho de Werneck [192]. Neste *waveshaper*, foi desejado simular a curva de transferência do pedal 'Fuzz Face', que trabalha em regime de *voltage feedback* através da utilização de dois transistores de Germânio devido à tecnologia de fabricação da época (anos 1960) no modelo original. Um protótipo deste pedal foi feito por Werneck a partir do esquema do circuito para comparações com a sua versão virtual, porém, o trabalho não indica o tipo de material semiconductor que foi utilizado neste protótipo, uma vez que a escolha entre Silício e Germânio resulta em diferentes timbres. Neste circuito, a distorção ocorre no segundo transistor, uma vez que o mesmo transita entre saturação e corte para as amplitudes máximas. O *waveshaper* utilizou polinômios de Chebychev sem memorização, que são uma extensão dos Polinômios de Taylor.

Uma função geradora de distorção sem memória (*memoryless nonlinearity*) mapeada na forma $\mathbf{R} \rightarrow \mathbf{R}$ pode ser mapeada como um polinômio (série de Taylor) na forma:

$$f(x) = c_0 + c_1x + c_2x^2 + c_3x^3 \dots \quad (4.8)$$

Através da substituição do termo x por $\sin(x)$, obtém-se na saída um sinal periódico de mesma frequência, que pode ser decomposto em harmônicos, na formada Equação 4.9:

$$f(\sin(\omega t)) = p_0 + p_1\sin(\omega t) + p_2\sin(2\omega t) + \dots \quad (4.9)$$

O termo relativo ao período do ciclo de onda pode ser incluído na Equação 4.9 através da substituição direta. Assim, o polinômio de Chebychev da ordem apropriada para gerar a não linearidade desejada no sinal, na forma da Equação 4.10 pode ser obtido:

$$f(\sin(\omega t)) = p_0 + p_1T_1\sin(\omega t) + p_2T_2\sin(2\omega t) + \dots \quad (4.10)$$

Desta forma é possível calcular os coeficientes do polinômio a partir das amplitudes dos harmô-

nicos e reciprocamente.

Um outro exemplo da utilização deste tipo de polinômio é descrito por Luvizzoto [110], onde foi implementado um *pluggin* VST [130]. Através desta implementação, o usuário do *pluggin* pode controlar os coeficientes dos polinômios. Os coeficientes foram ajustados de maneira a se obter uma transferência semelhante ao clássico pedal de distorção Tube Screamer tendo como resultado de análise harmônica um perfil semelhante. A implementação também utiliza sobreamostragem de maneira a suprimir o efeito de *aliasing* que será discutida na sessão 4.8.

4.7 Tabelas de relações não-lineares

Anterior a patente de Araya e Suyama [6], já existiam estudos referentes à distorção não linear digital. Em 1991, Kramer [101] [102], descreve um método para se conseguir distorção digital arbitrária em tempo real utilizando uma tabela de consultas, onde o hardware que trata o sinal também é descrito. A tabela consiste de um mapeamento não-linear entre entrada e saída. Este mapeamento é computado na fase de projeto, onde busca-se armazenar em uma tabela a relação não-linear entre entrada e saída de uma função como a Equação 4.3 de Doidic para triodos como exemplo. Uma vez a tabela implementada, para computar uma saída y para uma dada entrada x , uma consulta na tabela é realizada ao invés do cálculo da função matemática para a mesma entrada. A grande vantagem de se usar tal abordagem é de facilitar a obtenção da relação entre entrada e saída, o que elimina uma abordagem de identificação de sistemas, e testes de funções matemáticas que representem os fenômenos físicos de transferências não-lineares. O projetista tem a liberdade para desenhar e ajustar a curva que será armazenada na tabela de consultas.

Por outro lado, uma tabela para consultas de alta resolução consome muito espaço de memória. Portanto, tabelas de menor resolução e algoritmos de interpolação entre valores deveriam ser utilizados. Dessa maneira, modificações em tempo de execução nas relações não-lineares se tornam difíceis.

De maneira análoga, uma modelagem de blocos de distorção foi utilizada por Macak [116], onde um simulador de auto ganho de distorção foi feito através da implementação de vários blocos em cascata. A solução das equações do circuito foi feita através de equações ordinárias através do método de Newton-Raphson e armazenada em tabelas 3-D semelhantes a tabelas da Figura 4.18. As tabelas possuem um mapeamento não-linear entre V_g , V_p e I_p obtidos através de algum modelo matemático de triodos. As tabelas foram utilizadas para o cálculo da saída do circuito assim como para a atualização do estado do circuito. A interação entre os diferentes estágios de amplificação em cascata do circuito foi simulada, pois o em cada estágio, o estágio em cascata posterior altera a impedância de saída. Para o melhor entendimento, supondo dois estágios I e II de triodos amplificadores, sendo o II

sucessor do primeiro ligados em cascada de maneira que o estágio II amplifica a saída do estágio I. Para a simulação do estágio I a impedância de entrada do estágio II deve ser calculada na resolução das equações do estágio I, uma vez que $r_p \parallel r_{in}$. Tal abordagem foi melhorada em eficiência para a simulação em tempo real por Macak [117]. Os circuitos simulados foram de catodo comum, válvula inversora e uma saída em topologia *push-pull*. No entanto, não foi feita nenhuma simulação do transformador de saída. Um modelo mais completo que inclui os efeitos não lineares do transformador de saída para a etapa de potência foi desenvolvido em [113]. Respostas ao impulso foram utilizadas para realizar a identificação da resposta em frequência do gabinete do alto-falante. A resposta ao impulso do alto-falante foi utilizada na forma de convolução para simular o efeito do gabinete.

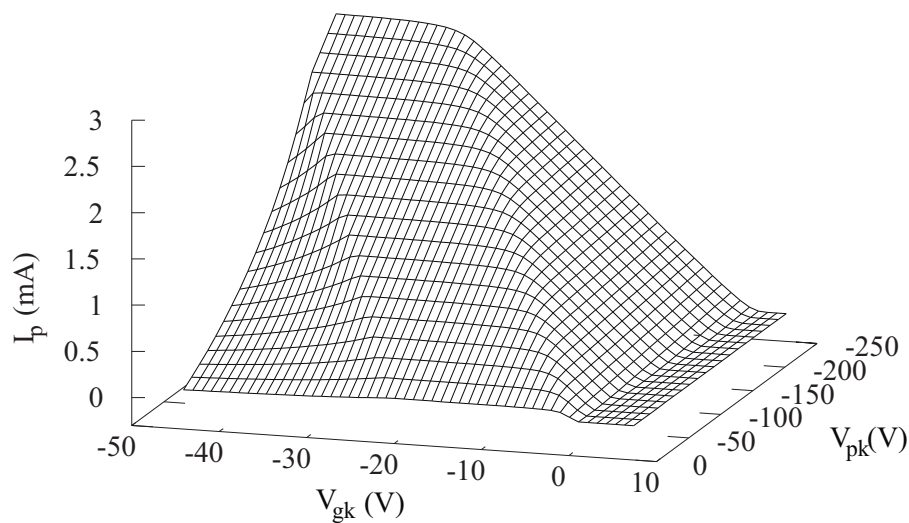


Fig. 4.18: Tabulação dos dados das equações de válvulas, fonte adaptada de Yeh [194].

4.8 Sobreamostragem

O processamento de sinais digitais em blocos não-lineares é conhecido por expandir a banda do sinal em sistemas DSP. Como consequência, as novas frequências introduzem *alias* no sinal se as novas frequências superarem a frequência de Nyquist (metade da taxa de amostragem). Desta maneira, novos harmônicos na saída que podem vir através de alias na frequência de áudio não são mais relacionados ao timbre original. O resultante som com ruído e “dissonante” obtido através de alias é característico de implementações de baixo custo em distorções fortes. O resultado pode ser atenu-

ado através da realização do algoritmo de distorção em taxas de amostragem mais altas, que requer mais tempo de CPU. Tal técnica é denominada de sobreamostragem (*oversampling*) que consiste em multiplicar por um número inteiro a taxa de amostragem do sistema. Consequentemente a frequência de amostragem é um múltiplo da frequência original. Para simular as não-linearidades extremas presentes em sinais de alta amplitude presente em amplificadores valvulados, ou não-linearidades de alta ordem, utiliza-se sobreamostragens de até 8 vezes da taxa de amostragem original. Na patente de Doidic Et al. [47], da companhia Line Six, a taxa de amostragem é de 31.2 kHz na maioria dos processamentos de sinais, mas incluía uma sobreamostragem oito vezes maior (249.6kHz) para avaliar uma não-linearidade estática.

A Figura 4.19 ilustra o sistema descrito por Doidic et al. [47]. Aqui o sinal digital é inserido em um conjunto de efeitos de pré-amplificadores tipicamente situados entre a guitarra e o amplificador. O passo seguinte é a sobreamostragem a oito vezes com interpolação numérica aplicada ao sinal sobreamostrado, que é então submetido a não-linearidade. Depois da não linearidade, o sinal é submetido a um filtro passa-baixas utilizando um filtro anti-alias FIR e o sinal é convertido para a taxa inferior de amostragem de 31,2 kHz. Após o bloco de processamento não-linear, o sinal é convertido a uma taxa de amostragem inferior, e então alimenta uma coleção de filtros de efeitos lineares como trêmolo, *chorus* ou *delay*. Se os fones de ouvido estão presentes, um simples filtro de passa baixas pode ser utilizado para simular o efeito de simulação de um gabinete de altofalantes. Finalmente, o sinal é submetido aos altofalantes (ou conjunto de altofalantes, se um sistema estéreo for utilizado, por exemplo) depois da conversão D/A, após a amplificação com dispositivos de estado sólido.

As figuras 4.7, 4.9, 4.11, 4.12, 4.14 e 4.15 ilustram o que acontece com um sinal senoidal quando o mesmo é submetido às equações não-lineares 4.1, 4.2 e 4.6 respectivamente, com um sinal de entrada de 1.2kHz com amplitude igual a 0.8. Em todas as figuras o sinal de saída distorcido gera harmônicos no sinal de saída que aparecem no espectro em forma de uma cauda. Para frequências abaixo da frequência de Nyquist (44.100 Hz foram utilizados aqui), os novos harmônicos recaem novamente sobre a banda auditiva, acarretando em frequências que não possuem correlação com o sinal original. Com os novos componentes, o resultado é uma distorção causada por *aliasing*.

4.9 Não-linearidades com memorização

Alguns métodos foram propostos para a utilização de processamento digital para se obter um maior controle para o processamento de distorções, incluindo um estudo estatístico sobre percepção humana dada diferentes distorções realizado por Martens e Marui [123].

Várias tentativas foram feitas para a abordagem de se incorporar efeitos de memorização de estados anteriores na parte não-linear que simula o comportamento das válvulas. Uma tentativa notável

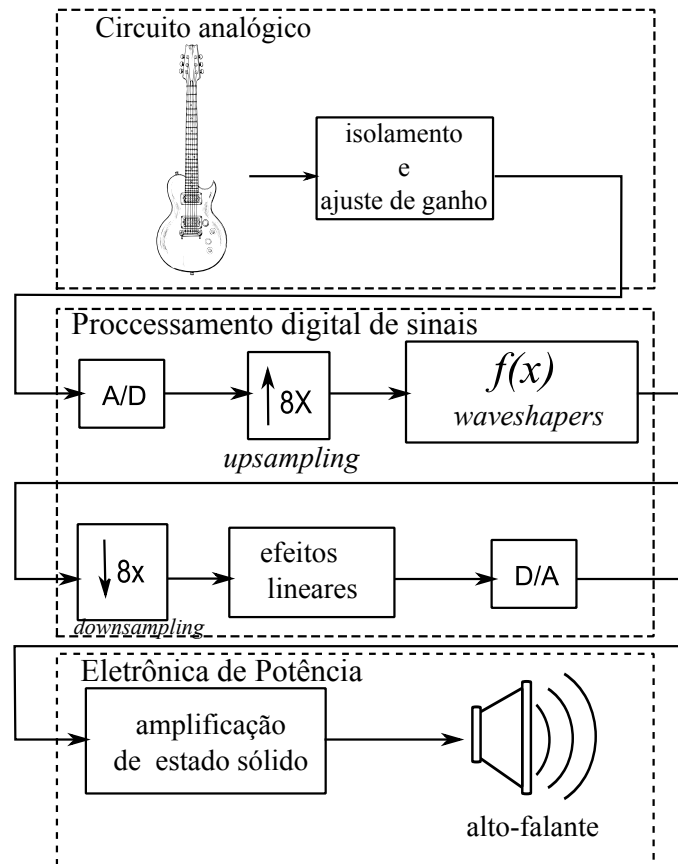


Fig. 4.19: Esquema em blocos do processamento de sinais e sobreamostragem de Doidic et al. [47].

é encontrada na Patente de Gustafsson Et al. [74]. Através de técnicas sofisticadas de identificação de sistemas, buscou-se extrair dados para a modelagem da parte linear do amplificador tanto quanto para a parte não linear. Para a parte não linear, foi utilizada uma técnica para inserir efeitos de memorização do sistema alvo a ser modelado. Estas são consideradas não-linearidades dinâmicas sempre presentes em amplificadores valvulados ou sistemas que dependem de valores de estados anteriores. A variação da não-linearidade dinâmica foi feita através da variação dos coeficientes dos polinômios de Chebychev. Os coeficientes dependem de estados anteriores do sistema. Estes são atualizados através de resultados de transformadas rápidas de Fourier (FFT), que refletem o conteúdo harmônico do sistema em estados anteriores.

A patente de Kelsey [96] visou a invenção de um dispositivo que substituísse ambos amplificadores valvulados e microfonação, numa situação de captação sonora. O processamento do som é feito através de circuitos para atenuar ou amplificar certas bandas de frequências e cada módulo trabalhando com circuitos integrados de baixa potência TL064. No entanto, não existe módulo específico para a geração de distorção sonora como na maioria destes dispositivos, ao contrário do que o nome sugere.

4.10 Sistemas de equações diferenciais ordinárias não-lineares

Em geral, apesar das não linearidades básicas dos circuitos que geram distorções em sinais de guitarra (como pedais de *Overdrive* ou amplificadores valvulados) serem quase estáticas para frequências de áudio, a colocação deste dispositivo não-linear estático em um circuito com elementos reativos irá produzir um sistema que é não-linear com memorização. A modelagem deste novo sistema pode ser feita através de um sistema de equações não lineares diferenciais ordinárias.

Isto é essencialmente verdade quando a tensão é a variável do sinal, como em muitos circuitos de amplificadores. As não-linearidades devem ser resolvidas dentre as restrições impostas pelo circuito sempre acarretando em uma expressão implícita para a transferência de tensão de entrada e para a tensão de saída.

Para efeitos digitais comerciais, a implementação mais simples é desejada. Devido ao fato, companhias almejam a construção de multiefeitos que trabalham em tempo real de maneira simultânea. Devido a esta característica, é desejado replicar os efeitos através de métodos computacionais que simplifiquem os modelos físicos. Uma dessas abordagens é através de equações diferenciais ordinárias (EDO) dos circuitos. A modelagem através destas tem como objetivo encontrar um balanço entre a precisão e a eficiência (complexidade computacional) para as resoluções e soluções numéricas das EDO. As implementações de efeitos digitais sempre necessitam deste balanço entre estes requisitos contraditórios [111].

O tratamento de sistemas não-lineares é de grande interesse em todos os ramos da engenharia. Todos os sistemas físicos possuem não-linearidades de alguma forma em certos regimes de operação. Para estes sistemas, é de extrema importância o estudo e o entendimento das não-linearidades. No entanto, não existe um método genérico para a resolução de equações e sistemas não lineares [82].

Circuitos que possuem não-linearidades como diodos, transistores ou mesmo válvulas termiônicas podem ser modelados teoricamente através de um sistema deste tipo de Equação. Uma Equação diferencial ordinária não-linear presente em um sistema pode ter diversas soluções (ou valores de coeficientes). Desta maneira, um sistema desta natureza pode se adaptar a um sinal de entrada no qual é submetido, através de métodos em que os coeficientes das equações são ajustados à medida em que o sistema é excitado. Um método para a resolução das ODE deve ser utilizado, de maneira que a solução irá convergir para uma saída em função de uma entrada no sistema. Os métodos mais utilizados para a resolução das ODE computacionalmente são Runge-Kutta, Método de Euler e outras variantes [32].

Vesa Välimäki e Antti Huovilainen [84] descreveram modelos não-lineares do Moog Lader filter [126]. Um filtro de transistores com uma montagem em cascata com uma topologia passa-altas e passa-baixas, desenvolvido pelo famoso inventor Robert Moog em sua patente para sintetizadores eletrônicos de 1965 [125]. O circuito foi modelado através de Equações Diferenciais Ordinárias Não

Lineares, derivadas das equações do circuito do dispositivo e as resolvendo através da integração numérica de Forward-Euler. O resultado é uma não-linearidade presente na estrutura recursiva da iteração do filtro. Uma versão simplificada deste modelo está presente em [190].

Uma recente patente de Gallo [66], o fundador da Gallo Engennering (desenvolvedores do software Studio Devil Software), introduz um simulador de estágio de amplificação à válvula utilizando uma função paramétrica não-linear. A variação de bias é simulada através da resolução das Equações Diferenciais Ordinárias da voltagem do catodo utilizando um método de resolução numérica como o algoritmo de Kutta-Runge. O cálculo da variação da tensão de placa é negligenciado neste caso, assim como em [93]. Nestes dois casos, apenas a transcondutância do circuito é levada em conta.

4.10.1 Simulação através de equações de estados

Uma das formulações variadas das ODE é a formulação através das equações de estado. Esta variação tem sido utilizada em algoritmos de simulações dos circuitos não-lineares de áudio para guitarra por Yeh [198], de maneira que os modelos são informados fisicamente através das leis da física elétrica de Kirchhoff.

Através dos esquemas eletrônicos dos amplificadores *vintage*, os sistemas de computação nos garantem que o som dos mesmos possam ser simulados digitalmente. Os resultados propostos pela metodologia de Yeh podem ser encontrados em [195], onde pode-se notar a qualidade dos resultados obtidos comparando-se com simulações SPICE. Os resultados são para simulações de amplificadores transistorizados em regime de *overdrive* e para um estágio de triodo.

Cohen e Helie [35] reportam uma simulação digital de um amplificador classe A com pentodos do tipo 616GC e um modelo simplificado que não inclui efeitos de memorização e efeitos não-lineares de um transformador de saída (transformador de áudio) com parâmetros de folhas de dados de um transformador Plitron PAT-3050-SE-02. A simulação utiliza as equações de Koren para pentodos. Este trabalho utiliza equações não-lineares e equações diferenciais para simular o circuito do pentodo. As equações são transformadas para equações de estado. Os métodos numéricos implícitos de Newton-Raphson foram utilizados para a resolução do sistema não-linear que inclui as equações não-lineares. Com uma abordagem semelhante, os mesmos autores realizaram a implementação digital de simulações de triodos [34]. O trabalho utiliza parâmetros medidos em tempo real com válvulas para utilizar nos modelos de triodos de Koren. Os parâmetros são intercalados entre os parâmetros medidos com válvulas novas e válvulas com alguns anos de uso. As válvulas, no entanto, são do mesmo fabricante: Sovitek. As diferenças entre curvas geradas entre as válvulas novas e as usadas não pode ser evidenciada com clareza, aparentando comportamento muito similar. Isso pode ser evidenciado já que triodos de pré amplificadores têm duração muito maior do que pentodos de potência, que se desgastam mais rapidamente.

As modelagem de sistemas através do espaço de estados para sistemas eletrônicos segue as equações de estados clássicas 4.11 e 4.12,

$$\dot{x}(t) = \mathbf{A} \cdot x(t) + \mathbf{B} \cdot u(t) \quad (4.11)$$

$$y(t) = \mathbf{C} \cdot x(t) + \mathbf{D} \cdot u(t) \quad (4.12)$$

onde para a modelagem de circuitos eletrônicos o sistema alvo com p entradas, q saídas e n variáveis de estados, onde n é aproximadamente o número de elementos reativos, capacitores e bobinas onde existe armazenamento de energia. Desta forma, as demais variáveis são:

$x(\cdot)$ é chamado de *vetor de estados*, $x(t) \in \mathbb{R}^n$;

$y(\cdot)$ é chamado de *vetor de saída*, $y(t) \in \mathbb{R}^q$;

$u(\cdot)$ é chamado de *vetor de entradas*, $u(t) \in \mathbb{R}^p$;

$\mathbf{A}(\cdot)$ é chamada de *matriz do sistema*, $\dim[\mathbf{A}] = n \times n$;

$\mathbf{B}(\cdot)$ é chamada de *matriz de entradas*, $\dim[\mathbf{B}] = n \times p$;

$\mathbf{C}(\cdot)$ é chamada de *matriz de saída*, $\dim[\mathbf{C}] = q \times n$;

$\mathbf{D}(\cdot)$ é chamada de *matriz de alimentação*, $\dim[\mathbf{D}] = q \times p$.

onde:

$$\dot{x}(t) = \frac{d}{dt}x(t) \quad (4.13)$$

Na maioria dos casos, o sistema considerado terá apenas uma entrada e uma saída. Desta maneira, as matrizes de entrada, saída e de alimentação serão reduzidas a: vetor coluna b , vetor linha d , e ao escalar e . Consequentemente, as equações são reescritas na forma:

$$\dot{x}(t) = \mathbf{A} \cdot x(t) + \mathbf{b} \cdot u(t) \quad (4.14)$$

$$y(t) = \mathbf{c} \cdot x(t) + \mathbf{d} \cdot u(t) \quad (4.15)$$

4.10.2 Discretização das formulações

A Equação 4.12 descreve um circuito onde x são os estados (tipicamente tensões em capacitores), u são tensões de entrada, e y são tensões de saída. Para a conversão do sistema contínuo no tempo, para a sua forma discreta, é aplicada a regra trapezoidal, através da Equação 4.16:

$$\frac{T}{2} (\dot{x}(n) + \dot{x}(n-1)) = x(n) - x(n-1) \quad (4.16)$$

onde T é o intervalo de amostragem. Através da substituição da Equação 4.14 na Equação 4.16 obtém-se a Equação 4.17 abaixo:

$$\frac{T}{2} (\mathbf{A}x(n) + \mathbf{b}u(n) + \mathbf{A}x(n-1) + \mathbf{b}u(n-1)) = x(n) - x(n-1) \quad (4.17)$$

A Equação 4.17 pode ser resolvida para $x(n)$ com o objetivo de se obter a equação de atualização na forma:

$$x(n) = \left(\frac{2}{T}\mathbf{I} - \mathbf{A} \right)^{-1} \left(\mathbf{b}u(n) + \left(\frac{2}{T}\mathbf{I} + \mathbf{A} \right) x(n-1) + \mathbf{b}u(n-1) \right) \quad (4.18)$$

As equações de estados são muito utilizadas na engenharia de controle, conforme descrito por Barreto [14]. Para o caso de simulações de circuitos como deste trabalho, o sistema a ser modelado será considerado como sendo de apenas uma entrada e saída. Desta maneira, as matrizes de entrada, saída e de alimentação, são reduzidas ao vetor coluna $\mathbf{b}$, vetor linha $\mathbf{c}$, e escalar d .

4.10.3 Forma Canônica das equações de estado

A Equação 4.18 requer os valores anteriores dos estados $x(n-1)$ e $u(n-1)$. Assim sendo será definido a nova variável de estado na forma:

$$x_c(n) = \frac{T}{2} \left(\left(\frac{2}{T}\mathbf{I} + \mathbf{A} \right) x(n) + \mathbf{b}u(n) \right) \quad (4.19)$$

a conversão para a forma canônica ocorre através da substituição direta de $x(n)$ da Equação 4.18, pelo lado direito da Equação 4.20.

$$x(n) = \left(\frac{2}{T} + \mathbf{A} \right)^{-1} \left(\frac{2}{T}x_c(n) - \mathbf{b}u(n) \right) \quad (4.20)$$

o resultado da substituição é a Equação 4.21, que possui a seguinte forma:

$$\left(\frac{2}{T} + \mathbf{A} \right)^{-1} \left(\frac{2}{T}x_c(n) - \mathbf{b}u(n) \right) = \left(\frac{2}{T}\mathbf{I} - \mathbf{A} \right)^{-1} \left(\mathbf{b}u(n) + \frac{2}{T}x_c(n-1) \right) \quad (4.21)$$

nesta formulação não ocorre referência a $u(n-1)$. Para obtermos a Equação de atualização de estados, primeiramente multiplicamos os dois termos da Equação 4.21 com o termo $\left(\frac{2}{T}\mathbf{I} + \mathbf{A} \right)$, resultando na Equação 4.22:

$$\frac{2}{T}x_c(n) - \mathbf{b}u(n) = \left(\frac{2}{T} + \mathbf{A}\right) \left(\frac{2}{T}\mathbf{I} - \mathbf{A}\right)^{-1} \left(\mathbf{b}u(n) + \frac{2}{T}x_c(n-1)\right) \quad (4.22)$$

a resolução da Equação 4.22 para $x_c(n)$ é a Equação 4.23.

$$x_c(n) = 2 \left(\frac{2}{T}\mathbf{I} - \mathbf{A}\right)^{-1} \mathbf{b}u(n) + \left(\frac{2}{T}\mathbf{I} + \mathbf{A}\right) \cdot \left(\frac{2}{T}\mathbf{I} - \mathbf{A}\right)^{-1} x_c(n-1) \quad (4.23)$$

através da utilização da relação 4.24:

$$\left(\frac{2}{T}\mathbf{I} + \mathbf{A}\right) \left(\frac{2}{T}\mathbf{I} - \mathbf{A}\right)^{-1} \mathbf{b} + \mathbf{b} = \frac{4}{T} \left(\frac{2}{T}\mathbf{I} - \mathbf{A}\right)^{-1} \mathbf{b} \quad (4.24)$$

a Equação da saída do sistema possui as seguintes formas 4.25 e 4.26

$$y(n) = \frac{2}{T}\mathbf{c} \left(\frac{2}{T}\mathbf{I} + \mathbf{A}\right)^{-1} x_c(n) + \left(\mathbf{d} - \mathbf{c} \left(\frac{2}{T}\mathbf{I} + \mathbf{A}\right)^{-1} \mathbf{b}\right) u(n) \quad (4.25)$$

$$y(n) = \frac{2}{T}\mathbf{d} \left(\frac{2}{T}\mathbf{I} - \mathbf{A}\right)^{-1} x_c(n-1) + \left(\mathbf{d} + \mathbf{c} \left(\frac{2}{T}\mathbf{I} - \mathbf{A}\right)^{-1} \mathbf{b}\right) u(n) \quad (4.26)$$

A Equação 4.26 é obtida através da substituição direta na Equação 4.19.

A Equação de saída na forma 4.26 possui a vantagem de apenas um cálculo de inversão de matrizes ser necessário para a Equação de atualização do sistema e a Equação de saída do sistema, sendo esta $\left(\frac{2}{T}\mathbf{I} - \mathbf{A}\right)^{-1}$. O sistema no tempo discreto pode ser descrito com as seguintes equações 4.27 e 4.28.

$$x_c(n) = \overline{A}x_c(n-1) + \overline{b}u(n) \quad (4.27)$$

$$y(n) = \overline{d}x_c(n-1) + \overline{e}u(n) \quad (4.28)$$

sendo as variáveis $\overline{A}$, $\overline{b}$, $\overline{d}$ e $\overline{e}$, definidas nas equações 4.29, 4.30, 4.31 e 4.32 respectivamente.

$$\overline{A} = \left(\frac{2}{T}\mathbf{I} + \mathbf{A}\right) \left(\frac{2}{T}\mathbf{I} - \mathbf{A}\right)^{-1} \quad (4.29)$$

$$\overline{b} = 2 \left(\frac{2}{T}\mathbf{I} - \mathbf{A}\right)^{-1} \mathbf{b} \quad (4.30)$$

$$\overline{e} = \frac{2}{T}\mathbf{c} \left(\frac{2}{T}\mathbf{I} - \mathbf{A}\right)^{-1} \quad (4.31)$$

$$\bar{d} = \mathbf{d} + \mathbf{c} \left(\frac{2}{T} \mathbf{I} - \mathbf{A} \right)^{-1} \mathbf{b} \quad (4.32)$$

Em [199] a abordagem é aplicada para simular circuitos de alta saturação com a utilização de diodos para a produção de fortes distorções não-lineares. Uma das equações não-lineares a ser modelada é do circuito dos diodos em antiparalelo, presentes nos circuitos de distorção do pedal DS1 da BOSS. Os diodos ceifam os picos da onda quando estão conduzindo acima do limiar de 0,7V. Este tipo de distorção é muito utilizada em pedais e pré-amplificadores, através da Equação 4.33 que utiliza a função base de seno hiperbólico. Uma outra simulação através de formulações do espaço de estados foi feita por Dempwolf, Martin e Zölzer [44]: uma modelagem da etapa de distorção do amplificador de alto ganho Marshall JCM 900 que utiliza quatro LEDs para ceifar o sinal,

$$I_d(V) = 2I_s \sinh \left(\frac{V}{V_t} \right) \quad (4.33)$$

onde I_d é a corrente que circula no diodo, V é a tensão sobre o diodo, e V_t é um parâmetro de voltagem térmica.

Um circuito semelhante, que utiliza diodos para realizar o ceifamento das formas de onda de um sinal de entrada foi realizado através de um filtro adaptativo variante no tempo por Macack [115]. A modelagem foi feita através de resoluções de sistemas de equações de circuitos pelo método de Newton e Euler. No entanto, a Equação 4.34 modela o comportamento do diodo de maneira mais complexa, utilizando o parâmetro V_t como parâmetro de voltagem térmica, e V_d como sendo a tensão sobre o diodo.

$$I_d = I_s \left(e^{\frac{V_d}{V_t}} - 1 \right) \quad (4.34)$$

Outro circuito modelado por Yeh em [201] e [198] foi o estágio transistorizado do pedal *Tube Screamer*, onde os modelos de Ebers-Moll [128] foram utilizados para aproximar o comportamento não-linear do transistor bipolar para a corrente de emissor através da Equação 4.35, corrente de coletor através da Equação 4.36, e corrente de base através da Equação 4.36. As equações dos dispositivos não-lineares, são agrupadas em um sistema com as equações de dispositivos mais simples, como capacitores e resistores de maneira que o sistema seja resolvido de maneira iterativa em tempo real.

$$I_e = \frac{I_S}{\alpha_F} \left[\exp \left(\frac{V_{be}}{V_T} \right) - 1 \right] - I_S \left[\exp \left(\frac{V_{bc}}{V_T} \right) - 1 \right] \quad (4.35)$$

$$I_c = I_S \left[\exp \left(\frac{V_{be}}{V_T} \right) - 1 \right] - \frac{I_S}{\alpha_R} \left[\exp \left(\frac{V_{bc}}{V_T} \right) - 1 \right] \quad (4.36)$$

$$I_e = \frac{I_S}{\beta_F} \left[\exp \left(\frac{V_{be}}{V_T} \right) - 1 \right] - \frac{I_S}{\beta_R} \left[\exp \left(\frac{V_{bc}}{V_T} \right) - 1 \right] \quad (4.37)$$

onde I_s é a corrente de saturação, V_{be} é a tensão base-emissor, V_T é parâmetro de variação de tensão em função da temperatura.

Yeh Et al.[196], realizou uma modelagem com equações de estado, para simular os pedais de distorção DS-1 da boss e TS-7 Tube Screamer da Ibanez , a partir de dados físicos dos circuitos e seus esquemas. Uma abordagem analítica em bloco dos dois pedais foi realizada, sendo estes: estágios de isolamento (*buffer*) transistor em modo de coletor comum devido a sua alta impedância de entrada e baixa impedância de saída, [42]; estágio de ganho no modo de amplificadores operacionais (Ibanez TS-7); transistor em modo de emissor comum (DS-1); diodos em anti-paralelo para distorcer o sinal de entrada (em ambos os pedais); e etapa de filtragem do sinal ou *tonestack*. Neste trabalho, a parte do *buffer* e ganho foram muito simplificadas e a simulação ocorre de fato somente para a parte dos diodos em anti-paralelo modelada a partir de uma Equação de aproximação estática.

Para os circuitos do DS-1 e TS-7 modelados por Yeh Et al. [198], realizou-se a comparação entre os métodos de resolução de sistemas envolvendo equações diferenciais ordinárias não lineares. Concluiu-se que, em geral, métodos implícitos de equações diferenciais ordinárias como o Backward Euler ou a regra trapezoidal são necessários para evitar instabilidade numérica em taxas de amostragem tipicamente utilizadas para a faixa de áudio. Neste trabalho, a simulação das não-linearidades do circuito do diodo ceifador (*clipper*), foi utilizada para realizar a comparação entre diversos métodos de resolução de equações diferenciais ordinárias.

A modelagem destes dispositivos de estado sólido através das ODE's foi comparada a uma aproximação estática em [199] e [197], onde o resultado da aproximação foi considerado bom, através das curvas que foram computadas com as equações dos dispositivos.

Yeh et al. [201] aplicou os métodos anteriores para um estágio de amplificador triodo (12AX7, 12AT7, 6AT6, 6AV6 ,etc) através de uma não linearidade sem memorização (a expressão da válvula a vácuo propriamente dita), através de métodos implícitos que transformam as Equações Diferenciais Ordinárias em estruturas recursivas no espaço de estados com uma não-linearidade estática embutida na iteração de realimentação. Essa abordagem utiliza a não-linearidade implícita no circuito, acoplamento e capacitâncias de Miller no circuito. A abordagem pode ser considerada como uma simulação de força bruta para uma taxa de amostragem fixa. O trabalho também utiliza a abordagem de espaço de estados para modelar a não linearidade com memorização.

Um outro trabalho que modela digitalmente circuitos analógicos transistorizados foi realizado por Overton [135], onde foi recriado o efeito produzido pelo famoso pedal de distorção "*Fuzz Face*". Neste trabalho foi feito um processo de modelagem de transistores de Germânio, uma vez que os pedais originais da época utilizavam desta tecnologia. O som destes dispositivos estava diretamente

ligado as características peculiares dos mesmos que incluem: maior instabilidade térmica, corrente de fuga superior e tensão V_{BE} próximo a 0,2V ao invés dos 0,7 normalmente encontrados em modelos de transistores de Silício. Um modelo dos transistores de Germânio foi implementado no SPICE, para a alteração do valor de V_{BE} . Uma modelagem matemática discreta foi implementada através de métodos de resolução de equações diferenciais também baseada nos modelos de transistores de Ebers-Mol. Os resultados destas tabelas foram armazenados para simulação em tempo real em forma de 'Wavershapers' estáticos.

4.10.4 Simulação no SPICE

Alguns modelos de pentodos e triodo foram desenvolvidos para a simulação de circuitos valvulados no ambiente SPICE. Este software foi criado com o objetivo de simular circuitos de estado sólido e tem sido utilizado na atualidade como ferramenta auxiliar para simular circuitos valvulados, como ferramenta para projetos ou para a validação de simulações de modelos virtualmente analógicos. A simulação do SPICE utiliza um método modificado de análise dos nós dos circuitos que é feito através de uma Equação da resolução de equações matriciais de um circuito composto por resistores, capacitores e dispositivos não-lineares. As equações matriciais estão representadas através da Equação 4.38:

$$\mathbf{GV} = \mathbf{I} \quad (4.38)$$

onde $\mathbf{V}$ é um vetor contendo as tensões nos nós do circuito, $\mathbf{I}$ é um vetor com as correntes e $\mathbf{G}$ é a matriz de condutância. A matriz $\mathbf{G}$, é na maioria das vezes esparsa, uma vez que componentes em circuitos possuem poucas ligações. A resolução de tal matriz é geralmente realizada através da decomposição LU, que possui complexidade assintótica $O(N^3)$, onde N é o número de linhas e colunas da matriz quadrada $\mathbf{G}$ [189]. O modelo de triodos e pentodos mais utilizado no SPICE é o modelo de Koren apresentado na sessão 3.10.2.

A modelagem de triodos e pentodos e do transformador de saída (elemento não-linear presente em amplificadores valvulados pode ser encontrada em [108] e em [155]. O objetivo desta modelagem foi facilitar a criação de protótipos virtuais e para que algum usuário queira simular algum circuito com válvulas para finalidade de análise ou projeto. No entanto para a finalidade de processamento de sinais em tempo real como desejado na maioria das aplicações este não é o caminho a se seguir devido ao tempo de processamento.

4.10.5 Filtros não-lineares diversos

Um estudo primordial para simular um amplificador valvulado foi feito por Pritchard [150], onde sugeriu o uso de dois blocos de distorção não-lineares com uma unidade de equalização digital entre os mesmos. O primeiro bloco teria um filtro de passa-altas cuja frequência de corte é controlada pela polaridade do sinal seguido por uma não-linearidade estática assimétrica responsável por gerar na sua maioria harmônicos pares. O segundo bloco de distorção geraria harmônicos pares e ímpares e simularia o efeito de *sagging* utilizando uma não linearidade dinâmica. Os efeitos de *alias* não são tratados neste trabalho. A maioria da distorção gerada neste trabalho foi feita através de amplificadores operacionais e diodos nos quais o arranjo foi feito para tentar aproximar a modificação harmônica introduzida por um amplificador valvulado.

Uma descrição mais detalhada do funcionamento de um amplificador valvulado, assim como as suas dinâmicas foi discutida numa patente da Yamaha de Kuroki e Ito [104]. Neste trabalho, um único estágio de amplificação é modelado utilizando uma tabela de consultas. O deslocamento DC (DC offset) da entrada é variado de acordo com um envelope do sinal de entrada. Segundo os autores, esta variação vem a ser a da tensão de polarização causada pelo carregamento do capacitor de polarização pela corrente de grade. Porém, uma explicação mais realística seria a variação da tensão de catodo devido a uma corrente de placa. Um pré-amplificador à válvula pode ser simulado através da conexão de vários estágios valvulados em cascata. A inversão de sinais é aplicada entre os estágios para modelar o comportamento de inversão de fase de um estágio valvulado real de amplificador catodo comum. É importante salientar que devido às não-linearidades dinâmicas (o deslocamento DC ser dependente da história do sinal) os estágios de pré-amplificação não podem ser combinados em uma única tabela de consultas. Amplificadores do tipo push-pull podem ser simulados através da combinação de estágios paralelos, porém de sinais trocados. Com os valores de deslocamento DC adequados, a distorção de *crossover* pode ser simulada se desejada através de módulo de modificação harmônica do sinal.

Outro modelo dinâmico de um pré-amplificador valvulado foi proposto por Karjalainen e Pakarinen [93]. Este modelo supõe que a carga na placa é resistiva e constante. A não-linearidade do estágio do triodo se resume a um mapeamento não-linear de tensão de grade para a tensão de placa. Esta curva é gerada através da realização de um curto do catodo para o terra e variar a tensão de grade. A corrente de grade também é mapeada através da tensão de grade. Estas curvas são então combinadas em uma única tabela pré-computada de $V_{gk} - V_{pk}$. A variação da tensão de polarização (*bias*), é simulada através de um laço de iteração realimentado assim como em [104]. O efeito de filtragem causado pelo resistor de grade e a capacitância de Miller é simulado através de um filtro passa-baixas na entrada da grade. Um filtro passa-altas é colocado entre os estágios, para simular o componente de bloqueio de tensão DC.

Uma abordagem baseada na identificação de sistemas, realizada por Gustafsson Et al. está presente na patente [74], dos fundadores da companhia Sueca Soft-tube AB que produz o software Amp Room. Nesta abordagem, as não-linearidades dinâmicas são simuladas através de polinômios, cujos coeficientes variam de acordo com o sinal de entrada. Nesta patente, um bloco de análise calcula a energia do sinal para os últimos milissegundos e verifica se o sinal está crescendo ou decaindo. Em seguida, os coeficientes polinomiais são interpolados a partir de um conjunto de valores pré-armazenados correspondentes à energia do sinal. Os coeficientes pré armazenados originam-se de medições de válvulas termiônicas a partir de técnicas de identificação de sistemas. O efeito de histerese pode ser simulado utilizando um conjunto de coeficientes polinomiais para sinais crescentes e sinais decrescentes. O autor recomenda a implementação das não-linearidades estáticas através dos polinômios de Chebychev para suprimir os efeitos de *aliasing* por causa da precisão dos polinômios de Chebychev para sinais extremos, os quais consideramos como sendo sinais de altas amplitudes, nos quais a distorção não-linear ocorre com mais intensidade.

4.10.6 Convolução dinâmica

Em 2006, Kemp [97] patenteou um método de caixa preta denominada *convolução dinâmica* para a aplicação em sistemas dinâmicos não-lineares no processo de análise e simulação. A implementação de sua metodologia é aplicada em duas fases: de análise e de simulação. Na primeira fase diversos impulsos com diferentes amplitudes são inseridos no sistema distorcedor. Os resultantes impulsos são armazenados. Na segunda fase, através dos impulsos armazenados a simulação do sistema é obtida da seguinte maneira: cada amostra de entrada é comparada ao conjunto de dados adquiridos no processo de análise. Uma vez que o impulso mais próximo for encontrado, a resposta ao impulso correspondente é utilizada para avaliar a convolução. Devido ao fato deste procedimento ser aplicado a cada amostra do sinal, os coeficientes da convolução variam de acordo com o nível do sinal de entrada durante o tempo de execução. As restrições desta técnica podem ser sumarizadas em duas:

1. O montante de dados armazenados são demasiadamente grandes devido a cada intensidade de amostra possuir uma resposta ao impulso.
2. este método modela somente sistemas não-lineares estáticos, sistemas não lineares que tem dependência em estados anteriores ou que possuem dependência da intensidade do sinal de entrada[1].

4.11 Representações de modelagem não linear através de séries temporais

Um Modelo de série temporal não linear que transforma um dado sinal observado $x[t]$ em um ruído branco $e[t]$ pode ser escrita na seguinte maneira:

$$e[t] = F'(\dots, x[t-2], x[t-1], x[t], x[t+1], x[t+2], \dots) \quad (4.39)$$

onde F' é uma função de transformação não linear. Através da suposição que F' é uma função inversível, a mesma pode ser expressa na forma:

$$x[t] = F(\dots, e[t-2], e[t-1], e[t], e[t+1], e[t+2], \dots) \quad (4.40)$$

Este tipo de modelagem não-linear é muito utilizado em aplicações cujo objetivo, é de gerar um modelo de redução de distorções para a recuperação de sinais. A mesma pode ser estendida para as séries de Volterra e modelagem NARMA (*Non-Linear Auto-Regressive Moving Average*)[149].

4.11.1 Representação através da expansão das séries de Volterra

A expansão das séries de Volterra [25], é uma representação de sistemas em uma expansão não-linear da teoria de sistemas lineares. De maneira análoga a convolução com um vetor de respostas ao impulso de um sistema linear, as séries de Volterra são uma convolução multidimensional com matrizes de respostas de sistemas não-lineares. Ao contrário dos sistemas lineares, onde a sua resposta é totalmente caracterizada pela resposta ao impulso e onde é possível prever uma saída para uma determinada entrada, os sistemas Volterra são caracterizados por funções especiais denominadas de *kernels* que correspondem à resposta multidimensional de impulsos dos termos não-lineares. Também podem ser compreendidas como expansão das séries de Taylor com os termos polinomiais substituídos por convoluções multidimensionais, levando-se em conta a memorização associada a diferentes ordens de não linearidades. Desta maneira, um sistema não-linear com memorização pode ser representado analiticamente através de uma série de Volterra.

Existem trabalhos com a utilização de séries de Volterra de ordem finita para simular circuitos eletrônicos não-lineares [165], [1] e [80], porém estes são interessantes somente para simular circuitos de não-linearidades de ordem mais baixa. Quando uma série de Volterra utiliza vários termos de polinômios como funções base, eles não convergem suficientemente para uma implementação eficiente de uma distorção de '*overdrive*' com altas excursões do sinal. Devido a isto, apesar das séries de Volterra serem modelos teoricamente válidos como caixa preta para simular vários sistemas não-lineares, a emulação em tempo real de fortes saturações acarreta em problemas. As séries de Volterra

envolvem a convolução de uma dimensão da ordem da não-linearidade para cada termo não linear no modelo, fazendo com que o número de coeficientes e o custo computacional cresçam rapidamente com a crescente ordem de não-linearidade. Devido ao fato da distorção de guitarra envolver saturações (não-linearidades) de *hard-clipping*, as séries de Volterra não são as tecnologias preferidas para este tipo de aplicação.

Devido a estas restrições para modelar um sistema não-linear de ordem mais alta, as séries de Volterra têm sido usadas de maneira extensiva para modelar outros sistemas acústicos não lineares incluindo altofalantes. Em particular, as séries podem linearizar distorções de baixa ordem de circuitos e altofalantes em tempo-real [94]. Farina, Bellini e Armeloni [1], utilizaram uma técnica para identificar parâmetros para uma subclasse de sistemas Volterra baseados em uma varredura de frequências no *Nebula Effects Sampler* da Acústica Áudio, que permite ao usuário recriar diversos modelos de efeitos de saturação suave baseados na resposta do sistema. Heliè [80] aplicou a expansão de série de Volterra especificamente para recriar efeitos em tempo real que incluem as não-linearidades de terceira ordem do Moog Ladder Filter [126], [125]. Schattscheider e Zölzer [165] descreveram uma eficiente implementação de um tipo de uma série de Volterra, e uma técnica de identificação de sistemas para derivar parâmetros para os seus modelos de não-linearidades.

Aplicações típicas das expansões das séries de Volterra que utilizam uma pré-filtragem, não linearidade sem memória, e uma pós-filtragem em várias combinações podem ser encontradas em [124] e [1].

4.12 Wave Digital Filters

As Wave Digital Filters, ou apenas WDF, é uma metodologia que tem sido utilizada para modelar amplificadores valvulados fisicamente entre outros circuitos ou mesmo modelos físicos de instrumentos musicais através de modelos físicos e mecânicos. Originalmente as Wave Digital Filters foram desenvolvidas com o propósito de digitalizar circuitos complexos com muitos componentes, baseando-se na teoria dos circuitos eletrônicos analógicos nos anos 1960, por Alfred Fettis [58], [89].

Os WDF são um tipo de filtro digital que possuem uma interpretação válida no mundo real. Isto significa que podemos simular o comportamento de um sistema físico agregado e complexo, através de coeficientes que possuem a sua dependência nos parâmetros destes sistema físico [191].

Quando esta metodologia é utilizada para a modelagem de instrumentos musicais, ou de sistemas acústicos físicos, a técnica é conhecida como Digital Wave Guide. Existe um paralelismo entre as WDF e as DWG [23]. As Wave Digital Filters usam variáveis-K (*K-variables*) para as leis de Kirchhoff dos circuitos elétricos e malhas. Os WDG utilizam as variáveis-W (*W-variables*) para a

propagação de ondas mecânicas. Segundo Karjalainen [91], os dois paradigmas podem ser entendidos como formas semelhantes matematicamente de se modelar problemas em diferentes domínios físicos e podem ser incorporados em uma estrutura híbrida de modelagem de multi-paradigmas físicos e elétricos evidenciados em [90].

Segundo Julius O. Smith III [173], existem diferenças entre as abordagens para se extrair os modelos, e estas são: Digital Wave Guides são obtidas através da amostragem das ondas viajantes no sistema enquanto os *wave digital filters* são obtidos através da transformada bi-linear de redes RLC, obtidas através das leis de Kirchhoff, com técnicas especiais para evitar laços sem atrasos na propagação das ondas (*delay free loops*) quando se modela sistemas elétricos passivos. No entanto, a abordagem deve ser estendida para modelos que envolvem componentes ativos não-lineares, como os encontrados em amplificadores analógicos.

A razão principal para esta utilização é a possibilidade de se utilizar esquemas de circuitos no modelo a ser criado. A maioria dos modelos digitais de amplificadores, onde o sinal é tratado com filtros lineares e *waveshapers* não lineares, possivelmente com parâmetros que possuem dependência no sinal, o fluxo do sinal do modelo é unidirecional. De maneira contrária, um modelo WDF possui um comportamento bi-direcional, entre dois ou mais componentes em um circuito, como exemplificado na Figura 4.23 através de um caminho duplo de propagação do sinal. De maneira análoga, para modelos físicos mecânicos, a propagação das ondas de energia possui fluxo bi-direcional, onde existem interações entre dois corpos, exemplificado através de modelos de vibração de cordas e de modelos de membranas em vibração como o modelo de tampo de violão [191].

As vantagens da utilização das WDF para sistemas físicos são:

1. possuem modularização. Um mesmo bloco utilizado para uma modelagem de um sistema, pode ser utilizado para realizar a modelagem de outro com apenas um realocamento de mudança de topologia;
2. as WDF possuem boas propriedades numéricas em suas implementações;
3. na maioria das aplicações, um modelo físico se estável e se pode ser modelado fisicamente pode então ter uma representação WDF correspondente válida;
4. a modelagem WDF pode ser feita através de blocos independentes.

4.12.1 Fundamentos dos Wave Digital Filters

O formalismo da teoria das Wave Digital Filters é baseado em uma notação de ondas de tensão. Na Equação 4.41, as letras ***a*** e ***b***, correspondem a uma onda cada:

$$\begin{cases} a = V + R_p I \\ b = V - R_p I \end{cases} \quad (4.41)$$

onde a é a onda incidente (entrante) em uma porta e b é a onda refletida (que esta saindo), V é a tensão e, I é a corrente como variáveis de Kirchhoff e R_p é a resistência da porta ou resistência de referência, também presente na Figura 4.23.

4.12.2 Propriedades dos modelos WDF

Um modelo WDF qualquer possui as seguintes propriedades:

- a preservação de energia e estabilidade é levada em conta. Uma vez que blocos elementares são passivos, a preservação de energia entre os blocos é avaliada através das leis de Kirchhoff;
- as ondas de tensão podem ter sobreposição e independência, assim como em sistemas elétricos físicos;
- possui objetos ou blocos discretos que podem ser interconectados;
- possui o fluxo de sinais bi-direcionais;

4.12.3 Propagação de sinais em modelos WDF

Conceitualmente sinais são variações de alguma quantia que carrega informações. Não necessariamente devem existir em uma realidade física. Por outro lado, para a transmissão, armazenamento e processamento são geralmente representados por uma quantia física. Sistemas para processamento de sinais são geralmente descritos a partir de gráficos de fluxo de sinais [152],[151].

Em sistemas de processamento de sinais tradicionais, o sinal possui um caminho único de propagação, onde o mesmo possui uma entrada e o caminho trespassa em diversos blocos em direção à saída. Em diagramas, estes blocos possuem a sua entrada mais à esquerda e o sinal evolui em direção a saída, mais à direita do diagrama. A Figura 4.20 ilustra um fluxo de sinal típico em um sistema de processamento de sinais tradicional.

Como já mencionado, em modelos WDF, a interconexão entre dois ou mais componentes acarreta em um fluxo de duplo sentido do sinal. Este fluxo bi-direcional é ilustrado na Figura 4.23.

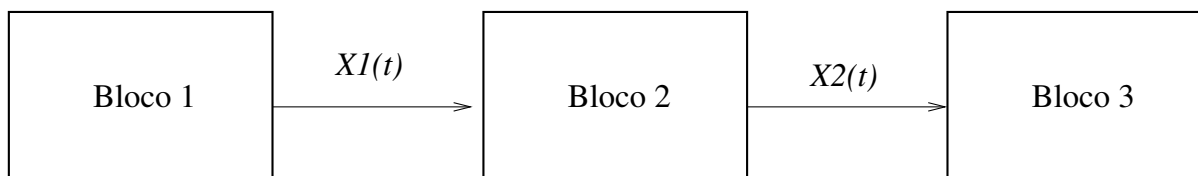


Fig. 4.20: Fluxo do sinal em um sistema simples.

4.12.4 Elementos de circuitos na modelagem WDF

Devido ao fato da técnica de modelagem WDF ser feita através da interconexões entre elementos de circuitos individuais (componentes), entende-se que para cada um destes elementos existe um conjunto de equações que descrevem o fenômenos físicos dos elementos através de modelos matemáticos. Para a modelagem de circuitos através da abordagem WDF realiza-se a interconexão destes elementos de circuitos discretos. Os elementos básicos de circuitos e a sua representação WDF estão presentes na Figura 4.21, onde (a) é uma fonte sonora com ondas de entra e ondas de partida do componente, (b) é um resistor com ondas de entrada e partida, (c) é um capacitor com ondas de entrada e partida, (d) indutor com ondas de entrada e partida e (e) corresponde a um diodo com ondas de entrada e partida.

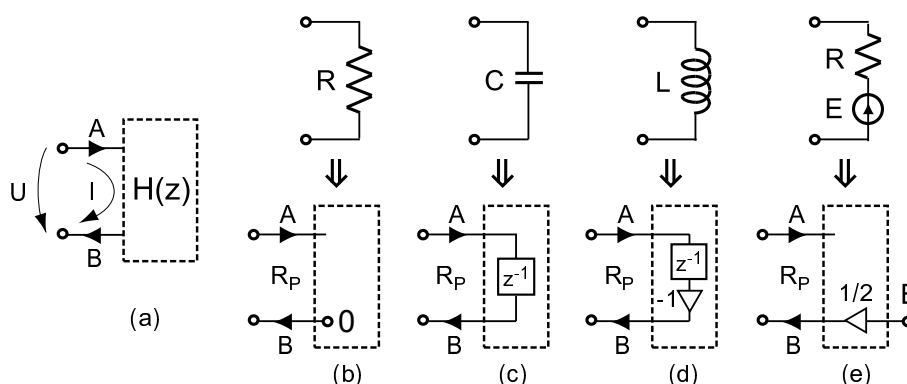


Fig. 4.21: Componentes básicos dos Wave Digital Filters - cortesia de Rafael Paiva.

A Figura 4.22 ilustra a representação WDF dos componentes básicos e mais complexos ativos de circuitos analógicos. Elementos de circuitos mais complexos como triodos e pentodos são implementados através de alteração ou composição dos elementos discretos mais simples. Cada elemento possui agregado as equações físicas que regem o comportamento do elemento de circuito. Como exemplo, a corrente sobre um resistor será: $I = V/R$.

A tabela 4.1 é a legenda de cada elemento representado pela Figura 4.22.

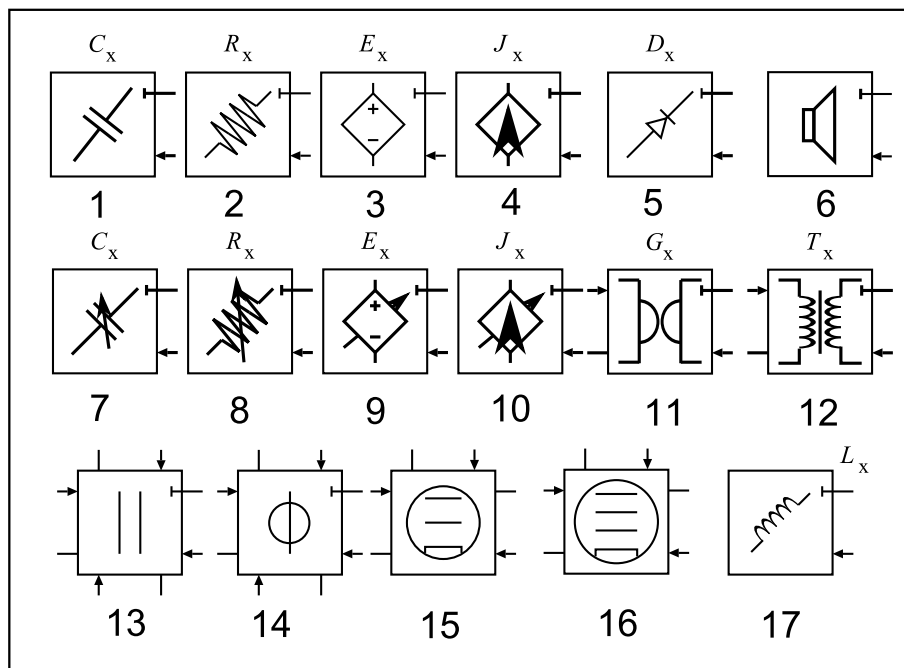


Fig. 4.22: Componentes dos Wave Digital Filters - Fonte [90].

1 - Capacitor	9 - Fonte de tensão variável
2 - Resistor	10 - Fonte de corrente variável
3 - Fonte de tensão	11 - Modelo de Girator
4 - Fonte de corrente	12 - Modelo de transformador
5 - Diodo	13 - Adaptador de portas paralelo
6 - Modelo de alto-falante	14 - Adaptador de portas serial
7 - Capacitor variável	15 - Modelo de um triodo
8 - Resistor variável	16 - Modelo de um tetrodo
	17 - Indutor

Tab. 4.1: Componentes de modelagem - Wave Digital Filters

4.12.5 Portas

As interconexões entre os modelos físicos ou elementos WDF são realizadas através das portas. As portas possuem um par de variáveis a e b , denominadas variáveis de porta, sendo uma variável de fluxo e outra variável de potencial. Uma porta está relacionada sempre a um par de variáveis, podendo estas serem variáveis físicas mecânicas (força, fluxo e velocidade) para modelos DWG ou em caso de simulação física de circuitos (tensão e corrente). As interconexões entre dois modelos realizadas através das portas só podem existir se os modelos possuem as mesmas variáveis de porta. A Figura 4.23 ilustra um fluxo de processamentos que difere da Figura 4.20. Neste fluxo a propagação das

ondas no sistema segue de maneira bi-direcional. As variáveis de fluxo neste caso são a corrente i_1 e i_2 enquanto as variáveis potenciais são u_1 e u_2 [152]. A interconexão entre duas portas altera as variáveis de porta de ambas as portas.

Esta variação segue as leis de Kirchhoff, por isso são denominada *Variáveis de Kirchhoff* ou simplesmente abreviadas de variáveis-K (*K-variables*).

4.12.6 Incompatibilidade entre portas e laços sem atraso

Na Figura 4.23 é tacitamente suposto que as variáveis de potencial são do mesmo tipo. Neste exemplo, tensão u e corrente i . Caso contrário as portas não poderiam ser interconectadas, assim acarretando em uma *incompatibilidade de portas*.

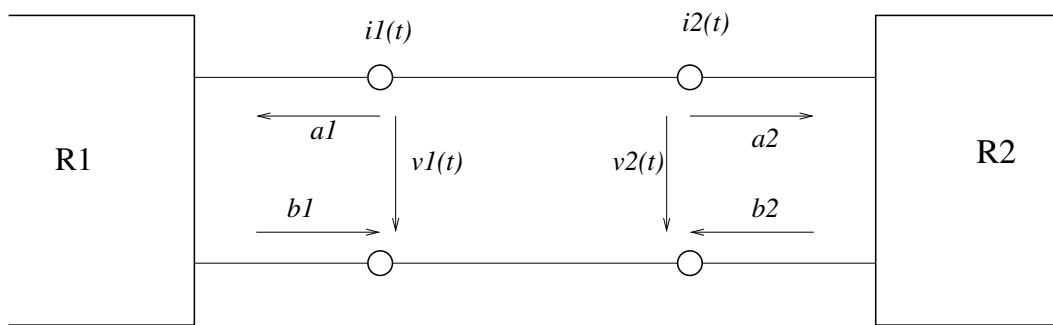


Fig. 4.23: Interconexão de dois dispositivos de duas portas.

Um outro tipo de problema que pode ocorrer é que em sinais amostrados (no tempo discreto) não se pode implementar uma realimentação sem atrasos em tais sistemas. Para que as iterações possam ser implementadas torna-se necessária a utilização de métodos específicos para resolver os laços iterativos sem atraso. Uma técnica bastante utilizada é o algoritmo do método K (análise nodal de variáveis de Kirchhoff) de Borin [24]. Este método pode resolver este problema de variáveis Kirchhoff encontrados no circuito ou em um sistema acusticamente modelado.

O método K, para que possa ser aplicado, parte do pressuposto que o sistema alvo no tempo contínuo pode ser decomposto em um sistema não linear instantâneo mapeado através de MIMO (*multiple-input multiple-output*) em português: múltiplas entradas e saídas, descrito por $f(\cdot)$ e um filtro linear $L(s)$. A ideia principal do método K consiste em isolar todos os laços iterativos sem atraso entre x e y dado um mapeamento não-linear implícito entre as duas variáveis na forma $g(x, y) = 0$. Tal isolamento é feito através de transformadas geométricas. Depois que tal isolamento é atingido, os caminhos com laços iterativos sem atrasos são eliminados. O sistema MIMO pode ser então modelado.

Um estudo mais detalhado sobre o método K englobando eficiência, estabilidade e aspectos teóricos em simulações de instrumentos musicais e outros domínios acústicos pode ser encontrada em [9], onde o método de discretização é comparado com outros métodos.

4.12.7 Block Compiler

Para a simulação e tradução dos modelos WDF para computadores digitais, existem poucas ferramentas capazes de modelar a interação bi-direcional entre os componentes físicos. Os modelos digitais de amplificadores a válvula foram implementados numa ferramenta denominada Block Compiler desenvolvida pelo pesquisador Matti Karjalainen [88].

O software é basicamente um tradutor de linguagem C-lisp [177] para código em linguagem em C ou Matlab. Devido ao C-Lisp ser uma linguagem do paradigma funcional, a mesma permite uma complexa descrição de objetos através de arranjos de listas ou listas recursivas. Devido à complexidade de estruturas que podem ser descritas, uma poderosa descrição de malhas de circuitos e sistemas complexos é possível. O software implementa uma árvore binária de conexão como sendo uma ferramenta auxiliar na modelagem WDF incluída no software Block Compiler. Este software é um ambiente que suporta ambas as abordagens DWG e WDF e outros paradigmas que não incluem o processamento sequencial normalmente utilizado em DSP [92] e [90].

Após o falecimento de Matti Karjalainen (1946-2010), o idealizador e programador do software, o projeto foi abandonado e o suporte ao Block Compiler foi interrompido. O Block Compiler é considerado instável para implementar modelos mais complexos. Atualmente existem pesquisadores que estão trabalhando em ferramentas que têm o potencial para substituírem o esta ferramenta, uma vez que a abordagem WDF é considerada como sendo uma técnica promissora para modelos físicos complexos e também para a simulação de circuitos elétricos.

4.12.8 Modelos de triodos em Wave Digital Filters

Existem diversos modelos matemáticos de triodos através de abordagens de WDF de circuitos. A modelagem básica deste dispositivo é feita através de um resistor não-linear que é um elemento de uma malha WDF. O resistor não linear é controlado pela tensão de grade do circuito.

A primeira implementação de modelo um triodo utilizando WDF foi realizado por Karjalainen [93] em 2006, a metodologia é utilizada para modelar um estágio de amplificação com um triodo 12AX7. Este sendo um estágio presente na maioria dos amplificadores na parte de pré-amplificação. A Figura 4.24 mostra o diagrama de blocos ilustrando o estágio do triodo, modelado através dos Wave Digital Filters e implementados no Block Compiler. As equações para a corrente de placa deste modelo seguiram as equações de Koren, equações 3.46 e 3.47. O modelo do triodo foi implementado

através de um resistor não-linear. As equações foram computadas em tempo de compilação (tabela pré-computada) e utilizadas para consulta do mapeamento $f(V_{gk}, V_{pk}) \rightarrow I_p$, durante a execução da simulação, sendo que se os resultados estiverem em uma tabela pré-computada existe um ganho em desempenho.

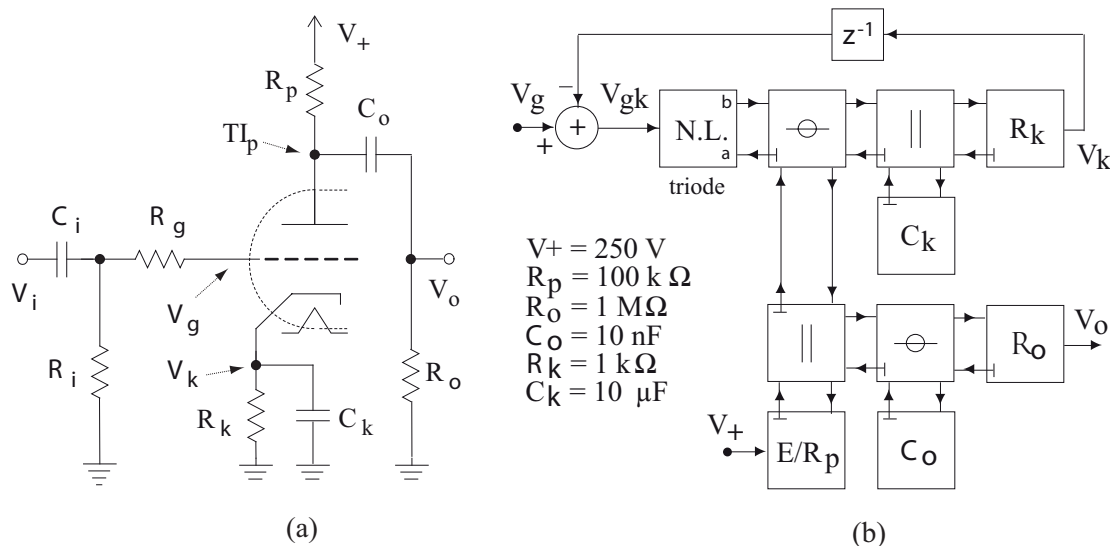


Fig. 4.24: Primeiro triodo modelado digitalmente através de Wave Digital Filters por Karjalainen e Pakarinen[93].

Um aprimoramento do modelo de triodos foi realizado por Pakarinen e Karjalainen [138]. Este trabalho possui na modelagem, os efeitos de capacitância de Miller e de distorção blocante. Os efeitos reativos de capacitância entre os circuitos também foram modelados. Contudo, este modelo obteve um resultado quase idêntico à simulação no SPICE e pode ser implementado em tempo real através do Block Compiler. Um modelo particular WDF para triodos foi implementado para o ambiente Csound por Fink e Rabenstein [60], onde o estágio do triodo de maneira análoga aos modelos WDF anteriores, foi traduzido para a linguagem C, através de códigos de operações Csound para a utilização em tempo real. O mesmo utiliza as equações de Koren para a modelagem do estágio. Esta ultima implementação ilustra a busca de novas tentativas de se codificar modelos WDF com outras tecnologias como o Csound.

4.12.9 Modelos WDF da etapa de saída de um amplificador

Um modelo WDF de toda a cadeia do sinal com a etapa de saída de um amplificador é encontrado em [142], onde toda cadeia do sinal amplificado desde o estágio do triodo inicial até a etapa de

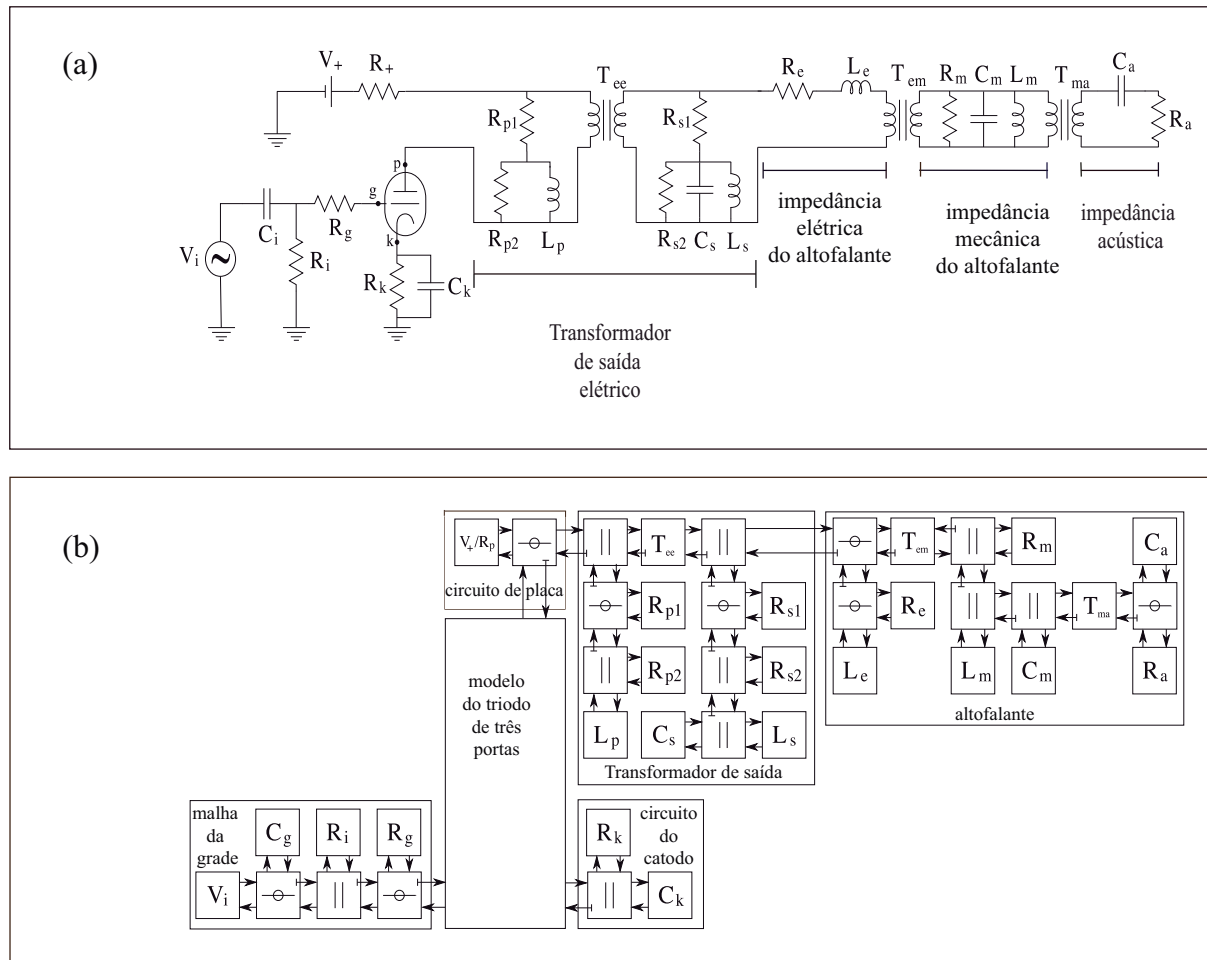


Fig. 4.25: A saída de um amplificador a triodos foi modelada segundo Karjalainen e Pakarinen [142].

potência foi realizada, através de modelos de triodos, ao contrário da maioria dos amplificadores que utiliza pentodos de alta potência como a válvula KT88. Outro aspecto notável é que a válvula de saída, é polarizada em classe A *single ended*, apenas encontrada em amplificadores de baixa potência e circuitos de alta fidelidade. A maioria dos amplificadores utiliza pentodos em configuração *push-pull* polarizados em classe AB.

4.12.10 Modelagem WDF do Transformador de Saída

Os transformadores de áudio que são inseridos na cadeia de amplificação do sinal entre o altofalante e as válvulas de potência têm a função de realizar o casamento de impedâncias entre as válvulas (alta impedância na ordem de $k\Omega$ e os altofalantes que possuem a impedância entre 4Ω e 16Ω). É conhecido o fato deste transformador inserir distorções não-lineares no sinal, através da saturação do núcleo e de histerese do núcleo. Um modelo computacional com estes fenômenos do transformador

foi implementado através de dados obtidos experimentalmente, e foi proposto por Paiva [137]. As equações deste modelo foram baseadas em um modelo de transformador *Girator-Capacitor* [33] e [76], que inclui os efeitos de histerese e de saturação do núcleo de ferrite.

4.12.11 Outros métodos para a simulação de Amplificadores

Existem outras metodologias para recriar o comportamento não-linear das válvulas. Abuelmatti [2] descreve o comportamento de um amplificador diferencial com dois estágios de triodos através de um conjunto de equações não-lineares. Através do desenvolvimento dessas equações, pode-se estimar a amplitude de cada harmônico introduzido e os coeficientes de intermodulação produzidos nos estágios.

Um amplificador híbrido DSP/Valvulado foi patenteado pela empresa Korg por Suruga Et al. [179]. O seu sistema utiliza uma função não-linear sobreamostrada para modelar o pré-amplificador, enquanto a saída do amplificador é emulada através da utilização de dois triodos. A amplificação de fato ocorre através de um circuito de estado sólido com um transformador. Uma CPU controla o bias das válvulas e a filtragem do *loop* da saída que retorna na entrada. A classe de amplificação pode ser alternada entre classe A e classe AB pela CPU. Um circuito de potência estado sólido acopla o transformador de saída para o alto-falante, de maneira que a transferência de potência entre o alto-falante pode ser alterada sem alterar as interações entre o alto-falante e as válvulas de saída. A Companhia de amplificadores VOX, uma subsidiária da Korg fabrica um amplificador híbrido DSP/sistema modelador de valvulados chamado Valvetronix que utiliza esta tecnologia.

Um efeito sonoro introduzido recentemente por Pekonen [145] utiliza um filtro variante no tempo que passa toda a faixa de frequências, porém adiciona distorção de fase no sinal de entrada. No entanto, este tipo de simulação não é adequada para a simulação de distorções de circuitos valvulados.

Um algoritmo exótico a ser notado é o Mantissa Fuzz implementado por Massie [122], no qual a operação para se obter a distorção desejada é através de uma operação de deslocamento de bits. A função de transferência é feita através de uma variável de normalização e de um fator de amplificação, que é proporcional ao deslocamento de bits do valor de entrada. Apesar de aumentar o conteúdo harmônico do sinal, a função de transferência não se assemelha com a distorção gerada em um pedal de *fuzz* transistorizado real. O algoritmo foi implementado em linguagem de montagem (*assembly*) para ser implementado diretamente em um microprocessador.

4.13 Conclusão

Pouco tempo depois da introdução dos amplificadores de estado sólido e o consequente declínio dos amplificadores valvulados, houve tentativas de substituir diretamente as válvulas com dispositivos de estado sólido. Estes podem ser considerados os primeiros “simuladores” de válvulas.

É importante salientar que no início dos anos 1980, ocorreram as primeiras tentativas de se utilizar amplificadores de estado sólido com características de amplificadores valvulados. Estes envolviam transistores, amplificadores operacionais e transistores FET na topologia do circuito, cujo o objetivo dos projetos era replicar as características dos circuitos valvulados.

Através da evolução dos processamentos de sinais digitais, a próxima geração de simuladores de amplificadores foi através de simulações digitais destes circuitos. Atualmente, a simulação digital de amplificadores valvulados é uma área vibrante de pesquisas com muitos produtos comerciais. As partes lineares de um amplificador podem ser modeladas através da utilização de filtros digitais lineares tanto filtros de resposta ao impulso infinita para precisão, quanto para eficiência através de filtros de resposta ao impulso finita. Para a esta implementação digital, os parâmetros correspondentes aos dos filtros analógicos devem ser encontrados para uma determinada resposta em frequência desejada. Este processo pode ser feito através de uma abordagem caixa preta (identificação de sistemas) para se obter a resposta ao impulso do sistema, ou através de uma abordagem caixa branca, através da análise do esquema do circuito. Na segunda maneira as seguintes etapas são realizadas na respectiva ordem para se gerar um filtro digital correspondente a um filtro analógico: manipulação simbólica das equações de circuitos para se extrair a função de transferência do filtro, transformada de Laplace da função obtida para o plano S, e transformada Z para transformação da função com resposta do plano S através de zeros e polos, para um filtro digital válido no plano Z. Normalmente, utiliza-se filtros com resposta ao impulso finita para uma melhor performance.

No caso mais simples a distorção adicionada pelos estágios valvulados e transistorizados é modelada utilizando um *waveshaper* estático. Problemas de *alias* podem ser evitados utilizando sobreamostragem. Métodos mais sofisticados podem ser utilizados para simular não-linearidades dinâmicas. A maioria dessas técnicas utiliza uma abordagem inspirada na análise dos circuitos onde é examinada a entrada do sinal do instrumento até a saída gerada pelo amplificador.

Alternativamente, alguns métodos analíticos como as séries de Volterra ou convolução dinâmica foram sugeridos. Devido à complexidade dinâmica das não linearidades presentes em um circuito de amplificação a válvulas, modelos físicos reais para uma simulação precisa em tempo real estão ainda para serem descobertos.

É importante salientar que devido a alta complexidade de um sistema não-linear desta categoria, a análise da qualidade dos emuladores de amplificadores a válvula é extremamente difícil. Uma metodologia com testes de sinais foi proposta por Pakarinen [140] com objetivo de se comparar diferentes

dispositivos distorcedores excitados com os mesmos sinais. Mesmo assim, a melhor maneira de se avaliar é através da audição dos simuladores. Marui e Martens [123] estudaram os efeitos perceptivos da modelagem de amplificadores e efeitos de distorção. O resultado da subjetividade dos ouvintes humanos foi analisado através de um sistema de avaliação subjetiva para timbres '*Auditory Sharpness*'. Neste testes, os ouvintes devem ouvir os timbres em '*blind tests*' (testes cegos) e identificar similaridades ou diferenças entre timbres para atribuir adjetivos aos sons ouvidos. Os resultados indicaram um avanço em termos da identificação dos parâmetros subjetivos para se estudar a distorção não-linear em sons de guitarra.

As técnicas de emulação existentes estão melhorando tanto quanto na precisão física quanto na qualidade sonora. Devido à facilidade de difusão, os softwares de simulação estão sempre ganhando novos usuários. Apesar dos entusiastas dos amplificadores valvulados sentirem que os simuladores são uma ameaça, eles podem encarar as simulações e modelagem dos amplificadores como sendo uma referência a alta qualidade dos consagrados amplificadores.

No presente, os amplificadores valvulados continuam sendo fabricados e consumidos por usuários. Porém, não são todos os modelos que estão em produção no momento. Caso um músico queira conhecer o timbre aproximado digitalmente de um amplificador *vintage*, a da simulação através dos modelos matemáticos implementados na forma de *plugins* em tempo real podem ser uma forma de biblioteca virtual sobre os timbres de amplificadores *vintage*. Desta maneira, sendo uma ferramenta que ajuda a difundir a cultura tanto para amplificadores quanto outros instrumentos musicais ou efeitos analógicos que se tornaram raros com o tempo.

As novas equações de Cohen, que surgiram experimentalmente em 2012, tem potencial para substituir as equações de Koren que são utilizadas na maioria dos modelos digitais de amplificadores baseados em equações de circuitos valvulados, uma vez que todos os modelos baseados em circuitos utilizam as equações de Koren. Para tanto, parte-se do pressuposto de que as equações de Cohen são um aprimoramento sobre as antecessoras devido aos adicionais parâmetros de ajuste. Outra melhoria destas novas equações se deve ao fato de incorporarem a corrente de grade do triodo, que está ausente no modelo de Koren. Por outro lado, o fato de Cohen não ter proposto um novo modelo fenomenológico para os pentodos, faz com que desenvolvedores de softwares emuladores de amplificadores de potência valvulados ainda venham a utilizar os modelos de Koren para pentodos. Os desenvolvedores para este tipo de software sempre tratam pentodos como válvulas de potência, um equívoco técnico, uma vez que este tipo de válvula pode ser utilizada em etapas de potência, assim como alguns triodos, sempre dependendo do tipo de triodo ou pentodo. Um pentodo, por definição, como já mencionado, é uma válvula de cinco eletrodos cuja finalidade é suprimir por total o efeito da emissão secundária presente em tetrodos. No ramo dos amplificadores Hi-fi alguns pré amplificadores como os desenvolvidos pela Philips utilizam pentodos de baixa potência nos seus circuitos de pré amplificação, como

a válvula EF86. Pentodos são conhecidos por serem mais lineares do que triodos em circuitos de alta fidelidade [77]. Desta maneira conclui-se que é extremamente importante que o desenvolvedor deste tipo de simulação seja um conhecedor de circuitos valvulados para facilitar o projeto e a simulação dos mesmos. O aspecto musical e sonoro é também muito importante para o sucesso deste tipo de software. Mediante a esta última afirmativa, deseja-se que o desenvolvedor esteja ciente destes aspectos para o resultado sonoro final do produto.

Capítulo 5

Modelagem do amplificador True Reverber II

5.1 Introdução

O modelo computacional proposto é baseado no amplificador valvulado de 50W RMS da Gian-nini True Reverber II para guitarra. O amplificador foi escolhido por se tratar de um dos primeiros amplificadores projetados no Brasil por Carlos Alberto Lopes, técnico em rádio eletrônica, sendo uma escolha alternativa aos gloriosos amplificadores ingleses e americanos tais como Fender, Marshall e Vox. Desta maneira, ao escolhermos tal amplificador para a modelagem pode-se valorizar a indústria brasileira que por anos forneceu instrumentos musicais e amplificadores de qualidade aos músicos de nosso país e muitas vezes não tem o reconhecimento que merecem. Atualmente estes amplificadores se tornaram raros e caros. A modelagem deste amplificador será feita de acordo com a metodologia WDF, cujos detalhes estão presentes na Sessão 4.12.

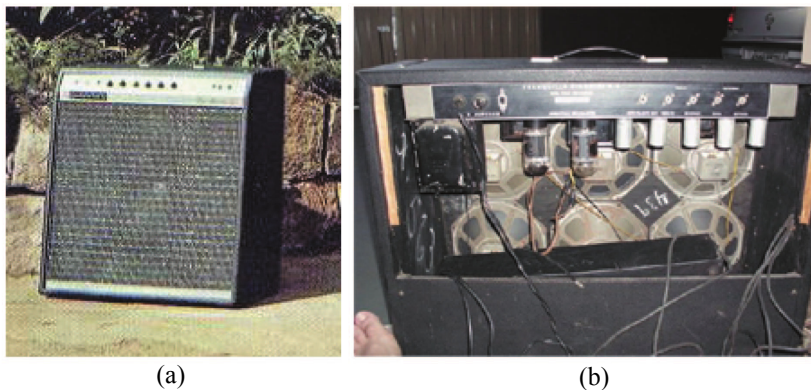


Fig. 5.1: Foto do promocional de época do True Reverber II

5.1.1 Características do True reverber II

O True Reverber II, possui como a sua principal característica ser um amplificador do tipo '*combo*', ilustrado na Figura 5.1 (a) (combinação de amplificador e caixa juntas). Originalmente o amplificador utilizava 6 alto-falantes Novik de 8"(Figura 5.1 (b)). Uma característica também presente no amplificador Giannini Tremendão é o reverber de mola, para simular o efeito físico da reverberação. A tabela 5.1 possui especificações do True Reverber II.

Especificações técnicas	
Potência	60W RMS
Válvulas pré-amplificador	3 x 12AX7 Miniwatt
Válvulas potência	2 x 6L6GC RCA originais
Canais	1 canal apenas
Controles	Grave, agudo, reverber, volume, velocidade intensidade, brilho
Chaves	Standby, Power
Conexões	Send, Return, Foot Switch, alto-falantes
Impedância de Entrada	680 k Ω (resistores)
Impedância de saída para alto-falantes	4/8 Ω no transformador de áudio
Frequência de rede	60Hz
Tensão de rede	110V/ 220V (projeto de época)
Dimensões	30cm(A) x 72cm(L) x 24,5cm(P)

Tab. 5.1: Especificações do amplificador True Reverber II [69]

Um chassi de um Giannini True Reverber original, fotografado na Figura 5.2 foi utilizado para medição das características de transferência para a validação dos resultados da simulação computacional.

No esquema original, presente na Figura 5.3, a válvula 1 (ECC83) possui dois amplificadores triodos, onde o primeiro estágio de amplificação está em configuração catodo comum. Em seguida, o sinal é inserido em um equalizador. O equalizador é do tipo de duas bandas com filtros de topologia passa-altas e passa- baixas, com uma chave de curto circuito de *bypass* através de um capacitor de 1.5pF, para as altas frequências, nomeada de 'brilho'. O volume do sinal filtrado é então ajustado através de um potenciômetro de volume logarítmico de 1M Ω . O segundo estágio de amplificação também é realizado na válvula V1, e possui o mesmo ganho do primeiro estágio, de aproximadamente 80. Todas as válvulas 12AX7 (ECC83) foram fabricadas pela Philips/Miniwatt, também no Brasil.

O sinal amplificado no segundo estágio alimenta dois outros estágios simultaneamente. Um destes estágios, é o estágio de *driver* do reverb de molas, que possui uma válvula 12AT7 com os dois triodos em paralelo para excitar o transdutor do efeito do reverb. Devido à impedância da bobina transdutora ser relativamente baixa em relação ao triodo, existe um transformador para realizar o

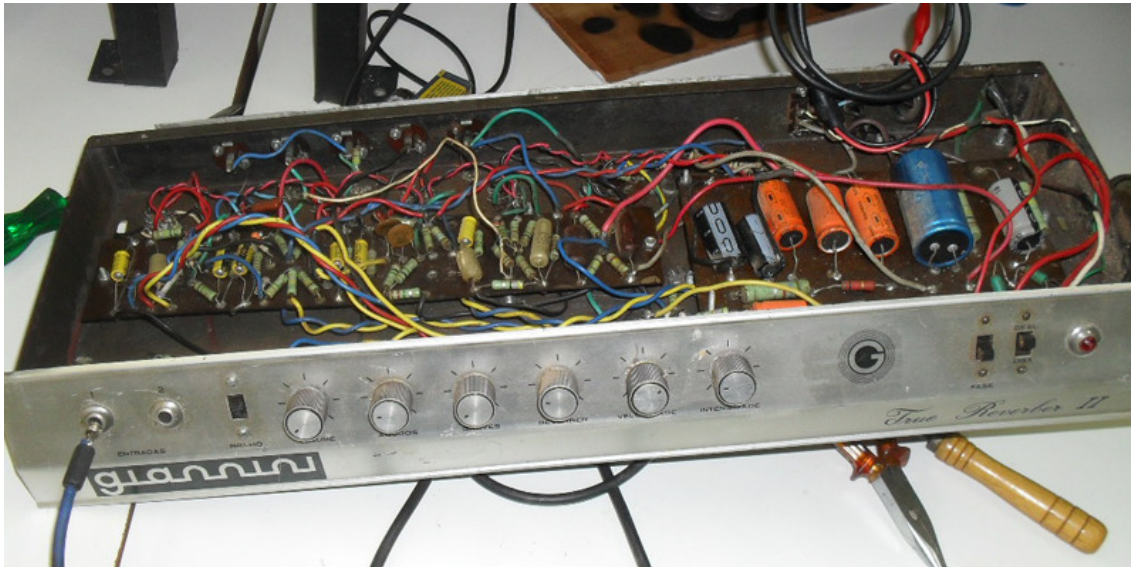


Fig. 5.2: Foto do Circuito do True Reverber II

casamento entre as impedâncias da válvula driver e o transdutor. Este transformador está presente na Figura 5.3, posicionado entre a fonte de alimentação do estágio que possui o número 2, e a válvula 12AT7. Este transformador é projetado para maximizar a transferência de potência entre V2 e o transdutor. Um sinal injetado pelo transdutor faz com que as molas do tanque de reverb vibrem gerando um efeito similar a reverberação em salas. O sinal de vibração da mola é então captado por outro transdutor posicionado no lado oposto do tanque de reverb. O sinal colhido pelo transdutor é então amplificado pelo estágio de amplificação feito pelo primeiro triodo da válvula V3, e um potenciômetro que ajusta o volume do efeito de reverberação. O sinal do reverb e o do instrumento são injetados na válvula V3 no segundo triodo. Ambos estágios da válvula V3 são estágios de catodo comum. O sinal do reverb e do sinal do instrumento musical são então injetados na válvula V4, que irá realizar o efeito de *vibrato* (trêmulo) através de uma oscilação de baixa frequência que é regulada por dois controles de velocidade e de intensidade. Para ativar o *vibrato*, utiliza-se uma chave acionada pelo pedal (*footswitch*) que realiza a interconexão do circuito com uma fonte de alimentação de tensão negativa. O efeito de *vibrato* oscila uma lâmpada neon que está próxima fisicamente de um LDR. Este LDR age como um potenciômetro divisor de tensão, que modula o sinal do instrumento de acordo com a frequência de oscilação da luz. O sinal então é injetado na válvula 5, que é uma válvula inversora de fase, com a topologia *long tailed pair*, muito comum em amplificadores da Fender. A válvula, então, gera um par de sinais defasados em 180° . Os sinais defasados irão alimentar a etapa de potência. A potência possui dois pentodos do tipo 6L6GC, atingindo a potência máxima de 50W RMS. A fonte de alimentação está presente na Figura 5.4, e muito comum na época, possui um indutor de aproximadamente 4H para diminuir o *ripple* nos estágios classe A, ou seja todos os triodos

Naturalmente, esta comparação não fará sentido caso as excitações não sejam idênticas. Assim, introduziu-se excitações de referência cujas distorções correspondentes servem de indicadores dos efeitos da não-linearidade. Estes indicadores são: a distorção harmônica, a distorção de intermodulação e a distorção por diferença de frequência. Excitações ditas “multi-tons” foram propostas, mas pouco utilizadas na maioria das aplicações devido a sua dificuldade de interpretação dos resultados.

5.2.1 Distorção Harmônica

A distorção harmônica é uma métrica para o efeito de um sistema não-linear numa excitação senoidal [132], o qual aciona componentes harmônicos na resposta. Ela é explicitada por uma taxa de distorção harmônica total, expressando a razão entre o valor eficaz das componentes harmônicas e o valor eficaz global da seguinte forma:

$$THD(\%) = 100 \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + P_4 + \dots + P_n}{P_t}} \quad (5.1)$$

onde $THD(\%)$ corresponde ao o valor eficaz da componente de ordem n e P_2, P_3, P_4 é a potência de cada harmônico de n -ésima ordem introduzido pelo sistema não linear, e P_t é a potência total do sinal [157].

5.3 Análise de distorção não-linear

A modelagem inclui três fases sendo a primeira delas a etapa de análise do amplificador físico. Nesta etapa o amplificador será excitado com sinais e colhidos para amostra. Esta etapa utiliza a metodologia proposta por Pakarinen [140] para a validação de modelos digitais de amplificadores com distorções não-lineares, onde são comparados sinais dos amplificadores físicos a amplificadores virtuais e simulações.

5.3.1 Análise senoidal

Um dos métodos mais simples para analisar distorções é mediante a inserção de um sinal simples senoidal com amplitude e frequência fixas no sistema e, posteriormente realizar análise de espectro. A vantagem deste método é a sua simplicidade, mas a desvantagem é que a análise informa somente como o sistema trata um sinal simples estático, não sendo possível extrair informações sobre a dinâmica do sistema. O resultado da análise é obtido pela transformada de Fourier seguido de um escalonamento logarítmico dos níveis de intensidade dos harmônicos.

5.3.2 Varredura logarítmica

Esta técnica determina, no sistema, o nível de distorção harmônica estática em função da frequência, e foi inicialmente proposta por Farina [54], para analisar distorções não lineares e substituir as análises mais simples. Para isso, um sinal cuja frequência aumenta logaritmicamente com o tempo é enviado ao dispositivo em análise. Para a análise, o sinal colhido é invertido e multiplicado por um peso. O passo seguinte é o cálculo da resposta ao impulso do sistema, a qual é convoluída com o sinal invertido. A vantagem desta técnica é a obtenção de informações sobre os diferentes níveis de distorções que ocorrem em diferentes faixas de frequência na banda de áudio.

A Equação 5.2 representa um sinal que possui crescimento logarítmico e possui uma frequência inicial ω_1 e frequência final ω_2 , que tem a duração de T_s . Utiliza-se esta Equação para gerar o sinal de teste que será injetado no sistema a ser testado [54].

$$x(t) = \text{seno} \left[\frac{\omega_1 \cdot T}{\ln \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)} \cdot \left(e^{\frac{t}{T} \cdot \ln \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)} - 1 \right) \right] \quad (5.2)$$

Desta maneira, deseja-se obter para um dado intervalo de tempo Δt , para o sinal gerado pela Equação 5.2, no qual a frequência varia logaritmicamente em função do tempo, a intensidade de cada harmônico que constitui o sinal de saída distorcido. Portanto, as condições são impostas para um intervalo de tempo Δt e para o harmônico de N -ésima ordem [54]:

$$N \cdot \frac{d}{dt} \left[\frac{\omega_1 \cdot T}{\ln \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)} \cdot \left(e^{\frac{t}{T} \cdot \ln \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)} - 1 \right) \right] = \frac{d}{dt} \left[\frac{\omega_1 \cdot T}{\ln \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)} \cdot \left(e^{\frac{t+\Delta t}{T} \cdot \ln \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)} - 1 \right) \right] \quad (5.3)$$

desta maneira, é obtido:

$$\Delta t = T \cdot \frac{\ln(N)}{\ln \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)} \quad (5.4)$$

5.3.3 Análises de distorção intermodular

Quando um sinal composto de mais de um tom distorce em um dispositivo, ocorre a distorção intermodular. Isto significa que o sinal resultante não consiste apenas de sinais cuja frequência são múltiplos inteiros dos sinais de entrada, mas também de frequências que são somas e diferenças entre os sinais entrantes no sistema.

A técnica empregada neste trabalho, segundo Pakarinen [140] consegue medir as distorções intermodular estática e dinâmica da seguinte forma: dois sinais são inseridos no sistema em análise, sendo um com frequência fundamental f_1 de onda quadrada que é somado a um outro sinal senoidal f_2 , com

amplitude inferior, de maneira que $f_1 < f_2$. Na próxima etapa, o sinal é submetido ao dispositivo em análise. Com o sinal obtido, calcula-se a distorção intermodular estática pela razão entre a raiz quadrada da média (RMS - Root mean square) dos componentes de distorção intermodular e o sinal senoidal de pequena amplitude que sobrepõe o sinal de onda quadrada. A distorção intermodular estática é obtida de maneira análoga, com a utilização da onda triangular ao invés da onda quadrada.

5.3.4 Análise de resposta a transientes

A resposta do sistema a sinais transientes, estes muito presentes na música, é uma tarefa bastante árdua, uma vez que cada um destes diferentes sinais transientes possui a sua própria resposta. Porém, é pertinente realizar a comparação entre um sinal transiente e um sinal transiente distorcido no sistema analisado. O sinal transiente é composto de um surto inicial (sinal transiente) no primeiro ciclo, seguido de uma cauda ou repouso que possui amplitude inferior ao primeiro ciclo. A análise de sinais transientes não possui uma medida quantitativa, mas um gráfico pode fornecer o comportamento de um circuito amplificador quando submetido a um sinal transiente. O trabalho realizado por Ottala [134] utiliza esta técnica para demonstrar que circuitos de estado sólido altamente linearizados através de realimentação negativa são altamente susceptíveis à alta distorção de sinais transientes, apesar de possuírem uma baixa distorção harmônica total (THD). As análises deste trabalho foram realizadas graficamente. O autor ainda descreve que a sensação de distorção subjetiva é algo a ser levado em conta pois a realimentação degenerativa aumenta a distorção transiente enquanto a mesma pode diminuir a distorção intermodular e harmônica. Sendo necessário um ponto ótimo para o projeto de realimentação baseado em testes auditivos.

É importante ressaltar que todas as análises citadas anteriormente possuem a possibilidade de uma variação de parâmetros, podendo desta forma ser obtida uma grande variação de resultados através da variação destes parâmetros.

5.3.5 Equipamento analisado

Para os testes com o antigo Giannini True Reverber II, este mesmo deveria estar em boas condições de uso. Para tal finalidade, todos os capacitores e resistores que se encontravam fora dos valores nominais (10% de tolerância) devido ao envelhecimento dos mesmos foram substituídos para o estudo. Os sinais gerados foram submetidos ao pré-amplificador utilizando o software Audacity 1.2.6 como reprodutor de áudio em um PC com uma placa de som Creative Audigy. O sinal foi captado no final do estágio de amplificação do segundo triodo, conforme a Figura 5.5. Foi feito um *jump* entre os dois triodos, pois entre eles está presente o 'tonestack', que influi na resposta em frequência do amplificador. Os sinais distorcidos foram gravados novamente usando a interface da Digidesign

Pro-Tools MBOX e o softwares Pro Tools LE 8.3. Um computador foi utilizado para reproduzir os sinais e outro para gravar os sinais obtidos do amplificador.

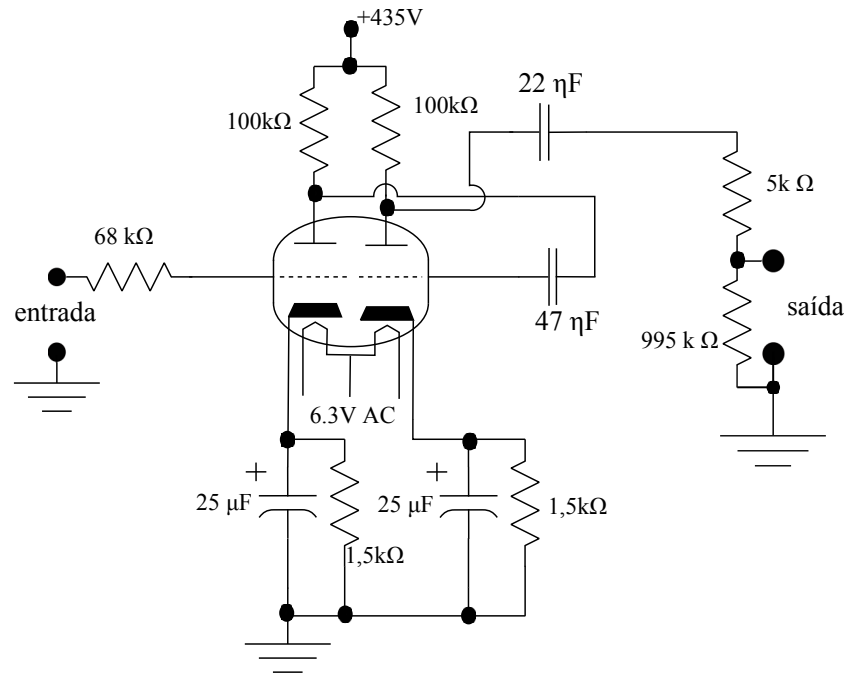


Fig. 5.5: Esquema do pré-amplificador do True Reverber para simulação WDF e medições do pré-amplificador

5.3.6 Modelagem WDF

A figura 5.6 ilustra a representação do pré-amplificador do True Reverber II na representação de blocos WDF. O modelo de triodos utilizado foi através do modelo de três portas de triodo, modelado através das equações de Koren [99] para triodos e de um resistor não linear cujo valor tem dependência na tensão de grade conforme a metodologia de Pakarinen e Karjalainen [139] [93]. Para a implementação do modelo WDF utilizou-se o Block Compiler [88] que foi implementado no ambiente Lisp Works 6.0.

5.3.7 Parâmetros de teste

As análises foram realizadas no Matlab, mediante a geração dos seguintes sinais para os testes:

- análise senoidal Frequência: 1000 Hz; Duração: 1s;
- varredura logarítmica - Frequência inicial: 20Hz; Frequência final: 20kHz: Duração: 2s; Harmônicos: 5 ;

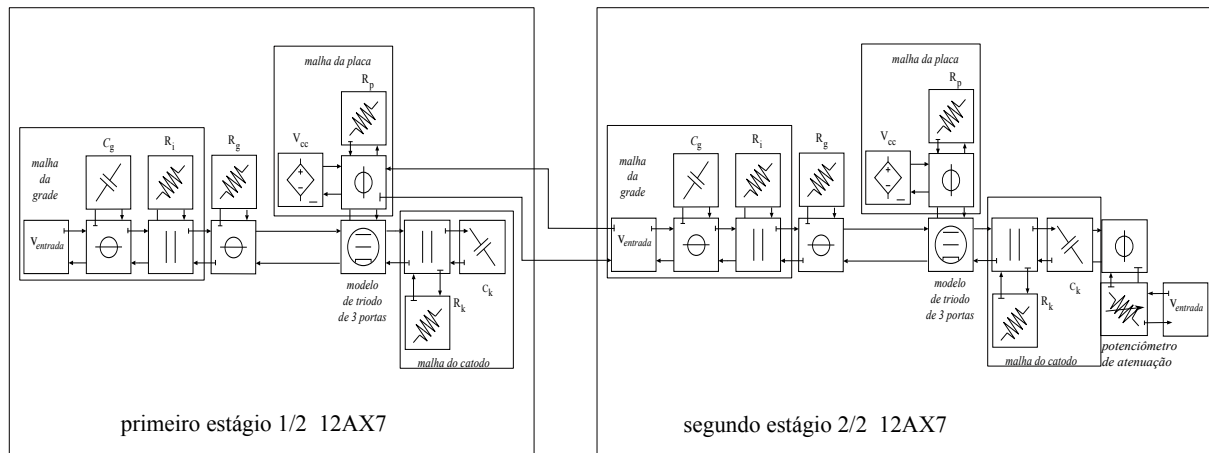


Fig. 5.6: Representação WDF para o pré-amplificador do Giannini True Reverber

- análises de distorção intermodular - Frequência seno: 6kHz; Frequência e amplitude de onda quadrada: 1270kHz e 100 % normalizados; Duração: 1s;
- análise de resposta a transientes - Amplitude da cauda: 1/10 da amplitude total, Frequência: 1kHz , Duração: 2s;
- Todos os sinais de testes e de saída na taxa de amostragem de 96kHz com resolução de 24 bits.

5.4 Resultados da simulação do True Reverber com a metodologia WDF

Um dos objetivos deste trabalho é a simulação digital de um amplificador valvulado, para tal finalidade utilizou-se a metodologia *Wave Digital Filters* com as Equações 3.46 e 3.47 de Koren como modelos não-lineares de tais dispositivos. Os parâmetros para a simulação destes dispositivos foram de acordo com as válvulas Philips, fornecidos por Koren através da tabela 3.10.

5.4.1 Análise no domínio do tempo

O resultado da simulação inclui uma simulação para observar as saturações leves presentes nos dois primeiros estágios de triodos do primeiro estágio, como observados na Figura 5.5. Nesta simulação exitou-se o pré-amplificador virtual e o real, ambos com um sinal senoidal de 150mV e 400Hz.

Este tipo de análise permite a visualização do sinal no tempo, de maneira análoga à observação em um osciloscópio. A modelagem computacional WDF do True Reverber ilustrada na Figura 5.7, cuja

resposta é a representada pela linha contínua teve um comportamento muito diferente do circuito real, representado pela linha tracejada. A distorção na simulação WDF ocorreu de maneira mais abrupta. A diferença entre as duas distorções é notável e não requer inspeção cuidadosa. É interessante ressaltar que o circuito real distorce de maneira muito peculiar. Esta característica de distorção suave que é atrativa aos músicos. A inspeção do conteúdo harmônico das distorções é discutida a seguir.

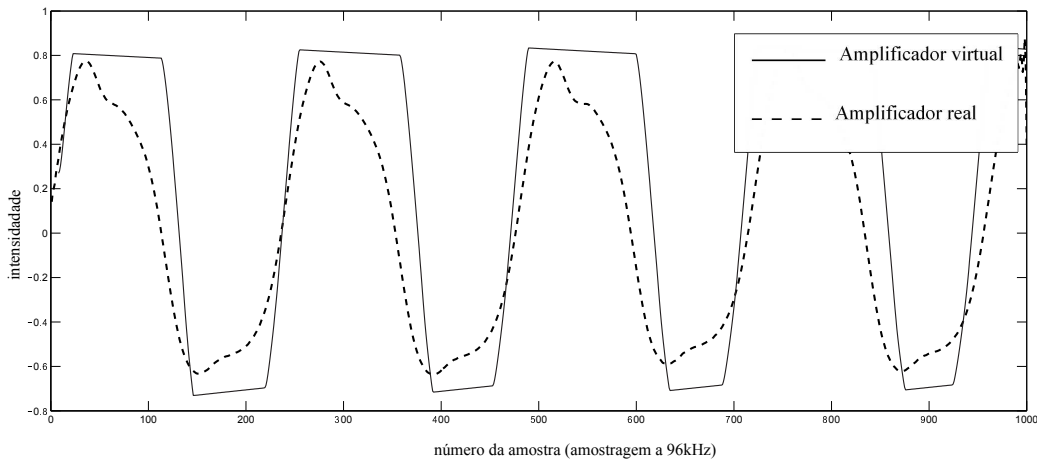


Fig. 5.7: Filtragem do sinal para uma excitação senoidal de 400 kHz no domínio do tempo, para o amplificador real Giannini True Reverber.

5.4.2 Resultado da análise senoidal

No teste de análise senoidal foi possível perceber a ampliação do espectro realizada devido à distorção não-linear. Vários harmônicos são introduzidos na banda de áudio, conforme mostrado na Figura 5.8. É importante ressaltar que o dispositivo gera principalmente harmônicos ímpares, como relatado por Hamm [77] do True reverber. Segundo Bussey [29], estes harmônicos introduzidos são conhecidos por deixarem acordes e notas com menos batimentos, sendo mais agradáveis ao ouvinte e, portanto, os músicos utilizam deste recurso na execução da guitarra elétrica. Na simulação WDF do True Reverber, não existe um padrão entre harmônicos pares e ímpares, contendo muito mais componentes harmônicos ao longo da banda de áudio. Em termos espectrais o modelo digital e o aparelho analógico possuem diferenças significativas que podem ser confirmadas através da comparação entre a Figura 5.8 que ilustra o espectro do amplificador real e a Figura 5.9 que ilustra o espectro para o amplificador virtual.

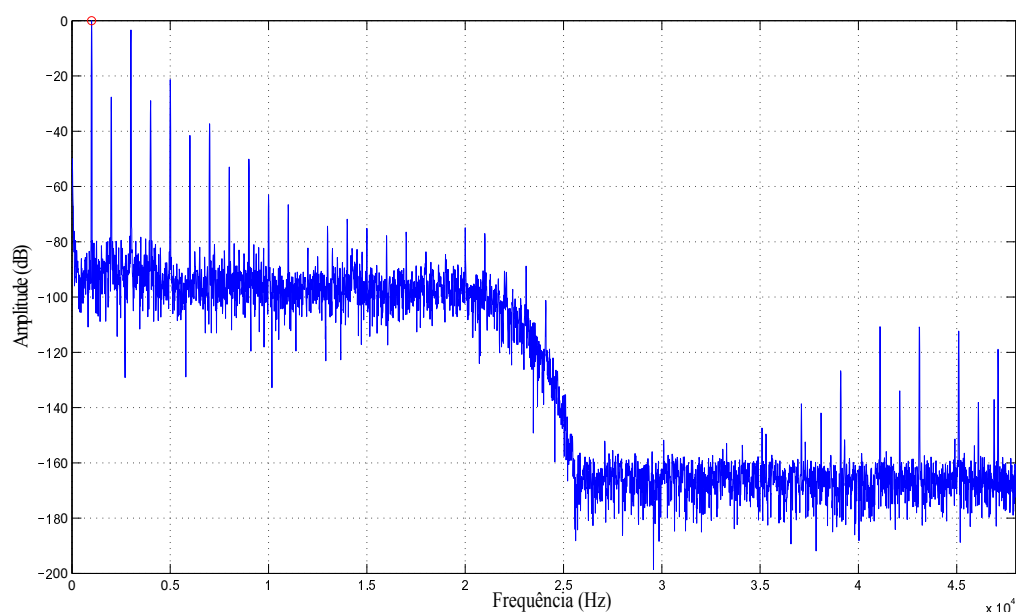


Fig. 5.8: Resultado da Análise Senoidal - para o amplificador real.

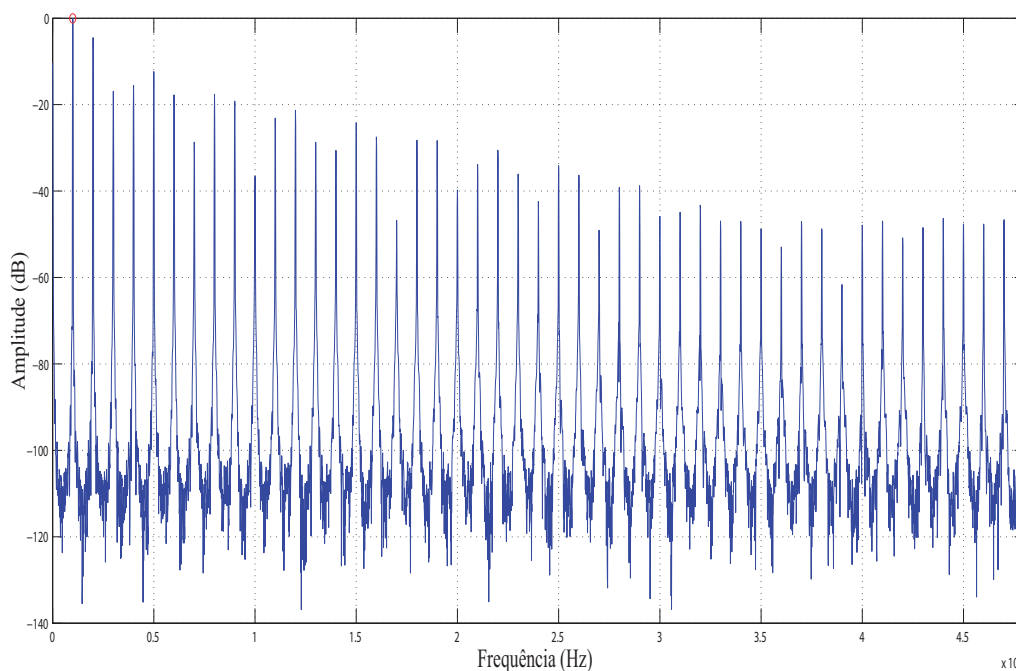


Fig. 5.9: Resultado da Análise Senoidal - para o amplificador virtual WDF.

5.4.3 Resultado da análise a sinais transientes

Na Figura 5.10, percebe-se pela análise de sinais transientes uma compressão para o amplificador valvulado real, uma vez que o sistema é excitado por um surto, o mesmo não irá ter a mesma

amplitude do surto devido à limitação da amplificação imposta tanto pelo amplificador real quanto no virtual, devido às regiões de saturação de corrente e corte. Após o surto, o sistema adquire um padrão harmônico semelhante a duas ondas defasadas, sendo que na realidade isto não ocorre pois o sistema é excitado por apenas um sinal senoidal e mais os harmônicos introduzidos por esta distorção não linear. Este padrão permanece inalterado até o fim da excitação do sinal. Na análise de sinais transientes da Figura 5.11, para o circuito simulado, com o mesmo sinal, o resultado é completamente diferente. O sistema não segue o semi-ciclo positivo do surto, permanecendo em repouso, mas segue o semi-ciclo negativo, atingindo ao nível máximo de excursão, da válvula para equação de Koren. O sinal se torna DC com aproximadamente 25% da amplitude normalizada, que decai lentamente, até aproximadamente 0.015 s, quando aos poucos o sinal se torna um sinal AC de distorção assimétrica. Este efeito provavelmente ocorreu devido ao surto ter carregado algum capacitor virtual do circuito. O decaimento do nível DC se assemelha muito à curva de descarga de capacitores com uma carga resistiva de alto valor, por isso esta hipótese. Este resultado muito diferente do amplificador real faz concluir-se que as equações de Koren para este caso de estudo não tiveram um resultado satisfatório.

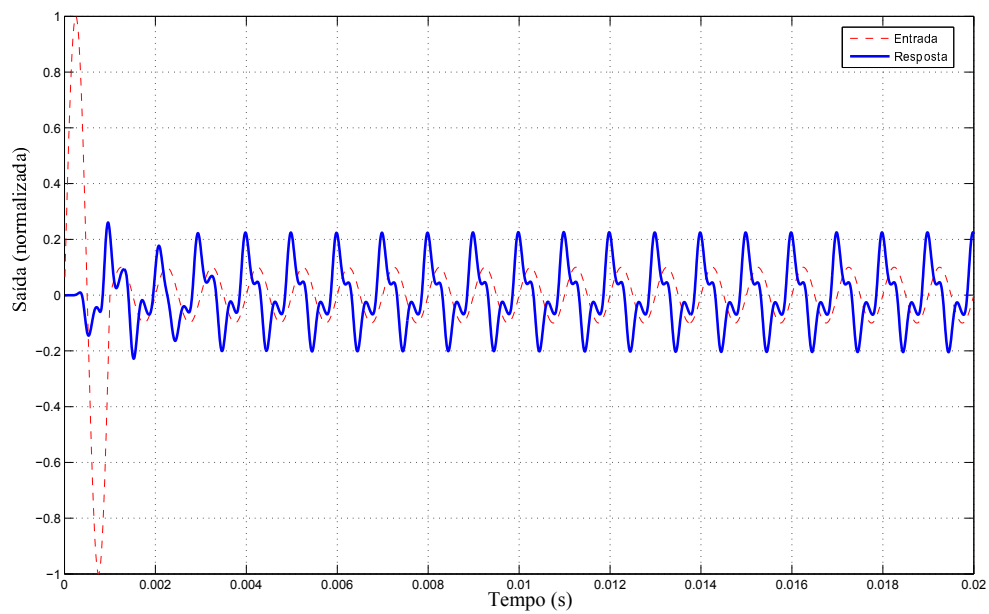


Fig. 5.10: Análise a transientes - True Reverber Real

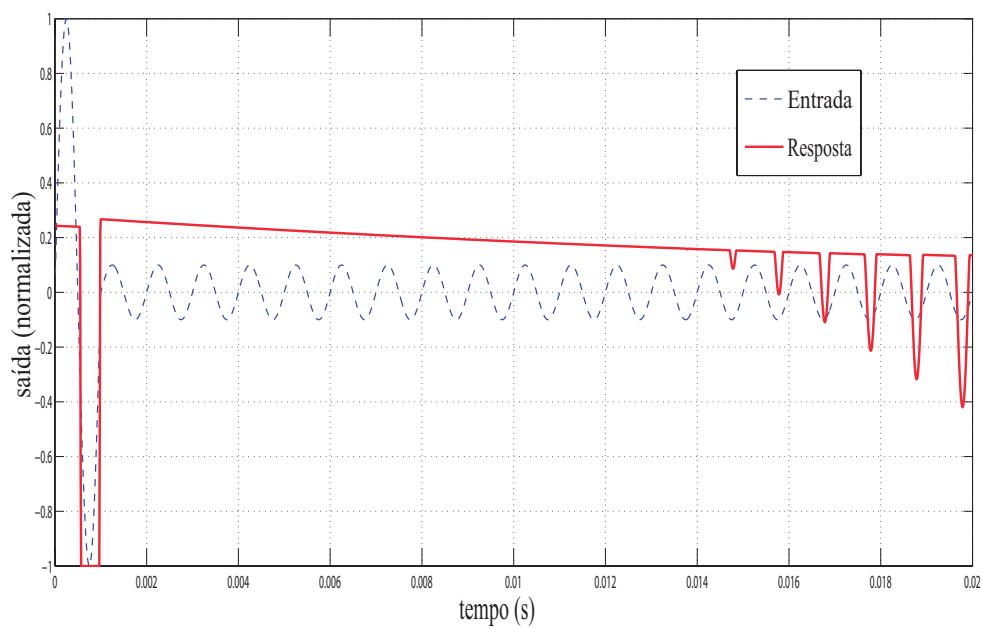


Fig. 5.11: Resultado para a análise de transientes do modelo WDF do True Reverber

5.4.4 Resultado da varredura logarítmica

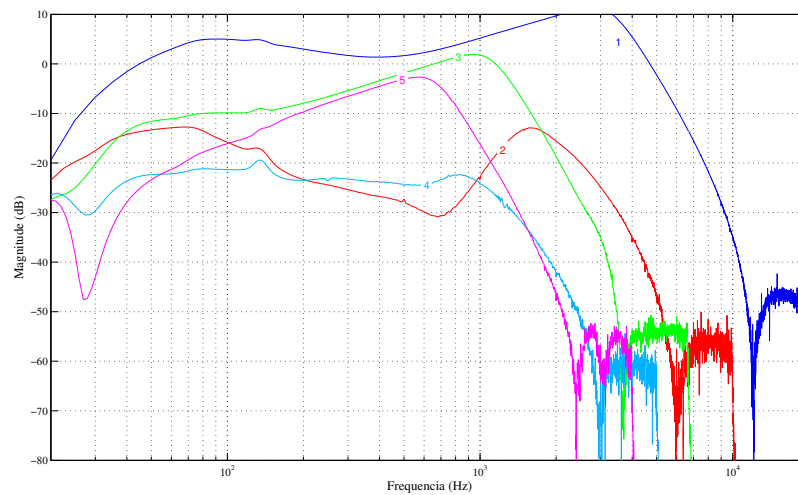


Fig. 5.12: Resultado da varredura logarítmica - True Reverber real

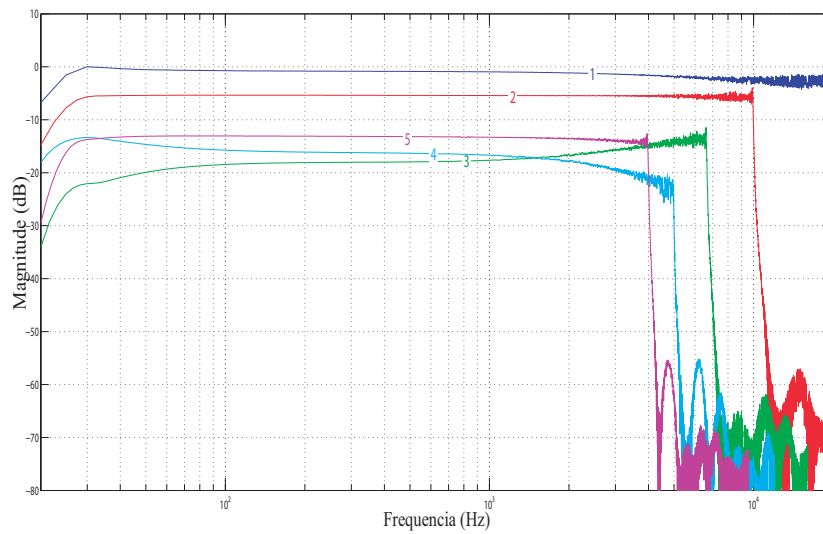


Fig. 5.13: Resultado para a varredura logarítmica - Modelo WDF

No teste de varredura logarítmica, na Figura 5.12, as curvas numeradas correspondem à ordem da distorção. A linha 1 corresponde a resposta de magnitude linear, a curva 2 corresponde ao harmônico de segunda ordem, e assim sucessivamente. É importante ressaltar novamente a amplitude superior dos harmônicos ímpares em relação aos pares em quase toda extensão do áudio. A Figura 5.13 por sua vez, ilustra que os harmônicos estão aproximadamente equidistribuídos, não ressaltando nenhuma ordem de distorção em nenhuma banda da faixa de áudio. Assim sendo, a amplitude dos diferentes harmônicos permanece inalterada, sem ressaltar os harmônicos ímpares.

A complexidade da distorção valvulada em relação a um modelo matemático que supostamente replica o seu comportamento com as equações de Koren podem ser exemplificadas na comparação entre estas duas figuras.

5.4.5 Resultado de teste de distorção intermodular

No teste de distorção intermodular, na Figura 5.14, a linha pontilhada refere-se à distorção intermodular estática e a linha contínua a distorção intermodular dinâmica. É importante ressaltar a variação dos dois percentuais de distorção intermodular em função da amplitude do sinal. Um valor máximo para as duas distorções próximas a 0,66 da amplitude normalizada e um valor mínimo próximo a 0,45. Em quase todos os níveis de sinais, a distorção dinâmica possui maior amplitude do que a estática, exceto em amplitudes muito baixas, para o amplificador True Reverber.

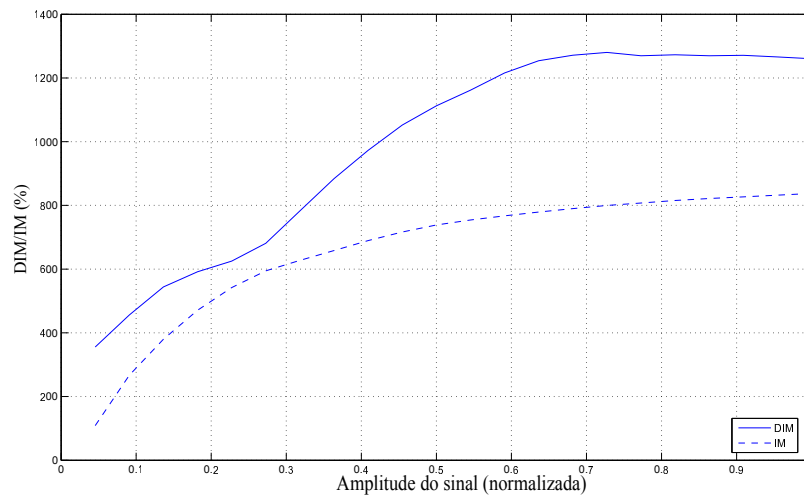


Fig. 5.14: Percentual de Distorção Intermodular.

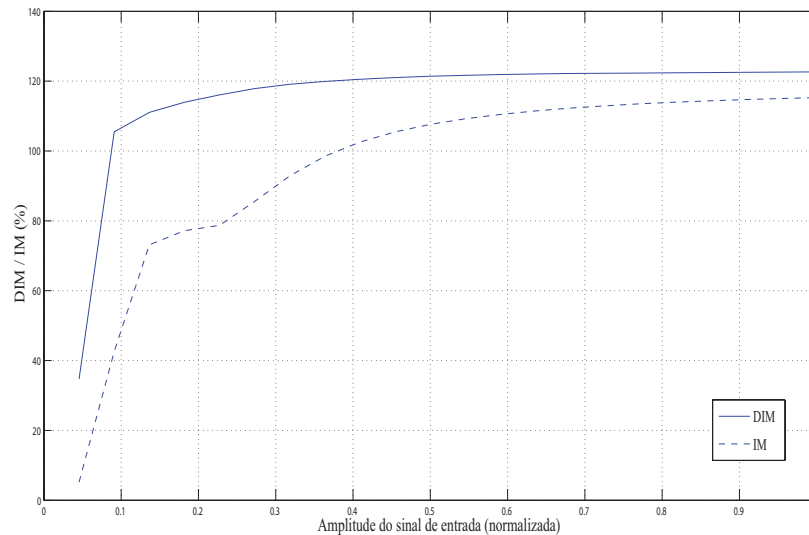


Fig. 5.15: Resultado para a análise de distorção intermodular - Modelo WDF

A Figura 5.15, ilustra um comportamento diferente para tanto a distorção intermodular estática quanto dinâmica para o amplificador simulado. Assim como descrito por Pakarinen [140] a interpretação destes resultados é complexa, não obstante, as diferentes curvas ilustram os diferentes comportamentos entre o amplificador real e o simulado.

5.5 Conclusão

Este capítulo apresentou a simulação de um circuito de pré-amplificador valvulado. O amplificador utilizado foi o Giannini True Reverber II da década de 60. A simulação deste amplificador foi realizada pela metodologia WDF, através da ligação de dois modelos de triodos de Karjalainen et al [93]. A aplicação deste modelo para dois triodos e um amplificador nacional foi inédita, com trabalhos anteriores que incluíam apenas modelos de amplificadores americanos ou ingleses. Foram feitas análises de sinais tanto para o amplificador físico tanto para o virtual. O amplificador virtual WDF e o real tiveram resultados muito diferentes para os mesmos sinais e testes de excitação. Isto comprova que os modelos digitais ainda estão muito longe da realidade física e são capazes de ter uma resposta satisfatória apenas para os músicos menos exigentes. Os resultados indicam que as válvulas permanecerão por muito tempo ainda nesta atividade musical, devido ao fato de uma simulação que utiliza técnicas sofisticadas de emulação de circuitos valvulados ser incapaz de simular com exatidão as distorções de um circuito com triodos, sendo que a distorção de um amplificador valvulado é o que o caracteriza e o que faz o mesmo ser atrativo a músicos.

Capítulo 6

Conclusões e propostas para futuros trabalhos

Amplificadores a válvula tem sido amplamente utilizados nas aplicações musicais nos últimos 70 anos. A teoria sobre válvulas e seus circuitos e projetos vem se tornando difícil de ser obtida. Novos projetos são escassos e a maioria das aplicações utilizam variações de projetos do passado. Assim sendo, projetistas de amplificadores de valvulados estão se tornando escassos. Existe uma necessidade de projetistas e técnicos que possuem conhecimentos a respeito da tecnologia de válvulas termiônicas, pois o mercado de amplificadores valvulados para instrumentos vem crescendo nas duas últimas décadas devido ao ressurgimento das válvulas no ramo de tecnologia musical desde a segunda metade da década de 90. Neste contexto, destaca-se a importância deste trabalho, pois trata-se de uma contribuição inédita compilando teoria das válvulas e circuitos valvulados, história dos amplificadores valvulados e simulação computacional dos mesmos.

Neste contexto, este trabalho teve as seguintes conclusões a partir da ordem em que os capítulos foram escritos:

- as válvulas termiônicas foram os primeiros dispositivos ativos e possibilitaram uma evolução no ramo das telecomunicações na primeira metade do século XX. A grande maioria dos circuitos utilizados na atualidade para comunicação analógica é uma evolução dos circuitos originais valvulados adaptados para a tecnologia de estado sólido. No entanto, para circuitos amplificadores de áudio e microondas, as válvulas ainda são utilizadas devido às características sonoras e à capacidade de trabalho em regimes de alta potência e frequência;
- a evolução destes amplificadores teve início através da criação dos ampliadores, que eram dispositivos com a finalidade específica de aumentar a potência de sinais telegrafados, para que os mesmos pudessem atravessar os cabos de telegrafia oceânicos;

- os circuitos ativos de amplificação, começaram a ser construídos a partir do momento em que foi patenteada a válvula triodo a vácuo ou Audion, por Lee de Forest;
- a modelagem computacional deste tipo de amplificadores é uma área de pesquisa ativa com vários modelos atuais. Nos últimos anos, a evolução dos modelos fez com que os modelos digitais tivessem mais aceitação entre os músicos. No entanto, os amplificadores valvulados ainda continuam em atividade e nada indica que os modelos os substituam definitivamente;
- o início destas simulações foi em meados dos anos 90 e as primeiras simulações não tiveram muita aceitação pelos músicos;
- a simulação pode ser dividida pela parte linear dos amplificadores e pela parte não-linear. A parte linear é responsável pela resposta em frequência dos amplificadores, que é modelada através de filtros digitais ou através da análise dos circuitos para se extrair através dos esquemas a transferência teórica do sistema. A modelagem não-linear é responsável pela característica do timbre do amplificador em regimes de alta potência que é caracterizada pela distorção do amplificador e pode ser modelada de diversas maneiras e impõe diversos desafios técnicos.
- os métodos de simulação da parte linear podem ser realizados a partir dos esquemas eletrônicos (abordagem caixa branca), ou através de técnicas de identificação de sistemas, a partir de medições das características de transferência linear (medições de respostas ao impulso do sistema). No entanto, existem abordagens híbridas. Quando o esquema eletrônico original é utilizado para gerar respostas em frequência, realiza-se o seguinte procedimento em sequência para extrair-se uma determinada resposta em frequência: análise simbólica do diagrama esquemático, transformada de Laplace para as equações diferenciais e conversão da transferência para o plano Z discreto através da transformada bi-linear. Utiliza-se um filtro correspondente a uma resposta em frequência. Normalmente utiliza-se um filtro de resposta ao impulso finita para melhor eficiência.
- para a simulação da parte não-linear do amplificador, ou seja dos circuitos valvulados propriamente ditos, utiliza-se diversas técnicas, que podem ser citadas em ordem de complexidade: *waveshaper* estáticos, *waveshaper* paramétricos, Equações Diferenciais Ordinárias com equações de válvulas como as equações de Koren [99] ou as mais recentes de Cohen [36]. Os modelos baseados nas equações de Koren tem sido utilizados em simulações mais complexas e precisas nos últimos anos. No entanto, Cohen [36] propôs novas equações que possuem um potencial para substituir as anteriores para triodos.
- As Wave Digital Filters têm se demonstrado uma técnica promissora para modelar circuitos valvulados. No entanto, a indisponibilidade de um padrão de desenvolvimento fez com que

esta técnica fosse pouco utilizada nos últimos anos. No entanto, o seu iminente potencial para modelar circuitos e sistemas físicos complexos fez com que a mesma fosse utilizada para modelar o pré-amplificador do Giannini True Reverber.

- O modelo aqui desenvolvido utiliza dois triodos em cascata, sendo que todos os trabalhos anteriores, [142], [137], [93], [138], [60] utilizando a metodologia WDF utilizam apenas um triodo. Os modelos WDF da etapa de potência poderiam ser corrigidos através da utilização das equações de pentodos de Koren, uma vez que na realidade são poucos os amplificadores de potência que utilizam triodos ou pentodos em ligação de triodos (aterrando dois eletrodos), como sendo o caso dos trabalhos: [142] e [137].
- Um aspecto importante deste trabalho é que os trabalhos anteriores com modelos de triodos WDF de Karjalainen et al. [93], Pakarinen et al. [138],[142], e Paiva et al. [137], quanto os modelos através das equações no espaço de estados de Yeh et al. [194], validam os seus modelos com simulações SPICE. Este trabalho no entanto, compara com o circuito real de fato do amplificador, com resultados significativamente diferentes entre o modelo WDF do True Reverber e a simulação, assim como no trabalho de Macak e Schimmel [117], onde conclui-se uma diferença significativa entre o pré-amplificador real e virtual do Marshall JCM 800.
- A modelagem digital da distorção do pré amplificador com os parâmetros do True Reverber não pode ser executada em tempo real. Não existe um manual sobre a conversão do código C-Lisp do Block compiler para C e MingW. A técnica de transformação de um modelo teórico WDF para um modelo em tempo real era domínio de Matti Karjalainen, que como já dito, veio a falecer.

Salienta-se que, devido à alta complexidade dos sistemas não-lineares discutidos neste trabalho, a análise da qualidade dos emuladores de circuitos amplificadores é extremamente difícil. Finalmente, é importante frisar que há uma lacuna no que tange a comparações subjetivas entre dispositivos distorcedores virtuais e reais, como o teste de “*Auditory Sharpness*” de Marui e Martens [123]. Neste sentido, a investigação psicoacústica pode ser útil na validação dos modelos propostos e poderia ser utilizada como guia para futuros trabalhos nesta área.

6.1 Fechamento e sugestões para futuros trabalhos

Existem diversos outros amplificadores valvulados brasileiros que podem ser modelados com a metodologia WDF entre outras já discutidas neste trabalho, isto inclui os circuitos da Palmer, o Tremendão da Giannini, o Giannini Duovox, amplificadores da Phelpa, Palmer, C.S. Sound, Snake

entre outros, cada um com a sua sonoridade particular. Isto valoriza a tecnologia produzida em nosso país e busca replicar timbres de gravações de artistas consagrados.

Não existe modelagem WDF de um amplificador de potência de topologia *push-pull* e este é uma lacuna deixada por este e diversos outros trabalhos. No entanto, um circuito complexo como tal não poderia ser modelado através do Block Compiler uma vez que este é considerado com sendo bastante instável. Tal tarefa deveria ser feita em outro ambiente como o Csound, ou outras ferramentas e compiladores.

A metodologia proposta aqui neste trabalho, poderia ser utilizada para a geração de um *plugin* com interface gráfica para utilização em tempo real. Com esta finalidade, o desenvolvimento se tornaria um software de estúdio, utilizando a SDK da Steinberg por exemplo. Isso deveria incluir a modelagem da parte linear do amplificador. Para modelar a parte linear do amplificador, neste caso, cada regulagem de potenciômetros deveria ser convertida em uma resposta ao impulso de um filtro de dois polos, assim como realizado por Yeh et al.[200].

Os modelos digitais de triodos que utilizam as equações de Koren utilizam tensões de +B de 250 V, sendo que o True Reverber trabalha com 435 V de tensão de placa nos triodos do pré-amplificador. A diferença significativa entre os resultados do modelo e do amplificador físico podem sugerir que as equações de Koren não modelam corretamente triodos operados sobre estes regimes de tensão ($V_{cc} > 400\text{ V}$). Devido ao fato dos modelos anteriores utilizarem as tensões em torno de 250 V sugere que o comportamento do triodo é aproximado de maneira melhor neste regime de trabalho, contrariando os esquemas originais dos aparelhos e uma abordagem “virtualmente analógica”. Além disso, mais pesquisas devem ser realizadas com o objetivo de gerar um novo conjunto de equações que descreva satisfatoriamente os fenômenos físicos das válvulas. As equações de Cohen [36] para triodo são relativamente recentes e ainda não foram utilizadas em diversos trabalhos, assim sendo, não comprovaram ainda a sua exatidão. As equações de Cohen foram desenvolvidas para trabalhar em torno de 400V, assim sendo uma possível resolução para amplificadores que são alimentados com tais tensões.

A metodologia WDF tem sido pouco utilizada para a modelagem de circuitos analógicos. A conversão do circuito digitalizado WDF, para uma representação no espaço de estados poderia resultar em melhores resultados, podendo mais facilmente ser utilizada em *plugins*.

A modelagem de amplificadores valvulados entre outros circuitos analógicos é uma tarefa cujos resultados acadêmicos, são originados por parcerias entre empresas e universidades como: O CCRMA da Stanford University com a empresa “Universal Audio”, o Dept. of Telecommunications da FEEC da Brno University of Technology Brno, da República Tcheca sendo, com a empresa “Audiffex”. Os experimentos teóricos são normalmente executados por estudantes de pós-graduação treinados para estes tipo de desenvolvimento, e a equipe constituinte de diversos desenvolvedores,

designers e demais colaboradores. Os códigos fontes destes produtos nunca estão disponíveis, pois são propriedades da empresa. Assim sendo, para a pesquisa de tal assunto, os códigos fonte dos modelos mais avançados não estão disponíveis para estudo. Outro aspecto importante é que os resultados deste trabalho possuem uma correspondência direta com os resultados encontrados por Macak [114], que desenvolveu softwares simuladores de amplificadores valvulados para a mesma empresa “Audifex”. Em resultados experimentais, através de uma investigação psicoacústica de testes cegos foram gerados dados quantitativos a respeito da qualidade das simulações comparadas aos dispositivos valvulados físicos. Através das análises dos dados quantitativos concluiu-se que em 90 % dos dados experimentais, um ouvinte treinado pode realizar a distinção entre um equipamento real e o virtual para um som com muita distorção, normalmente conhecido como “*Crunch guitar sound*”. Nas mesmas condições para o som com pouca distorção para um amplificador estilo Fender com um som “Cristalino”, implementado por Macak [112], a taxa de acertos foi de 83 % para os mesmos testes.

Os gráficos das simulações ilustram grandes diferenças entre o circuito simulado com o circuito real, sendo que as simulações digitais ainda estão muito distantes da realidade de como as válvulas distorcem o sinal de maneira única e particular. Conclui-se então que os circuitos valvulados ainda ficarão muitos anos em atividade para os músicos e produtores.

Finalmente conclui-se que equações matemáticas em computadores digitais não reproduzem o som de válvulas de maneira completa para serem utilizadas num contexto artístico criativo, onde as características de transferência correspondem a texturas sonoras que serão utilizadas por músicos como instrumentação de criatividade. No entanto, a utilização de simuladores é válida, pois a utilização de um amplificador valvulado na realidade implica em algumas dificuldades como preço e dificuldade de transporte, enquanto um modelo pode ser carregado em um dispositivo móvel qualquer.

Referências Bibliográficas

- [1] Jonathan S. Abel and David P. Berners. A technique for nonlinear system measurement. In *Audio Engineering Society Convention 121*, Outubro 2006.
- [2] Muhammad Taher Abuelma'atti. Large-signal analysis of triode vacuum-tube amplifiers. *Journal Audio Engineering Society*, 51(11):1046–1053, 2003.
- [3] C. L. Alley and K. W. Atwood. *Electronic Engineering*. John Wiley and Sons, Inc., Nova York, NY, E.U.A., 1962.
- [4] David Amels. System and method for distorting a signal. U.S. Patent no. 6.611.854 B1, Agosto 2003.
- [5] Marshall Amplifiers. Jcm 800 service manual. Distributed by Unicord - Western Manufacture Company, Novembro 1981.
- [6] Toshinori Araya and Akio Suyama. Sound effector capable of imparting plural sound effects like distortion and other effects. U.S. Patent no. 5570.424, Outubro 1996.
- [7] Daniel Arfib. Digital synthesis of complex spectra by means of multiplication of nonlinear distorted sine waves. *Journal of the Audio Engineering Society*, 27(10):757–768, 1979.
- [8] R. Atkinson. A simple theory of the johnsen-rahbek effect. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 2(2):325–332, 1969.
- [9] Frederico Avanzini and Davide Rocchesso. Efficiency, accuracy and stability issues in discrete-time simulations of single reed wind instruments. *Journal Acoustical Society of America*, 5(111):2293–2301, 2002.
- [10] Tamas B. Bako, Balazs Bank, and Tamas Daboczi. Restoration of nonlinearly distorted audio with the application to old motion-pictures. In *Audio Engineering Society Conference: 20th International Conference: Archiving, Restoration, and New Methods of Recording*, Outubro 2001.

- [11] Peter Bandaxal. Negative feedback tone control. *Wireless World*, (2):402–405, 1952.
- [12] Peter Bandaxall. Audio power amplifier design. *Wireless World*, Janeiro(1):53–57, 1978.
- [13] Eric Barbour. The cool sound of tubes - one of the last remaining tube domains is in music applications, but there the devices flourish and even innovate. *IEEE Spectrum*, 35(8):24–35, 1998.
- [14] Gilmar Barreto. Modelagem computacional distribuída e paralela de sistemas e de séries temporais multivariáveis no espaço de estados. Tese de doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Junho 2002.
- [15] Paulo Battaglin and Gilmar Barreto. Revisiting the electrical engineering history and educational proposals. *Revista Brasileira de História da Matemática*, 11(22):175–192, 2012.
- [16] Paulo David Battaglin. Contribuição sobre a gênese, o presente e o futuro da engenharia elétrica. Tese de mestrado, UNICAMP, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Agosto 2008.
- [17] Paulo David Battaglin and Gilmar Barreto. Contributions concerning to beginnings, present and future of the electrical engineering. In *IEEC 2010*, pages 1–3, Antalya, Turkey, Novembro 2010.
- [18] Paulo David Battaglin and Gilmar Barreto. Contribuição sobre a gênese, o presente e o futuro da engenharia elétrica. In *COBENGE 2010*, pages 1–3, Fortaleza-CE, Setembro 2011.
- [19] John G. Beerends and Jan A. Stemerdink. Perceptual audio quality measure based on psychoacoustic sound representation. *Journal of Audio Engineering Society*, 40(12):963–978, 1992.
- [20] R. Bendiksen. Digitale lydeffekter. M.sc thesis, Norwegian University of Science and Technology, Agosto 1997.
- [21] A. B. Bereskin. A 3000w audio power amplifier. *IRE Transactions on Audio*, AU-4(2):37–41, 1956.
- [22] W. M. E. Bergim, E. Thiebaum, K. J. Lawton Collins, and Hoyt S. Vandenberg. *Basic Theory and Applications of Electron Tubes*. United States Government Printing Office, 1952.
- [23] Stefan Bilbao. Wave and scattering methods for the numerical integration of partial differential equations. Ph. d. thesis, Department of Electrical Engineering, Stanford University, 2001.

- [24] Gianpaolo Borin and Giovanni De Poli. Elimination of delay-free loops in discrete-time models of nonlinear acoustic systems. *IEEE Transactions On Audio, Speech, and Language Processing*, 8:597–605, 2000.
- [25] Stephen P. Boyd. Volterra series: Engineering fundamentals. Ph. d. thesis, University of California, Berkeley, Maio 1985.
- [26] James Brittain. Electrical engineering hall of fame: Lee de forest. *Proceedings of the IEEE, Scanning our Past*, 93(1):198–202, 2005.
- [27] W.C. Brown. The sophisticated properties of the microwave oven magnetron. In *Microwave Symposium Digest, 1989., IEEE MTT-S International*, pages 871 –874 vol.3, Junho 1989.
- [28] Brad Bryant. The Design of an audio Frequency Tube amplifier. Tese de mestrado, Write State University, Novembro 2000.
- [29] W. Bussey and R. Haigler. Tubes versus transistors in electric guitar amplifiers. In *Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP 1981*, pages 800–803, Atlanta, Georgia, E.U.A., Abril 1981.
- [30] Allen F. Carney. *Navy Electricity and Electronics - Training Series Module 6: Introduction to Electronic Emission, Tubes, and Power Supplies*. Naval Education and Training Professional Development and Technology Center, 1998.
- [31] E. L. Chaffee, James D. Cobine, Stuart P. Cooke, R. Orin Cornet, Sheerwood Jr. Githens, Phillipe E. Le Corbeiller, Harry Rowe Mimno, Lloyd W. Morris, Harry G. Stockman, Russel Tatum, and Alexander H. Wing. *Electronic Circuits and Tubes*. McGraw-Hill Book Company, Inc., 1947.
- [32] Steven C. Chapra and Raymond P. Canale. *Numerical Methods for Engeneers*. McGraw Hill, 2010.
- [33] Qianhong Chen, Liang Xu, Ximbo Ruan, Siu Wong, and Chi Tse. Gyrator-capacitor simulation model of nonlinear magnetic core. In *Proceedings of the 24th Annual IEEE Applied International Power Electronics Conference and Exposition (APEC '09)*, pages 1740–1746, Washington, DC, E.U.A., Fevereiro 2009.
- [34] Ivan Cohen and Thomas Hélié. Measures and parameter estimation of triodes, for the real-time simulation of a multi-stage guitar preamplifier. In *Proceedings of the 109th AES Convention*, San Francisco, California, E.U.A., Fevereiro 2000.

- [35] Ivan Cohen and Thomas Hélié. Real-time simulation of a guitar power amplifier. In *Proceedings of the 13th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-10)*, Graz, Áustria, Setembro 2010.
- [36] Ivan Cohen and Thomas Hélié. Measures and models of real triodes, for the simulation of guitar amplifiers. In *Proceedings of the Acoustics 2012 Nantes Conference*, Nantes, França, Abril 2012.
- [37] RCA COORP. *Power Transistor Applications*. RCA Solid State, 1974.
- [38] George F Corcoran and Henry W. Price. *Electronics*. John Wiley and Sons, Inc., Nova York, NY, E.U.A., 1969.
- [39] Dale Vernon Curtis, Keith Lance Chapman, Charles Clifford Adams, and Fender Musical Instruments Corp. Simulated tone stack for electric guitar. U.S. Patent no. 6.222.110, Abril 2001.
- [40] Philip Cutler. *Electronic Circuit Analysis*. MMcGraw-Hill Book Company, Inc., 1972.
- [41] Denton J. Dailey. *Electronics for Guitarists*. Springer Science + Business Media, 2011.
- [42] Jack Darr. *Electric Guitar Amplifier Handbook*. Howard. W. Sams and Co., Inc., The Bobbs-Merrill Co., Inc., 1971.
- [43] K. Demma. Lente de aumento: Sérgio dias. *Revista Guitar Class*, (9), 2001.
- [44] Kristian Dempwolf, Martin Holders, and Udo Zölzer. Discretization of parametric analog circuits for real-time simulations. In *Proceedings of the 13th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-10)*, Graz, Áustria, Setembro 2010.
- [45] Kristjanand Dempwolf, Holders Martin, and Udo Zölzer. A triode model for guitar amplifier simulation with individual parameter fitting. In *Audio Engineering Society Convention 131*, Nova York, E.U.A., Outubro 2011.
- [46] Andzej Dobrucki, Stanislaw Maleczek, and Maurycy Kin. Subjective and objective evaluation of the audio vacuum-tube amplifiers. In *Audio Engineering Society Convention 126*, Munique, Alemanha, Maio 2009.
- [47] Michel Doidic, Marcus Ryle, and Curtis Senffner. Tube modeling programmable digital guitar amplification system. U. S. Patent no. 2004.0258.250, Agosto 1998.

- [48] Michael Doyle. *A History of Marshall: The Illustrated Story Of The Sound Of Rock*. Hal Leonard Press, 1993.
- [49] Sam Dunn and Scot McFadyen. Metal evolution - episódio 3: Early metal part 2, uk division. Documentário da Banger Films Inc., 2011.
- [50] P. Dutilleux and Udo Zölzer. *DAFX - Digital Audio Effects*, chapter 5 - Nonlinear Processing, pages 93–136. John Wiley and Sons, Ltd, Publication, Brandenburgh, Alemanha, 2010.
- [51] H. F. Dylla and Steven Corneliussen. John ambrose fleming and the beginning of electronics. *Journal of Vacuum Science and Technology A: Vacuum, Surfaces, and Films*, 23(4):1244–1251, 2005.
- [52] Robert L. Eby. Solid state substitute for dual triode electron tube. U.S. Patent no. 3.531.654, Setembro 1970.
- [53] Jim Elyea. *VOX Amplifiers - The JMI Years*. The History for Hire Press, 2008.
- [54] Angelo Farina. Simultaneous measurement of impulse response and distortion with a swept-sine technique. In *Proceedings of the 108th AES Convention*, Paris, França, Fevereiro 2000.
- [55] Leo Fender. Guitar incorporating inertial vibrato device. U. S. Patent no. 3.241.418, Março 1954.
- [56] Leo Fender. Tremolo device for stringed instruments. U. S. Patent no. 2.741.146, Outubro 1956.
- [57] Pablo Fernández-Cid and Javier Casajs Quirs. Distortion of musical signals by means of multiband waveshaping. *Journal of New Music Research*, 30(3):279–287, 2001.
- [58] Alfred Fettweis. Wave digital filters: Theory and practice. *Proceedings of the IEEE*, 74(2):270–327, 1986.
- [59] Laurie Fincham. In memoria - peter bandaxall. *Journal Audio Engineering Society*, 44(9):795–796, 1996.
- [60] Marco Fink and Rudolf Rabenstein. A csound opcode for a triode stage of a vacuum tube amplifier. In *Proceedings of the 9th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-11)*, pages 1–6, Paris, França, 2011, Setembro 2011.
- [61] John Ambrose Fleming. Instrument for converting alternating electric currents into continuous currents. U. S. Patent no. 803.684, Abril 1905.

- [62] Lee De Forest. The triode patent. U. S. Patent no. 879532, Janeiro 1907.
- [63] S. Foster. Impulse response measurement using golay codes. In *Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP '86.*, volume 11, pages 929 – 932, Abril 1986.
- [64] Eric Gaalaas. Class D Audio Amplifiers: What, Why, and How. *Analog Dialog*, 40-06, Junho 2006.
- [65] Robert Alan Gallien and Kelvin Arthur Robertson. Programable tone control filters for electric guitar. U. S. Patent no. 2007/0168.063 A1, Julho 2007.
- [66] Marc Nicholas Gallo. Method and apparatus for distortion of audio signals and emulators of vacuum tube amplifiers. U.S. Patent no. 2008/0218259, Setembro 2008.
- [67] Marc Nicholas Gallo. Vacuum tube emulation, distortion curves, and zero-latency fast convolution methods for digital modeling of tube amplifiers. Technical report, Polytechnic Institute of New York University, Janeiro 2010.
- [68] Marc Nicholas Gallo. Method and apparatus for distortion of audio signals and emulators of vacuum tube amplifiers. U.S. Patent no. 2011/0033057, Fevereiro 2011.
- [69] Tranquilo Giannini S. A. Giannini. Esquemas eletrônicos dos amplificadores valvulados da giannini. Esquemário Eletrônico Escaneado da Esquemateca da Rua Aurora, São Paulo-SP, 1960-1980.
- [70] Tranquilo Giannini S. A. Giannini. Catalogo instrumentos musicais e eletrônica 76/77, musical instruments and electronics 76/77. Catálogo Impresso Destinado a clientes, 1976.
- [71] Simon Godsill and Peter Rayner. *Applications of Digital Audio Signal Processing in Audio And Accustics*, chapter 4, pages 133–193. Kluwer Academic Publishers, Brandenburgh, Alemanha, 1998.
- [72] Paul E. Gray and Campbell L. Searle. *Electronic Principles/Physics, Models and Circuits*. John Wiley and Sons, Inc., 1969.
- [73] Gray, Paul E. and Searle, Campbell L. . *Electronic Principles*. John Wiley and Sons, Inc., 1970.
- [74] Fredrik Gustafsson, Per Connman, Oscar Oberg, Niklas Odelholm, and Martin Enqvist. System and method for simulation of non-linear audio equipment. U. S. Patent no. 2004/0258.250, Dezembro 2004.

- [75] Paul Guy. Ritchie blackmore interview. *Fuzz Media AB*, (n):45–47, 1998.
- [76] David C. Hamill. Gyrator-capacitor modeling: A better way of understanding magnetic components. In *IEEE Applied Power Electronics Conference*, Orlando, Florida-United States, Fevereiro 1994.
- [77] Russell O Hamm. Tubes versus transistors-is there an audible difference. *Journal Audio Engeneering Society*, 21(4):267–273, 1973.
- [78] Yoshimutsu Hirata, Masaaki Ueki, Tomoaki Kasuga, and Takashi Kitamura. Nonlinear distortion measurement using composite pulse waveform. In *Audio Engineering Society Convention 66*, Maio 1980.
- [79] Yoshimutsu Hirata, Masaaki Ueki, Tomoaki Kasuga, and Takashi Kitamura. Nonlinear distortion measurements using composite pulse waveform. *Journal of Audio Engeneering Society*, 29(4):243–248, 1981.
- [80] Thomas Hélie. On the use of volterra series for real-time simulations of weakly nonlinear analog audio devices: Application to the moog ladder filter. In *Proceedings of the 9th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-09)*, pages 7–12, Montreal, Canada, Setembro 2006.
- [81] J. Barton Hoag Ph.D. *Basic Radio, The Essencials of: Eletron Tubes and Their Circuits*. D. Van Nostrand Company, Inc., 1942.
- [82] S. Y .R Hui and C. Christopoulos. Discrete transform technique for solving nonlinear circuits and equations. *IEE PROCEEDINGS-A*, 13Y(6):321–328, 1992.
- [83] Dave Hunter. 50 years of vox. *Vintage Guitar Magazine*, 98(2010):101–107, 2010.
- [84] Antti Huovilainen. Non-linear digital implementation of the moog ladder filter. In *Proceedings of the 12th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-04)*, Nápoles, Itália, Outubro 2004.
- [85] Douglas L. Jackson. Method and aparatus for the modeling and synthesis of harmonic distortion. U.S. Patent no. 6.504.935, Janeiro 2003.
- [86] JJ-Electronics. Kt88 audio frequency beam pentode. Folha de dados, 2003.
- [87] Morgan Jones. *Valve Amplifiers*. Newnes - Elsevier, Inc., 2003.

- [88] Matti Karjalainen. Block compiler - a research tool for physical modeling and dsp. In *Proceedings of the 6th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-03)*, Londres, Grã-Bretanha, Setembro 2003.
- [89] Matti Karjalainen. Discrete-time modeling and synthesis of musical instruments. In *Joint Baltic-Nordic Acoustics Meeting*, Mariehamn, Åland, Finlândia, Junho 2004.
- [90] Matti Karjalainen. Recent advances in multi-paradigm modeling. In *Forum Acusticum*, Budapeste, Hungria, Junho 2005.
- [91] Matti Karjalainen. A block-based multi-paradigm approach with applications to audio and acoustics. Technical report, Helsinki University of Technology - Laboratory of Acoustics and Audio Signal Processing, 2008.
- [92] Matti Karjalainen. Efficient realization of wave digital components. *IEEE Transactions On Audio, Speech, and Language Processing*, 16(5):738–746, 2008.
- [93] Matti Karjalainen and Jyri Pakarinen. Wave digital simulation of a vacuum-tube amplifier. In *Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP 2006 Proceedings*, Toulouse, França, Julho 2006.
- [94] T. Katayama, , and M. Serikawa. Reduction of secondorder non-linear distortion of a horn loudspeaker by a volterra filter-real-time implementation. In *Proceedings of the Audio Engineering Society 103rd Convention paper no. 4525*, Nova York, NY, E.U.A, Maio 1997.
- [95] Sean M. Kelly. Apparatus for containing solid state electronic circuits and components and having the appearance of a vacuum tube. U.S. Patent no. 2006/0018085 A1, Janeiro 2006.
- [96] James G. Kelsey. Audio signal processing circuit for electric guitars for simulating the sound produced by the combination of an amplifier and a microphone. U.S. Patent no. 5.731.536, Março 1998.
- [97] M. J. Kemp. Audio effects synthesizer with or without analyzer. U.S. Patent no. 7.039.194 B1, Maio 2006.
- [98] C. E. Knight Clarke. *An Approach to Audio Frequency Amplifier Design*. General Electric Company Limited of England, London, 1957.
- [99] Norman Koren. Improved vacuum tube models for spice simulations. *Glass Audio*, 8(5):18–27, 1996.

- [100] Walter Louis Krah. Pentode tube. U.S. Patent no. 1869568, Setembro 1932.
- [101] Gregory Kramer. Digital signal processor for providing timbral change in arbitrary audio and dynamically controlled digital audio signals. U.S. Patent no. 4.868.869, Setembro 1991.
- [102] Gregory Kramer. Digital signal processor for providing timbral change in arbitrary audio and dynamically controlled digital audio signals. U.S. Patent no. 4.991.218, Fevereiro 1991.
- [103] Richard Kuehnel. *Circuit Analysis of a Legendary Tube Amplifier: The Fender Bassman 5F6-A*. Pentode Press, Seattle, WA, E.U.A., 2005.
- [104] Ryuichiro Kuroki, Tsugio Ito, and Yamaha Corporation. Digital audio signal processor with harmonics modification. U.S. Patent no. 8.841.875, Fevereiro 1998.
- [105] Fritz Langford-Smith. *Radiotron Designer's Handbook*. Wireless Press RCA Victor Division, Radio Corporation of America, 1953.
- [106] B. P. Lathi. *Linear Systems and Signals*. Oxford University Press, Nova York-NY, E.U.A., 2004.
- [107] Marc Le Brun. Digital waveshaping synthesis. *Journal of the Audio Engineering Society*, 27(4):250–266, 1979.
- [108] W. Marshall Leach. Spice models for vacuum tube amplifiers. *Journal of the Audio Engineering Society*, 43(3):117–126, 1995.
- [109] Shengchao Li. Why do tube amplifiers have fat sound while solid state amplifiers don't. In *Audio Engineering Society Convention 131*, Oct 2011.
- [110] André Luiz Luvizotto, Ricardo Ichizo, and Jônatas Manzolli. Revisitando o waveshaping: implementando um plugin vst para distorcer sons de guitarra. In *Anais do 2. Seminário Música, Ciência e Tecnologia 2005, Universidade Estadual de Campinas*, Universidade Estadual de Campinas, Setembro 2005.
- [111] Jaromir Macack. Design of algorithms of digital audio processing for simulation of guitar combo based on circuit analysis of analogue prototypes. Tese de mestrado, Department of Telecommunications, FEEC, Brno University of Technology, Brno, Agosto 2008.

- [112] Jaromimr Macak. Simulation of fender type guitar preamp using approximation and state-space model. In *Proceedings of the 12th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-15)*, York , U.K., September 2012.
- [113] Jaromir Macak. Nonlinear audio transformer simulation using approximation of differential equations. *Elektrorevue*, 2(4):22–29, 2011.
- [114] Jaromir Macak. Real-time digital simulation of guitar amplifiers as audio effects. Ph. d. thesis, Brno University of Technology - Faculty of Electrical Engineering and Comumnication - Department of Comumnications, Setembro 2012.
- [115] Jaromir Macak and Jiri Schimmel. Nonlinear circuit simulation using time-variant filter. In *Proceedings of the 12th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-09)*, Como, Itália, Setembro 2009.
- [116] Jaromir Macak and Jiri Schimmel. Real-time guitar tube amplifier simulation using approximation of differential equations. In *Proceedings of the 13th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-10)*, Graz, Áustria, Setembro 2010.
- [117] Jaromir Macak and Jiri Schimmel. Real-time guitar preamp simulation using modified blockwise method and approximations. *EURASIP - Journal on Advances in Signal Processing*, 2011(629309):1–11, 2011.
- [118] Jean-Charles Maillet. Algebraic technique for modeling triodes. *Glass Audio*, 98(2):28–41, 1998.
- [119] Albert Paul Ph. D. Malvino. *Eletrônica Vol I*. Makron Books do Brasil, Editora McGraw-Hill Ltda., 2000.
- [120] Albert Paul Ph. D. Malvino. *Eletrônica Vol II*. Makron Books do Brasil, Editora McGraw-Hill Ltda., 2000.
- [121] John Markus. *Manual de Circuitos Electronicos*. Marcombo, S.A. ediciones técnicas Boixareu Editores, Barcelona - Espanha, 1967.
- [122] Dana Massie. Digital signal proceedingsessor for adding harmonic content to audio signals. U.S. Patent no. 5.524.074, Junho 1996.
- [123] Atsushi Mauri and William Martens. Timber of non-linear distortion effects: Perceptual attributes beyond sharpness. In *Proceedings of the Conference on Interdisciplinary Musicology (CIM05)*, Québec, Canada, Março 2004.

- [124] Stephan Möller, Martin Gromowsky, and Udo Zölzer. A measurement technique for highly nonlinear transfer functions. In *Proceedings of the 5th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-02)*, pages 203–206, Hamburg, Alemanha, Setembro 2002.
- [125] Robert Arthur Moog. Electronic high pass and low pass filters employing the base to emitter diode resistance of bipolar transistors. U. S. no 3.475.623, Outubro 1965.
- [126] Robert Arthur Moog. A voltage controlled low pass high pass filter for audio signal processing. In *17th Audio Engineering Society Convention*, Nova York, NY, E.U.A., Outubro 1965.
- [127] John Moyle. Amplifiers before electronics - the magnifiers. In J. Nogueira A. Loureiro, editor, *History of Telecommunications Conference, HISTELCON 2008. IEEE*, pages 136–141, Paris, França, Setembro 2008.
- [128] R. S. Muller, T. L. Kamins, and M. Chan. *Device Electronics for Integrated Circuits*. John Wiley and Sons, Inc., 2002.
- [129] Laurence W. Nagel. Spice2: A computer program to simulate semiconductor circuits. Ph. d. thesis, EECS Department, University of California, Berkeley, 1975.
- [130] Toby Newman. An investigation into music-oriented software-based audio signal processing, including development of a real-time audio application using c++. Tese de mestrado, Music Technology and Audio System Design, University of Derby, Agosto 2002.
- [131] Sogo Okamura. *History of Electron Tubes*. Ohmsha Ltd., 1994.
- [132] Alan V. Oppenheim and Ronald W. Schaffer. *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice Hall Signal Processing Series - Pearson Education Ltd., Londres - Grã Bretanha, 3rd edition, 2009.
- [133] William I. Orr. *Radio Handbook (Manual de Radio) Edicion Espanhola*. Marcombo Boixareu Editores, 1977.
- [134] Matti Otalla. Transient distortion on power amplifiers. *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, 18(3):232–239, 1970.
- [135] William Overton. The Design of an audio Frequency Tube amplifier. Tese de mestrado, Georgia Institute of Technology, Maio 2006.
- [136] Tuomas Paatero and Matti Karjalainen. Kautz filters and generalized frequency resolution: Theory and audio applications. *Journal of the Audio Engineering Society*, 51(1/2):27–44, 2003.

- [137] Rafael Paiva, Jyri Pakarinen, Vesa Välimäki, and Miikka Tikander. Real-time audio transformer emulation for virtual tube amplifiers. *EURASIP - Journal on Advances in Signal Processing*, 2011(347645):1–15, 2011.
- [138] J. Pakarinen and M. Karjalainen. Enhanced wave digital triode model for real-time tube amplifier emulation. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 18(4):738–746, 2010.
- [139] Jyri Pakarinen. Modeling of nonlinear and time-varying phenomena in the guitar. Ph. d. thesis, Helsinki University of Technology Faculty of Electronics, Communications and Automation Department of Signal Processing and Acoustics, Março 2008.
- [140] Jyri Pakarinen. Distortion analysis toolkit a software tool for easy analysis of nonlinear audio systems. *EURASIP - Journal on Advances in Signal Processing*, 2011(617325):1–15, 2011.
- [141] Jyri Pakarinen, Jonathan Abel, Federico Fontana, Victor Lazzarini, and Vesa Välimäki. Musical applications of real-time signal processing. *EURASIP - Journal on Advances in Signal Processing*, 2011(108):1–2, 2011.
- [142] Jyri Pakarinen, Miikka Tikander, and Matti Karjalainen. Wave digital model of the output chain of a vacuum-tube amplifier. In *Proceedings of the 12th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-09)*, Como , Itália, Setembro 2009.
- [143] Jyri Pakarinen, Vesa Välimäki, Federico Fontana, Victor Lazzarini, and S. Jonathan Abel. Recent advances in real-time musical effects, synthesis, and virtual analog models. *EURASIP - Journal on Advances in Signal Processing*, 2011(940784):1–13, 2011.
- [144] Jyri Pakarinen and David T. Yeh. A review of digital techniques for modeling vacuum-tube guitar amplifiers. *Computer Music Journal*, 33(2):85–100, 2009.
- [145] Jussi Pekonen. Coefficient-modulated first-order allpass filter as distortion effect. In *Proceedings of the International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-08)*, pages 1–8, Montreal, Canada, Setembro 2006.
- [146] Tekla S. Perry. Dave fruehling: His job rocks! *IEEE Spectrum*, 41(2):40–41, 2004.
- [147] Antônio Pertence-Júnior. *Eletrônica Analógica - Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos*. Artmed Editora S. A., 2003.
- [148] Philips-Electronics. Double hi mu triode philips ecc83. Folha de dados, 1954.

- [149] M. B. Priestley. *Non-linear and non-stationary time series analysis*. Academic Press, 1988.
- [150] Eric K. Pritchard. Semiconductor emulator of tube amplifiers. U.S. Patent no. 5133.014, Julho 1992.
- [151] R. Rabenstein and S. Petrausch. Block-based physical modeling with applications in musical acoustics. *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science*, 18(3):295–305, 2008.
- [152] R. Rabenstein, S. Petrausch, A. Sarti, G. De Sanctis, C. Erkut, and M. Karjalainen. Block-based physical modeling for digital sound synthesis. *IEEE signal Processing magazine*, 24(2):42–54, 2007.
- [153] Pierre H. Raguene. O palmer modelo 3p200 - um robusto e potente amplificador para conjuntos musicais. *Revista Antena*, 71(4):57–59, 1973.
- [154] Artur Reblitz. *Piano Servicing, Tuning, and Rebuilding: For the Professional, the Student, and the Hobbyist*. Vestal Press, 1997.
- [155] Scott Reynolds. Vacuum-tube models for pspice simulations. *Glass Audio*, 5(4):17–25, 1993.
- [156] Vince Rogers and Bell Linda. Vox pop: How dartford powered the british beat. BBC Documentary, 2012.
- [157] Mario Rossi. *Audio*. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, 2007.
- [158] Thomas E. Rutt. Vacuum tube triode nonlinearity as part of the electric guitar sound. In *Audio Engineering Society Convention 76*, Outubro 1984.
- [159] Charles Rydel. Simulation of electron tubes with spice. In *Audio Engineering Society Convention 98*, Paris, França, Fevereiro 1995.
- [160] Rodrigo Sabatinelli and Solon. Da válvula ao simulador. *Áudio Música e Tecnologia*, (150):55–65, 2004.
- [161] Trent Salter. An interview with randall smith, president of mesa boogie. *Musician's Hotline Magazine*, 2002.
- [162] Howard W. Sams. *Eletricidade e Eletrônica Circuitos à Valvula e Transistorizados*. Distribuidora Record de serviços de imprensa S.A., 1968.

- [163] Francesco Santagata, Agostoo Sarti, and Stefano Tubaro. Non-linear digital implementation of parametric analog tube ground cathode amplifier. In *Proceedings of the 10th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-07)*, Bordeaux, França, Setembro 2007.
- [164] Brian Santo. Can solid-state sound really match that of tubes? volume cranked up in amp debate. *Electronic Engineering Times*, (817):462–473, 1994.
- [165] Jörn Schattschneider and Udo Zölzer. Discrete-time models for nonlinear audio systems. In *Proceedings of the 2nd COST G-6 Workshop on Digital Audio Effects (DAFx-99)*, pages 1–5, Trondheim, Dezembro 1999.
- [166] Emery J Scheider and Bruce G. Burman. Solid state vacuum tube replacement. U.S. Patent no. 3.742.261, Junho 1973.
- [167] Jiri Schimmel. Non-linear dynamics processing. In *Audio Engineering Society Convention 114*, Março 2003.
- [168] Jiri Schimmel and J. Misurec. Non-linear digital implementation of the moog ladder filter. In *Proceedings of the 7th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-07)*, pages 161–164, Bordeaux, França, Setembro 2004.
- [169] Siemens and Halske Aktiengesellschaft. Improved vacuum electric discharge apparatus having incandescent cathode. British Patent no. 145.421, Setembro 1921.
- [170] Roger H Siminoff. *The Luthier's Handbook: A Guide to Building Great Tone in Acoustic Stringed Instruments*. Hal Leonard, 2002.
- [171] M. L. Sisodia. *Microwave Active Devices Vacuum and Solid State*. New Age International Publishers, New Delhi, 2003.
- [172] Steven W. Smith. *Digital Signal Processing: A Practical Guide for Engineers and Scientists*. Newnes, 2003.
- [173] Julius O. Smith III. *Applications of Digital Audio Signal Processing in Audio And Acoustics*, chapter 10, pages 417–455. Kluwer Academic Publishers, Brandenburgh, Alemanha, 1998.
- [174] C. Sondermeyer, Jack. Circuit for distorting an audio signal. U.S. Patent no. 4.405.832, Setembro 1983.
- [175] Jack C. Sondermeyer. Solid state circuit for emulating tube compression effect. U.S. Patent no. 5.524.055, Junho 1996.

- [176] Brian Spear. Submarine telegraph cables, patents and electromagnetic field theory. *World Patent Information*, (25):203–209, 2003.
- [177] G. L. Steele. *Common Lisp, The Language*. Digital Press, 1990.
- [178] C. R. Sullivan. Extending the karplus-strong algorithm to synthesize electric guitar timbres with distortion and feedback. *Computer Music Journal*, 14(3):26–37, 1990.
- [179] M. Suruga, Y. Suzuki, and K. , Matsumoto. Electric instrument amplifier. U.S. Patent no. 6.350.943, Fevereiro 2002.
- [180] Svetlana-Electron-Devices. Svetlana sv6l6gc high performance audio beam power tetrode. Folha de dados, 1996.
- [181] Sylvania Electric Products, Inc. *Sylvania Radio Tubes*. Sylvania Electric Products, Inc., Emporium, Penna, Outubro 1951.
- [182] Robert S. Symons. Tubes still vital after all these years. *IEEE Spectrum*, 35(4):52–63, 1998.
- [183] Frederick E. Terman. *Terman's Radio Engineers' Handbook*. McGraw-Hill Book Company, Inc., Nova York - E.U.A., primeira edição edition, 1942.
- [184] .B. E. Treeby and B. T. Cox. k-wave: Matlab toolbox for the simulation and reconstruction of photoacoustic wave-fields. *J. Biomed. Opt.* *World Patent Information*, 15(2):021314, 2010.
- [185] Wilson José Tucci. *Introdução á Eletrônica*. Nobel Franquias S.A., 1983.
- [186] Tucci, Wilson José and Brandassi, Ademir Eder . *Circuitos Básicos em Eletricidade e Eletrônica*, . Nobel Franquias S.A., 1984.
- [187] Menno van der Veen. Modeling power tubes and their interaction with output transformers. In *Audio Engineering Society Convention 104*, Maio 1998.
- [188] Menno Van der Veen. Universal system and output transformer for valve amplifiers. In *Audio Engineering Society Convention 65*, Barcelona, Espanha, Maio 2005.
- [189] Andrei Vladimirescu. *The SPICE Book*. John Wiley and Sons, Inc., Nova York, NY, E.U.A., primeira edição edition, 1994.
- [190] Vesa Välimäki and Antti Huovilainen. Oscillator and filter algorithms for virtual analog synthesis. *Computer Music Journal*, 30(2):19–31, 2006.

- [191] Vesa Välimäki, Jyri Pakarinen, Cumhur Erkut, and Matti Karjalainen. Discrete-time modelling of musical instruments. *Reports on Progress in Physics*, 69(1):1–78, 2006.
- [192] Nicolau Leal Werneck. Análise da distorção musical de guitarras elétricas. Tese de mestrado, UNICAMP, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Agosto 2007.
- [193] James Wood. Beating the transistor developments in uhf tube technology. *IEEE Review*, 38(3):107–110, 1992.
- [194] David T. Yeh. Digital implementatio of musical distortion circuits analysis and simulation. Ph. d. thesis, Stanford University, Junho 2009.
- [195] David T Yeh. Automated physical modeling of nonlinear audio circuits for real-time audio effects - part ii: Bjt and vacuum tube examples. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and language Processing*, 20(4):1207–1216, 2012.
- [196] David T. Yeh, Jonathan Abel, and Julius O. Smith III. Simplified physically-informed models of distortion and overdrive guitar effects pedals. In *Proceedings of the 10th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-07)*, Bordeaux, França, Setembro 2007.
- [197] David T. Yeh, Jonathan Abel, and Julius O. Smith III. Simulation of the diode limiter in guitar distortion circuits by numerical solution of ordinary differential equations. In *Proceedings of the 10th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-07)*, Bordeaux, França, Setembro 2007.
- [198] David T. Yeh, Jonathan S. Abel, and Julious O. Smith III. Automated physical modeling of nonlinear audio circuits for real-time audio effects - part i:theoretical development. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and language Processing*, 18(4):728–737, 2010.
- [199] David T. Yeh, Jonathan S. Abel, Andrei Vladimirescu, , and Julius O. Smith III. Numerical methods for simulation of guitar distortion circuits. *Computer Music Journal*, 32(2):23–42, 2008.
- [200] David T. Yeh and Julius. O. Smith III. Discretization of the '59 fender bassman tone stack. In *Proceedings of the 9th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-06)*, pages 1–5, Montreal, Canada, Setembro 2006.
- [201] David T. Yeh and Julius O. Smith III. Simulation guitar distortion circuits using wave digital and nonlinear state-space formulations. In *Proceedings of the 11th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-07)*, Bordeaux, França, Setembro 2008.

- [202] H. Lewis York. *The Technique of Sound Reproduction - Theory and Practice - Audio*. Focal Press Limited, Londres - Grã Bretanha, 1964.
- [203] Paul B. Zbar. *Basic Electricity : A Text-Lab Manual*. MacGraw-Hill Book Company, S.A., 1974.
- [204] Udo. Zölzer. *Digital Audio Signal Processing*. John Wiley and Sons, Ltd, Publication, 2008.

Apêndice A

Apêndices

A.1 Restauração de amplificadores

A empresa Fender Musical instruments é de grande importância na história da música. Seus instrumentos e amplificadores fazem parte da história da música e equipou grandes músicos como Jimi Hendrix (guitarra Fender Stratocaster), Steve Ray Vaughan (Guitarra Fender Stratocaster e Amplificador Fender Vibrolux), Eric Clapton (guitarras Fender Stratocaster a partir dos anos 80 e amplificadores Fender). Existem diversos músicos reconhecidos mundialmente e músicos amadores ou profissionais que utilizaram a amplificadores ou instrumentos desta marca.

No Brasil, por motivos legais relacionados à alta tributação alfandegária, entre outros, amplificadores valvulados importados como os da marca Fender estão com o preço muito elevado. Devido a estas características a prática de restauração de amplificadores e instrumentos "Vintage" está se tornando comum, sendo ela feita por profissionais ou *'hobbistas'*.

O autor tem como atividade de horas vagas restaurar amplificadores, realizando este serviço manualmente. Neste apêndice será tratada restauração de um Fender Super Twin Reverb e dois amplificador brasileiro, um giannini tremendão e um C. S. Sound.

A.2 Fender Super Twin Reverb

O Fender Super Twin é um exemplo de ousadia no projeto de amplificadores para guitarra. O amplificador pode atingir a potência máxima de 180W, com 6 tetrodos de feixe de elétrons ("*Beam Tetrode*") do tipo 6L6GC. Na polarização que trabalha, o amplificador utiliza a potência máxima atingível de uma 6L6GC, assim sendo o desgaste das válvulas é prematuro se comparado a outros amplificadores que trabalham em um regime de potência mais baixo. Este amplificador trabalha com um circuito de distorção que pode ser acionado por Footswitch pelo guitarrista. No entanto, a

distorção possui um timbre não muito agradável, fazendo com que a mesma não se tornasse desejável pelo músico. O reverb de mola com circuito de *driver* e *recover* valvulado é um belo atrativo.

Este amplificador foi restaurado sendo que o mesmo foi importado para o Brasil e enviado pela empresa FEDEX. Um dos motivos desta restauração é o alto valor de um amplificador desta categoria. Devido ao alto preço destes amplificadores em território nacional, principalmente dos importados a restauração de um se torna uma prática bastante comum.

O amplificador Fender Super Twin utiliza um triodo duplo 7025 no seu pré amplificador, um triodo triplo 6C10 na parte do equalizador de 5 bandas, inversora de fase 12at7, *driver* de reverberação 12at7 (triodo duplo ligado em paralelo) e o recover do reverb utiliza 12ax7.

Para a substituição dos componentes defeituosos, utilizou-se um esquema original do amplificador para consulta dos valores originais. O esquema está presente na Figura A.1.

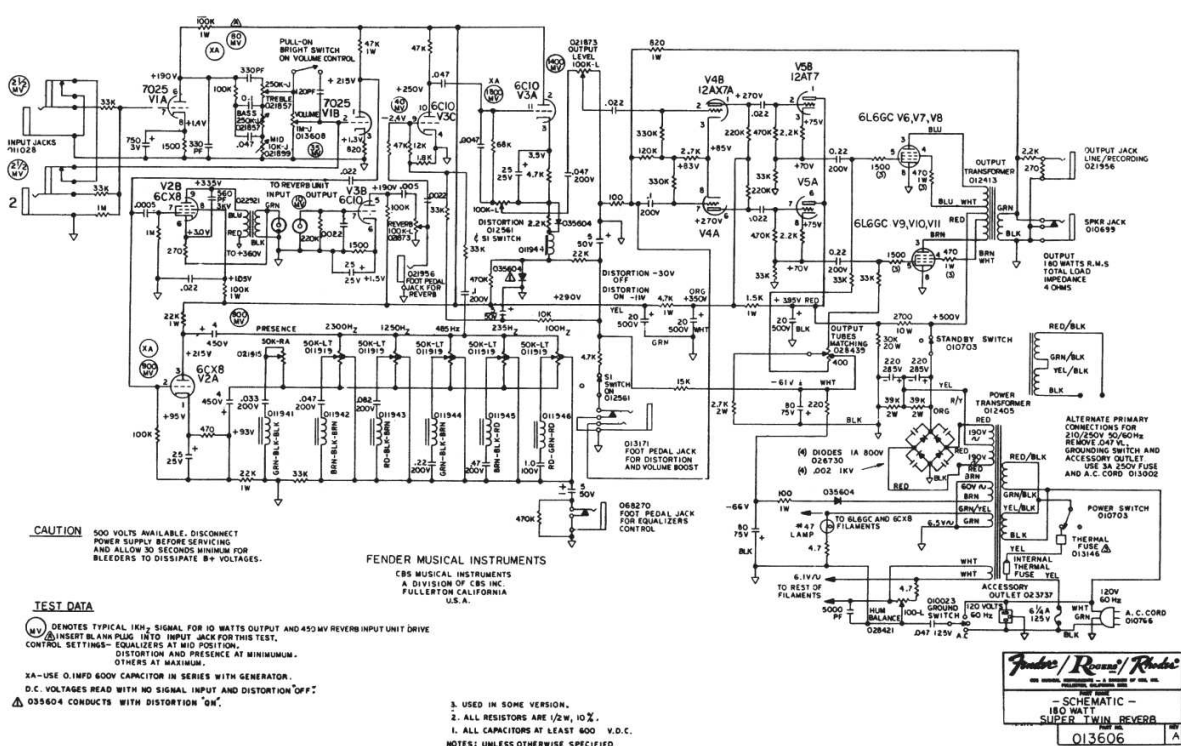


Fig. A.1: Esquema do Fender Super Twin Reverb de 1977.

O chassis do amplificador antes do início da restauração foi fotografado, na Figura A.2.

A.2.1 Recap

A restauração envolveu a troca de todos os capacitores eletrolíticos, pois estes são os que mais sofrem desgaste com o tempo, podem vaziar o líquido eletrolítico e, com o tempo, inevitavelmente



Fig. A.2: Chassis do Amplificador Fender Super Twin Reverb - antes da restauração.

entram em fuga. Foram utilizados os da marca Sprague Atom para toda a fonte de alimentação. Os capacitores de poliéster que apresentaram valores com os percentuais fora dos 10% de tolerância foram substituídos.

A.2.2 Substituição das Válvulas

As válvulas do amplificador, a maioria já acusava baixa emissão por isso, foram trocadas preferencialmente por válvulas NOS. Houve uma dificuldade em se encontrar o triodo triplo 6C10. O mesmo foi encontrado através de especialistas no ramo de amplificadores nos Estados Unidos.

A.2.3 Tanque de Reverb

A linha twin reverb da fender foi pioneira na utilização de um efeito de reverberação através de um transdutor acoplado a uma mola. O efeito simula a reverberação acústica. O circuito possui um *driver* através de uma 12AT7 com os seus dois triodos ligados em paralelo e um transformador para baixar a impedância. Este triodo excita o transdutor na mola (pequena bobina com núcleo de ferrite) e assim a mola vibra. Um outro transdutor do outro lado da mola gera o sinal da vibração da mola. O

tanque de reverb de molas foi trocado por um novo da Accutronics.

A.2.4 Gabinete

Uma vez que o gabinete original encontrava-se em estado deplorável, fotografado na Figura A.3, outro foi encomendado para ser feito por um luthier de instrumentos musicais. Fabio Cesar Luthier, que é especialista e por instrumentos vintage, replicou o gabinete original em todas as suas medidas. O revestimento do mesmo foi feito pelo tapeceiro Orlando do Pitangui em courvim preto. O tecido ortofônico foi substituído pelo original da Fender.



Fig. A.3: Gabinete do amplificador - antes da restauração.

A.2.5 Resultado Final

O resultado final da restauração está registrado na Figura A.4, onde pode-se perceber um alto padrão de qualidade de acabamento, sempre visando a originalidade do amplificador.



Fig. A.4: Fender após o final da restauração - utilizado em estúdio Profissional.

A.3 Giannini Tremendão

O Giannini Tremendão, cujo nome é uma homenagem ao músico compositor Erasmo Carlos é basicamente um circuito de um Fender da década de 60 de 87W, segundo especificações da época, com alterações que são adaptações a indústria Brasileira. Os transformadores eram fornecidos pela extinta Wilkason e não tinham núcleo grão-orientado o que aumenta a concentração do campo magnético no material. Assim sendo estes transformadores eram mais volumosos que os produzidos nos EUA, porém possuíam alta qualidade, devido ao seu tamanho possuíam baixa saturação por histerese.

em bom estado de conservação tem o preço médio de R\$2000,00, sendo uma boa alternativa para um músico que queira ter um bom amplificador de potência razoável a um preço mais acessível.

O amplificador em questão não estava em bom estado de conservação, possuindo muitas adaptações mal feitas e reparos mal executados. Isso demonstra os anos de esquecimento que estes amplificadores tiveram.

A.3.1 Recap

Os capacitores originais de poliéster da Siemens estavam todos muito ressecados, apesar da grande maioria estarem com os valores de capacitância dentro da tolerância correta quando testados com um capacímetro digital. Os capacitores eletrolíticos foram todos descartados pois os mesmos podem vazar a solução eletrolítica. Assim sendo, é prática comum de restauração trocar todos os capacitores eletrolíticos de amplificadores antigos. A fonte original teve uma modificação: no tremendão existem pares de capacitores eletrolíticos montados em série com resistores divisores de tensão de $100K\Omega$ em paralelos aos mesmos. A ideia para tal opção é que, para suportarem a tensão máxima da fonte, 480V fornecidos à placa dos tetrodos de potência, necessita-se de capacitores capazes de suportar estas tensões, assim sendo dois capacitores de $50\mu F$ com 350 V de isolamento podem suportar os 480V de tensão tendo uma capacitância em série de $22\mu F$. A ideia se deve aos altos preços de capacitores de alta tensão de isolamento na época. Estes pares foram substituídos por capacitores americanos Sprague Atom com valor de $22\mu F$ e 500V de isolamento. Este *layout* de fonte é igual ao Tremendão III.

A.3.2 Banho Anticorrosivo

Um banho químico anticorrosivo foi dado no chassis do amplificador para a eliminação da crosta de ferrugem que estava na superfície. O transformador de alimentação estava em boas condições apenas uma limpeza foi feita.

O transformador que estava posicionado na posição do transformador de saída (transformador de áudio) se quer era um transformador para tal função, tratava-se apenas de um transformador de tensão de rede de 110V/220.

A.3.3 Substituição das válvulas

As válvulas de pré-amplificação do reverb e do trêmolo receberam as Philips Miniwatt NOS (New Old Stock) por possuírem níveis de ganho de uma 12AX7 legítima. Existem vários fabricantes em

que o ganho da válvula não segue a especificação de uma 12AX7. Todas as 616GC da etapa de saída foram trocadas por válvulas novas, da marca JJ Tesla fabricadas na república da Eslováquia.

A.3.4 Substituição do Transformador de Saída

Um transformador de saída de núcleo grão orientado importado nos EUA fabricado para amplificadores Fender e consequentemente menor tamanho foi instalado na etapa de potência.

A.3.5 Gabinete

Uma vez que o gabinete original se perdeu com o tempo, outro teve que ser confeccionado. O mesmo luthier de instrumentos musicais, Fabio Cesar Luthier, fabricou o gabinete apenas a partir do chassis do amplificador. O revestimento do mesmo foi feito pelo mesmo tapeceiro Orlando do Pitangui em courvim preto. o tecido ortofônico foi substituído por um da cor preta para a frente do amplificador.

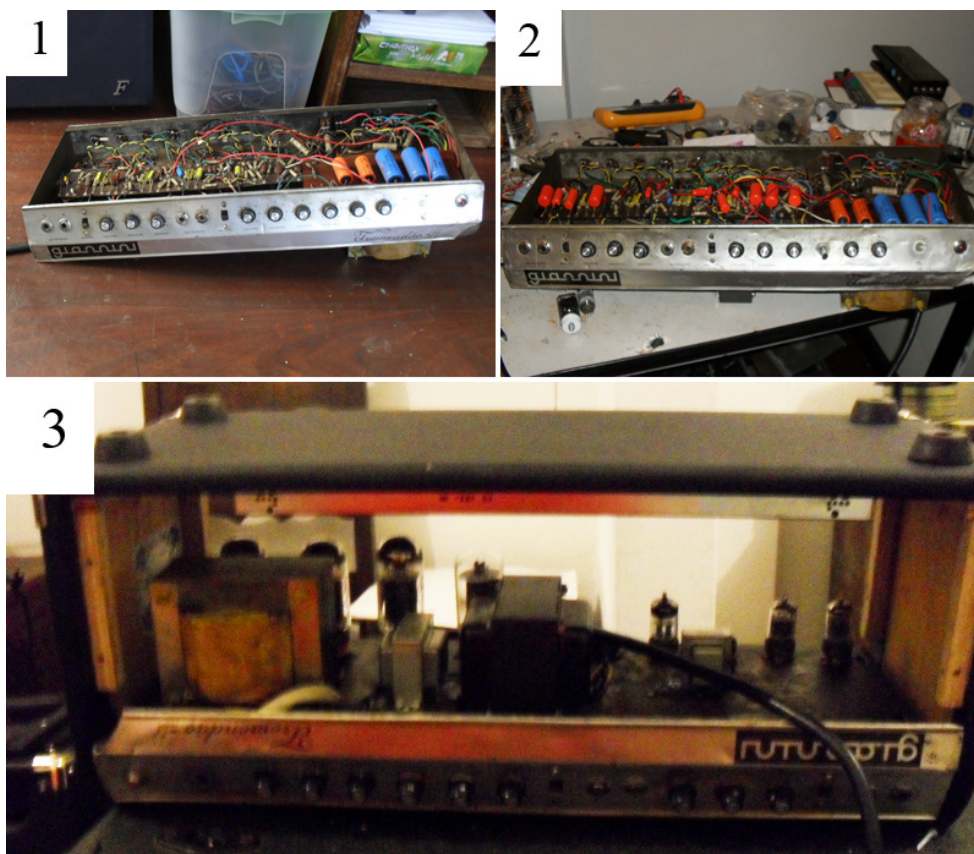


Fig. A.6: Passos da restauração do Tremendão T-II

A Figura A.6 ilustra os passos da restauração:

1. Fonte recuperada;
2. Recap de todos os capacitores de poliéster;
3. Válvulas substituídas e o chassis sendo posicionado dentro do gabinete.

A Figura A.7 ilustra o processo finalizado, com o amplificador na fase de teste. O amplificador é submetido a 8 horas de funcionamento ininterruptas. Um sinal senoidal de excitação é inserido na entrada do amplificador, sendo que o mesmo trabalha próximo à potência máxima nominal com uma carga fantasma na saída (resistor de fio de 4Ω de 100W).



Fig. A.7: Amplificador Finalizado - Tremendão T-II