

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

JOÃO PAULO SILVA DE MATTOS PEREIRA

IMPLEMENTAÇÃO DE PEDAIS DE EFEITO PARA GUITARRA

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**PONTA GROSSA
2020**

JOÃO PAULO SILVA DE MATTOS PEREIRA

IMPLEMENTAÇÃO DE PEDAIS DE EFEITO PARA GUITARRA

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica, do Departamento Acadêmico de Eletrônica, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Hugo Valadares Siqueira

Coorientador: Prof. Dr. Eloi Agostini Junior

PONTA GROSSA
2020

TERMO DE APROVAÇÃO
TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO - TCC
IMPLEMENTAÇÃO DE PEDAIS DE EFEITO PARA GUITARRA

Por

João Paulo Silva de Mattos Pereira

Monografia apresentada às 16 horas e 30 min. do dia 07 de dezembro de 2020 como requisito parcial, para conclusão do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Câmpus Ponta Grossa. O candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação e conferidas, bem como achadas conforme, as alterações indicadas pela Banca Examinadora, o trabalho de conclusão de curso foi considerado APROVADO.

Banca examinadora:

Prof. Flávio Trojan	Membro
Profª. Virgínia Helena Varotto Baroncini	Membro
Prof. Elói Agostini Junior	Coorientador
Prof. Hugo Valadares Siqueira	Orientador
Prof. Josmar Ivanqui	Professor responsável TCCII



Documento assinado eletronicamente por (Document electronically signed by) **HUGO VALADARES SIQUEIRA, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em (at) 07/12/2020, às 18:13, conforme horário oficial de Brasília (according to official Brasilia-Brazil time), com fundamento no (with legal based on) art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por (Document electronically signed by) **FLAVIO TROJAN, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLOGICO**, em (at) 07/12/2020, às 18:13, conforme horário oficial de Brasília (according to official Brasilia-Brazil time), com fundamento no (with legal based on) art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por (Document electronically signed by) **ELOI AGOSTINI JUNIOR, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em (at) 07/12/2020, às 18:14, conforme horário oficial de Brasília (according to official Brasilia-Brazil time), com fundamento no (with legal based on) art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por (Document electronically signed by) **VIRGINIA HELENA VAROTTO BARONCINI, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLOGICO**, em (at) 07/12/2020, às 18:16, conforme horário oficial de Brasília (according to official Brasilia-Brazil time), com fundamento no (with legal based on) art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por (Document electronically signed by) **JOSMAR IVANQUI, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLOGICO**, em (at) 10/12/2020, às 21:22, conforme horário oficial de Brasília (according to official Brasilia-Brazil time), com fundamento no (with legal based on) art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site (The authenticity of this document can be checked on the website) https://sei.utfpr.edu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador (informing the verification code) **1787333** e o código CRC (and the CRC code) **AF06C062**.

Dedico este trabalho a minha família e aos
meus amigos, pelos momentos de
ausência.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho não poderia ser terminado sem a ajuda de diversas pessoas e/ou instituições às quais presto minha homenagem. Certamente esses parágrafos não irão atender a todas as pessoas que fizeram parte dessa importante fase de minha vida. Portanto, desde já peço desculpas àquelas que não estão presentes entre estas palavras, mas elas podem estar certas que fazem parte do meu pensamento e de minha gratidão.

A minha família, pelo carinho, incentivo e total apoio em todos os momentos da minha vida.

Aos meus orientadores, que me mostraram os caminhos a serem seguidos e pela confiança depositada.

A todos os professores e colegas do departamento, que ajudaram de forma direta e indireta na conclusão deste trabalho.

Enfim, a todos os que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

Primeira Lei: Um robô não pode ferir um ser humano ou, por omissão, permitir que um ser humano sofra algum mal. Segunda Lei: Um robô deve obedecer as ordens que lhe sejam dadas por seres humanos, exceto nos casos em que tais ordens contrariem a Primeira Lei. Terceira Lei: Um robô deve proteger sua própria existência desde que tal proteção não entre em conflito com a Primeira e Segunda Leis (ASIMOV, Isaac, 1950).

RESUMO

PEREIRA, João Paulo Silva de Mattos. **Implementação de pedais de efeito para guitarra**. 2020. 97 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2020.

A principal motivação deste trabalho de conclusão de curso é propor um meio de contribuir com uma fonte de consulta e disseminação de informação para auxiliar profissionais das áreas da engenharia elétrica, eletrônica, música e sonorização que desejem construir ou modificar um pedal de efeito e entender o que acontece em cada etapa do circuito. Além da implementação propriamente dita, realizou-se um levantamento geral dos componentes utilizados e suas aplicações, assim como termos e conceitos inerentes a esse tipo de aplicação. Realizou-se uma análise explicativa de cada etapa dos projetos, dos cálculos e simulações com o intuito de validar as hipóteses de como estas funcionam. Por fim, deu-se sequência no processo construtivo dos circuitos para finalmente serem realizadas as medições via osciloscópio. Com todos os dados coletados foi possível a análise e validação dos pedais de efeitos para guitarra, os quais foram construídos e apresentaram as características esperadas com relação ao que foi discutido e analisado na teoria.

Palavras-chave: Guitarra. Pedal. Eletrônica. Áudio. Frequência.

ABSTRACT

PEREIRA, João Paulo Silva de Mattos. **Implementation of guitar pedal effects.** 2020. 97 p. Final Coursework (Bachelor's Degree in Electrical engineering) – Federal University of Technology – Paraná. Ponta Grossa, 2020.

The main motivation of this course conclusion work is to propose a way to contribute with a source of consultation and dissemination of information to assist professionals from the areas of electrical engineering, electronics, music and sound that want to build or modify an effect pedal and understand what happens at each stage of the circuit. In addition to the actual implementation, a general survey of the components used and their applications was carried out, as well as terms and concepts inherent to this type of application. An explanatory analysis of each stage of the projects, calculations and simulations was carried out in order to validate the hypotheses of how they work. Finally, the construction process of the circuits was continued in order to finally carry out measurements via the oscilloscope. With all the data collected it was possible to analyze and validate the guitar effects pedals, which were built and presented the expected characteristics in relation to what was discussed and analyzed in theory.

Keywords: Guitar. Pedal. Eletronics. Audio. Frequency.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Esquemático básico de um captador de guitarra.	20
Figura 2 – Sinal representada por uma forma de onda variável no tempo. . . .	21
Figura 3 – Sinal com forma de onda quadrada.	22
Figura 4 – Faixa ou espectro audível.	23
Figura 5 – Duas formas de onda de mesma frequência mas com timbres distintos.	25
Figura 6 – Exemplos de capacitores de acoplamento.	26
Figura 7 – Filtro passa-baixa. (a) Circuito; (b) Resposta em frequência.	27
Figura 8 – Filtro passa-alta. (a) Circuito; (b) Resposta em frequência.	28
Figura 9 – Circuito passa-faixa.	28
Figura 10 – Filtro passa-faixa e sua resposta em frequência.	28
Figura 11 – (a) Resistor de fibra de carbono; (b) Símbolos para representar um resistor.	29
Figura 12 – Código de cores do resistor.	29
Figura 13 – Potenciômetro, aspecto e simbologia.	30
Figura 14 – Chave 3pdt utilizado em circuitos de pedais de efeito.	32
Figura 15 – <i>Footswitch</i> . (a) Comutação dos pólos; (b) Ilustração do funcionamento da chave quando em Bypass e ativo.	33
Figura 16 – Diodo. (a) Polarização Direta; (b) Polarização Inversa.	33
Figura 17 – Curva do diodo.	34
Figura 18 – Tipos de transistor e simbologia. (a) NPN; (b) PNP.	34
Figura 19 – Resistência de dreno controlada por tensão para um <i>JFET</i>	37
Figura 20 – <i>OPAMP</i> . (a) Amplificador Inversor; (b) Amplificador Não-Inversor. . .	38
Figura 21 – Processamento não-linear, pedal efeito distorção.	41
Figura 22 – Onda Quadrado devido ao excesso de clipagem.	41
Figura 23 – Exemplo de aplicação de clipagem com diodos.	42
Figura 24 – Exemplo de forma de onda ceifada pós etapa dos diodos.	42
Figura 25 – Esquemático com clipagem assimétrica.	43
Figura 26 – (esq. pra dir.) <i>Tube Screamer TS808, Boss Distortion DS-1 e Fuzz Face Dunlop</i>	44
Figura 27 – Resposta em frequência passa banda.	45
Figura 28 – Ilustração do funcionamento básico do Flanger.	45
Figura 29 – Ilustração dos estágios do BBD.	46
Figura 30 – Esquemático do funcionamento do tremolo.	47
Figura 31 – Ligação da unidade de reverberação a um amplificador.	48
Figura 32 – Etapa de amplificação. (a) Circuito; (b) Circuito para cálculo das tensões e correntes de polarização.	51
Figura 33 – Circuito equivalente CA.	53
Figura 34 – Oscilador. (a) Circuito; (b) Circuito para cálculo das tensões e correntes de polarização.	54
Figura 35 – Circuito para análise de pequenos sinais equivalente do oscilador RC.	56
Figura 36 – Realimentação do oscilador sem o transistor.	57
Figura 37 – Filtro da fonte de alimentação do projeto.	60
Figura 38 – Esquemático da etapa de entrada.	61
Figura 39 – Esquemático da etapa de ganho.	63

Figura 40 – Simulação do FPB integrador.	66
Figura 41 – Esquemático da etapa de ceifamento.	67
Figura 42 – Etapa de ceifamento. Arranjo de <i>LED</i>	68
Figura 43 – Etapa de ceifamento. Arranjo com diodos de germânio.	68
Figura 44 – Etapa de ceifamento. Arranjo com diodos de silício.	69
Figura 45 – Esquemático da etapa de controle de tonalidade.	70
Figura 46 – Resposta em frequência do arranjo de controle de tonalidade. . . .	71
Figura 47 – Esquemático da etapa de saída.	72
Figura 48 – Forma de onda da etapa de amplificação. Potenciômetro com o cursor em posição de ganho mínimo.	72
Figura 49 – Forma de onda da etapa de amplificação. Potenciômetro com o cursor em posição central.	73
Figura 50 – Forma de onda da etapa de amplificação. Potenciômetro com o cursor em posição de ganho máximo.	73
Figura 51 – Forma de onda do sinal ao passar pelo arranjo de diodos de silício. . . .	74
Figura 52 – Forma de onda do sinal ao passar pelo arranjo de diodos de germânio. . . .	74
Figura 53 – Forma de onda do sinal ao passar pelo arranjo de diodos de <i>LED</i>	75
Figura 54 – Sinal injetado na entrada do circuito para realização do ensaio. . . .	77
Figura 55 – Sinal de saída da etapa de ganho de tensão do tremolo.	79
Figura 56 – Sinal de saída com a clipagem realizada por <i>LED</i>	81
Figura 57 – Sinal de saída com a clipagem realizada por diodos de silício.	81
Figura 58 – Sinal de saída com a clipagem realizada por diodos de germânio. . . .	82
Figura 59 – Controle de tonalidade configurado para atuar na faixa atuante do FPA.	82
Figura 60 – Controle de tonalidade configurado para atuar na faixa atuante do FPB.	83
Fotografia 1 – Placa de circuito impresso do <i>EA Tremolo</i> . (a) Trilhas; (b) componentes soldados.	75
Fotografia 2 – Placa de circuito impresso do protótipo de distorção. (a) Trilhas; (b) componentes soldados.	76
Fotografia 3 – Projeto implementado com caixa plásticas patola PB-114 de uso geral.	76

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Dados coletados da análise DC do projeto.	78
Tabela 2 – Dados coletados da análise DC do projeto.	78
Tabela 3 – Dados coletados da análise do circuito oscilador.	79
Tabela 4 – Comparação da frequência calculada, simulada e medida com osciloscópio.	80
Tabela 5 – Dados medidos da etapa de ganho de tensão.	80
Tabela 6 – Parametros adotados para o ensaio.	81

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

SIGLAS

A	Ampere (AC rms ou DC)
AC	<i>Alternating Current</i> (Corrente Alternada)
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i> (conversor analógico-digital)
AMPOP	Amplificador Operacional
A_v	Ganho de Tensão
BBD	<i>Bucket brigade Device</i>
CI	Circuito Integrado
CMRR	<i>common-mode rejection ratio</i> (Razão de Rejeição de Modo Comum)
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i> (conversor digital-analógico)
DC	<i>Direct Current</i> (Corrente Contínua)
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
f_c	Frequência de Corte
FPA	Filtro Passa-Altas
FPB	Filtro Passa-Baixas
Hz	Hertz
I	Corrente
i_D	corrente do canal de fluxo do MOSFET
LFO	<i>Loow Frenquency Oscillator</i>
NPN	Negativo, Positivo, Negativo
PNP	Positivo, Negativo, Positivo
RC	Resistor-Capacitor/Condensador
RN	Realimentação Negativa
RP	Realimentação Positiva
SR	<i>Slew-Rate</i>
3PDT	<i>Three Pole Double Throw</i>
V_a	Valor de pico ou amplitude máxima (V)
V_t	Tensão de polarização MOSFET
$v_i(t)$	Sinal senoidal de tensão de entrada
$v_o(t)$	Sinal senoidal de tensão de saída
V_{in}	Tensão de entrada
V_0, V_{out}	Tensão de saída DC
$+V_{CC}$	Alimentação positiva
$-V_{CC}$	Alimentação Negativa
V_f	Tensão de Polarização

V_G
 Z_{in}

Tensão de *gate*
Impedância de entrada

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	TEMA	15
1.1.1	Delimitação do Tema	16
1.2	OBJETIVOS	17
1.2.1	Objetivo Geral	17
1.2.2	Objetivos Específicos	17
1.3	JUSTIFICATIVA	17
1.4	PROCEDIMENTO METODOLÓGICO	18
1.5	ESTRUTURA	18
2	REVISÃO DA LITERATURA	20
2.1	MODO DE PRODUÇÃO SONORA DA GUITARRA	20
2.1.1	Captação	20
2.1.2	Sinal	21
2.1.3	Espectro de Frequência	21
2.2	SOM	23
2.3	CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA	25
2.4	ACOPLAMENTO AC	26
2.5	FILTROS DE SINAL	26
2.6	COMPONENTES CLÁSSICOS	28
2.6.1	Resistor	29
2.6.2	Associação Série-Paralelo	30
2.6.3	Potenciômetro	30
2.6.4	Capacitor	31
2.6.5	Interruptores e Chaves	32
2.6.6	Diodo	33
2.6.7	Transistor Bipolar de Junção (TBJ)	34
2.6.8	Transistores de Efeito de Campo de Junção (<i>JFET</i>)	36
2.6.9	Amplificador Operacional (OPAMP)	38
2.7	EFEITOS CLÁSSICOS EM PEDAIS DE GUITARRA	40
2.7.1	Efeito de distorção	40
2.7.1.1	A Diferença entre os rótulos: <i>crunch</i> , <i>overdrive</i> , <i>distortion</i> e <i>fuzz</i>	43
2.7.2	Wah-Wah	44
2.7.3	Flanger	44
2.7.4	<i>Chorus</i>	47
2.7.5	<i>Tremolo</i>	47
2.7.6	Reverb	48
3	MATERIAL E MÉTODOS	49
3.1	<i>TREMOLO</i>	49
3.1.1	Funcionamento do Circuito	49
3.1.2	Etapa de Ganho de Tensão	50
3.1.2.1	Análise DC	50
3.1.2.2	Análise AC	52
3.1.3	Oscilador de Deslocamento de Fase	53

3.1.3.1	Análise DC	54
3.1.3.2	Análise AC	55
3.2	PROTÓTIPO DE DISTORÇÃO	59
3.2.1	TL072	59
3.2.2	Alimentação	60
3.2.3	Buffer de Tensão	61
3.2.3.1	Definição da Impedância de Entrada	62
3.2.4	Estágio de Amplificação e Condicionamento do Sinal	63
3.2.4.1	Ganho de Tensão	63
3.2.4.2	FPA	65
3.2.4.3	FPB na Realimentação	65
3.2.5	Etapa de Ceifamento (<i>Clippagem</i>)	66
3.2.5.1	Arranjo composto por <i>LED</i>	67
3.2.5.2	Arranjo Composto Por Diodos de Germânio	67
3.2.5.3	Topologia Assimétrica Utilizando Diodo de Silício	68
3.2.6	Controle de Tonalidade	69
3.2.7	Etapa de Saída	71
3.2.8	Simulação	72
3.3	<i>HARDWARE</i>	73
4	RESULTADOS E DISCUSSÃO	77
4.1	EA TREMOLO	77
4.1.1	Análise DC dos Amplificadores	77
4.1.2	Ganho de Tensão	78
4.1.3	Análise do Circuito Oscilador	78
4.2	PROTÓTIPO DE DISTORÇÃO	80
4.2.1	Ensaio 1	80
4.2.2	Ensaio 2	80
4.2.3	Ensaio 3	81
4.3	DIFICULDADES ENCONTRADAS	83
5	CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS	85
	REFERÊNCIAS	87
	APÊNDICES	91
	APÊNDICE A – ESQUEMÁTICOS	92
A.1	PROTÓTIPO DE DISTORÇÃO	92
A.2	EA TREMOLO	94
	APÊNDICE B – COMPONENTES PARA MONTAGEM DOS PROJETO- JETOS	96
B.1	PROTÓTIPO DE DISTORÇÃO	96
B.2	EA TREMOLO	96

1 INTRODUÇÃO

Nos dias atuais, pedais de efeitos podem ser encontrado por todo setor da indústria musical, os quais são realidade no *setup*¹ de todo guitarrista, sem exceção de gêneros. São utilizados para otimizar o timbre e/ou permitir um leque maior de possibilidades e descobertas na hora de interpretar ou compor uma música (FILHO, 2017).

Embora os efeitos para guitarra tenham surgido praticamente logo após a guitarra elétrica em si, sua disponibilidade e variedade expandiram-se apenas nos últimos anos, de modo que os efeitos mais básicos tiveram uma redução significativa se compararmos os últimos 30 anos. Isto se deve a fatores como o avanço na tecnologia de fabricação de componentes e na evolução das máquinas elaboradas para este fim, as quais podem ser programadas para fazer a montagem dos componentes em vez de exigir montagem manual. Assim, surgiram circuitos integrados e *chips* de baixo custo que permitiram desenvolver, baratear e até mesmo otimizar em muito os efeitos já conhecidos (ORMAN, 2017a).

1.1 TEMA

Ao visitarmos as raízes dos efeitos, no início do século XX, nos deparamos com o engenheiro russo *Lev Sergeivitch Termen*, inventor do teremim, instrumento que se toca usando as mãos próximas a duas antenas separadas, as quais ajustam a frequência e o volume do som emitido pelo instrumento. Em 1934, Lauren Hammond inventou o órgão *Hammond*, com qual introduziu os efeitos de *tremolo*, *chorus*, *vibrato* e *reverb*, os mesmos tornariam-se importantes pedais de efeitos para os guitarristas no futuro (TARQUIM, 2015).

Alguns relatos do passado levam a acreditar que a idéia de construir pedais de efeito, efetivamente nasceu entre as décadas de 50 e 60. Em 1958, o guitarrista de *rock Link Ray*, em uma entrevista à revista *Guitar Player*, relatou que um amplificador que emitia um som *clean*, poderia soar mais distorcido realizando furos nos altos falantes do mesmo. O som distorcido de *Ike Turner*, na famosa "*Rocket 88*", aparente-

¹ Setup é uma expressão referente ao conjunto de pedais de efeitos do músico

mente era o resultado de um amplificador que havia caído de um carro em trânsito e *Duane Eddy*, também nos anos 50, gravou um disco com seu amplificador dentro de um grande galão de metal, obtendo grandes efeitos de eco (ALVES, 2018)(TARQUIM, 2015).

Outro fator é que, anteriormente, os amplificadores valvulados só possuíam o controle de volume a disposição, com isso, era necessário utilizar a configuração de máximo volume para poder saturar o sinal. Os amplificadores válvulados, quando operam além da sua capacidade máxima de amplificação (regime de *Overdrive*), promovem distorções não lineares no sinal, reforçando o conteúdo harmônico dos acordes e das notas de um modo peculiar. A distorção característica desses equipamentos tornou-se um atrativo para os músicos nas décadas de 1960 e 70 (COSTA, 2016).

Atentos às necessidades e na oportunidade de mercado, fabricantes de amplificadores, como as famosas Marshall, fender, Warwick e Boss com o objetivo de obter os citados efeitos sem a necessidade de um estúdio ou de equipamentos mecânicos, começaram a implementar sistemas analógicos de processamento de sinais em amplificadores valvulados, diminuindo a complexidade e o número de equipamentos necessários para atingir o som desejado (ALVES, 2018).

O avanço da tecnologia, culminou no nascimento (junho de 1948) e aperfeiçoamento do transistor. O mesmo veio a substituir as antigas válvulas em praticamente todas as aplicações, inclusive nos novos amplificadores que vieram a ser desenvolvidos. Entretanto, uma consequência direta, foi a incapacidade de reproduzir as características sonoras dos amplificadores à válvula. Diante disso, inevitavelmente deu-se origem aos pedais de efeitos, pedaleiras e unidades de efeito. A idéia era que o guitarrista pudesse obter os mesmos timbres dos caros amplificadores valvulados utilizando os amplificadores transistorizados, de baixo custo, combinados com os pedais analógicos de distorção (ALVES, 2018)(COSTA, 2016).

1.1.1 Delimitação do Tema

Esse estudo demonstra a implementação e análise de cada etapa dos circuitos de 2 pedais para guitarra, sendo um efeito de modulação *tremolo* e um protótipo de efeito de distorção.

O *tremolo* será baseados em um esquemáticos de réplicas já existentes no

mercado. Por outro lado, o pedal de distorção é um projeto próprio. A finalidade do protótipo é distorcer o som da guitarra, com possibilidade de variação do ganho, tonalidade e características da distorção.

Também faz parte desse trabalho a análise do funcionamento do circuito dos efeitos de modulação e distorção visando elucidar de maneira mais técnica e detalhada dúvidas referentes ao funcionamento ou realização de modificações dos circuitos analógicos para obter um timbre específico.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo Geral

Construção, elaboração prática e análise de 2 unidades de efeito sonoro para guitarra, a partir de componentes analógicos de fácil acesso comercial e filtros analógicos para condicionamento do sinal.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Revisar a Literatura;
- Construir um pedal de modulação;
- Projetar e construir um protótipo de distorção;
- Explicar o funcionamento dos pedais construídos através análise, simulações, modelagem e cálculos matemáticos embasados na literatura revisada;
- Avaliar e comparar os dados projetados e simulados com os dados medidos.

1.3 JUSTIFICATIVA

Embora se trate de um projeto vinculado à área de eletrônica, suas particularidades exigem observações sobre áreas de conhecimento como: música, contexto histórico da indústria de equipamentos de áudio e cultura popular, conhecimentos pontuais de engenharia elétrica e engenharia de som.

A possibilidade de produção desse trabalho e possivelmente de outros projetos de áudio, significa colaborar e atuar na divulgação de conhecimento e encorajar a novos trabalhos em uma área com informações limitadas no cenário nacional. Sendo assim, este estudo pode servir de referência para o leitor que deseja entender e desenvolver um pedal, além de incentivar futuras pesquisas e desenvolvimentos de tecnologia na área.

1.4 PROCEDIMENTO METODOLÓGICO

O desenvolvimento do trabalho será dado em quatro etapas distintas. A primeira dá-se por uma pesquisa explanatória visando uma maior interação com o tema do projeto proposto e a busca por referências bibliográficas.

A segunda etapa engloba a simulação dos circuitos propostos através de programas computacionais apropriados, visando o entendimento e funcionamento do sistema, além da busca por aprimoramento dos mesmos.

A terceiro passo envolve a prototipagem, primeiramente em matriz de contato, para validação do sistema e possíveis ajustes. Em seguida, busca-se efetuar a implementação via placa de circuito impresso, trazendo maior qualidade ao protótipo final.

Por fim, na quarta etapa, os resultados obtidos no decorrer do trabalho serão apresentados e discutidos.

1.5 ESTRUTURA

Para uma maior coesão do trabalho, a divisão da estrutura do texto foi feita em cinco partes: Introdução, Fundamentação Teórica, Desenvolvimento, Resultados e Conclusão.

A fundamentação teórica consiste na apresentação de uma revisão bibliográfica sobre os componentes eletrônicos mais comuns encontrados em circuitos de pedais de guitarra e os tipos de efeitos clássicos. Estes são conceitos chave para o entendimento e mostram-se relevantes para o desenvolvimento do projeto.

Na seção destinada ao desenvolvimento são discutidos os circuitos proposto, os respectivos projetos, bem como a análise dos mesmos. A seção de resultados

apresenta os procedimentos de testes realizados e os resultados obtidos. Por fim, são feitas as considerações finais pertinentes aos projetos desenvolvidos.

2 REVISÃO DA LITERATURA

Neste capítulo serão discutidos os conceitos fundamentais acerca da produção de guitarras, sinais elétricos e sonoros e aspectos construtivos e teóricos dos pedais de efeitos.

2.1 MODO DE PRODUÇÃO SONORA DA GUITARRA

2.1.1 Captação

Captador eletromagnético é um transdutor que pode transformar um tipo de energia em outra. Numa guitarra, ele converte a vibração das cordas em energia elétrica (BROSNAC, 2010).

O captador é composto de ímãs enrolados em fios sob forma de uma bobina que interagem com as cordas, de modo que o ímã da ponte fixa de captação as atrai levemente. Devido ao campo magnético do ímã, as cordas conseqüentemente geram seu próprio campo magnético. A vibração das cordas acarretam na oscilação do fluxo magnético na mesma frequência na qual foram afinadas. Pela lei de *Faraday*, uma bobina inserida em um campo magnético variável apresentará uma corrente nela induzida. Esta passa por um resistor ligado aos terminais da bobina, produzindo uma tensão variável (ALVES, 2018)(CASTRO, 2007). A Figura 1 mostra uma representação básica do captador eletromagnético.

Figura 1 – Esquemático básico de um captador de guitarra.



Fonte: (FILHO, 2017).

O valor da tensão de saída é proporcional à força de atração dos ímãs nas

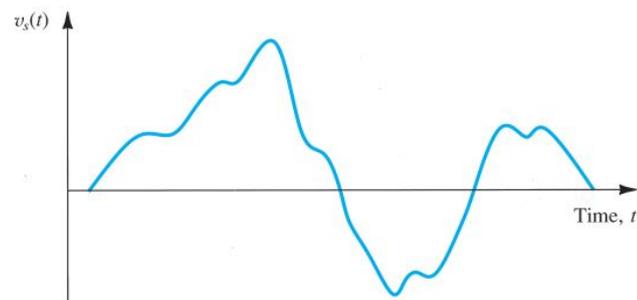
cordas. Essa tensão tem sua faixa de atuação começando em 100 mV_{PP} e pode chegar a 1 V_{PP} em captadores com ímãs de campo magnético mais intenso, como os de neodímio (ALVES, 2018). O sinal pode ser amplificado ou transmitido à distância através de fios elétricos, o qual é capaz de gerar som através de um auto-falante (BRAGA, 2013).

2.1.2 Sinal

Sinais contém informações sobre uma variedade de aplicações do nosso mundo físico. Para extrair as informações necessárias de um conjunto de sinais, o ser humano (ou máquina) necessita processá-los de maneira pré-determinada. Tal processamento dá-se por sistemas eletrônicos, nos quais o sinal deve ser convertido em um sinal elétrico (tensão ou corrente). Este processo é realizado por dispositivos chamados de transdutores (SEDRA, 2014).

Um sinal elétrico é uma grandeza variável no tempo, que pode ser representada por um gráfico. O conteúdo da informação está contido nas variações da amplitude com o passar do tempo (Figura 2), ou seja, a informação está contida nas ondulações da forma de onda do sinal (SEDRA, 2014).

Figura 2 – Sinal representada por uma forma de onda variável no tempo.



Fonte: Sedra (2014).

2.1.3 Espectro de Freqüência

Os espectro de frequência é uma característica de suma importância de qualquer função arbitrária no tempo. A descrição de um sinal é obtida utilizando-se de ferramentas de matemática como a **série de Fourier e transformada de Fourier**. Estas permitem representar um sinal de tensão $v_s(t)$ ou um sinal de corrente $i_s(t)$ como

uma soma de sinais senoidais de diferentes frequências e amplitudes (SEDRA, 2014). A Equação Equação 2.1.1 representa um sinal de tensão senoidal.

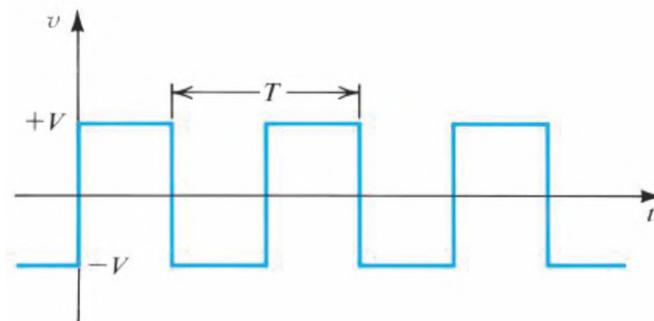
$$v_a(t) = V_a \sin \omega t \quad (2.1.1)$$

- V_a – Valor de pico ou amplitude máxima (V);
- ω - Frequência angular em radianos por segundo¹

Isso faz da senóide um sinal de grande importância na análise, projeto e teste de circuitos eletrônicos como os de pedais de efeitos para guitarra.

Série de Fourier possibilita expressar uma função periódica no tempo como a soma de um número infinito de senóides, as quais as frequências são harmonicamente relacionadas (SEDRA, 2014). Um exemplo é o sinal com forma de onda quadrada mostrada na Figura 3.

Figura 3 – Sinal com forma de onda quadrada.



$$v(t) = \frac{4V}{\pi} (\sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_0 t + \dots)$$

Fonte: Sedra (2014).

na qual V é a amplitude e $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$ (T é o período da onda quadrada) a frequência fundamental.

A **transformada de Fourier** pode ser aplicada a uma função não-periódica no tempo, gerando um espectro de frequências que é uma função contínua da frequência. Diferente dos sinais periódicos, em que os espectros relacionam-se com frequências discretas, o espectro dos sinais não-periódicos contém, no geral, todas as frequências

¹

$$\omega = 2\pi f \text{ rad/s} \quad (2.1.2)$$

possíveis. Porém, as partes essenciais do espectro de sinais práticos, normalmente são confinados a segmentos relativamente curtos do eixo de frequência (ω). Por exemplo, o espectro de frequência audível ou faixa de áudio (SEDRA, 2014).

Portanto, um sinal pode ser representado por meio de sua forma de onda variando com o tempo ($v_a(t)$), ou por meio de seu espectro de frequência.

2.2 SOM

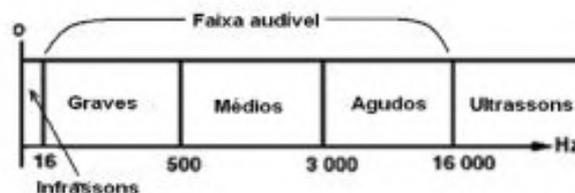
O som é uma sensação produzida quando uma fonte sonora perturba um meio. É essa perturbação (onda de pressão) que chega aos nossos ouvidos.

Ressalta-se que ondas sonoras são vibrações mecânicas que necessitam de um meio para se propagar. Logo, o som não se propaga no vácuo (BRAGA, 2013).

Se a frequência da onda sonora emitida por uma fonte for de razão menor que 16 vezes por segundo ($16Hz$), o ser humano não é capaz de escutar, pois as vibrações que chegam aos nossos ouvidos não fazem vibrar o tímpano. A partir do instante que a frequência ultrapassa esse limiar, as vibrações são transmitidas ao cérebro e a sensação resultante é denominada som (BRAGA, 1986).

Conforme a frequência do som aumenta, as mudanças tornam-se perceptíveis, sendo produzidas sensações distintas. De início graves, em seguida se tornam médios e finalmente agudos, até que o valor máximo que podemos perceber é atingido. O espectro de som audível, seja uma conversa ou música, vai de $20 Hz$ à $20 kHz$ aproximadamente (Figura 4), sendo o ser humano incapaz de ouvir frequências acima de $20 kHz$ (BRAGA, 2013)(SEDRA, 2014).

Figura 4 – Faixa ou espectro audível.



Fonte: Braga (2013).

A escala de sensibilidade do ser humano ao som é logarítmica. Na natureza existe uma diferença de milhões de vezes entre os sons mais fracos e sons mais fortes. Se os ouvidos fossem sensíveis a todos esses sons, haveria dificuldade de

escutar os fracos e os mais intensos causariam dor. Devido a isso, a natureza nos protege, tornando o ouvido sensível a sons fracos e atenuando a sensibilidade para sons altos e fortes (BRAGA, 1986).

A amplitude do deslocamento no interior do ouvido humano varia aproximadamente $10^{-5} m$, para sons altos toleráveis, a cerca de $10^{-11} m$ para o som mais fraco audível, uma razão de 10^6 . A intensidade de um som varia com o quadrado da amplitude, sendo a razão entre as intensidades nesses dois limites do sistema auditivo humano é 10^{12} . Isto significa que os seres humanos podem ouvir sons com uma enorme faixa de intensidades e, devido a isso, a sensibilidade audível é definida em escala logarítmica (HALLIDAY, 2016).

A altura de um som é a característica que está ligada a sua frequência. Considera-se que um som é mais alto que outro quando sua frequência é maior. Os sons de frequências mais baixas são denominados graves, seguindo-se dos médios e os agudos. Portanto, um som mais alto é um som mais agudo (BRAGA, 2013).

O volume ou intensidade sonora é a característica do som ligada à força com que as ondas de compressão e descompressão ocorrem. Tal característica está associada à potência do som. Dois amplificadores que possuam potências diferentes, quando ligados ao máximo volume, produzem sons com volumes ou intensidades diferentes (BRAGA, 2013).

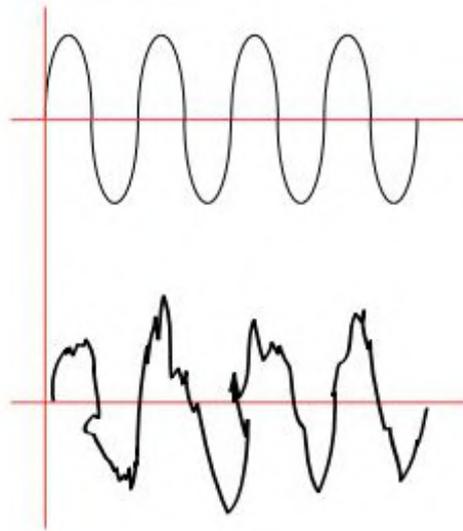
O timbre é a característica que nos permite diferenciar a mesma nota musical emitida por dois instrumentos diferentes. O ouvido do ser humano é capaz perceber as diferenças entre dois sons que tenham a mesma frequência mas que apresentem modos de vibrações ou timbres diferentes. Ambas oscilam fundamentalmente na mesma frequência, no entanto seu conteúdo harmônico é distinto (BRAGA, 2013).

Ondas senoidais correspondem a um tipo de som mais puro, em que as vibrações consistem em ondas de compressão e descompressão do ar de frequência única, logo sua ondulação não é perturbada por qualquer anormalidade ou deformação. Porém, esta onda possui um timbre desagradável aos ouvidos, semelhante a um "beep" (BRAGA, 1986)(FONSECA, 2013).

A maneira complexa que uma corda de um violão vibra gera um som que não é "puro", mas sim constituído por inúmeras vibrações superpostas de frequências múltiplas. Tais frequências são denominadas "harmônicas" que sobrepõe-se ao sinal original resultando em uma forma de onda distinta da onda senoidal (BRAGA, 1986).

As vibrações ricas em harmônicas que permitem cada instrumento ser diferenciado, incluindo a voz humana. Estes reproduzem notas iguais, na mesma frequência, mas suas formas de ondas são diferentes, como exemplificado na Figura 5.

Figura 5 – Duas formas de onda de mesma frequência mas com timbres distintos.



Fonte: Fonseca (2013).

2.3 CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA

Impedância é a resistência que um circuito apresenta a uma corrente alternada. Medida em Ohms, não representa apenas uma simples oposição à passagem da corrente, pois considera-se efeitos sobre a fase da corrente em relação à tensão (BRAGA, 2013).

A garantia de uma transmissão de sinal eficiente entre o estágio emissor e o receptor é traduzida, normalmente, na maximização da potência transferida e/ou na minimização dos sinais refletidos durante a transmissão, o que depende exclusivamente da relação entre impedância de saída da fonte (emissor) e a impedância de entrada da carga (receptor). Se tais condições não são satisfeitas diz-se estarem descasadas, sendo necessário a implementação de um circuito de casamento de impedância. (DORNELLES, 2015).

O sinal da guitarra tem amplitude muito baixa, como já mencionado, e a impedância do sinal gerado por um captador pode variar de $3\text{ k}\Omega$ a $15\text{ k}\Omega$ (BROSINAC, 2010). Para que se garanta uma eficiente transmissão, ou, maximização da potência

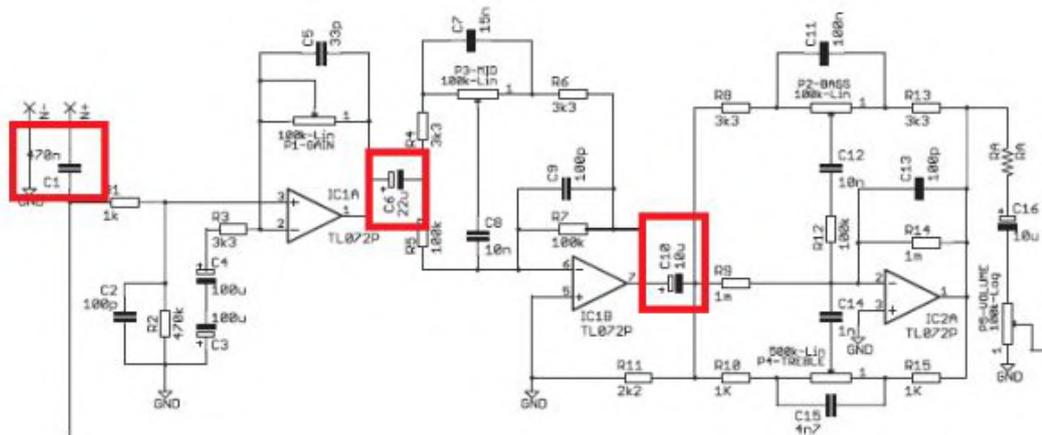
transferida e/ou minimização dos sinais refletidos durante a transmissão é de suma importância um casador de impedância nos projetos de pedais de efeitos. Em regra, a impedância de entrada deve ter até $1\text{ M}\Omega$ (BOYLESTAD, 2013).

2.4 ACOPLAMENTO AC

O sinal de áudio possui constante variação e capacitores só funcionam com sinais alternados. Quando alimentados com tensão *DC* estes não têm variação de carga, portanto não há fluxo de corrente. Assim, capacitores são utilizados para a eliminação de sinais *DC* no circuito, tendo em vista que os mesmos são indesejáveis em um circuito de áudio. A Figura 6 exemplifica sua disposição em um circuito.

Sistemas de áudio de múltiplos estágios utilizam dessa funcionalidade entre os etapas para que apenas a porção *AC* do sinal – a parte que transporta a informação sonora codificada – passe de uma etapa para a seguinte. Qualquer componente *DC* usada para polarizar os componentes em um estágio anterior é removida antes da etapa de amplificação (SHAMIEH, 2010).

Figura 6 – Exemplos de capacitores de acoplamento.



Fonte: (FARIAS, 2017) adaptado.

2.5 FILTROS DE SINAL

Uma vez que capacitores se comportam de forma diferente dependendo da frequência da tensão ou da corrente do circuito, os mesmos são implementado em circuitos chamados filtros, com a finalidade de emitir ou rejeitar sinais diversos. Com-

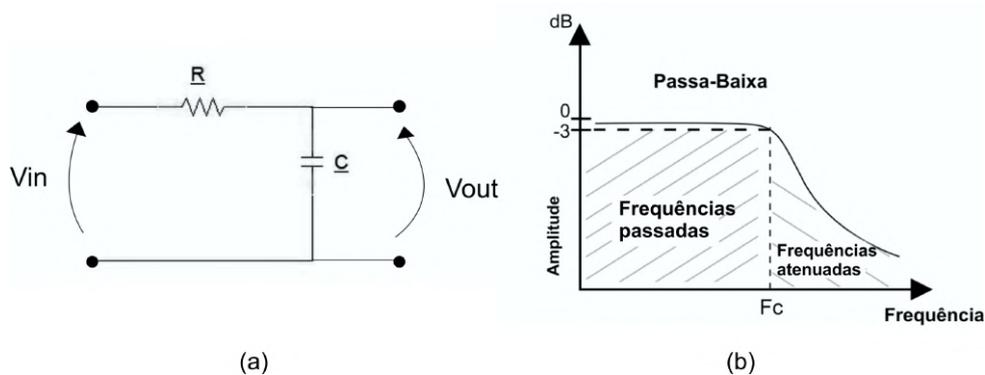
binados com resistores (circuitos RC), estes dispositivos são muito utilizados na implementação em projetos de áudio e existem basicamente 3 tipos de filtros: o passa-alta, passa-baixa e o passa-faixa (SHAMIEH, 2010).

A frequência de corte (f_c), é o ponto onde a amplitude do sinal cai $3dB$. Para determinar f_c de um filtro RC de primeira ordem utiliza-se a Equação 3.2.4.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.5.1)$$

O filtro passa-baixa (FPB) é um circuito RC como na Figura 7, com a tensão de saída no capacitor, devido a *reatância capacitiva* ser muito maior que R em baixas frequências. Neste caso, a *reatância capacitiva* para uma frequência muito alta apresenta um valor muito baixo, sendo considerado um curto-circuito. Portanto, esse circuito permite que as frequências mais baixas passem para saída, atenuando as mais altas (SHAMIEH, 2010).

Figura 7 – Filtro passa-baixa. (a) Circuito; (b) Resposta em frequência.

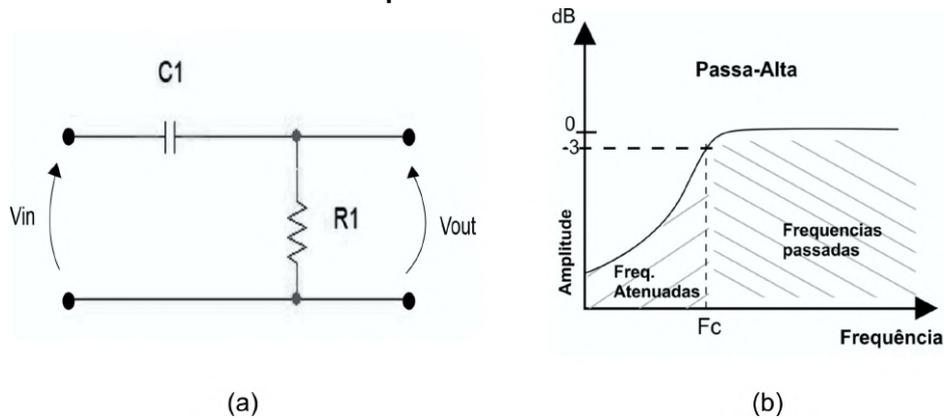


Fonte: (BOYLESTAD, 2013) adaptado.

O filtro passa-alta (FPA) inverte a posição dos componentes, de modo que a tensão de saída é obtida no resistor, como na Figura 8. Para sinais de entrada com frequência muito baixa, o condensador bloqueia a passagem da corrente, não ocorrendo a queda de tensão através do resistor ($V_{in} = 0$). Nos sinais de entrada com frequência muito alta, o capacitor se comporta como um curto-circuito, permitindo que a passagem da corrente e ocorrendo a queda de toda a tensão de entrada através do resistor ($V_{in} = V_{out}$).

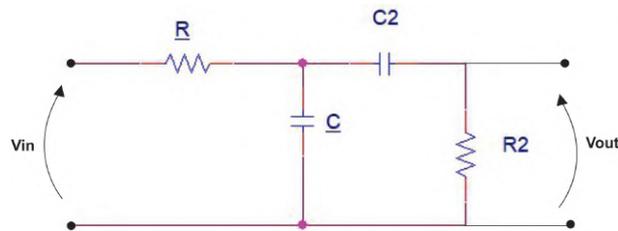
Os filtros passa-faixa e rejeita-faixa, Figura 9, são compostos por duas frequências de corte, Figura 10. Os mesmos são implementados através da combinação de filtros passa-baixa e passa-alta (SHAMIEH, 2010).

Figura 8 – Filtro passa-alta. (a) Circuito; (b) Resposta em frequência.



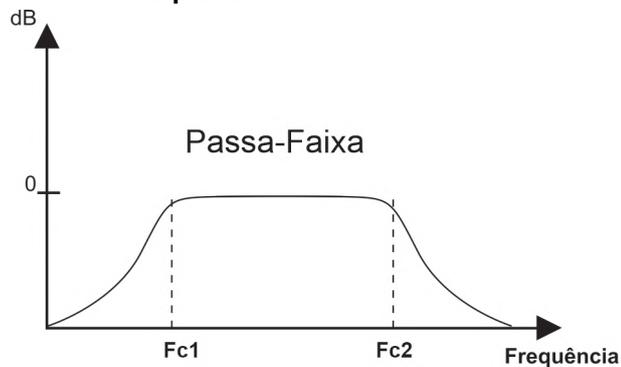
Fonte: (BOYLESTAD, 2013) adaptado.

Figura 9 – Circuito passa-faixa.



Fonte: (JUNIOR, 2003) adaptado.

Figura 10 – Filtro passa-faixa e sua resposta em frequência.



Fonte: (JUNIOR, 2003) adaptado.

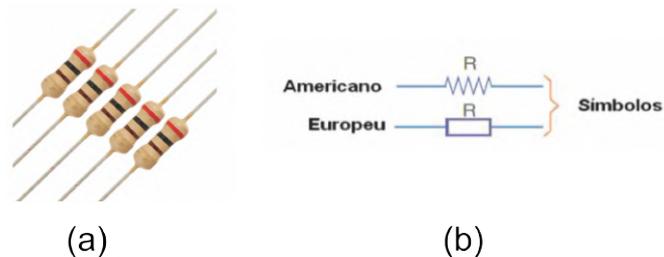
2.6 COMPONENTES CLÁSSICOS

Nesta seção serão brevemente apresentados os componentes amplamente utilizados em projetos de eletrônica analógica, destacando suas características principais e respectivas funcionalidades para a implementação de pedais de efeito.

2.6.1 Resistor

São componentes utilizados com o intuito de reduzir, de maneira controlada, a intensidade da corrente elétrica, oferecendo-lhe uma oposição ou resistência, ou então para prover queda de tensão em um circuito a um valor mais conveniente para uma determinada aplicação. A quantidade de resistência que um resistor oferece para à corrente elétrica é medida em *Ohm* (Ω) e pode variar entre 0.01Ω e mais de $22.000.000 \Omega$ (BRAGA, 2013). Os mais comuns são os de película ou filme de carbono ou metálico. Possuem três especificações importantes: resistência, tolerância e dissipação. Nos diagramas, os resistores são representados por símbolos. Existem duas normas básicas, a americana e a europeia como explicita a Figura 11.

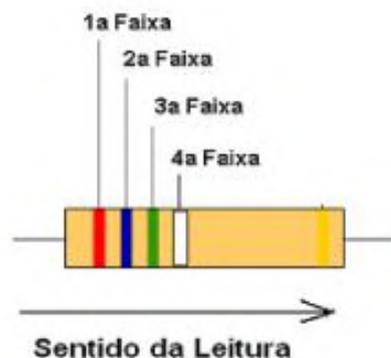
Figura 11 – (a) Resistor de fibra de carbono; (b) Símbolos para representar um resistor.



Fonte: (BRAGA, 2013) adaptado.

Os valores dos resistores fixos são representados por um código de cores, como mostra a Figura 12. Para resistores de valor variável temos normalmente o valor da resistência alcançada escrita no corpo do componente.

Figura 12 – Código de cores do resistor.



Fonte: Braga (2013).

2.6.2 Associação Série-Paralelo

Existem diversas formas de associar os resistores para ter seus efeitos combinados. Quando liga-se resistores em série, a resultante é a soma das resistências de cada componente, como mostra a Equação 2.6.1.

$$R = R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_N \quad (2.6.1)$$

Na associação em paralelo, o inverso da resistência equivalente à associação dos componentes ligados em paralelo equivalem a soma dos inversos das resistências dos resistores associados, conforme Equação 2.6.2.

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_N}} \quad (2.6.2)$$

É muito comum representar a associação em paralelo por 2 barras verticais dispostas em paralelo (//).

2.6.3 Potenciômetro

Em diversas aplicações é preciso ter um componente que possa ter sua resistência modificada, ou ajustada depois de instalado no circuito. O potenciômetro, como o da Figura 13, é um desses componentes, o mesmo é constituído por um elemento de resistência (*trilha resistiva*), que pode ser de carbono ou fio de nicromo, sobre o qual ocorre uma lingueta denominada cursor. Conforme a posição desse cursor varia tem-se um valor de resistência distinta.

Figura 13 – Potenciômetro, aspecto e simbologia.



Fonte: (BRAGA, 2013) adaptado.

A trilha resistiva pode ter característica linear, logarítmica ou logarítmica invertida.

No caso linear, a resistência aumentada de forma linearmente proporcional à distância circular percorrida pelo elemento giratório. Quando se encontra no ponto de 50% do percurso, a resistência encontra-se a 50% do valor nominal (FONSECA, 2013).

Nas trilhas resistivas logarítmicas a resistência aumenta até cerca de 10% quando atingimos 50% do giro do potenciômetro. Na outra metade do giro percorrem-se os 90% de resistência adicionais. A percepção do ser humano de volume sonoro se dá de forma a exigir cerca de 10 vezes mais potência elétrica para que se possa tornar perceptível o dobro de volume. Potenciômetros logarítmicos buscam simular essa característica (FONSECA, 2013).

Já as trilhas resistivas logarítmicas invertidas atingem 90% da resistência com metade do giro, e os demais 10% na metade restante da volta. São mais raros, mas podem ser encontrados em alguns circuitos osciladores de vibrato/trêmolo (FONSECA, 2013).

Os potenciômetros são aplicados em diversas funções como, por exemplo, controles de volume, controles de tonalidade, sensibilidade, brilho de uma lâmpada ou velocidade de um motor, já que permitem o ajuste, a qualquer momento, das características desejadas de um circuito (BRAGA, 2013).

2.6.4 Capacitor

Capacitores, ou condesadores, são dispositivos com a função de armazenar cargas elétricas em suas armaduras. Ao se carregarem, acumulam energia potencial elétrica devido ao campo elétrico na região entre elas. A carga de um capacitor é a carga elétrica armazenada na placa positiva. Tendo como unidade o farad (F). Tal unidade de medida possui ordem elevada. Devido a isso costuma-se trabalhar com seus submúltiplos: *Microfarad*($10^{-6}F$); *Nanofarad*($10^{-9}F$) e *Picofarad*($10^{-12}F$).

Os condensadores podem sofrer danos se expostos a uma tensão excessiva. A máxima suportada entre sua armadura é conhecida como tensão de isolamento (AFONSO, 2011). Tanto o valor da capacitância quanto o valor tensão de isolamento são indicados pelos fabricantes no corpo do componente ou feita mediante um código de cores associados a Algarismos.

Os tipos mais comuns encontrados no mercado ou em dispositivos em geral são de mica, poliéster, cerâmica e eletrolítico (AFONSO, 2011). As principais aplicações dos capacitores em projetos de áudio é o bloqueio da corrente *DC*, atenuação do efeito *ripple* (ondulação) e em conjunto com outros componentes, filtros.

2.6.5 Interruptores e Chaves

Para estabelecer ou interromper a corrente num circuito, de modo a se conseguir o seu controle, usa-se dispositivos denominados interruptores ou chaves. Normalmente são formados por lâminas ou contatos que, quando em contato permitem passagem da corrente e estando afastados interrompem o circuito (BRAGA, 2013).

O uso de chaves é de essencial importância na hora da comutação de circuitos, e em pedais, utiliza-se uma classe especial de chaves, mais conhecida como *3PDT*, como mostrada na figura Figura 14.

Figura 14 – Chave 3pdt utilizado em circuitos de pedais de efeito.



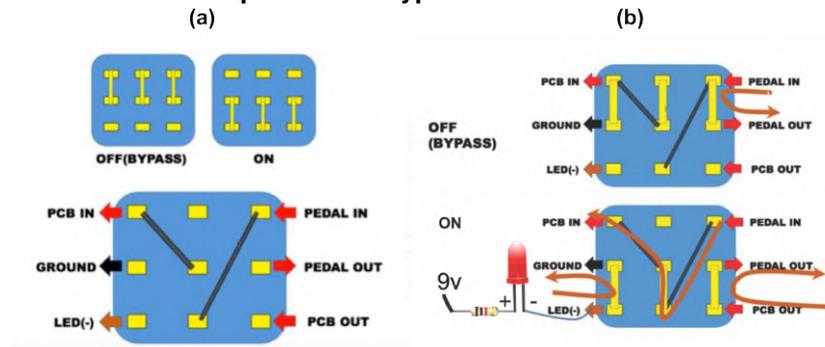
Fonte: (FARIAS, 2017) adaptado.

O método tradicional de comutação do sinal de áudio nos pedais de guitarra depende do uso da chave acionada pelos pés do músico, ou tradicionalmente chamada de *foot swich*. O mesmo possui duas posições: ativo e *bypass*. Quando ativo, o sinal proveniente dos captadores da guitarra passa pelo circuito do pedal, modificando-o. Quando em *bypass* o sinal não passa pelo circuito, não alterando suas características (TROMBLEY, 2017).

A chave *3PDT* é normalmente utilizada na fabricação de pedais, porque prove a comutação *true bypass* e notifica o músico quando o *footswitch* está ativo ou em

bypass, tal feito é concebido utilizando um *led*, pois a o componente possui 3 pólos, 3 circuitos separados que podem ser controlados pela chave e acionamento duplo. A Figura 15, ilustra a comutação e o funcionamento do componente.

Figura 15 – Footswitch. (a) Comutação dos pólos; (b) Ilustração do funcionamento da chave quando em Bypass e ativo.

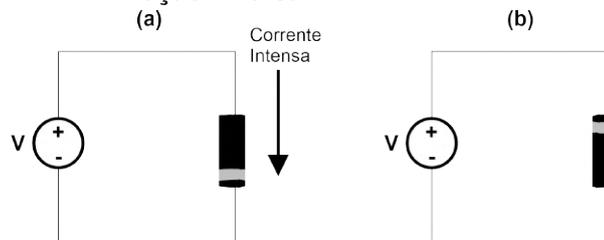


Fonte: (FARIAS, 2017) adaptado.

2.6.6 Diodo

O Diodo é um componente que tem uma condutividade restrita pois só conduz corrente quando esta o percorre num determinado sentido. Essa característica se dá pela sua construção física, uma junção PN, que só permite a condução quando está diretamente polarizado, como na Figura 16.

Figura 16 – Diodo. (a) Polarização Direta; (b) Polarização Inversa.



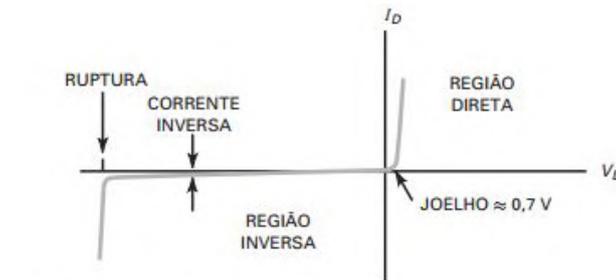
Fonte: (MALVINO, 2016) adaptado.

O lado p é chamado de ânodo, e o lado n é o catodo. O símbolo do diodo parece uma seta que aponta do lado p para o lado n , ou seja, do ânodo para o catodo (MALVINO, 2016).

Na prática, um diodo nada mais é do que uma chave seletiva, quando polarizado diretamente ele conduzirá e terá o comportamento de um resistor com uma queda de aproximadamente $0,7V$ (silício) ou entre $0,2V$ à $0,3V$ (germânio).

Na região direta, a tensão na qual a corrente começa a aumentar rapidamente é chamada de tensão de joelho do diodo (veja na Figura 17). Esta é igual à barreira de potencial. Se a tensão no diodo for maior que a tensão de joelho, o componente conduz intensamente. Se for menor, o diodo conduz fracamente (MALVINO, 2016).

Figura 17 – Curva do diodo.



Fonte: Malvino (2016).

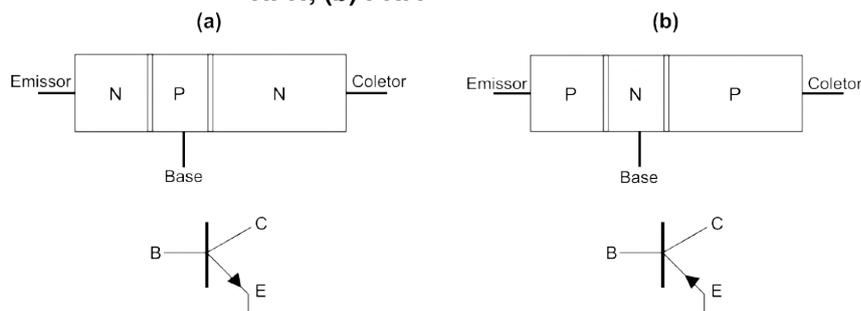
As principais aplicações relacionadas a projetos de áudio é a retificação de onda, proteção contra polarização errada, e o ceifamento de sinal (clipagem).

2.6.7 Transistor Bipolar de Junção (TBJ)

O transistor bipolar, ocasionou uma revolução no mundo da eletrônica. Possui diversificadas utilidades como a amplificação e/ou produção de sinais e o controle dispositivo como chave eletrônica no processamento de dados. Sem ele a maioria do componentes e equipamentos eletrônicos nos dias atuais não teriam sido inventados.

O termo vem do inglês *“transference resistor”*, dispositivo anunciado em junho de 1948 pelos seus criadores *Bardeen, Brattain e Shockley* (AFONSO, 2011). Existem 2 tipos básicos, de acordo com a dopagem de cada terminal (base, coletor e emissor), NPN e PNP, explicitados na Figura 18.

Figura 18 – Tipos de transistor e simbologia. (a) NPN; (b) PNP.



Fonte: (MALVINO, 2016) adaptado.

O controle da corrente coletor-emissor é feito injetando-se uma corrente na base. O efeito transistor ocorre quando a junção coletor-base é polarizada reversamente e a junção base-emissor é polarizada diretamente. Uma pequena corrente de base é suficiente para estabelecer uma corrente entre os terminais de coletor-emissor. Esta corrente será tão maior quanto maior for a corrente de base, de acordo com o ganho. Isto permite que o transistor funcione como amplificador, pois uma pequena corrente na base controla uma alta corrente de saída.

Em circuitos eletrônicos encontram-se transistores ligados em 3 possíveis topologias: Emissor comum; Coletor comum e Base comum, pois dependendo da configuração tem-se características diferentes.

- Base Comum (BC)
 - Baixa impedância de entrada.
 - Alta impedância de saída.
 - Não há defasagem entre o sinal de saída e o de entrada.
 - Amplificação de corrente igual a um.

- Coletor Comum (CC)
 - Alta impedância de entrada.
 - Baixa impedância de saída.
 - Não há defasagem entre o sinal de saída e o de entrada.
 - Amplificação de tensão igual a um.

- Emissor Comum (EC)
 - Média impedância de entrada.
 - Alta impedância de saída.
 - Defasagem entre o sinal de saída e o de entrada de 180.
 - Pode amplificar tensão e corrente em até centenas de vezes.

Em circuitos de pedais de efeito é comumente implementado a topologia de Coletor Comum por conta de características como alta impedância de entrada e baixa

impedância de saída, com relação de ganho de tensão igual a 1, o que garante que a etapa trabalhe apenas como *buffer*, não interferindo no ganho de sinal do projeto.

A configuração emissor comum é utilizada para amplificação de pequenos sinais, e em amplificadores transistorizados. É utilizada como fonte de corrente, devido sua alta capacidade de amplificação de corrente.

2.6.8 Transistores de Efeito de Campo de Junção (*JFET*)

O Transistor de Efeito de Campo de Junção *JFET* é um dispositivo controlado por tensão porque esta grandeza física inserida na entrada do mesmo controla uma corrente na saída. A tensão porta-fonte V_{GS} determina a corrente que circula entre a fonte e o dreno. Quando V_G é zero, a corrente máxima circula no dreno. Porém, se V_{GS} é negativa o suficiente, as camadas de depleção se tocam e a corrente de dreno é cortada (MALVINO, 2016).

Ao contrário do TBJ, o JFET possui como características: alta impedância de entrada; maior intolerância a ruído; ganho de potência superior ao bipolar; ganho de potência tende a aumentar com a capacidade de corrente; pode ser fabricado em dimensão muito pequena; processo de fabricação relativamente simples, sua operação exige pouca potência (ANTUNES, 1997) (SEDRA, 2014).

O *JFET* é composto usualmente por três conexões: Dreno (*Drain*), fonte (*Source*) e a porta (*Gate*). O funcionamento desse componente segue em partes a filosofia de controle de fluxo feita a partir dos transistores *TBJ*: para transistores bipolares a corrente de coletor é definida a partir da corrente de base do transistor enquanto no *JFET*, a corrente entre dreno e fonte é controlada pela tensão de porta do dispositivo.

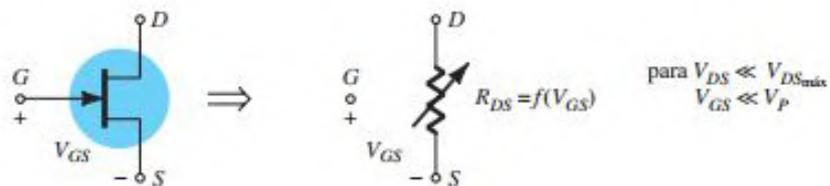
As aplicações de amplificadores com *JFET* assemelham-se em muito com as do TBJ. Assim, tem-se 3 configurações citadas anteriormente com a ligação: Emissor comum (Fonte comum); Coletor comum (Dreno Comum); Base comum - (*Gate* comum). Ainda, pode-se destacar os seguintes circuitos:

- **Amplificador reforçador (*Buffer*) e Amplificador de baixo ruído.** O seguidor de fonte é um excelente amplificador reforçador pela sua alta impedância de entrada e sua baixa impedância de saída. De forma recorrente encontra-se um

seguidor de fonte sendo utilizado no estágio inicial de um sistema eletrônico, seguido por estágios bipolares de ganho de tensão, portanto, ao implementar um amplificador com *JFET* no estágio inicial, obtêm-se ruídos menos amplificados na saída final (MALVINO, 2016).

- **Resistência controlada por tensão.** *JFET* é um dispositivo simétrico em baixas frequências, visto que os dois terminais podem funcionar como fonte ou dreno. Portanto, pode ser utilizado como uma resistência controlada por tensão para pequenos sinais como na Figura 19, tipicamente para sinais com valores de pico a pico abaixo de 200 mV . Ao operar um *JFET* com valores de V_{GS} entre 0 e $V_{GS(corte)}$ o mesmo funciona como uma resistência controlada por tensão (MALVINO, 2016).

Figura 19 – Resistência de dreno controlada por tensão para um *JFET*.



Fonte: Boylestad (2013).

A resistência de baixo sinal r_{DS} tem seu valor aproximado dado por Equação 2.6.3.

$$r_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} \quad (2.6.3)$$

em que

V_P : tensão no dreno;

I_D : corrente no dreno.

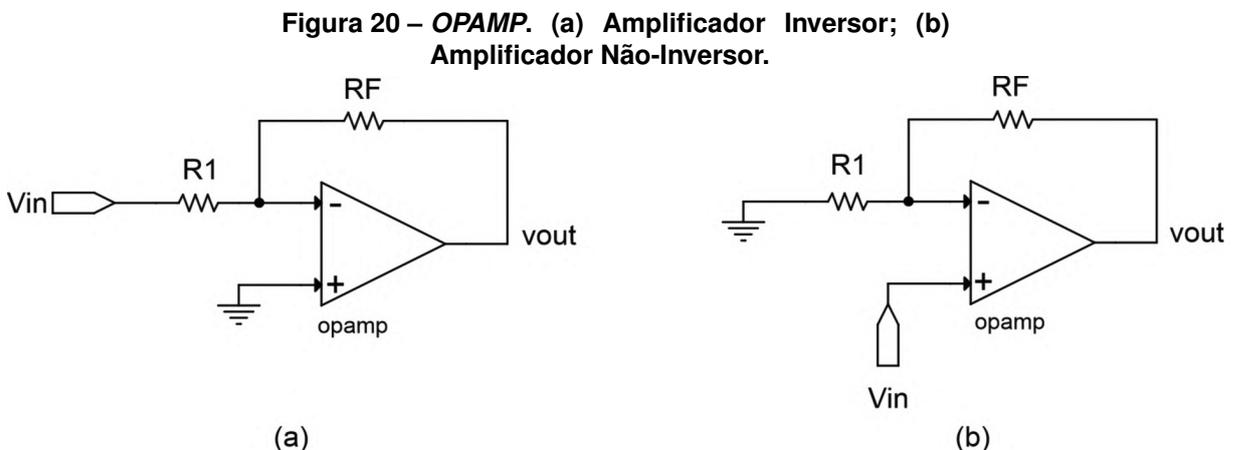
r_{DS} depende do valor usado para V_{GS} . À medida que V_{GS} fica mais negativa, r_{DS} aumenta.

2.6.9 Amplificador Operacional (OPAMP)

O primeiro Amplificador operacional (AMPOP) que apresentou a estabilidade desejada foi o $\mu A709$ criado pela empresa *Fairchild* em 1965. Em 1968, a mesma empresa desenvolveu o famoso $\mu A741$, utilizado amplamente até os dias de hoje, conhecido como o AMPOP que é padrão industrial. Opera com sinais analógicos e amplifica sinais ou variações de tensão. Todo AMPOP, possui um circuito complexo encapsulado com a função de reduzir espaços e gerar melhoria de desempenhos, por conta disso encontra-se amplificadores operacionais em quase todos os circuitos modernos (BRAGA, 2012).

O AMPOP é um amplificador CC multiestágio com entrada diferencial cujas características se aproximam das de um amplificador ideal. Assim, incidem em algumas características desejáveis: Impedância da entrada infinita; Impedância de saída nula; Ganho de tensão infinito; Resposta em frequência infinita; Insensibilidade à temperatura (JUNIOR, 2003).

Para ter o controle do ganho de tensão em um amplificador operacional, um circuito externo deverá ser configurado com uma malha de realimentação negativa. As duas topologias mais comuns com malha de realimentação negativa são a de Amplificador Inversor e Amplificador Não-Inversor, ilustradas na Figura 20. Aplicações de tais topologias são utilizadas em larga escala nas etapas de pré-amplificação para áudio, bem como na implementação de filtros ativos.



Fonte: (JUNIOR, 2003) adaptado.

Para a topologia inversora o ganho de tensão depende apenas de R_f e R_1 como mostra a Equação 2.6.4. O sinal negativo indica a defasagem de 180° do sinal

de entrada.

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_f}{R_1} \quad (2.6.4)$$

Na topologia não-inversora, o ganho é dado por Equação 2.6.5, o qual é dependente apenas de R_f e R_1 .

$$A_v = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (2.6.5)$$

É muito comum expressarmos o ganho do amplificador em medida logarítmica, sobretudo em projetos de áudio. O ganho de tensão em decibéis dá-se pela Equação 2.6.6.

$$A_v (db) = 20 \log |A_v| \quad (2.6.6)$$

O *Slew-rate (SR)* é a variável que nos permite descobrir qual é o corte de resposta em frequência do circuito integrado *CI*, ou seja, a partir de qual frequência ele não responderá mais aos harmônicos. O *SR* de um amplificador é definido como a máxima taxa de variação da tensão de saída por unidade de tempo. Normalmente é dado em $V/\mu s$ (JUNIOR, 2003).

No geral, pode-se dizer que o valor do *SR* nos dá a velocidade de resposta do amplificador, pois quanto maior o *SR*, melhor será o amplificador (JUNIOR, 2003).

Utiliza-se a Equação 2.6.7 para definir tal grandeza.

$$SR = 2\pi f V_p \therefore f = \frac{SR}{2\pi f V_p} \quad (2.6.7)$$

Sendo f a frequência máxima do sinal e V_p a amplitude máxima ou de valor de pico do sinal de saída

Razão de Rejeição de Modo Comum CMRR é a propriedade do *AMPOP* de atenuar sinais idênticos aplicados simultaneamente nas entradas do dispositivo. Um dispositivo de qualidade apresenta valor de ρ^2 de no mínimo $100dB$ (JUNIOR, 2003).

² fator de mérito, o qual nos permite dar um valor numérico a CMRR

2.7 EFEITOS CLÁSSICOS EM PEDAIS DE GUITARRA

Quando pensamos em pedais de guitarra, o principal efeito a se conseguir foi o *overdriving*. Porém, com o decorrer do tempo surgiram também outros efeitos como os de modulação, ambiência e tonalidade dentre diversas novas variações.

Os efeitos de modulação alteram não só a amplitude do sinal como também a sua frequência e fase. Por exemplo, o *chorus*, que essencialmente trata-se da emulação do efeito de aumento de fontes sonoras, resultante da mistura entre o sinal original e defasado (em curtos espaços de tempo, entre 20 à 80 ms normalmente). Já os efeitos de ambiência simulam a reverberação e o eco, como se o instrumentista estivesse em ambientes acústicos (como uma sala grande e vazia) que produzissem tais efeitos. Por fim, os efeitos de tonalidade alteram a equalização (graves, médios e agudos) do sinal de entrada, encontrados em pedaleiras do tipo Paramétrico e do tipo Gráfico (ALVES, 2018).

A seguir serão abordados um pouco sobre a história e o conceito dos efeitos clássicos, muito vistos nas *pedalboards* dos músicos.

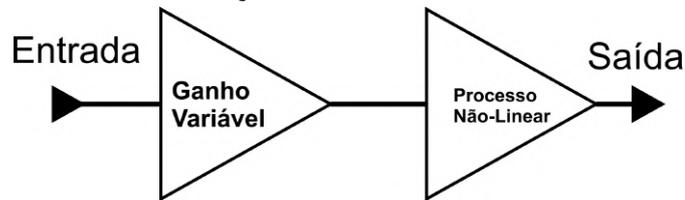
2.7.1 Efeito de distorção

O primeiro pedal de distorção, lançado oficialmente no mercado, foi o *Maestro FZ-1 Fuzz Tone*, produzido pela *Gibson* em 1962 e que foi apresentado ao mundo através do guitarrista dos *Rolling Stones*, Keith Richards, na famosa composição “ (*I Can't Get No) Satisfaction*”. Desde de então muitos *Fuzz* foram desenvolvidos porém o efeito foi eternizado mesmo nas mãos de *Jimi Hendrix* em 1966 (HUNTER, 2013a).

O efeito de distorção é um processamento não linear de um sinal de áudio, que adiciona harmônicos ao sinal original. Diferente da maioria dos circuitos amplificadores tradicionais que são projetados para ter uma resposta linear e o mínimo de distorção possível, um pedal de distorção tem seu circuito projetado para ter uma resposta não-linear, como mostra a Figura 21. Este adicionar harmônicos no processo resultando na distorção do sinal original (ORMAN, 2017b).

Distorção, é o “ato de distorcer” também definido como “alterar a forma ou característica”, ou seja, deformar. Existem alguns tipos de distorção de ondas como a de amplitude, que geralmente ocorre quando o componente ativo está saturado. Tal

Figura 21 – Processamento não-linear, pedal efeito distorção.



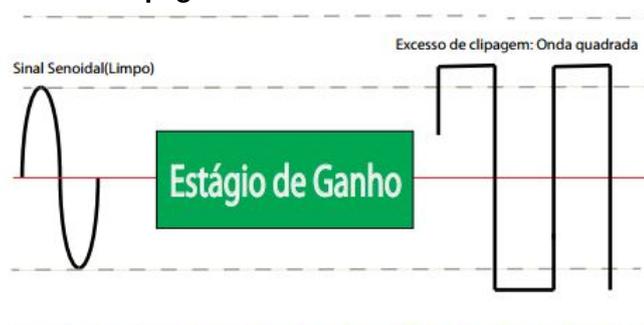
Fonte: (ORMAN, 2017b) adaptado.

saturação acontece quando se excedem os limites da amplificação da válvula, por exemplo, gerando o *clipping* (achatamento) da onda (COSTA, 2016).

Existem diversos circuitos analógicos utilizados para distorcer o sinal da guitarra. Dentre os mais comuns pode-se citar o precursor método de ganho excessivo, utilizado nas primeiras experiências e o limitador de tensão utilizando diodos ou mais conhecido como *clipagem*. O mesmo pode ser simétrico ou assimétrico.

Método de Ganho Excessivo: Foi um dos primeiros circuitos usados para produzir pedais de distorção para guitarra, mais precisamente o efeito de *Fuzz*. Dois ou mais estágios amplificadores de transistor do tipo *TBJ* são implementados em série de modo que a amplificação do sinal exceda os limites fornecidos pela fonte de alimentação. Conseqüentemente, os picos superior e inferior do sinal são cortados até formar uma onda aproximadamente quadrada assimétrica (ORMAN, 2017b). Quando o sinal de áudio se aproxima desta forma (Figura 22), o timbre torna-se bastante desagradável ao ouvido. Os pedais de efeito de distorção de menor qualidade produzem esse tipo de resultado (FONSECA, 2013).

Figura 22 – Onda Quadrado devido ao excesso de clipagem.

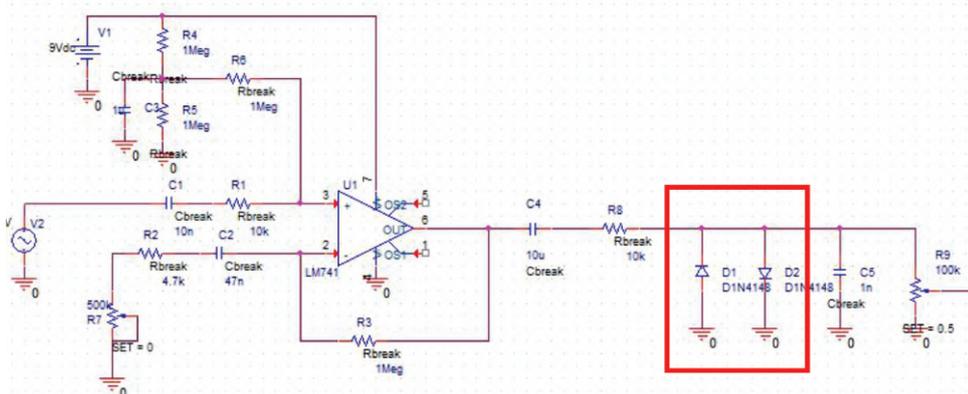


Fonte: Fonseca (2013).

Clipagem utilizando diodos: Nessa configuração, o circuito limitador de tensão simula a clipagem, o corte na onda semelhante ao que acontece nos amplificado-

res valvulados quando saturados. Dois ou mais diodos são dispostos em antiparalelo, os quais conduzirão quando os picos de um sinal AC forem ligeiramente maiores que a tensão de polarização (V_f) do diodo. Isso limita o tamanho do sinal do áudio na saída para $2 \cdot V_f$, ou $1,4 V$ pico a pico, considerando diodos de silício. A Figura 23 exemplifica esse circuito.

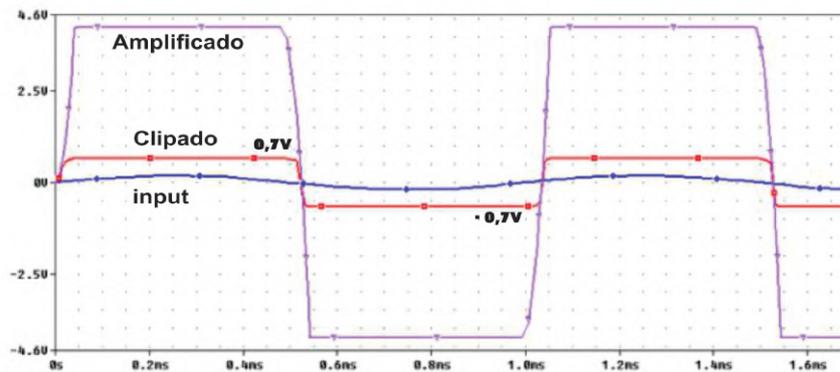
Figura 23 – Exemplo de aplicação de clipagem com diodos.



Fonte: (FARIAS, 2017) adaptado.

Um diodo fixa os picos positivos e o outro os picos negativos. O resultado é que ocorre a mesma graduação de clipagem, tanto no semi ciclo positivo, quanto no semi ciclo negativo da onda, tem-se então, o conceito de clipagem simétrica, como mostra a Figura 24. O resultado prático dessa combinação são distorções mais “arredondadas”, melhor definidas e com certo grau de equilíbrio.

Figura 24 – Exemplo de forma de onda ceifada pós etapa dos diodos.

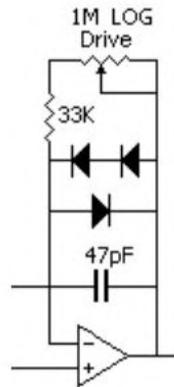


Fonte: (FARIAS, 2017) adaptado.

Já o circuito de clipagem assimétrica apresentado na Figura 25, trata-se de duas linhas de diodos em antiparalelo, mas com números diferentes de diodos em

cada ramo. Com essa configuração os semi ciclos são processados de maneira diferente, de modo que o resultado dessa configuração é uma distorção naturalmente com um pouco mais de *headroom*³ (já que um dos semi ciclos vai excursionar mais), e um pouco mais de agressividade no som, por conta da própria assimetria entre os semi ciclos.

Figura 25 – Esquemático com clipagem assimétrica.



Fonte: (FARIAS, 2017) adaptado.

Dessa forma o sinal de entrada proveniente das notas da guitarra é convertido por um processo não linear para uma forma de onda semi quadrada com muito mais harmônicos. O projetista define quão quadrada (deformada) a onda será, gerando assim, diferentes tipos de distorção quando o sinal é amplificado. Quanto menor o valor V_f do diodo mais “quadrada” e “rústica” a forma de onda será, gerando uma distorção mais “agressiva”. Quanto maior V_f , mais arredondada, mais sinal irá excursionar na forma de onda. Portanto, tem-se um efeito menos agressivo, um efeito de drive com mais “detalhes”, mais “informação” de frequências.

2.7.1.1 A Diferença entre os rótulos: *crunch*, *overdrive*, *distortion* e *fuzz*

Ambos as classificações referentes a intensidade dos pedais de saturação são baseadas nos circuitos já conhecidos e mencionados. O ponto em questão é que não há distinção significativa entre os rótulos descritivos aplicados às caixas de efeitos de saturação de sinal. Todos eles estão amplificando o sinal; alguns estão vencendo etapas de ganho e outros estão usando diodos de corte. Entretanto, todos criam distorção e adicionam harmônicos ao sinal de áudio. No entanto, em termos

³ Headroom é a quantidade de potência e volume entregues pelo amplificador antes que ele comece a distorcer.

gerais, geralmente utilizam rótulos para que se possa ter uma referência da ordem do efeito mais brando ao mais pesado: *crunch*, *overdrive*, *distorção*, *fuzz* (ORMAN, 2017b).

A Figura 26, traz exemplos comerciais referentes aos rótulos citados. São eles: *crunch/overdrive Tube Screamer TS808*, *distorção Boss Distortion DS-1* e o *Fuzz Face Dunlop*.

Figura 26 – (esq. pra dir.) Tube Screamer TS808, Boss Distortion DS-1 e Fuzz Face Dunlop.



Fonte: (HUNTER, 2013b) adaptado.

2.7.2 Wah-Wah

O circuito do pedal *Wah* nada mais é que um filtro passa banda variável. A forma da banda passante pode ser observada na Figura 27. Usualmente é controlado por um pedal, em que o guitarrista pisa para frente e para trás variando a faixa de frequência do filtro.

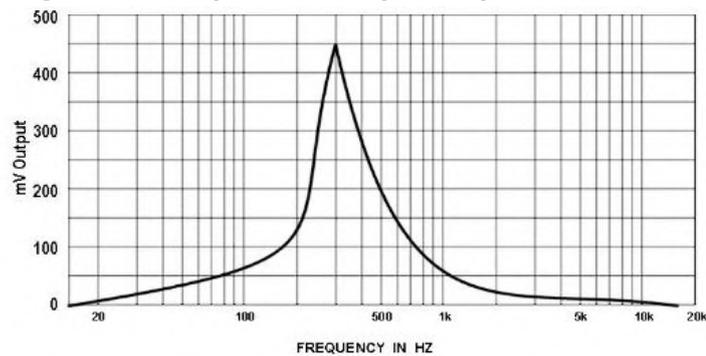
Acoplado ao pedal existe um componente eletrônico variável que poder vir a ser um potenciômetro, capacitor, indutor ou até mesmo um circuito de controle eletro-óptico. O pedal tem uma fonte de luz interna e uma fotocélula que muda a resistência quando a luz incide sobre ele, alterando a frequência a faixa de frequência de atuação e resultando no som “*wah*” (HUNTER, 2013b).

Como o efeito foi projetado para ser utilizado junto a guitarra, geralmente sua banda de frequência fica entre cerca de 400 Hz à 2.2 kHz .

2.7.3 Flanger

O Flanger foi um dos primeiros efeitos de gravação produzidos, pois era fácil implementá-lo. Tocava-se dois gravadores em paralelo com uma pequena diferença de sincronia, com um deles reproduzindo o som com um pequeno atraso referente ao

Figura 27 – Resposta em frequência passa banda.

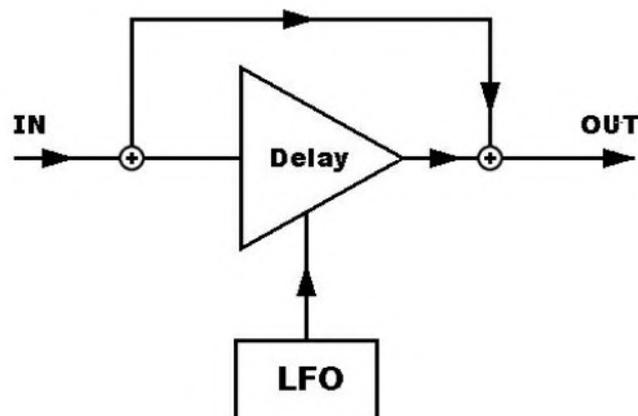


Fonte: Orman (2017a).

outro, para depois somar as saídas dos gravadores com diferença de tempo. O atraso dos sons gravados podia ser controlado pela aplicação de uma pequena pressão no polegar no flange do rolo de fita giratória de um dos gravadores. Dizem que esta foi a origem do termo “*flanging*” para o som obtido através dessa experiência. Eventualmente, surgiram os gravadores com controle de velocidade variável facilitando controle e a reprodução do efeito sem a necessidade de manipular fisicamente os rolos de fita.

O efeito é produzido pela soma do sinal de entrada com sua cópia contendo um pequeno atraso (*delay*), como na Figura 28. O resultado é um som “entubado”, filtrado, muito característico, com muitos picos e cortes no intervalo de frequência da onda sonora. É semelhante ao que escutamos quando falamos dentro de um grande tubo: o resultado é que ouvimos nossa voz refletida e esses reflexos com um atraso, na faixa dos milissegundos, devido as diferentes seções das paredes da estrutura, o que causa o som oco, “entubado” e metálico (ORMAN, 2017a).

Figura 28 – Ilustração do funcionamento básico do Flanger.

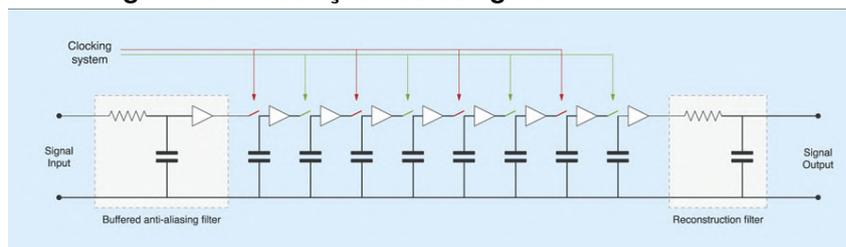


Fonte: Orman (2017a).

Produzir um efeito de flanger usando dois gravadores não era muito adequado para performances ao vivo devido a logística ao ter que se transportar todo o equipamento, e a falta de precisão no controle do efeito, uma vez que o músico precisava pressionar o rolo de fita em meio a apresentação. O problema foi solucionado na década de 70, quando surgiu o *BBD* (*bucket bridge device*), um *C.I.* com a função de criar efeito de *delay* (efeitos de atraso), possibilitando a produção em manufatura.

O *BBD* produz um *delay* analógico porque o sinal da entrada é amostrado nos capacitores como uma tensão analógica, em vez de ser convertido em *bytes* digitais. A amostra do sinal de entrada passa de um transistor para outro, e para cada um há um capacitor que retém o sinal de cada estágio. O *clock* determina quando a carga retida num estágio passa para o posterior até atingir a saída, como mostra a Figura 29.

Figura 29 – Ilustração dos estágios do BBD.



Fonte: Orman (2017a).

Quanto mais estágios o sinal tiver que passar, maior será o tempo de atraso. O *delay* também depende do *clock* que fará o controle desse tempo. O *delay* necessário para criar o efeito de *flanger* fica entre 1 *ms* e 15 *ms*. Os circuitos *SAD-512* e *SAD-1024* foram dois dos primeiros dispositivos e amplamente utilizados nesta aplicação.

Pedais de *flanger* podem ter uma duração de *delay* fixo, o que acaba resultando em um som filtrado mais estático. Porém, é mais comum a duração do atraso ser variado e controlado por um *LFO* (*low-frequency oscillator*).

O *LFO* varia a frequência do *clock* do *BBD* alterando a quantidade de *delay*. Se a forma de onda do oscilador for senoidal, a duração do *delay* aumentará e diminuirá de maneira suave. Conforme muda-se o tempo do atraso a frequência dos filtros rejeita faixa se moverá, resultando no famoso som de turbina de avião, o qual é muito característico desse pedal de modulação. Ademais, é muito comum encontrar pedais de *flanger* em que o *LFO* produz, não só uma forma de onda senoidal, mas também triangular, serrilhada e até mesmo quadrada, dando ao músico uma variedade de opções de sons e efeitos distintos (ORMAN, 2017a).

2.7.4 Chorus

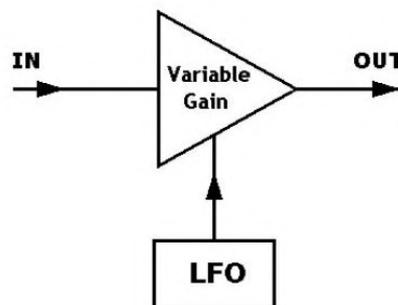
Os circuitos dos pedais de efeito de *chorus* são em sua maioria idênticos ao de *flanger*. Pode ser encontrado no mercado pedais que possuem a possibilidade de usufruir dos dois efeitos. A principal diferença entre eles está na duração do tempo do *delay*. O *chorus* tipicamente é configurado com um tempo na faixa de 15 *ms* à 50 *ms* e o *flanger* de 1 *ms* à 15 *ms* (ORMAN, 2017a).

O efeito produz um “brilho” no sinal de áudio muito semelhante a um violão de 12 cordas ou dois instrumentistas tocando o mesmo conteúdo e ao mesmo tempo. Normalmente tem-se um efeito de *chorus* mais “rico” e evidente quando o sinal de entrada, original, e o sinal com *delay* são misturados com volume igual, se o volume do sinal atrasado for atenuado a intensidade do efeito diminuirá (HUNTER, 2013b).

2.7.5 Tremolo

Basicamente o pedal de tremolo é um oscilador de baixa frequência RC que produz uma variação na amplitude do sinal, similar ao circuito da Figura 30. A tensão do *LFO* controla o sinal do volume através de um amplificador controlado por tensão, foto resistor ou até mesmo um transistor. Os altos e baixos do oscilador vão alternando eletronicamente o volume do sinal para cima e para baixo.

Figura 30 – Esquemático do funcionamento do tremolo.



Fonte: Orman (2017a).

Quando o pedal tremolo é acionado ocorre uma variação regular no volume do sinal. Esta resulta em um efeito rítmico pulsante com uma frequência baixa, não mais que 10 *Hz*. O mesmo resultado também pode ser obtido manualmente manipulando o potenciômetro de volume da guitarra enquanto se reproduz uma melodia.

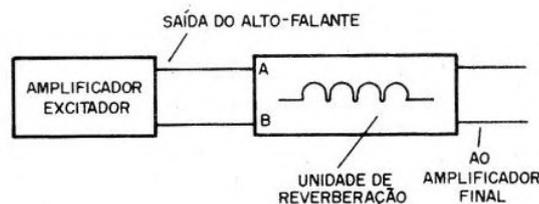
2.7.6 Reverb

A reverberação sonora é um fenômeno físico que ocorre em decorrência da reflexão de ondas sonoras. O som direto é relativo as ondas captadas diretamente da fonte sonora por um ouvinte. As ondas refletidas e processadas com um certo atraso pelo ouvinte são denominadas de reflexões iniciais, ocorrendo entre 10 ms e 100 ms após o som direto. Sendo assim as reflexões tardias ocorrem passados 100 ms .

Como consequência dessa maior distância percorrida pelas ondas o maior intervalo de tempo que leva para as reflexões iniciais serem interpretadas pelo ouvinte dá uma certa noção espacial referente ao tamanho e natureza do ambiente em que o som está sendo propagado (SOUZA, 2019). É esse efeito que o pedal *Reverb* procura reproduzir.

No *Spring Reverb* tem-se uma unidade de reverberação de mola ou tanques de *reverb*. Trata-se na verdade de um pequeno amplificador que envia o sinal da guitarra através de um circuito de válvula para um pequeno transformador/bobina transmissora de saída, e daí para uma extremidade das molas (Figura 31). Este sinal é atrasado ao vibrar as molas, sofrendo um processo de reflexão. Na saída o sinal é captado por um transdutor e, a partir daí, é misturado com o som original, determinando a variação do efeito por um controle de “profundidade” e enviado para as válvulas de potência do amplificador de guitarra (HUNTER, 2013b).

Figura 31 – Ligação da unidade de reverberação a um amplificador.



Fonte: Orman (2017a).

Existem ainda várias maneiras de projetar um *reverb* digital. A maneira mais simples é utilizando vários circuitos integrados processadores de eco, com diferentes pequenas repetições e implementando-os em séries ou dispostos de maneira paralela, para que os sinais de áudio tenham o atraso necessário visando uma emulação de reverb convincente. O *chip* de atraso *PT2399* é frequentemente utilizado e mais difundido nesse tipo de aplicação (HUNTER, 2013b).

3 MATERIAL E MÉTODOS

Após todo o estudo abordado na revisão bibliográfica, foram escolhidos os componentes, realizado os devidos ajustes e a implementação de dois projetos de pedais de guitarra: uma unidade de efeito de modulação, o *tremolo*, e um protótipo de distorção.

Nos tópicos seguintes será detalhado o funcionamento de cada estágio dos projetos e o respectivo processo construtivo.

3.1 TREMOLO

No caso do pedal Tremolo adotou-se o esquemático baseado no "*Improved Tremolo*" obtido no *website General Guitar Gadgets* de *J.D. Sleep*. Este circuito trata-se de um projeto proposto em um artigo da extinta revista de eletrônica *Electronics Australia* que fez muito sucesso entre os aficionados por construir pedais de guitarra.

O esquemático proposto no Apêndice A conta com a adição de um seguidor de tensão no estágio de entrada para melhorar na sensibilidade contra ruídos recorrentes na topologia original da revista.

3.1.1 Funcionamento do Circuito

A primeira atuação do circuito é garantir uma alta impedância de entrada para preservar o sinal da guitarra o mais puro possível. Isto é necessário para evitar que ruídos venham junto com o sinal primitivo e sejam processados pelas outras etapas do circuito.

O sinal de entrada percorre o casador de impedância do circuito, projetado com um *JFET J201* na configuração de seguidor de fonte e polarizado por um divisor de tensão.

A etapa de amplificação é implementada com um *TBJ* na configuração de emissor comum polarizado por divisor de tensão. O sinal de saída é retirado no potenciômetro de volume R_{11} , em que o divisor de tensão influenciara na amplitude do sinal. O ganho do amplificador não é alto e projetado para manter o sinal de saída o mais próximo do de entrada. O sinal de modulação é criado por um oscilador de

deslocamento de fase, projetado com o *TBJ 2N5088* com frequência de modulação que pode ser ajustada de $2Hz$ a $8Hz$ pelo potenciômetro R_{12} .

A etapa de controle recebe o sinal do coletor de J_4 , remove as componentes *DC* via C_8 e reduz sua amplitude, através de R_1, R_2 e R_3 . Por sua vez o sinal tratado é conectado ao pino de “gate” do *JFET* J_4 . Com o dreno conectado a C_4 e a fonte interligado ao terra, J_4 é polarizado na região ôhmica. É possível operar um *JFET* na região ôhmica com valores de V_{GS} entre 0 e $V_{GS(corte)}$.

O *JFET* funciona como uma resistência controlada por tensão, uma resistência variável. O sinal proveniente do oscilador ocasiona uma variação contínua em V_{GS} , o qual ocasiona variação na resistência *AC* em função da modulação da tensão. A variação da resistência *AC* de J_4 altera a carga de emissor, que por sua vez varia o ganho do amplificador sem influenciar na polarização do transistor. A intensidade de modulação é controlada através de R_{12} o qual vem afetar a polarização de J_2 .

3.1.2 Etapa de Ganho de Tensão

3.1.2.1 Análise DC

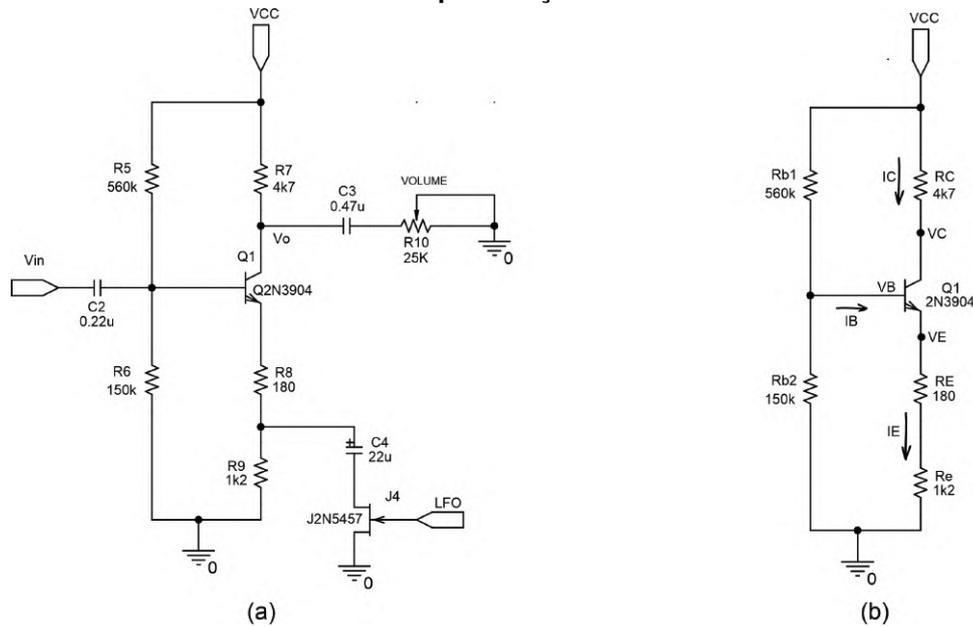
Para o projeto, utilizou-se o transistor bipolar de junção *NPN 2N3904*, que segundo o fabricante, tem um h_{FE} médio de 160. As tensões e correntes quiescentes são obtidas desconsiderando-se o sinal *AC* aplicado à entrada do amplificador. O circuito da Figura 32(a) mostra o transistor com os componentes utilizados em sua polarização e os parâmetros *DC* a serem determinados.

A topologia da Figura 32(b) apresenta o transistor com os componentes utilizados em sua polarização e os parâmetros *DC* a serem determinados. O circuito resultante vem da clássica teoria de análise *DC* de circuito amplificadores, em que as fontes de tensão e corrente *AC* são consideradas como curto circuito e os capacitores são considerados como um circuito aberto.

Para a análise de polarização utilizou-se as equações Equação 3.1.1 à Equação 3.1.8.

$$V_B = \frac{R_{B2}}{R_{B2} + R_{B1}} \times V_{CC} \quad (3.1.1)$$

Figura 32 – Etapa de amplificação. (a) Circuito; (b) Circuito para cálculo das tensões e correntes de polarização.



Fonte: (BOYLESTAD, 2013) adaptado.

$$V_E = V_B - V_{BE} \quad (3.1.2)$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} \quad (3.1.3)$$

$$\alpha = \frac{h_{FE}}{h_{FE} + 1} \quad (3.1.4)$$

$$I_C = \alpha \times I_E \quad (3.1.5)$$

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} \quad (3.1.6)$$

$$V_C = V_{CC} - R_C \times I_C \quad (3.1.7)$$

$$V_{CE} = V_C - V_E \quad (3.1.8)$$

Para o estudo de caso em análise, tem-se:

$$V_B = \frac{150 \times 10^3}{(150 \times 10^3 + 560 \times 10^3)} \times 9 = 1,9014 \text{ V}$$

$$V_E = 1.9014 - 0,7 = 1,2014 V$$

$$I_E = \frac{1.2014}{(180 + 1200)} = 870,59 \mu A$$

$$\alpha = \frac{160}{160 + 1} = 0,99$$

$$I_C = 0,99 \times 0.00087059 = 865,18 \mu A$$

$$I_B = \frac{0.00086518}{160} = 5,407 \mu A$$

$$V_C = 9 - (4,7 \times 10^3 \times (865,18 \times 10^{-6})) = 4.9337 V$$

$$V_{CE} = 4.9337 - 1,2014 = 3.7323 V$$

Para um transistor NPN operar na região ativa deve-se seguir a seguinte condição:

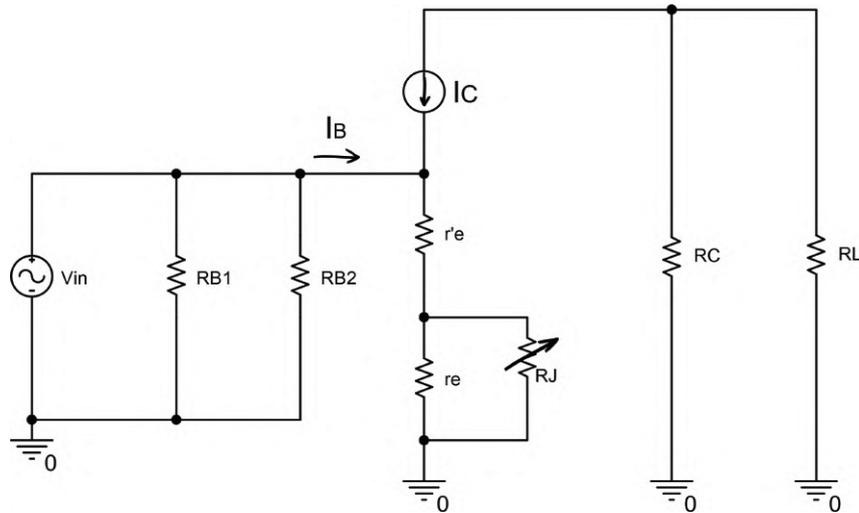
$$V_C > V_B > V_E$$

Portanto, analisando os valores calculados na teoria, o transistor opera como um amplificador.

3.1.2.2 Análise AC

O ganho de tensão do amplificador deve ser determinado a partir da análise do circuito em um modelo AC. Para a análise do circuito desconsiderou-se o oscilador e o transistor de efeito de campo foi substituído por um resistor normal R_J . Na literatura existem os modelos τ e π para representar o circuito. Aqui optou-se pelo modelo τ , ilustrado na Figura 33.

Figura 33 – Circuito equivalente CA.



Fonte: (BOYLESTAD, 2013) adaptado.

Para o ganho de tensão A_V , sabe-se que o mesmo é a razão entre a tensão de saída V_{out} e tensão de entrada V_{in} . No amplificador implementado com topologia de realimentação parcial, o ganho é dado pela Equação 3.1.9:

$$A_V = \frac{R_c}{(r_e || R_j) + r'_e} \quad (3.1.9)$$

Desconsiderando o JFET da equação tem-se que o ganho pode ser determinado pelas expressões 3.1.10 e 3.1.11:

$$A_V = \frac{4700}{1200 + 180} = 3,4 \quad (3.1.10)$$

$$A_{V(dB)} = 20 \times \log(3,4) = 10,62 \text{ dB} \quad (3.1.11)$$

Considerando o *JFET* na equação 3.1.9, o ganho do circuito sofre diversas variações em função do valor R_J , o qual varia conforme o V_{GS} varia com o sinal proveniente do oscilador. Sendo assim, para pequenos valores de R_J o ganho do amplificador aumentará e para valores maiores o ganho diminuirá.

3.1.3 Oscilador de Deslocamento de Fase

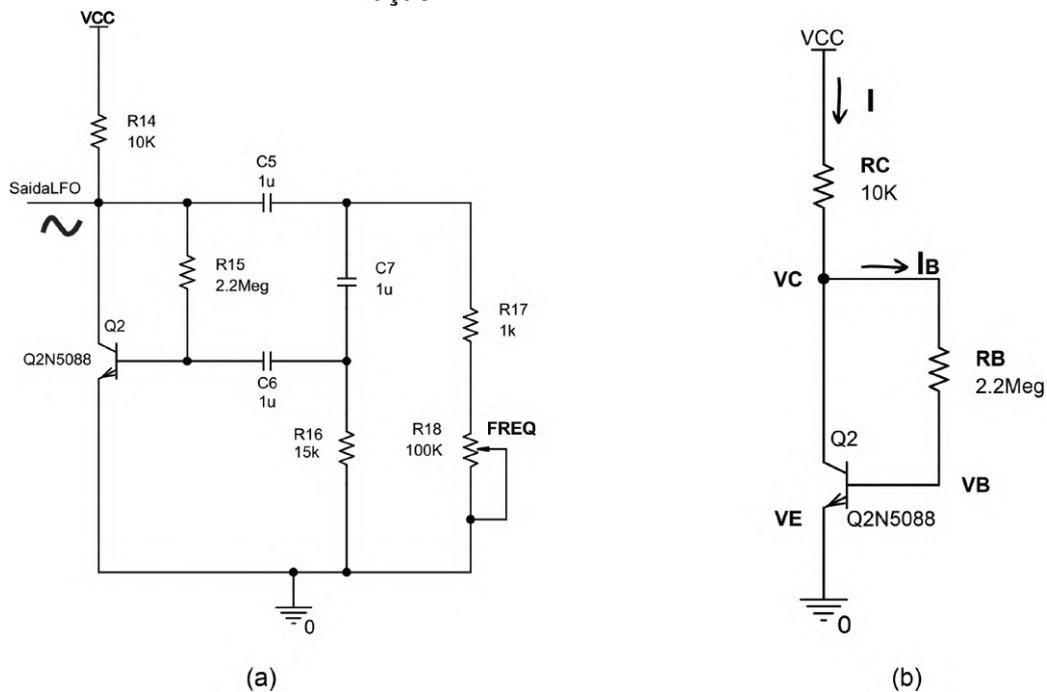
A proposta do circuito é mudar a fase do sinal de saída do transistor em 180° na frequência de oscilação, para gerar o “*feedback* positivo” e injetar novamente na

entrada do transistor. As oscilações começaram com qualquer impulso, assim que o circuito seja alimentado.

3.1.3.1 Análise DC

Para o projeto, utilizou-se o transistor bipolar de junção *NPN 2N5088*, polarizado por realimentação do coletor (autopolarização), explicitado na Figura 34a. Segundo o fabricante, tem um h_{FE} médio de 600.

Figura 34 – Oscilador. (a) Circuito; (b) Circuito para cálculo das tensões e correntes de polarização.



Fonte: (BOYLESTAD, 2013) adaptado.

A idéia é buscar a estabilização do ponto *Q* através da realimentação negativa na base para neutralizar uma variação na corrente do coletor. Assim, o circuito pode ser desenhado como na Figura 34b, e modelado conforme as Equações 3.1.12 a 3.1.16:

$$V_E = 0; V_B = V_{BE} = 0,7 \quad (3.1.12)$$

$$V_{CC} = R_C \times I_C + R_B \times I_B + V_{BE} \quad (3.1.13)$$

$$I = I_B + I_C = I_E \therefore I_E = (\beta + 1) \times I_B \quad (3.1.14)$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - 0,7}{(R_C \times (\beta + 1)) + R_B} \quad (3.1.15)$$

$$V_C = V_{CC} - R_C \times I \quad (3.1.16)$$

A teoria diz que para essa topologia o ponto Q é projetado para operar no centro da reta de carga (MALVINO, 2016). Portanto, ao se dar início a um projeto, é possível definir a resistência de base como na Equação 3.1.17:

$$R_B = \beta_{cc} \times R_C \quad (3.1.17)$$

Para o estudo de caso em análise, utiliza-se as expressões 3.1.19 a 3.1.21:

$$I_B = \frac{9 - 0,7}{(10 \times 10^3) \times (600 + 1) + (2,2 \times 10^6)} = 1,011 \mu A \quad (3.1.18)$$

$$I = I_E = (600 + 1) \times (1,011^{-6}) = 607,59 \mu A \quad (3.1.19)$$

$$V_C = 9 - (10 \times 10^3) \times (607,59 \times 10^{-6}) = 2,92 V \quad (3.1.20)$$

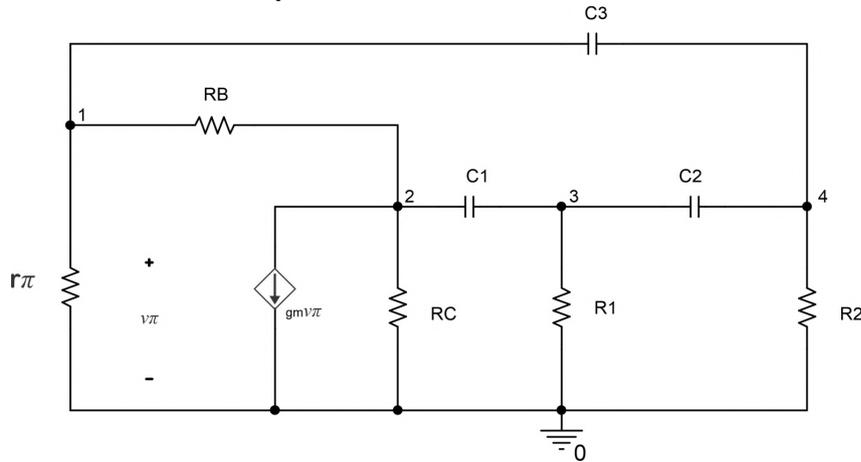
$$I_C = (607,59 \times 10^{-6}) - (1,011^{-6}) = 606,58 \mu A \quad (3.1.21)$$

3.1.3.2 Análise AC

A frequência e ganho do oscilador são definidos via análise AC do circuito equivalente para pequenos sinais da Figura 35.

Considerando a facilidade pela inspeção visual, a análise nodal do modelo para pequenos sinais pode ser representada pela forma $Y \times V = I$, na qual Y refere-se a matriz de admitância, V é o vetor de saída ou tensão de nós e I é o vetor de fonte de corrente.

Figura 35 – Circuito para análise de pequenos sinais equivalente do oscilador RC.



Fonte: (LÄHDEVAARA, 2012) adaptado.

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{r_{\pi}} + \frac{1}{R_B} + sC_3 & -\frac{1}{R_B} & 0 & -sC_3 \\ -\frac{1}{R_B} & \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_B} + sC_1 & -sC_1 & 0 \\ 0 & -sC_1 & \frac{1}{R_1} + sC_1 + sC_2 & -sC_2 \\ sC_3 & 0 & sC_2 & \frac{1}{R_2} + sC_2 + sC_3 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ gmV_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

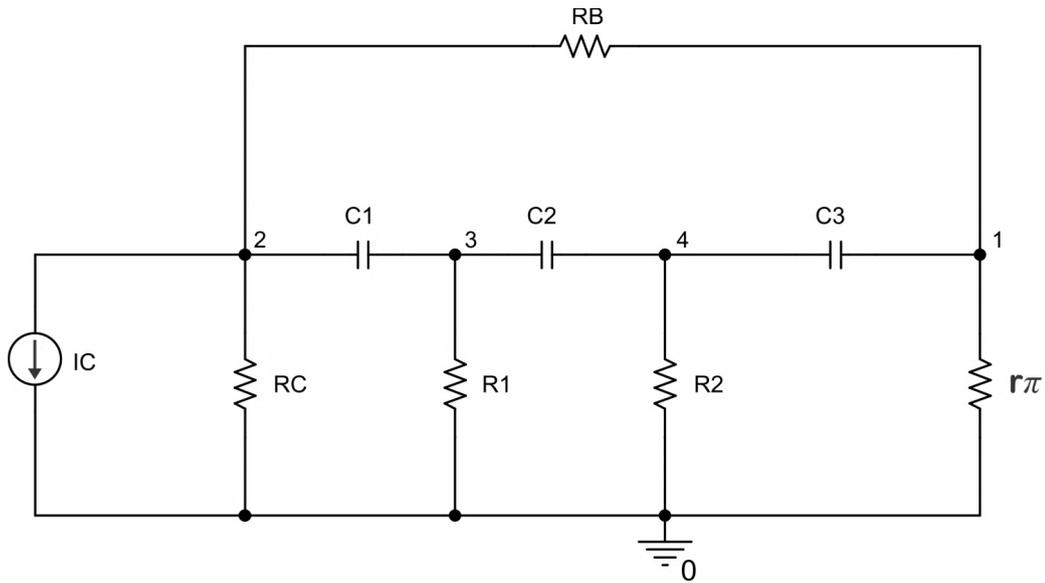
Pelo critério de *Nyquist*, para um amplificador oscilar a parte real do ganho de malha de realimentação ($\beta \times A$) deve envolver o ponto -1, ser maior que a unidade, e o deslocamento de fase ser igual a 180° . Na Figura 35, o modelo é baseado em um amplificador ideal, e a resistência interna (r_{π}) não tem um valor muito preciso, pois varia em função de diversos fatores, o que tornaria mais imprecisa a definição da frequência. Sendo assim, o circuito mais adequado para a definição teórica da frequência de oscilação de um amplificador instável é representado na Figura 36, em que a fonte de corrente controlada $gm v_{\pi}$ é substituída por uma fonte de corrente constante I_c (LÄHDEVAARA, 2012).

Analisando o circuito oscilador, a função de transferência que representa o sinal da realimentação é definida por 3.1.22:

$$T(s) = -\frac{V_1}{V_1'} = -\frac{V_1}{V_1} \quad (3.1.22)$$

em que s é a variável de *Laplace* e equivale a $s = j\omega$.

Figura 36 – Realimentação do oscilador sem o transistor.



Fonte: (LähDEVAARA, 2012) adaptado.

A variável V_1' refere-se ao sinal que entra no nó e V_1 o sinal de saída. Porém, para o cálculo da frequência, resolve-se a incógnita do nó 1 através de uma matriz 4×4 utilizando-se da regra de *Cramer* e depois dividindo pelo termo gmV_1 , o que garante a condição da tensão V_1' entrando no nó V_1 (Equação 3.1.23):

$$V_1 = gm \times V_1' \times \frac{\det(V_1)}{\det(Y)} \quad (3.1.23)$$

Utilizou-se o *software Maple*[®], para realizar as operações e simplificações matemáticas necessárias e encontrar a função de transferência:

$$\frac{V_1}{gm} = -\frac{R_{xD}^2 \times a + jb}{R_B \times c + jd'} \quad (3.1.24)$$

em que,

$$a = 1 - R_1 R_2 (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3) \omega^2$$

$$b = R_1 (C_1 + C_2) \omega + R_2 (C_2 + C_3) \omega - R_B R_1 R_2 C_1 C_2 C_3 \omega^3$$

$$c = 1 - (C_1 C_2 [R_1 R_2 + (R_1 + R_2) R_{xA}] \omega^2 - (C_1 C_3 (R_1 R_2 + R_1 R_{xB} + R_2 R_{xA}) + R_2^2 R_{xD}) \omega^2 - C_2 C_3 [R_1 R_2 + (R_1 + R_2) R_{xB}] \omega^2$$

$$d = [C_1(R_1 + R_{xA}) + C_2(R_1 + R_2) + C_3(R_2 + R_{xB})]\omega - C_1C_2C_3[(R_1 + R_2R_{xD}^2 + R_1R_2R_{xC}\omega^3$$

$$R_{xA} = \frac{R_C \times (r_\pi + R_B)}{R_C + r_\pi + R_B}; R_{xB} = \frac{r_\pi \times (R_C + R_B)}{R_C + r_\pi + R_B}; R_{xC} = \frac{R_B \times (r_\pi + R_C)}{R_C + r_\pi + R_B}; R_{xD}^2 = \frac{R_C \times r_\pi \times R_B}{R_C + r_\pi + R_B}$$

A resistência interna do transistor r_π é definida como em Equação 3.1.25:

$$r_\pi = \frac{h_{FE}}{gm} \therefore gm = \frac{I_C}{V_T} \quad (3.1.25)$$

sendo o coeficiente de tensão térmica $V_T \approx 25mV$.

Por conseguinte, a Equação 3.1.26 permite encontrar a frequência de oscilação teórica do projeto proposto

$$f_{osc} = \sqrt{\frac{-B + \sqrt{B^2 - 4AC}}{8\pi^2 A}} \quad (3.1.26)$$

em que

$$A = R_B R_1 R_2 C_1 C_2 C_3 \left((C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3) \left(R_1 R_2 \left(1 - \frac{R_{xC}}{R_B} \right) - (R_1 + R_2) \frac{R_{xD}^2}{R_B} \right) + C_2 (C_1 R_{xA} + C_3 R_{xB}) (R_1 + R_2) + C_1 C_3 (R_1 R_{xB} + R_2 R_{xA} + R_{xD}^2) \right)$$

$$B = ((R_{xC} - R_B) R_1 R_2 - (R_1 + R_2) (R_1 R_{xB} + R_2 R_{xA})) C_1 C_2 C_3 - (C_1 R_{xA} + C_3 R_{xB}) ((R_1 + R_2) (R_1 + R_2) C_2 + (R_1 C_1 R_1 + R_2 C_3 R_2)) C_2 - R_2 (R_2 R_{xA} + R_{xD}^2) C_1 C_3 C_3 - R_1 (R_1 R_{xB} + R_{xD}^2) C_1 C_1 C_3$$

$$C = -(R_{xA} C_1 + R_{xB} C_3)$$

A frequência pode ser variada pelo componente R_1 , o qual trata-se da combinação em série de um resistor de $1k\Omega$ e e um potenciometro de $100k\Omega$.

Definindo os valores dos componentes do projeto, utilizou-se o *Octave*[®] para realizar os cálculos matemáticos. Para R_1 com valor mínimo de $1k\Omega$ a fequência é equivalente a expressão 3.1.27:

$$f_{osc} = 7,49 Hz \quad (3.1.27)$$

Para R_1 com valor máximo de $100k\Omega$ a frequência é equivalente a expressão disposta em 3.1.28:

$$f_{osc} = 1,83 \text{ Hz} \quad (3.1.28)$$

De modo a garantir o início e manutenção da oscilação deve-se escolher um transistor em que o seu ganho respeite a condição da Equação 3.1.29:

$$\beta_F = h_{FE} \geq -\frac{R_B \times r_\pi}{R_{xD}^2} \times \frac{c}{a} \quad (3.1.29)$$

Definindo os valores dos componentes e considerando o circuito configurado para a maior frequência, utilizou-se o *software Octave*[®] para realizar os cálculos matemáticos. Sendo assim, para o estudo de caso em análise, tem-se:

$$\beta_F = h_{FE} \geq 308,33 \quad (3.1.30)$$

3.2 PROTÓTIPO DE DISTORÇÃO

O circuito do protótipo da unidade de distorção, pode ser dividido em 6 blocos, para que a compreensão do mesmo se faça mais clara: Alimentação; Entrada do circuito (*buffer*); Etapa de ganho e envelopamento; Etapa de clipagem; Ajuste de tonalidade e saída do circuito (seguidor de emissor). O esquemático do circuito completo pode ser consultado no Apêndice A

Para simular e analisar o comportamento de cada etapa projetada, utilizou-se o *software ORCAD*[®]. Os dados provenientes da simulação, foram exportados em formato ".CSV" para que pudessem ser tratados e plotados via *software Excel*[®] e *Origin*[®].

As imagens ilustrando as respostas em frequência das etapas relatadas a seguir, foram editadas via *software CorelDRAW*[®], com o objetivo de tornar a compreensão mais clara e precisa possível.

3.2.1 TL072

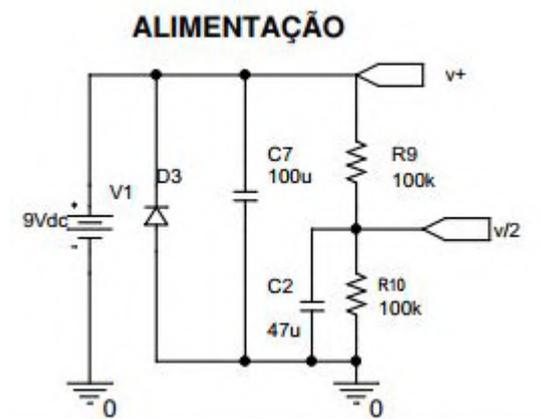
Para esse projeto se fez o uso do circuito integrado TL072, que apresenta 2 OPAMP's em um único encapsulamento de 8 pinos *DIL* projetados para trabalhar com

áudio devido ao baixo índice de ruído. Seu estágio de entrada utiliza *JFET's*, portanto possui baixa corrente de polarização (o que reduz consumo de bateria) e assegura uma impedância alta, na faixa de $10^{12} \Omega$.

3.2.2 Alimentação

A Figura 37 ilustra um esquemático do filtro da fonte de alimentação do projeto. Esta provê $9V$ para que os componentes como *TL072* e o transistor do circuito funcionem corretamente. Também é fornecida uma tensão de referência (polarização) de $4,5V$, proveniente de um divisor de tensão, configuração muito utilizada em projetos de pedais de efeito. Esta tem como finalidade evitar o uso da fonte de alimentação simétrica, pois esta tomaria mais espaço na caixa. Uma vez que não há alimentação negativa, é necessário deslocar a referência de polarização para que toda a porção do sinal *CA* seja processada.

Figura 37 – Filtro da fonte de alimentação do projeto.



Fonte: Autoria própria.

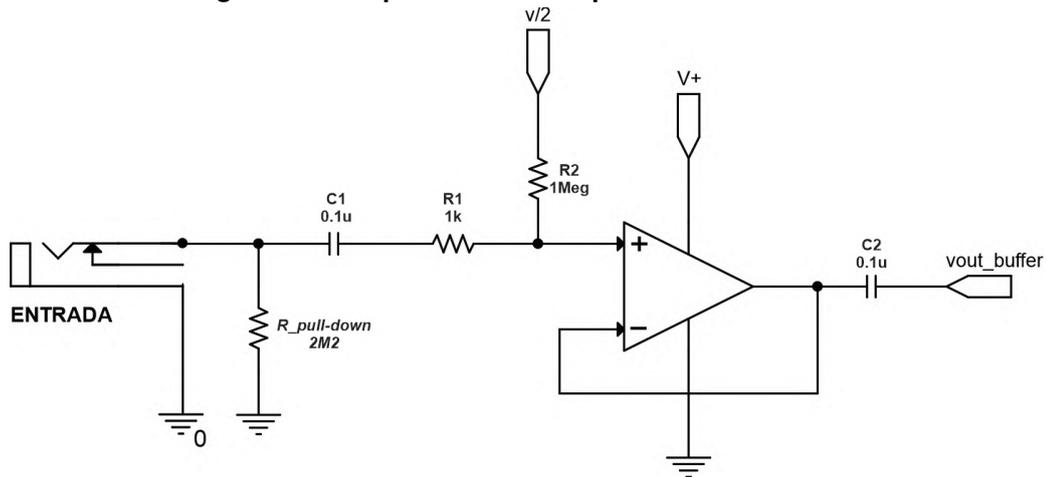
Os resistores R_9 e R_{10} Compõem o divisor de tensão e tiveram seus valores arbitrados em $100 k\Omega$. Definiu-se um valor alto de resistência com a finalidade de diminuir a corrente drenada da bateria, diminuindo, conseqüentemente, a potência dissipada nos mesmos.

Ambos os capacitores tem a função de atenuar a tensão de *ripple* (ondulação) proveniente da fonte de $9V$. O diodo visa proteger o circuito caso a polaridade seja invertida, o que pode vir a danificar alguns componentes, como o circuito integrado.

3.2.3 Buffer de Tensão

Projetou-se um *buffer* utilizando um dos amplificadores do TL072 para garantir uma alta impedância de entrada do circuito, evitar perdas de sinal e isolar os estágios de geração do sinal e amplificação. Na Figura 38, pode-se observar a topologia implementada no projeto.

Figura 38 – Esquemático da etapa de entrada.



Fonte: Autoria própria.

Os capacitores de acoplamento C_1 e C_2 têm a função de bloquear possíveis componentes *DC* deixando prosseguir para o estágio de amplificação apenas a componente *CA* do sinal proveniente do transdutor. Foram projetados a partir da adoção da regra prática, em que assume-se um valor R_1 aproximadamente 10 vezes maior do que X_{C1} . O intuito é garantir que os mesmos não apresentem reatâncias apreciáveis à passagem do sinal *CA*. Logo R_1 é estimado por 3.2.1:

$$R_1 \geq \frac{10}{2 \times \pi \times f \times C} \quad (3.2.1)$$

Arbitrou-se um valor na ordem de $k\Omega$ para R_1 e para frequência o valor de 20 kHz . Portanto, a capacitância é dada por 3.2.2:

$$C_1 \geq \frac{10}{2 \times \pi \times (20 \times 10^3) \times (1 \times 10^3)} \quad (3.2.2)$$

e assim,

$$C_1 \geq 0,08 \mu F \quad (3.2.3)$$

Na prática utilizou-se o valor comercial de $0,1 \mu F$.

O $R_{pull-down}$, foi projetado a fim de se garantir o retorno DC para terra. A consequente polarização da entrada não-inversora, garante um zero em estado inicial, para que não haja flutuação do sinal quando o circuito não está chaveado. Esta ação tem a função de eliminar sons semelhantes a “estalos” ou “pop” no falante, quando a chave $3PDT$ é acionada. A chave de ligação produz um ruído quando acionada, em função de carga no capacitor de entrada. Para evitar tal ruído, um resistor de valor alto é anexado entre a entrada do circuito (antes do capacitor de entrada) e o terra.

O resistor R_2 acopla a tensão de referência de $4,5 V$ e como regra seu valor deve ser 10 vezes maior que o valor dos resistores utilizados para implementar o circuito divisor de tensão, auxiliando na diminuição da corrente drenada da fonte de alimentação e na alta impedância de entrada do circuito.

O capacitor C_1 forma um filtro RC passa-altas de primeira ordem em conjunto com a resistência equivalente de $R_2 \parallel (R_1 + Z_{i(AMPPOP)})$. A frequência de corte pode ser calculada por Equação 3.2.4

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times (1 \times 10^6) \parallel ((1 \times 10^6) + 10^{12})} = 1,59 Hz \quad (3.2.4)$$

A frequência de corte não vem a afetar de maneira importuna a faixa de áudio ($20 Hz$ à $20 kHz$) e auxilia na eliminação de ruídos presentes nessa banda assim como no início do envelopamento do sinal.

3.2.3.1 Definição da Impedância de Entrada

A impedância de entrada do circuito é calculada através da relação entre os resistores $R_{pull-down}$, R_1 , R_2 e a impedância do $TL072$, como mostra 3.2.5.

$$Z_{in} = (R_{pull-down} \parallel R_2) \parallel (R_1 + Z_{in_{TL072}}) \quad (3.2.5)$$

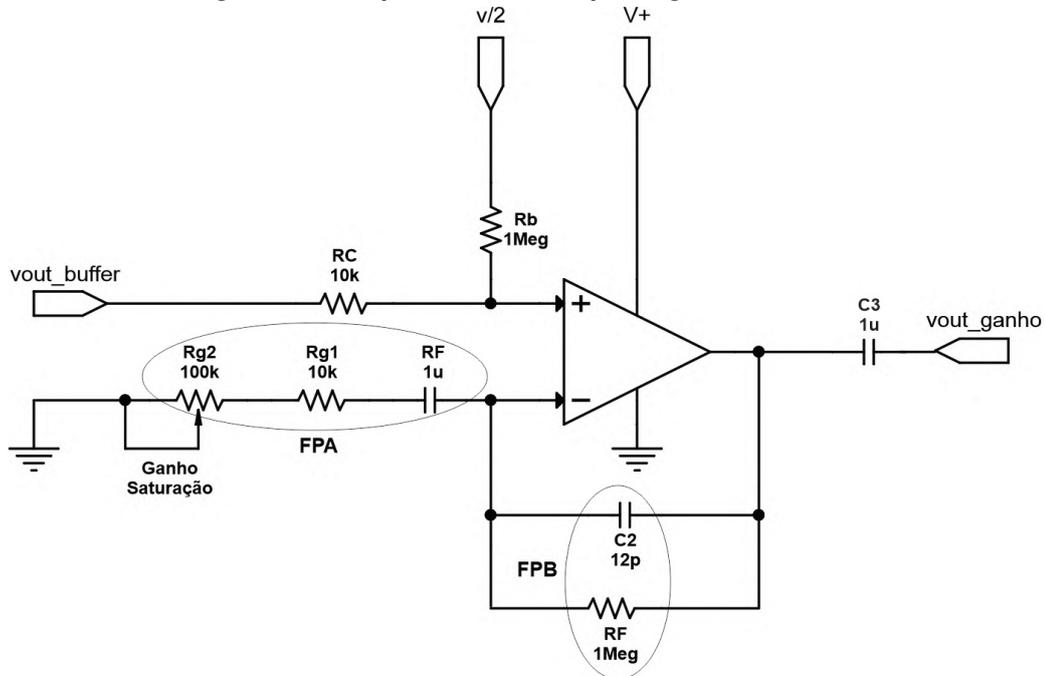
Foi feita a substituição dos valores de cada componente na equação e realizou-se as associações de resistores, utilizando as equações 2.6.2 e 2.6.1 para associação em paralelo e série respectivamente. Portanto a impedância de entrada é $Z_{in} = 687,5 k\Omega$. A impedância de um pedal de guitarra deve ser de $1 M\Omega$, porém, $0,68 M\Omega$ é satisfatória levando em consideração que a impedância do transdutor (cap-

tador da guitarra) está entre 3 à $15k\Omega$. Logo, garante-se que um máximo rendimento na transferência do sinal possa ser obtido.

3.2.4 Estágio de Amplificação e Condicionamento do Sinal

Nesta etapa, projetou-se um amplificador utilizando o TL072 na configuração não-inversora com ganho de tensão variável de $10(20\text{ dB}) \leq A_V \leq 100(40\text{ dB})$. Também implementaram-se filtros RC de primeira ordem com intuito de efetuar um tratamento e envelopamento do sinal, impondo um timbre característico para o projeto do pedal de efeito. A seguir, na Figura 39, está a topologia utilizada.

Figura 39 – Esquemático da etapa de ganho.



Fonte: Autoria própria.

3.2.4.1 Ganho de Tensão

Sabe-se que para o amplificador não-inversor o ganho é dado por Equação 2.6.5. Sendo assim, arbitrou-se o valor de $1\text{ M}\Omega$ para R_F , baseando-se nas topologias propostas pelo *datasheet* do *C.I.*, o que permite calcular os resistores que compõem R_G .

$$R_G = \frac{R_F}{A_V} + 1$$

Para o ganho $10 \frac{V}{V}$:

$$R_G = \frac{1 \times 10^6}{10} + 1 = 100 \text{ k}\Omega$$

Para o ganho $100 \frac{V}{V}$:

$$R_G = \frac{1 \times 10^6}{100} + 1 = 10 \text{ k}\Omega$$

Para atender o projeto utilizou-se um potenciômetro com valor comercial de $100 \text{ K}\Omega$ em série com um resistor de $10 \text{ k}\Omega$, os quais compõem R_G . Definidos os valores dos componentes e realizando a substituição na Equação 2.6.5. O ganho de tensão do projeto é:

Ganho Mínimo:

$$A_{Vmin} = 1 + \frac{1 \times 10^6}{(10 \times 10^3 + 100 \times 10^3)} \cong 10$$

$$A_{Vmin}(dB) = 20 \log 10 = 20dB$$

Ganho máximo:

$$A_{Vmax} = 1 + \frac{1 \times 10^6}{10 \times 10^3} \cong 101$$

$$A_{Vmax}(dB) = 20 \log 101 = 40dB$$

Para evitar problemas referentes a tensões de erro e manter estável o *offset*, tornando o projeto mais preciso e sólido, implementou-se um resistor de compensação (R_C). O valor de resistor é definido sendo o mais próximo possível ao paralelo de R_1 e R_F . Considerando R_G na configuração de ganho máximo, e resolvendo o paralelo de R_1 e R_F , tem-se a expressão 3.2.6.

$$R_C = \frac{(1 \times 10^6) \times (10 \times 10^3)}{(1 \times 10^6) + (10 \times 10^3)} = 9,9 \text{ k}\Omega \quad (3.2.6)$$

Utilizou-se um valor comercial de $10 \text{ k}\Omega$. Note que R_b acopla a tensão de referência de $4,5 \text{ V}$ do AMPOP.

3.2.4.2 FPA

O capacitor C_4 elimina o sinal DC que vem da realimentação e em conjunto com as resistências equivalente de R_{G1} e R_{G2} forma um filtro passa-altas de primeira ordem, atenuando as frequências abaixo da frequência de corte. Portanto, a resposta em frequência sofrerá variações conforme varia-se o ganho do projeto. Quando o ganho de tensão estiver em configuração máxima tem-se:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 22 \times 10^{-9} \cdot 10 \times 10^3} \cong 723 \text{ Hz}$$

Em contra partida, quando o ganho de tensão estiver em configuração mínima:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 22 \times 10^{-9} \cdot 110 \times 10^3} \cong 66 \text{ Hz}$$

Na configuração de ganho máximo, as frequências graves abaixo de 723 Hz serão atenuadas, ajudando a guitarra soar em uma região de mais médios. Decidiu-se por essa configuração ao se levar em conta a saturação das frequências mais graves ao serem amplificadas, o que gera um resultado desagradável quando trata-se de sinal de guitarra distorcido. Também percebe-se que o som da guitarra quanto mais distorcida necessita de ênfase na faixa de 500 à 800 Hz para que não perca "corpo" e venha desaparecer em meio ao som de todo o conjunto musical. Já na configuração de ganho mínimo a f_c fica em torno de 66 Hz , permitindo que uma maior faixa de frequência seja evidenciada.

3.2.4.3 FPB na Realimentação

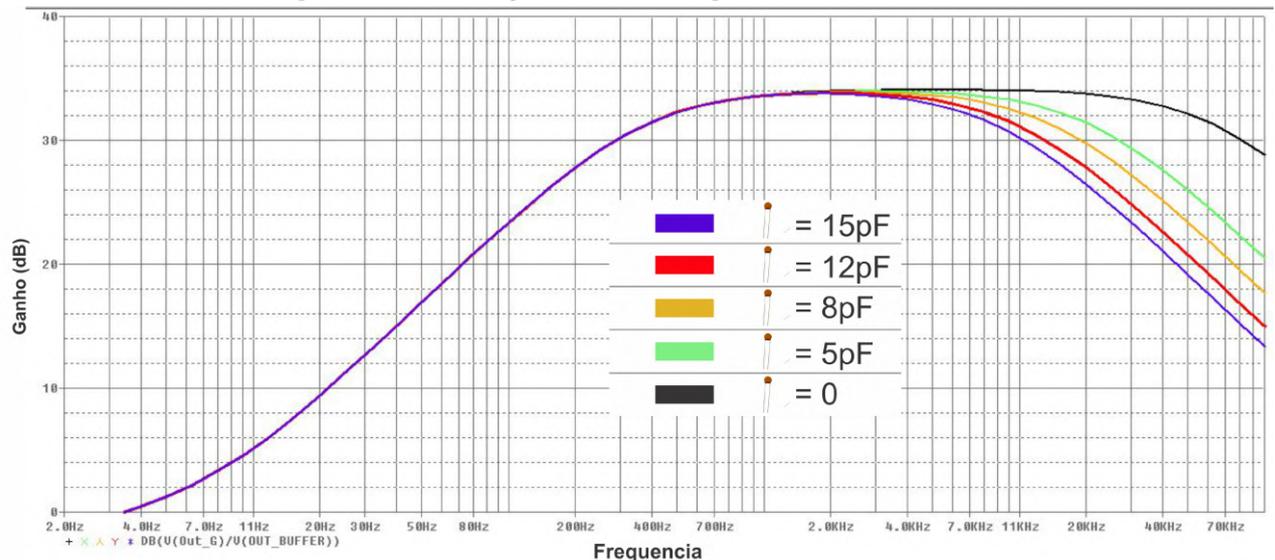
Projetou-se um filtro passa baixa integrador, utilizando os componentes C_2 e R_F , com o intuito de limitar a faixa de frequência superior do sinal de áudio e proporcionar uma realimentação mais seletiva, atenuando os picos de frequências altas que podem ocorrer quando o sinal é amplificado e ocorre a saturação. Essa ação visa suavizar o efeito de distorção e eliminar ruídos, tornando-o mais definido e melhor envelopado.

Para projetar o capacitor foi utilizado a equação que define a frequência de corte de um filtro RC e arbitrou-se uma frequência de $F_C \leq 15 \text{ kHz}$, como segue abaixo:

$$F_c = \frac{1}{2\pi \times (12 \times 10^{-12}) \times (1 \times 10^6)} \cong 13 \text{ kHz}$$

A Figura 40 mostra a simulação do projeto com o filtro e sem o filtro. Sendo possível notar o envelopamento citado acima quando utiliza-se o capacitor na realimentação. Nota-se também que quanto menor o valor do capacitor menos seletiva é a banda superior do sinal.

Figura 40 – Simulação do FPB integrador.



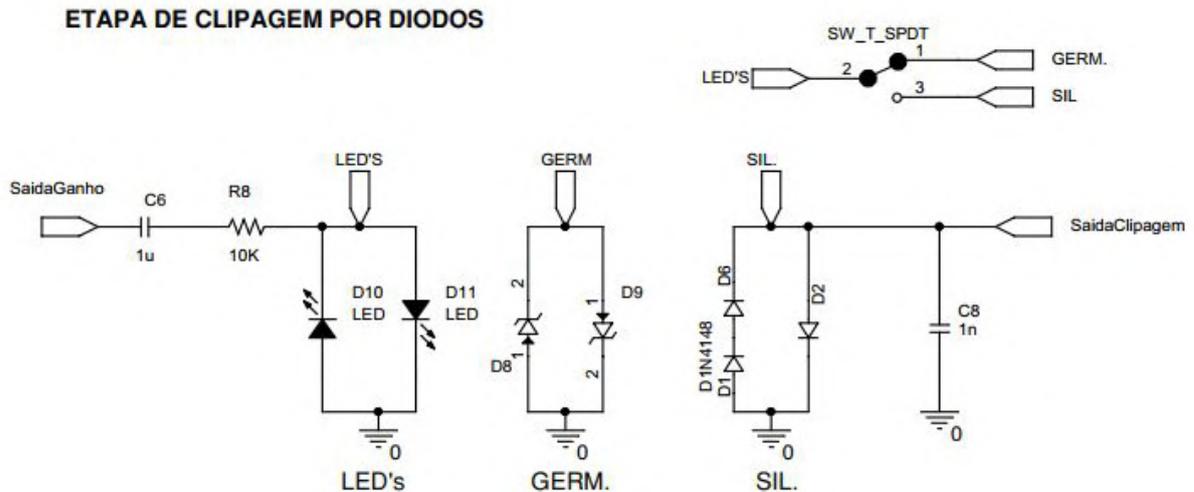
Fonte: Autoria própria.

3.2.5 Etapa de Ceifamento (*Clipping*)

Projetou-se o pedal para que tenha 3 diferentes tipos de distorção, efeitos esses, provenientes de arranjos de diodos distintos: Arranjo simétrico composto por 2 LEDs dispostos em antiparalelo, um arranjo simétrico com 2 diodos de germânio dispostos em antiparalelo e um arranjo assimétrico com 3 diodos de silício dispostos em antiparalelo (2 em um ramo e 1 no outro ramo). Através de uma chave de 3 terminais (*Toggle Switch Spdt*), será possível indicar por qual dos 3 arranjos o sinal amplificado excursionara, como ilustrado na topologia da Figura 41.

O capacitor de $1 \mu F$, na entrada do circuito, tem função de acoplamento do sinal. Seu alto valor se dá pelo sinal já ter sido envelopado, portanto a intenção é que apenas venha bloquear ruídos DC, mas que todo o espectro de frequências abordado até então esteja disponível para as próximas etapas.

Figura 41 – Esquemático da etapa de ceifamento.



Fonte: Autoria própria.

O resistor de $10\text{ k}\Omega$ limita a corrente nos diodos e forma um filtro passa baixa com o capacitor de 1 nF , com frequência de corte de aproximadamente 16 kHz . Esse filtro foi projetado para atenuar os harmônicos de alta frequência que podem ser gerados no processo de clipagem.

3.2.5.1 Arranjo composto por LED

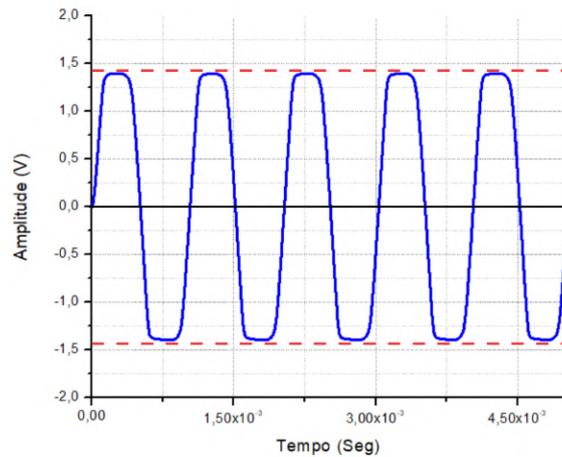
Utilizou-se um arranjo composto por LED's porque são um tipo de diodo com a maior queda de tensão. Tal queda varia dependendo da cor do componente. Por conta disso, provocam uma *clipagem* forte (*hard clip*) mas sem a compressão encontrada nos arranjos contendo diodos de silício, gerando um efeito bem “vintage” (BERNI, 2013).

A Figura 42 mostra o resultado da simulação utilizando *Orcad*[®] do arranjo em questão, em que é possível observar a maior excursão da forma de onda, devido à queda de tensão do LED ser alta. Tal característica resulta em um efeito com alto volume, e menos distorção.

3.2.5.2 Arranjo Composto Por Diodos de Germânio

Diodos de germânio são diodos de *clipagem* mais lenta que os de silício e apresentam queda de tensão entre 250 mV à 300 mV . Essas características resultam em um ceifamento bem menos brusco que a do silício, como mostra a simulação na Fi-

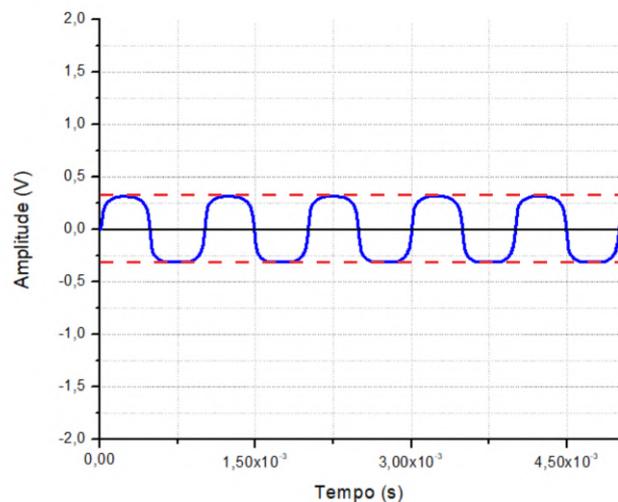
Figura 42 – Etapa de ceifamento. Arranjo de LED.



Fonte: Autoria própria.

gura 43, gerando um efeito conhecido como "*soft distortion*", um *drive* mais moderado e agradável aos ouvidos.

Figura 43 – Etapa de ceifamento. Arranjo com diodos de germânio.



Fonte: Autoria própria.

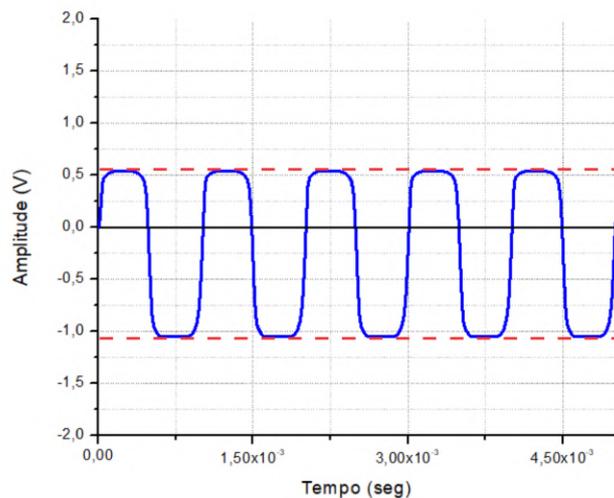
3.2.5.3 Topologia Assimétrica Utilizando Diodo de Silício

Diodos de silício costumam *clapar* qualquer sinal acima de 500 mV e, teoricamente, apresentam uma tensão de corte em aproximadamente $0,7\text{ V}$. Além disso possuem uma alta velocidade no corte, o que resulta em um som mais pesado e agudo, com um toque de compressão. Uma das principais diferenças entre o diodo

de germânio e o de silício é a diferença de volume, pois com os últimos obtém-se um volume com quase o dobro do do valor dos primeiros.

A intenção desse arranjo é desenvolver um corte assimétrico, buscando simular a característica única das válvulas. A Figura 44 permite observar com clareza tal assimetria ao simular o sinal de áudio sendo ceifado pelo arranjo com diodos de silício.

Figura 44 – Etapa de ceifamento. Arranjo com diodos de silício.



Fonte: Autoria própria.

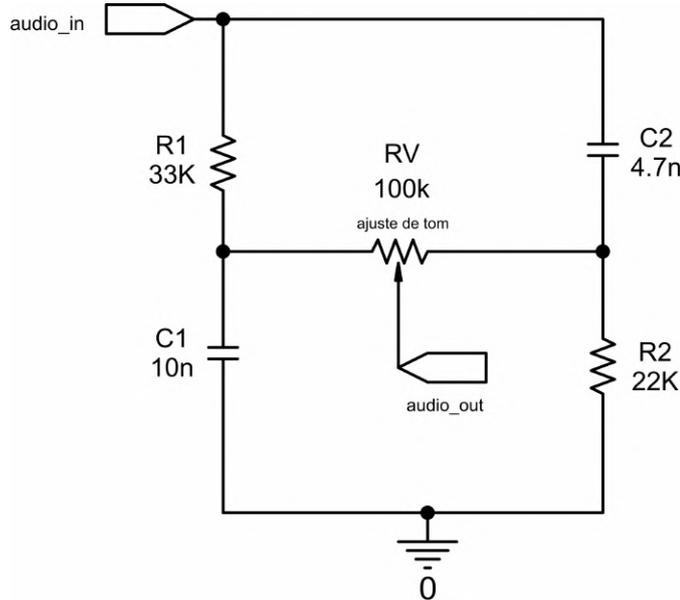
3.2.6 Controle de Tonalidade

Após a etapa de *clipagem* o sinal passa pelo estágio que tem a finalidade de controlar o tom. A configuração ilustrada na Figura 45 trata-se de uma topologia simples, e pode ser encontrada em diversos projetos de áudio, como no circuito de controle de tonalidade do famoso pedal de efeito de distorção *Big Muff π* ¹.

Essencialmente, trata-se de uma combinação de 2 filtros *RC*, um passa-baixa e um passa-alta. Ambos os filtros são conectados juntos a um potenciômetro linear de $100\text{ k}\Omega$, que permite o instrumentista trabalhar a banda de frequência dentro dos limites estabelecido por cada filtro. Com o potenciômetro voltado todo para esquerda, tem-se a ação de um filtro passa-baixas formado por R_1 e C_1 . Se voltado todo para direita, tem-se a ação de um filtro passa-altas formado por R_2 e C_2 . Com o potenciômetro

¹ *Big Muff π* foi comercializado pela *Electro-Harmonix* por meados de 1970 à 1984.

Figura 45 – Esquemático da etapa de controle de tonalidade.



Fonte: Autoria própria.

centralizado, haverá a ação concomitante de ambos os filtros, fazendo com que o amplificador esteja na posição *flat*².

Definiu-se como parâmetro de projeto que as frequências de corte do *FPA* e *FPB* respeitassem a condição $480\text{ Hz} \leq f_c \leq 2\text{ kHz}$. Por conseguinte, utilizou-se a Equação 3.2.4 para definir o valor dos componentes passivos para implementação do circuito, como mostrado a seguir:

FPA:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times (4 \times 10^{-9}) \times (22 \times 10^3)} \cong 1,81\text{ kHz}$$

FPB:

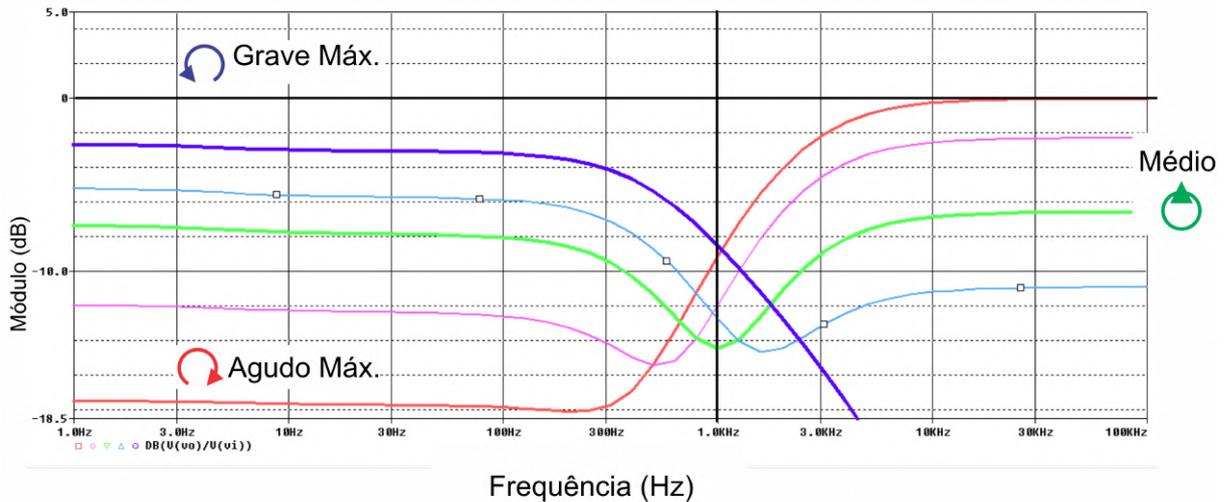
$$f_c = \frac{1}{2\pi \times (10 \times 10^{-9}) \times (33 \times 10^3)} \cong 482,3\text{ Hz}$$

Realizou-se uma simulação do filtro, com parâmetros de 200 mV_{pp} e 1 kHz , para avaliar a resposta em frequência do circuito para diversos valores do potenciômetro e o resultado é mostrado na Figura 46.

Percebe-se que os filtros possuem uma certa simetria e operam dentro das faixas calculadas. Na região de atuação do *FPB* ocorre uma pequena perda de ganho e quando o potenciômetro está configurado na região central todas as frequências recebem atenuação semelhante com exceção da banda de médios, em que nota-se

² termo utilizado quando todas as frequências de uma determinada banda possuem mesmo ganho.

Figura 46 – Resposta em frequência do arranjo de controle de tonalidade.



Fonte: Autoria própria.

uma atenuação mais acentuada, de cerca de -13dB na região de 1 kHz. Sendo assim, o sinal não irá responder de maneira "flat".

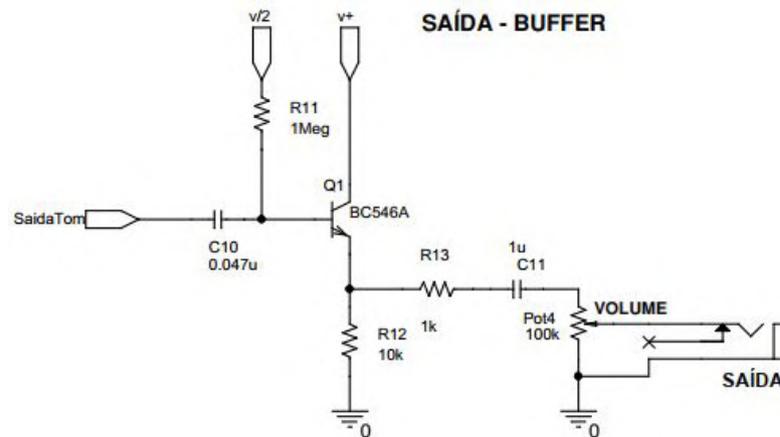
A perda de ganho observada na simulação não será prejudicial para o projeto devido o mesmo ser implementado com um alto ganho na etapa de amplificação. E o efeito "notch", na região de 1 kHz, é um resultado positivo quando se trata de som distorcido. É visto como boa prática evitar evidenciar essa faixa de frequência ao mixar ou realizar a parametrização da equalização devido ao que chamamos de efeito "metálico". Portanto, antes de chegar no pré do amplificador ou na mesa de som, já ocorre a atenuação dessas frequências, evitando a realização de grandes ajustes para se atingir um som agradável.

3.2.7 Etapa de Saída

Nesta etapa implementou-se um amplificador de ganho de tensão unitário utilizando o transistor bipolar de junção *BC546* na configuração seguidor de emissor. O intuito é simplesmente preservar a qualidade do sinal, o casamento de impedância entre estágios bem como garantir uma impedância baixa na saída do circuito.

O C_{10} tem a finalidade de acoplar os estágios e filtrar componentes *DC* para que o transistor seja polarizado corretamente. O filtro passa-altas de primeira ordem que forma com R_{11} não prejudica a faixa audível, pois sua frequência de corte fica em torno de $3,4\text{ Hz}$.

Figura 47 – Esquemático da etapa de saída.

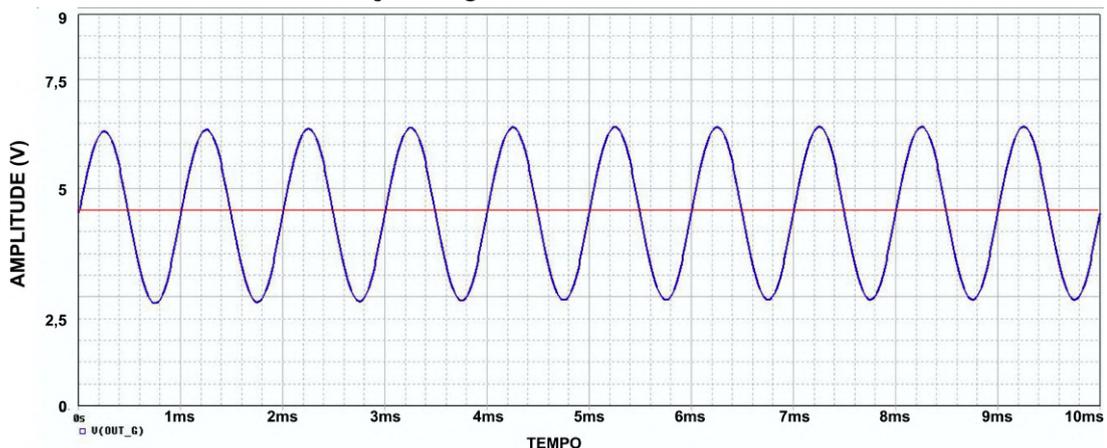


Fonte: Autoria própria.

3.2.8 Simulação

Simulou-se a etapa de ganho e o circuito projetado como um todo, parametrizando o sinal de entrada com frequência em 1 kHz , a amplitude em 400 mV_{pp} pelo tempo de 20 ms com passo de cálculo de $16\ \mu\text{s}$. Para analisar a etapa de ganho, variou-se o cursor do potenciômetro entre 0%, 50% e 100%. E o resultados são mostrados nas Figuras 48, 49 e 50 respectivamente.

Figura 48 – Forma de onda da etapa de amplificação. Potenciômetro com o cursor em posição de ganho mínimo.

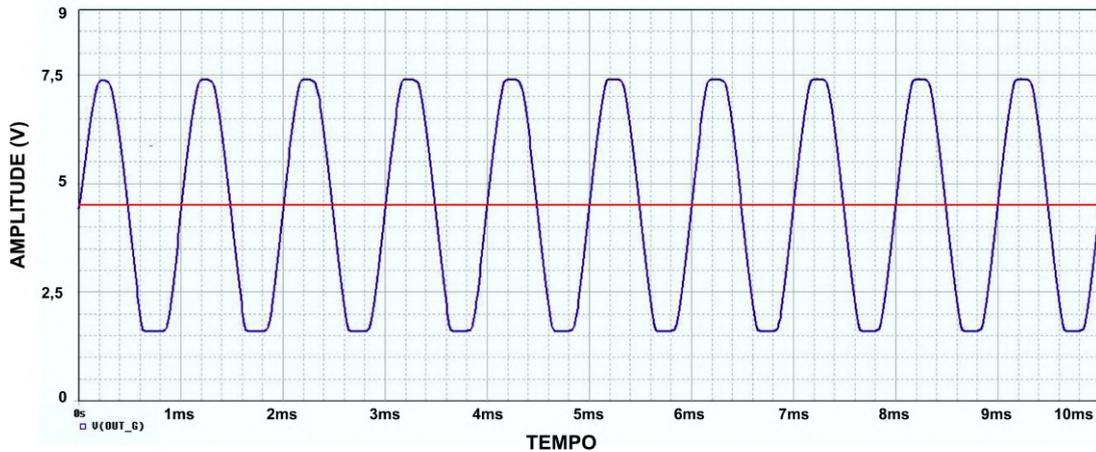


Fonte: Autoria própria.

Para realizar a simulação da saída do circuito completo parametrizou-se o potenciômetro de controle de ganho no máximo, de controle de tonalidade em posição central e o de volume de saída no máximo.

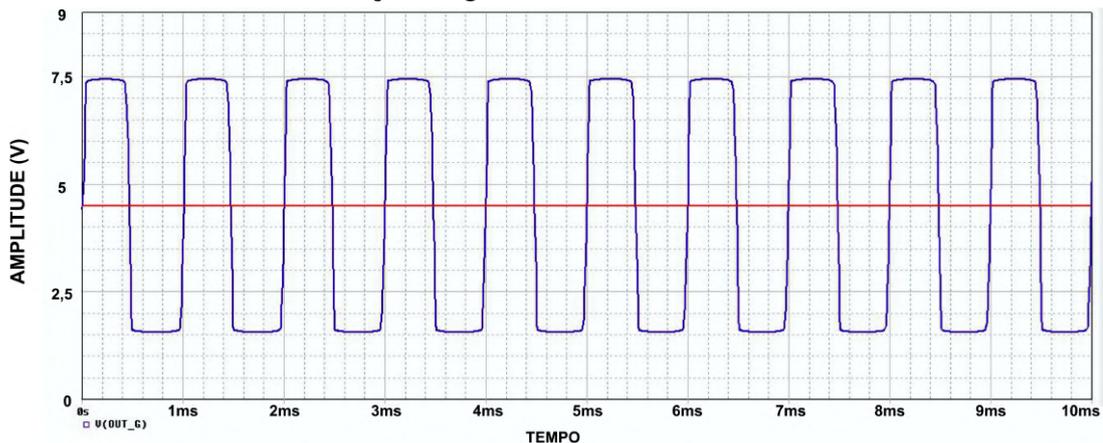
As Figuras 51, 52 e 53 mostram as formas de onda simuladas na saída do

Figura 49 – Forma de onda da etapa de amplificação. Potenciamento com o cursor em posição central.



Fonte: Autoria própria.

Figura 50 – Forma de onda da etapa de amplificação. Potenciamento com o cursor em posição de ganho máximo.



Fonte: Autoria própria.

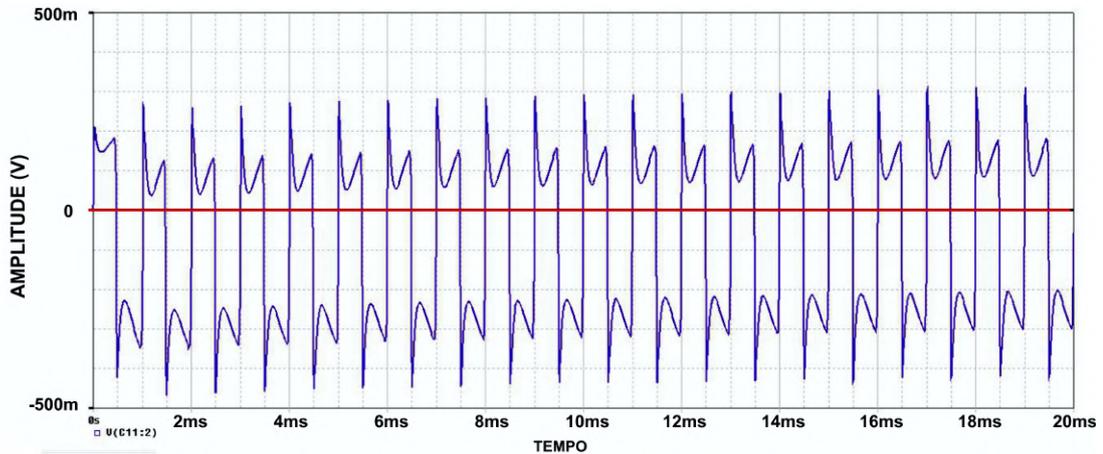
circuito após o sinal passar pelo arranjo de diodos de silício, germânio e LED, respectivamente.

3.3 HARDWARE

Após as etapas de simulação e definidos os componentes a ser utilizados, realizaram-se os testes dos circuitos via placa de prototipagem. Uma vez que o resultado se mostrou como o esperado, deu-se início a etapa de prototipação. As listas de componentes utilizados nos projetos encontram-se no Apêndice B.

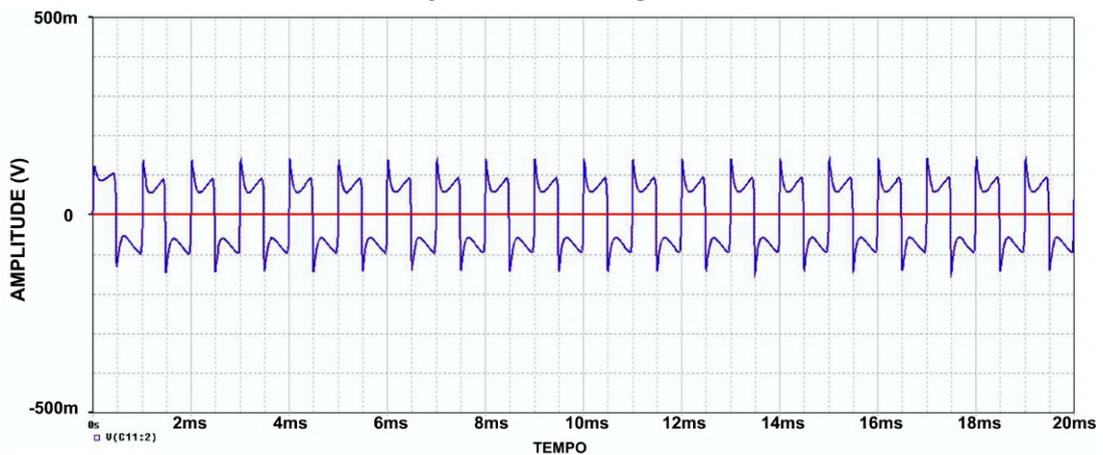
Utilizou-se o *software CAD Eagle*[®] para desenhar os esquemáticos dos pro-

Figura 51 – Forma de onda do sinal ao passar pelo arranjo de diodos de silício.



Fonte: Autoria própria.

Figura 52 – Forma de onda do sinal ao passar pelo arranjo de diodos de germânio.



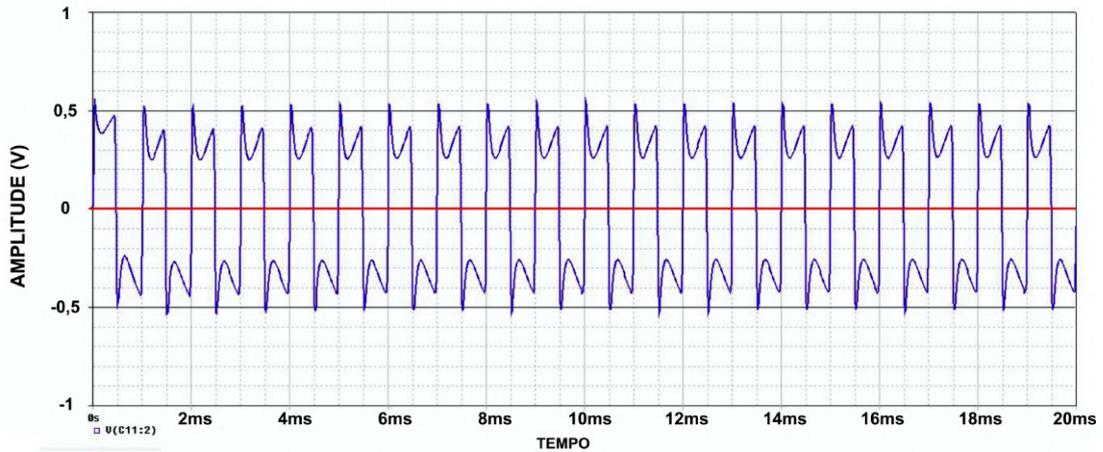
Fonte: Autoria própria.

jetos, ilustrados no Apêndice A. Em seguida, foram traçadas as rotas das trilhas para elaborar as *PCB's* (*Printed Circuit Board* – Placa de circuito impresso).

Para a confecção do protótipo de distorção, utilizou-se a prototipadora disponibilizada pela UTFPR. A mesma traça as rotas das trilhas baseada em coordenadas de um arquivo ".brd" gerado pelo *CAD Eagle*®. No mesmo processo é realizado a perfuração das trilhas cabendo apenas a soldagem a ser realizada manualmente.

Para a confecção do pedal de tremolo, utilizou-se a técnica de transferência térmica para transferir as trilhas do circuito, impressas em papel couchê brilho 115 gr A4, para a placa de cobre. A etapa seguinte foi realizar o processo de corrosão, em que através de uma solução de percloroeto de ferro a camada de cobre da placa é corroída, deixando somente as trilhas previamente estampadas com a tinta preta da

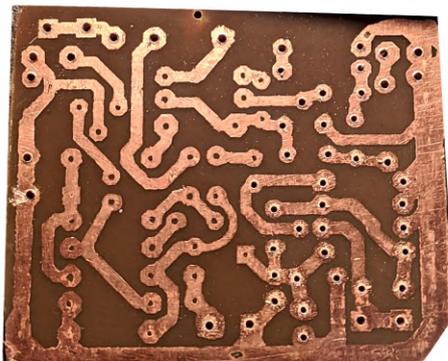
Figura 53 – Forma de onda do sinal ao passar pelo arranjo de diodos de LED.



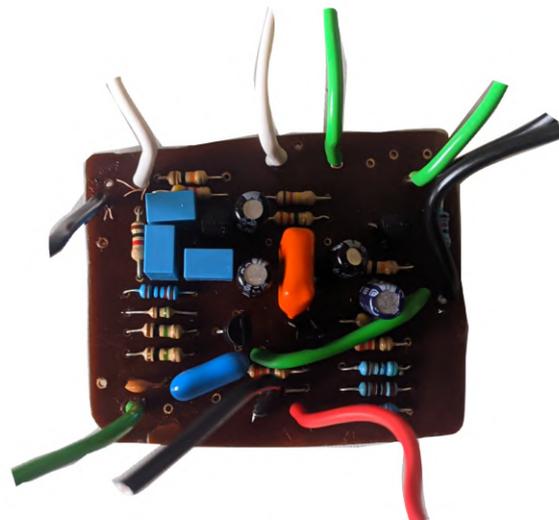
Fonte: Autoria própria.

impressora a laser. Com o auxílio de uma mini retifica de 12 V_{cc} , realizou-se a furação das ilhas e soldagem dos componentes em suas devidas posições. As Fotografias 1 e 2 mostram o resultado dos processos descritos acima para o pedal tremulo e a o protótipo de distorção, respectivamente.

Fotografia 1 – Placa de circuito impresso do EA Tremolo. (a) Trilhas; (b) componentes soldados.



(a)

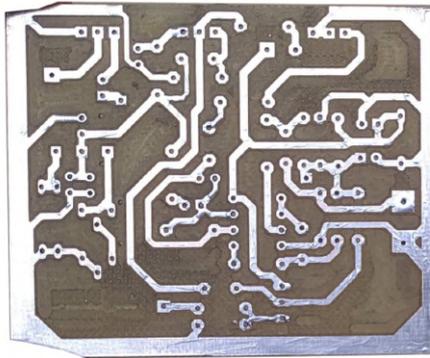


(b)

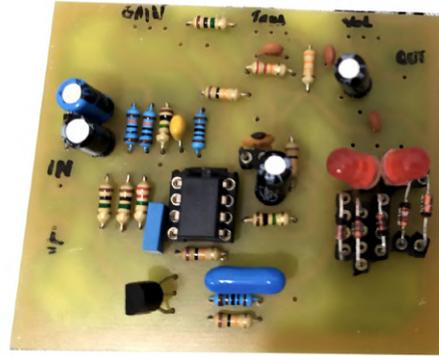
Fonte: Autoria própria.

Por fim utilizou-se caixas plasticas patola para acomodar e proteger os circuitos, como ilustrado na Fotografia 3.

Fotografia 2 – Placa de circuito impresso do protótipo de distorção. (a) Trilhas; (b) componentes soldados.



(a)



(b)

Fonte: Autoria própria.

Fotografia 3 – Projeto implementado com caixa plástica patola PB-114 de uso geral.



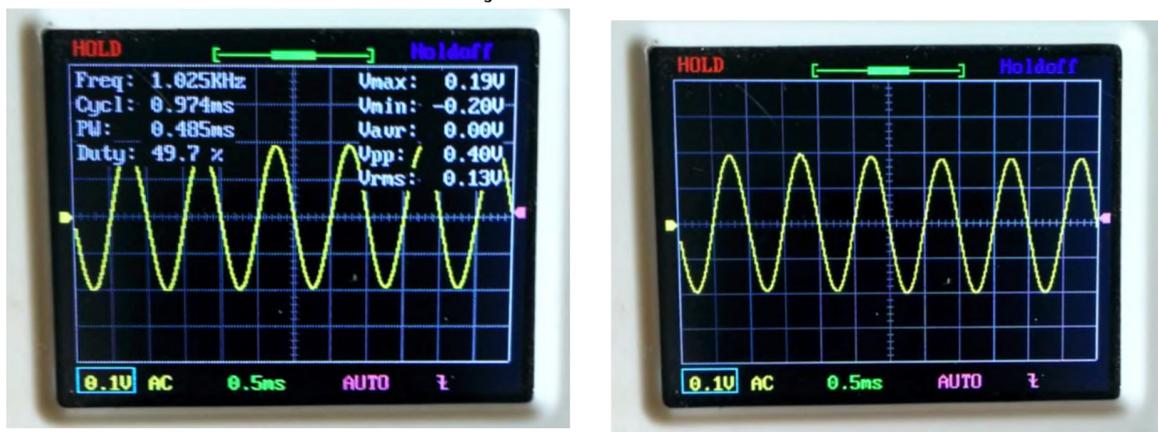
Fonte: Autoria própria.

4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Neste capítulo serão abordados os testes realizados para averiguar a confiabilidade de medição dos projetos implementados. Também serão detalhadas as principais dificuldades encontradas na elaboração deste trabalho, além de uma discussão melhorias futuras.

Para realizar a coleta de dados dos circuitos construídos e analisar o seu funcionamento utilizou-se o osciloscópio *Shell DSO150* e um gerador de função parametrizado para reproduzir uma onda senoidal com frequência de 1 kHz e amplitude e 400 mV_{pp} . A Figura 54 mostra o sinal senoidal descrito e os parâmetros utilizados nos ensaios de coleta de dados dos projetos.

Figura 54 – Sinal injetado na entrada do circuito para realização do ensaio.



Fonte: Autoria própria.

4.1 EA TREMOLO

4.1.1 Análise DC dos Amplificadores

A Tabela 1 apresenta os resultados da polarização DC medida, calculada e simulada do circuito. Os valores quiescentes do transistor da etapa de áudio (Q_1) e do transistor que compõe o oscilador (Q_2) são referenciados pelos números 1 e 2 respectivamente.

Como já mencionado, assumiu-se um V_{BE} de $0,7\text{ V}$ para os cálculos teóricos. Notam-se algumas diferenças entre os valores calculados para o caso simulado e o

Tabela 1 – Dados coletados da análise DC do projeto.

Valor	Calculado	Simulado	Medido
V_{B1}	1,9014 V	1,405 V	1,43 V
V_{C1}	4,9337 V	6,442 V	6,02 V
V_{E1}	1,2014 V	0,7568 V	0,91 V
V_{E2}	0 V	0 V	0 V
V_{B2}	0,7 V	0,656 V	0,58 V
V_{C2}	2,92 V	2,893 V	4,02 V

Fonte: Autoria própria.

medido. Pode-se deduzir que tal discrepância ocorra em função do fator de ganho de corrente do transistor na região ativa (βF). Para os cálculos teóricos utilizou-se uma média com base nos valores encontrados na folha de dados de cada componente. Na maioria das vezes tal valor não é o mesmo parametrizado nos modelos *SPICE* dos transistores. Outro ponto que pode estar gerando este erro é a desconsideração da influência da corrente de base na tensão de polarização V_B , cujo erro é propagado para os demais cálculos.

Mesmo assim, é possível concluir que ambos os transistores NPN estão operando em sua região ativa, pois respeitam a condição:

$$V_C > V_B > V_E$$

4.1.2 Ganho de Tensão

A Figura 55 mostra o sinal visto na saída do circuito amplificador. Notou-se que o mesmo se comporta como projetado, porque apresenta um ganho de tensão muito próximo ao cálculo realizado na análise *AC* da seção 3.1. A Tabela 2 mostra a comparação entre o resultado calculado e medido.

Tabela 2 – Dados coletados da análise DC do projeto.

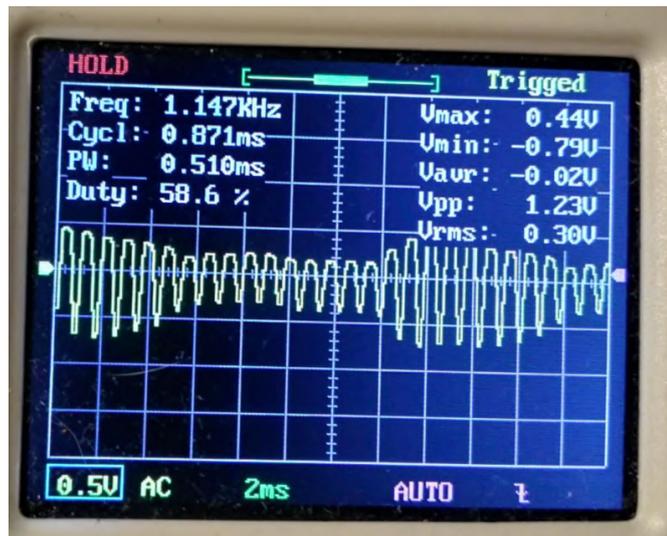
	V_i (V)	V_O (V)	A_V	A_{VdB}
Medido	0,4	1,23	3,075	9,75
Calculado	-	-	3,4	10,62

Fonte: Autoria própria.

4.1.3 Análise do Circuito Oscilador

A Figura 34a representa o circuito oscilador isolado para realizar a simulação no domínio do tempo no *software ORCAD*[®] com o objetivo de avaliar a variação da frequência do sinal senoidal gerado em função do deslocamento do cursor do poten-

Figura 55 – Sinal de saída da etapa de ganho de tensão do tremolo.



Fonte: Autoria própria.

ciômetro R_{18} entre 0%, 50% e 100%. Parametrizou-se a simulação como descrito a seguir:

- Analysis Type: Time Domain (Transient);
- Run to time: 25 s;
- Maximum Step Size: 100 μ s.

A Tabela 3 mostra os resultados obtidos da simulação descrita. Utilizou-se o valor do período obtido no ensaio para descobrir a frequência do sinal simulado.

Tabela 3 – Dados coletados da análise do circuito oscilador.

Cursor Pot. (%)	Período (s)	Frequência (Hz)
0	0,5822	1,717
50	0,4785	2,08
100	0,125	8

Fonte: Autoria própria.

Por conseguinte, a Tabela 4 compara os valores da frequência obtida através da análise AC, simulação e medição via osciloscópio. Observou-se que o circuito se comporta como projetado na teoria, gerando um sinal senoidal que varia aproximadamente de 1,70 Hz à 8 Hz.

Tabela 4 – Comparação da frequência calculada, simulada e medida com osciloscópio.

Cursor Pot. (%)	Calculado (Hz)	Simulado (Hz)	Medido (Hz)
0	1,83	1,717	1,810
50	-	2,08	2,55
100	7,49	8	7,415

Fonte: Autoria própria.

4.2 PROTÓTIPO DE DISTORÇÃO

4.2.1 Ensaio 1

A Tabela 5, mostra os resultados da etapa de ganho de tensão para o protótipo de distorção. Pode-se afirmar que o circuito se comporta de maneira satisfatória em relação ao que foi projetado. Mesmo com o ganho em sua configuração mínima foi medido na saída do circuito a um ganho de 20 db. Em sua configuração máxima era previsto um ganho de tensão menor do que o calculado teoricamente devido a excursão do sinal ser limitado pela fonte de alimentação do operacional. Normalmente é esperado que o sinal venha atingir aproximadamente de 2 a 3 V abaixo da tensão de alimentação nominal. Essa característica foi observada no ensaio para coleta de dados, pois a tensão máxima foi de aproximadamente 7,46 V.

Tabela 5 – Dados medidos da etapa de ganho de tensão.

Ganho de Tensão	V_i (V)	V_O (V)	A_V	A_{VdB}
0	0,4	4,46	11,15	20,95
50	0,4	5,27	13,18	22,40
100	0,4	7,46	18,65	25,41

4.2.2 Ensaio 2

A Tabela 6, descreve o ensaio realizado para analisar o funcionamento do projeto assim como os dados coletados. O objetivo foi analisar as modificações do sinal ao passar por cada ramo de clipagem.

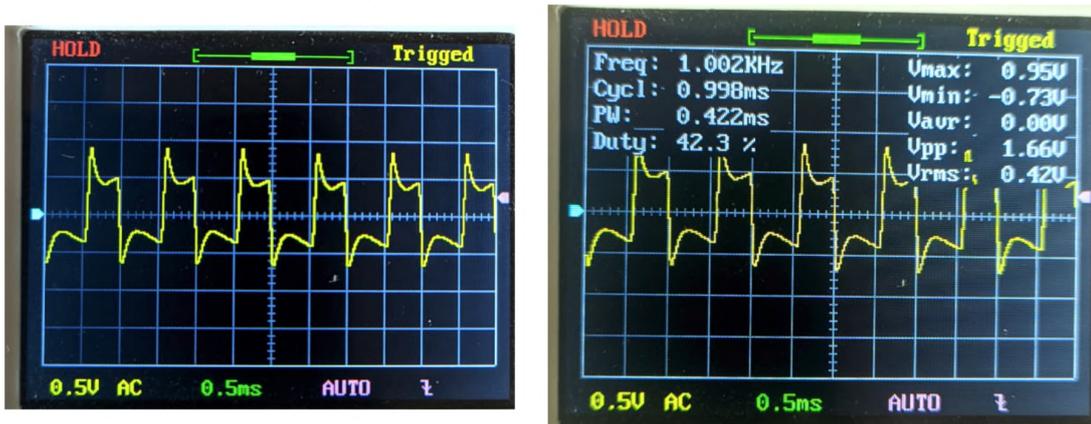
As formas de onda analisadas via osciloscópio mostram-se muito semelhantes aquelas obtidas na simulação. Também foi possível observar a diferença de amplitude ao comutar os 3 ramos de clipagem. Como pode-se analisar na Figura 58, o ramo com diodos de germânio é o que possui menor amplitude de saída e o ramo com LED (Figura 56) o que possui maior amplitude.

Tabela 6 – Parametros adotados para o ensaio.

	POTENCIOMETROS			FREQ. (kHz)	V_{PP} (V)	
	GANHO	TONALIDADE	VOLUME		V_{IN}	V_{OUT}
LED	100%	50%	100%	1	0,4	1,66
SILICIO	100%	50%	100%	1	0,4	0,95
GERMÂNIO	100%	50%	100%	1	0,4	0,25

Fonte: Autoria própria.

Figura 56 – Sinal de saída com a clipagem realizada por LED



Fonte: Autoria própria.

Figura 57 – Sinal de saída com a clipagem realizada por diodos de silício.



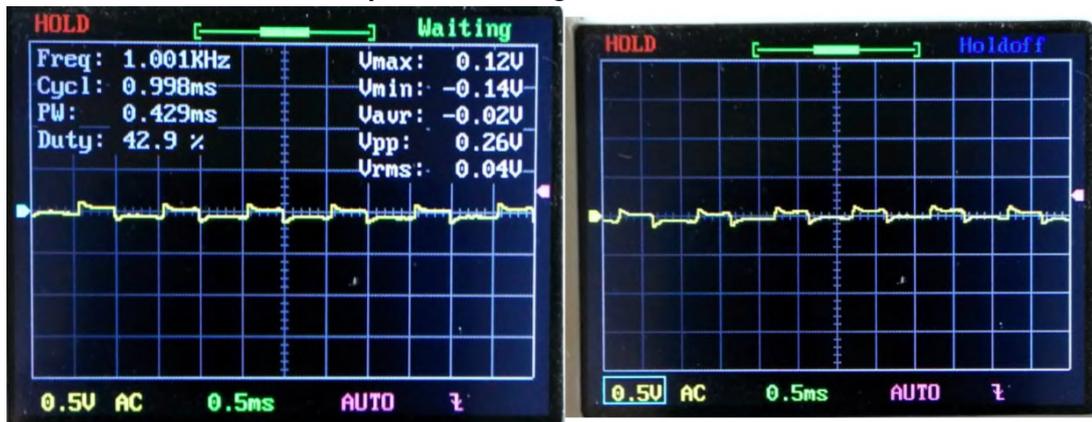
Fonte: Autoria própria.

4.2.3 Ensaio 3

Realizou-se um segundo ensaio para analisar o comportamento do protótipo ao variar os valores do potenciômetro em seus dois extremos, ou seja, apenas o *FPB* ou *FPA* atuando. Manteve-se os parâmetros de ganho e volume de saída em 100 % e o sinal de entrada como parametrizado no ensaio 1.

A forma de onda para o pedal na configuração de grave é ilustrada na Figura 59. Já a Figura 60 mostra as formas de onda na configuração de agudo. Ambos

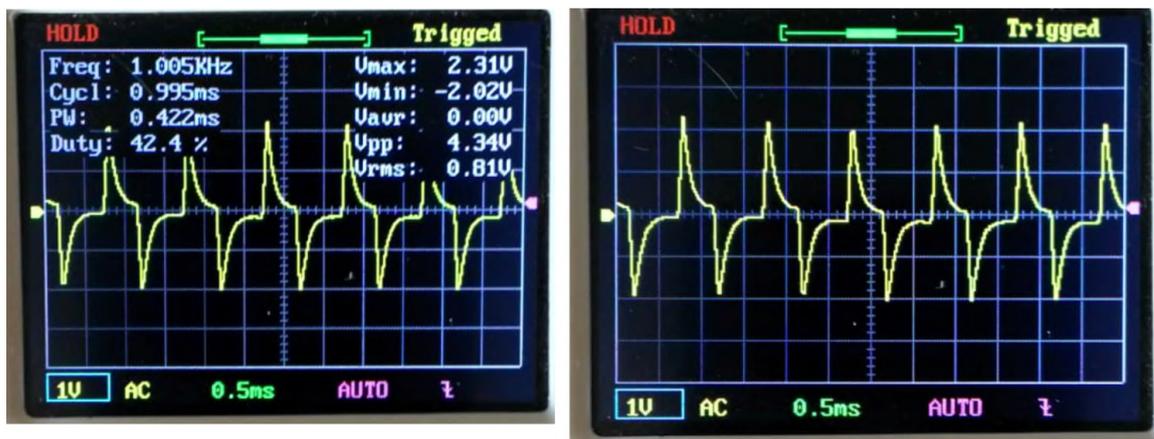
Figura 58 – Sinal de saída com a clipagem realizada por diodos de germânio.



Fonte: Autoria própria.

os resultados se mostraram em conformidade com o circuito simulado.

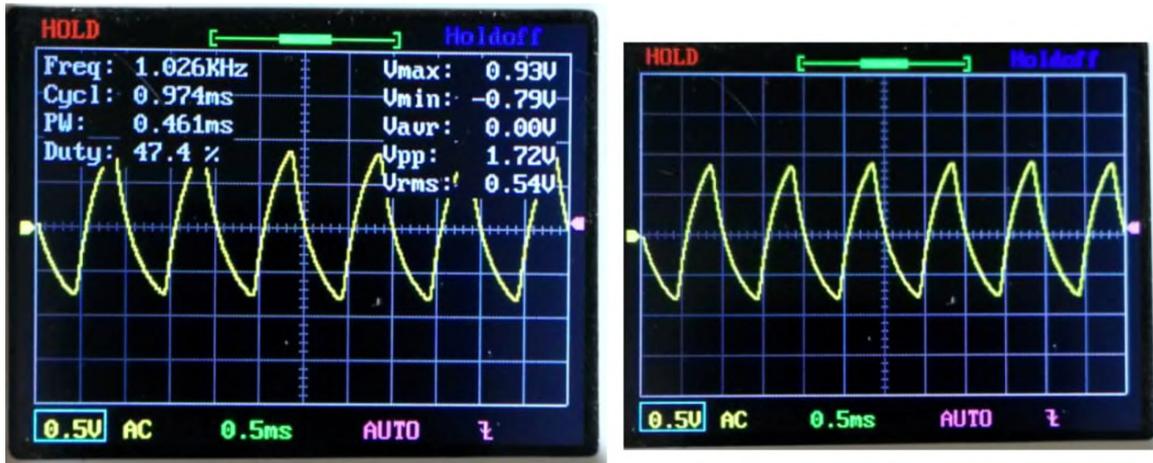
Figura 59 – Controle de tonalidade configurado para atuar na faixa atuante do FPA.



Fonte: Autoria própria.

Analisou-se um aumento na amplitude do sinal de saída significativo quando o parâmetro de tonalidade é configurado em 100 %, ou seja, apenas o ramo do *FPA* atuante. Supõe-se que a perda de ganho identificada nas simulações da etapa de controle de tonalidade venha estar relacionada a essa variação de amplitude na saída, porque, tanto na faixa de atuação do filtro passa-baixas quanto na região *flat* ocorre uma perda de ganho de até 13 dB. Porém, na faixa de atuação do filtro passa-altas não foram identificadas perdas significativas de ganho.

Figura 60 – Controle de tonalidade configurado para atuar na faixa atuante do FPB.



Fonte: Autoria própria.

4.3 DIFICULDADES ENCONTRADAS

Dificuldades que foram enfrentadas no decorrer do desenvolvimento deste trabalho, sendo elas relacionadas a escolha dos componentes, *softwares* e as prototipagens realizadas.

Durante o processo de simulação houve dificuldades relacionadas aos *softwares* *ORCAD*[®], *Maple*[®] e *Octave*[®]. De uma maneira geral algumas aplicações são bem específicas e muitas vezes exigem ajustes em meio as configurações da ferramenta para que a mesma consiga processar as variáveis que se deseja analisar. Também pode-se citar a falta de domínio dos programas de computador citados em determinados momentos. Em vista disto houve a necessidade de esmiuçá-los em paralelo ao desenvolvimento deste trabalho.

Foam necessárias diversas tentativas de confecção da placa de circuito impresso do pedal de modulação, porque o método de transferência térmica está suscetível a falhas durante quase todo o seu processo, seja na ocorrência de falhas da transferência das trilhas ou até mesmo durante o processo de desenho das mesmas, em que uma pequena desatenção pode levar a inconformidade do projeto como um todo.

Foram encontradas dificuldades na simulação do circuito do pedal de tremolo. Ao unir todas as etapas a simulação não comportou-se de maneira coerente, gerando respostas confusas. No entanto, quando analisado os blocos de maneira separada se fez possível a análise do sinal parametrizado para percorre-los. Realizou-se diver-

sas consultas em distintas fontes em busca da solução, porém, sem sucesso quando aplicadas. Também foram feitos muitos testes empíricos, os mesmos não foram bem sucedidos. Acredita-se que o *software* não reconhece o *JFET* atuando como um resistor variável quando o sinal senoidal do oscilador é acoplado em seu pino de *gate* e o mesmo é a ponte entre a etapa de oscilação com a etapa de áudio do projeto.

5 CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

Este trabalho apresentou as etapas envolvidas no processo de confecção de dois pedais de efeito para guitarra, uma distorção e o tremolo. Muito utilizado em vários ramos da música, tais dispositivos foram essenciais no desenvolvimento de novas sonoridades ao longo das últimas 8 décadas.

Apesar das dificuldades encontradas, presentes na seção 4.3, foi possível construir e explicar o funcionamento de um efeito de modulação (tremolo) de maneira mais detalhada e com um volume de informações elevado. Também projetou-se com sucesso um protótipo de pedal de distorção funcional. Vale lembrar que existem algumas possibilidades para aumentar a robustez na construção dos projetos. Pode-se citar: construir todas as placas em uma prototipadora ou contratar o serviço de empresas especializadas, miniaturização utilizando componentes smd, utilizar potenciômetros de melhor qualidade, utilizar caixas de alumínio para acomodar os circuitos, desenvolver identidade visual e inserir sinalização da condição de bypass.

Por mais que existam trabalhos relacionados a pedais de efeitos para guitarra ou semelhantes, o desafio de desenvolver tais projetos, mesmo que baseado em outros trabalhos, se faz válido, visto que foi necessária a integração de diversos conceitos ao longo de sua aplicação. Além disso, teve-se a oportunidade de estudar, implementar e aprofundar tecnologias e conceitos vistos ao longo da graduação, tornando este trabalho de conclusão uma síntese da extensão do conhecimento teórico e prático.

Trabalhos futuros podem ser desenvolvidos visando analisar e solucionar problemas recorrentes destes projetos, como por exemplo, integrar um circuito para eliminação de ruídos. Também, propor inovações como um circuito de controle automático de volume em função de um *setpoint* estabelecido ou em função do volume dos outros instrumentos do conjunto musical.

Por fim, decorridas todas as etapas do estudo teórico, da aplicação prática e da análise dos testes feitos, pode-se verificar que o trabalho obteve resultados satisfatórios para o que foi proposto na delimitação dos objetivos. O estudo proporcionou uma visão mais aprofundada do funcionamento dos circuitos de pedais de guitarra, através de análises explicativas de cada etapa, modelagem e cálculos que visam elucidar os fenômenos físicos que são influenciados tanto pela topologia escolhida para a modi-

ficação ou tratamento do sinal que excursionará pelo circuito quanto os componentes utilizados.

REFERÊNCIAS

AFONSO, Enio Filoni Antonio Pereira. **Eletrônica: circuitos elétricos**. São Paulo, 2011. 219 p. Citado 3 vezes nas páginas 31, 32 e 34.

ALVES, Geovani Cardozo. **Projeto de unidade de efeito sonoro para guitarras**. 2018. 66 p. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2018. Disponível em: <<http://repositorio.roca.utfpr.edu.br/jspui/handle/1/11871>>. Acesso em: 29 nov. 2019. Citado 4 vezes nas páginas 16, 20, 21 e 40.

ANTUNES, Sergio R. **Tecnologia Eletrônica: Áudio amplificadores**. São Paulo: [s.n.], 1997. 66 p. Citado na página 36.

BERNI, Alexandre Augusto. **Entendendo os conceitos de clipping nos efeitos de distorção/overdriver**. 2013. Disponível em: <<https://blog.santoangelo.com.br/entendendo-os-conceitos-de-clipping-nos-efeitos-de-distorcaooverdriver/>>. Acesso em: 18 ago. 2019. Citado na página 67.

BOYLESTAD, Robert L. **Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos**. 11. ed. São Paulo: Pearson, 2013. 784 p. ISBN 978-85-64574-21-2. Citado 7 vezes nas páginas 26, 27, 28, 37, 51, 53 e 54.

BRAGA, Newton C. **Amplificadores de Áudio**. [s.n.], 1986. 76 p. Disponível em: <<https://www.newtoncbraga.com.br/index.php/livros-para-downloads/3262-livro-amplificadores-de-audio>>. Acesso em: 21 out. 2019. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 24.

_____. **Curso de eletrônica: eletrônica analógica**. São Paulo: Instituto Ncb, 2012. 375 p. Citado na página 38.

_____. **Curso de eletrônica: eletrônica básica**. São Paulo: Instituto Ncb, 2013. 231 p. Citado 8 vezes nas páginas 21, 23, 24, 25, 29, 30, 31 e 32.

BROSNAC, Donald. **Guitar Eletronics for Musicians"**. 1. ed. [S.l.], 2010. 128 p. ISBN 0711902321. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 25.

CASTRO, Guilherme Augusto Soares de. Guitarra elétrica: entre o instrumento e a interface. **XVII Congresso da Anppom**, p. 1–4, 2007. Disponível em: <http://antigo.anppom.com.br/anais/anaiscongresso_anppom_2007/sonolog.html>. Acesso em: 20 abr. 2020. Citado na página 20.

COSTA, Tatiane. Simulação e análise: efeito de distorção overdrive de sistema não linear para guitarras. p. 1–6, 11 2016. Disponível em: <http://www.researchgate.net/publication/325902878_SIMULACAO_E_ANALISE_EFEITO_DE_DISTORCAO_OVERDRIVE_DE_SISTEMA_NAO_LINEAR_PARA_GUITARRAS>. Acesso em: 20 abr. 2019. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 41.

DORNELLES, Leandro Teixeira. **Síntese de casadores de impedância de baixa sensibilidade utilizando técnicas evolucionárias para aplicações em radiofrequência**. 2015. Tese ((Doutorado) - Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2015. Disponível em: <<http://www.pee.ufrj.br/teses/?Resumo=2015092901>>. Acesso em: 22 mai. 2020. Citado na página 25.

FARIAS, Guilherme. **Minicurso Sobre a Construção e Desenvolvimento de Pedais de Efeito**. [S.l.], 2017. 90 p. Citado 5 vezes nas páginas 26, 32, 33, 42 e 43.

FILHO, Edvaldo de Souza Queiróz. **Implementação e análise de um pedal de efeito para utilização em guitarras elétricas**. 2017. 73 p. Monografia (Curso de Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, Fortaleza, 2017. Disponível em: <<http://www.repositorio.ufc.br/handle/riufc/34994>>. Acesso em: 29 out. 2019. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 20.

FONSECA, José Melo de Assis. **Amplificadores valvulados para guitarra elétrica: história, teoria e construção**. 1. ed. 2013. 346 p. Citado 4 vezes nas páginas 24, 25, 31 e 41.

HALLIDAY, David. **Fundamentos de física: gravitação, ondas e termodinâmica**. 10. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2016. v. 2. 939 p. ISBN 978-85-216-3206-1. Citado na página 24.

HUNTER, Dave. **365 guitars, amps & effects you must play: the most sublime, bizarre and outrageous gear ever**. Minneapolis: CRESTLINE PUB CO, 2013. 320 p. ISBN 0785837612. Citado na página 40.

_____. **Guitar effects pedals: the practical handbook**. London: Backbeat Books, 2013. 271 p. ISBN 978-1-61713-101-1. Disponível em: <http://www.ebook.de/de/product/20645146/dave_hunter_guitar_effects_pedals.html>. Citado 3 vezes nas páginas 44, 47 e 48.

JUNIOR, Antônio Pertence. **Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos: Teoria, projetos, aplicações e laboratório**. 6. ed. Porto Alegre: Bookman, 2003. 303 p. ISBN 978-85-363-0190-7. Citado 3 vezes nas páginas 28, 38 e 39.

LÄHDEVAARA, Jarmo. **The Science Of Electric Guitars And Guitar Electronics**. [s.l.]: Books on Demand, 2012. 596 p. ISBN 9789522864208. Disponível em: <<http://www.guitarscience.net/pdfver.htm>>. Acesso em: 21 Jul. 2020. Citado 2 vezes nas páginas 56 e 57.

MALVINO, David J. Bates Albert. **Eletrônica**. 8. ed. Porto Alegre: AMGH, 2016. v. 1. 624 p. ISBN 978-85-8055-577-6. Citado 5 vezes nas páginas 33, 34, 36, 37 e 55.

ORMAN, Jack. **Guitar effects explained**. [S.l.], 2017. 191 p. Citado 5 vezes nas páginas 15, 45, 46, 47 e 48.

ORMAN, Jack A. **Curso de eletrônica: eletrônica básica**. [S.l.]: [S.n.], 2017. 68 p. Citado 3 vezes nas páginas 40, 41 e 44.

SEDRA, Kenneth C. Smith Adel S. **Microeletrônica**. 7. ed. New York: [s.n.], 2014. 1488 p. ISBN 9780199339136. Citado 4 vezes nas páginas 21, 22, 23 e 36.

SHAMIEH, Gordon McComb Cathleen. **Eletrônica para leigos**. 2. ed. Rio de Janeiro: Alta Books, 2010. 416 p. ISBN 978-85-7608-446-4. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.

SOUZA, Arthur Rodrigues e. **Implementação de efeito de reverberação com circuito integrado**. 2019. 96 p. Monografia (Curso de Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2019. Disponível em: <<http://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/193298>>. Acesso em: 29 mai. 2019. Citado na página 48.

TARQUIM, Brian. **Stomp on this!**: the guitar pedal effects guidebook. Boston: Cengage Learning Ptr, 2015. 192 p. ISBN ISBN-13 978-1305115101. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 16.

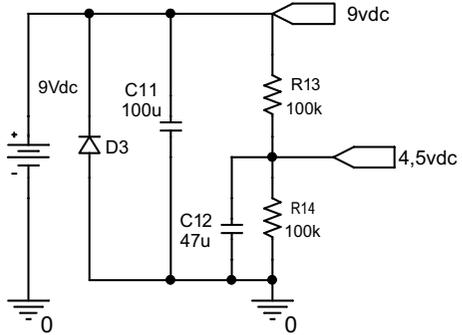
TROMBLEY, Michael. **Design of a programmable four-preset guitar pedal**. 2017. Tese ((Doutorado) - Curso de Electrical Engineering, Department Of Electrical Engineering) — Wright State University, Fairborn, 2017. Disponível em: <http://corescholar.libraries.wright.edu/etd_all/1894/?utm_source=corescholar.libraries.wright.edu%2Fetd_all%2F1894&utm_medium=PDF&utm_campaign=PDFCoverPages>. Acesso em: 28 mai. 2019. Citado na página 32.

APÊNDICES

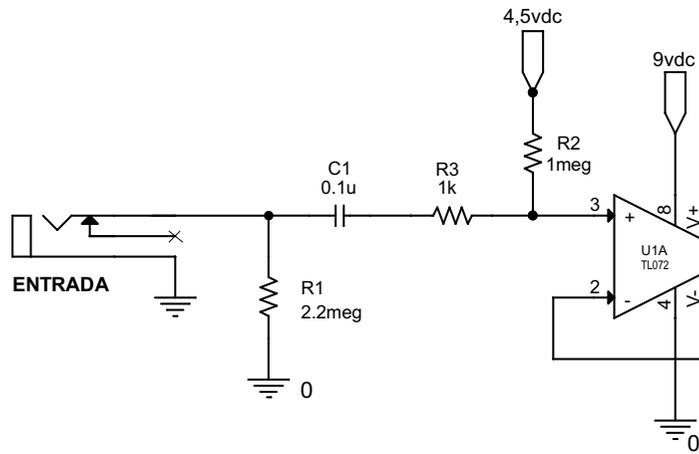
APÊNDICE A – ESQUEMÁTICOS

A.1 PROTÓTIPO DE DISTORÇÃO

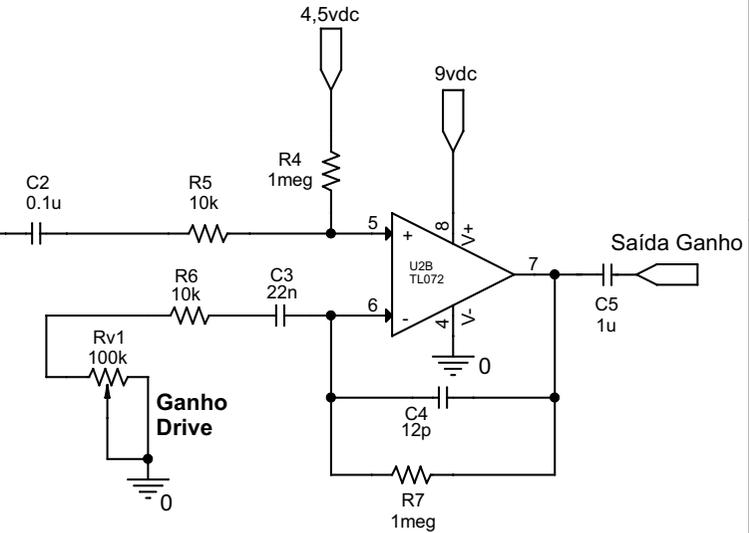
Filtro de Alimentação



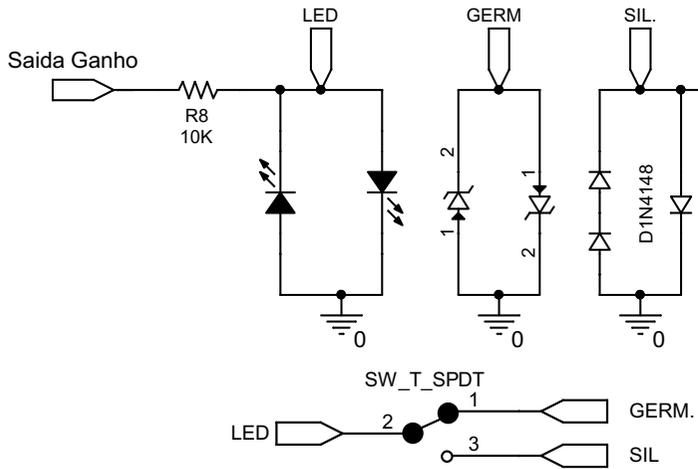
Buffer



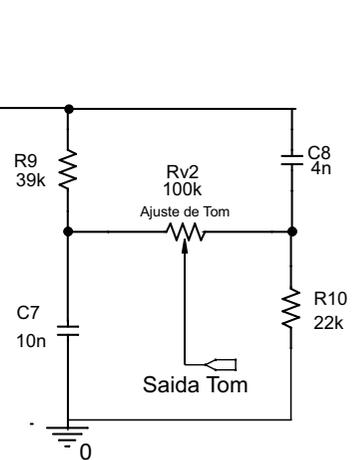
Amplificador de Tensão



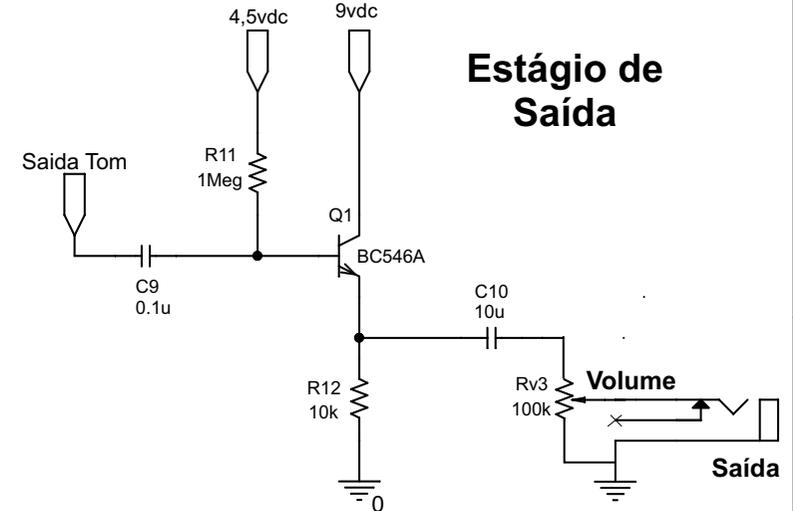
Etapa de Clipagem



Controle de Tonalidade



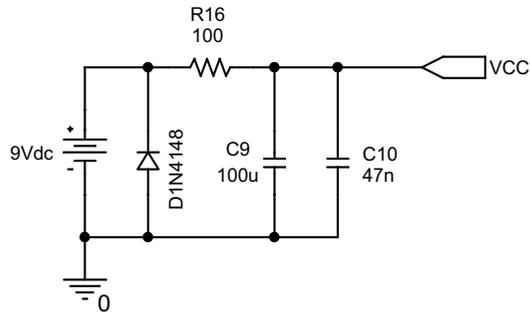
Estágio de Saída



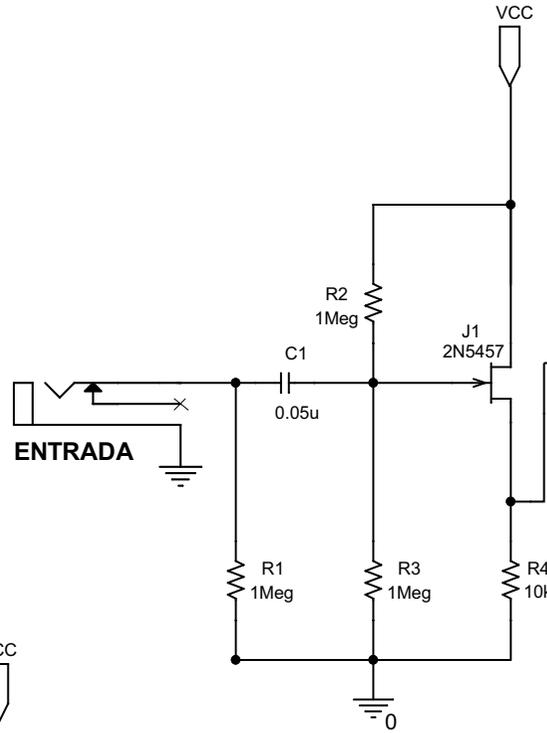
Title		Protótipo de pedal de distorção	
Size	A4	João Paulo Silva de M. Pereira	
Date:		Sheet	1 of 1

A.2 EA TREMOLO

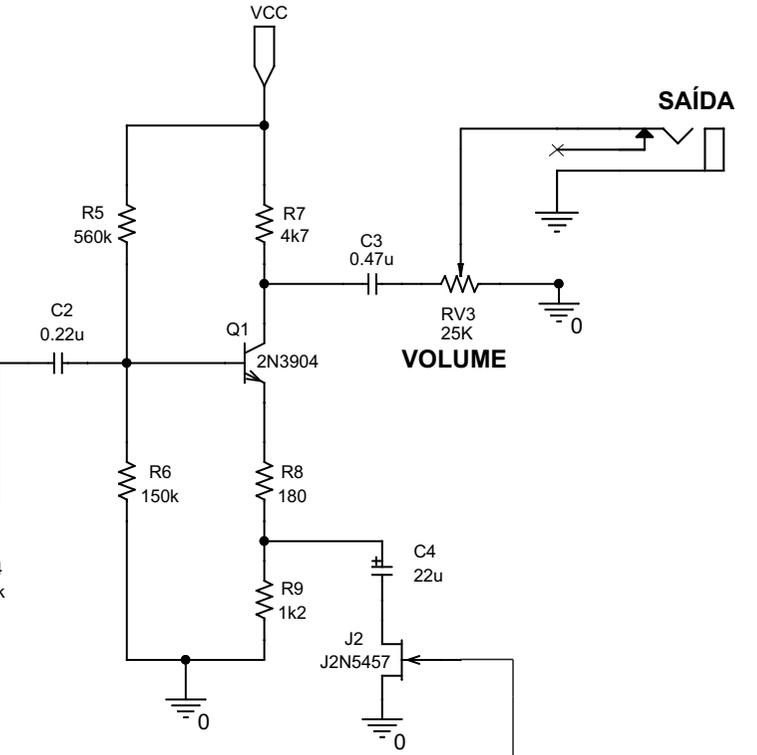
Filtro de Alimentação



Buffer

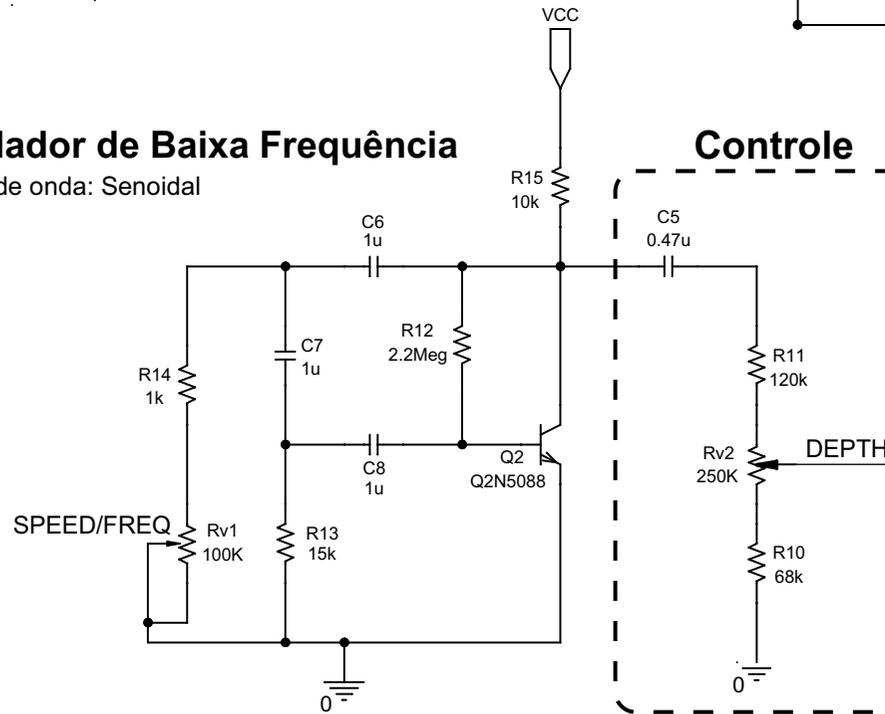


Amplificador de Tensão



Oscilador de Baixa Frequência

Forma de onda: Senoidal



Title	
EA Tremolo	
Size	A4
Date:	Sheet 1 of 1

APÊNDICE B – COMPONENTES PARA MONTAGEM DOS PROJETOS

B.1 PROTÓTIPO DE DISTORÇÃO

Resistores

$R_1 = 2.2\ M\Omega$
 $R_2 = 1\ M\Omega$
 $R_3 = 1\ k\Omega$
 $R_4 = 1\ M\Omega$
 $R_5 = 10\ k\Omega$

$R_8 = 10\ K\Omega$
 $R_9 = 39\ K\Omega$
 $R_{10} = 22\ K\Omega$
 $R_{11} = 1\ M\Omega$
 $R_{12} = 10\ K\Omega$

$R_8 = 10\ k\Omega$
 $R_9 = 39\ k\Omega$
 $R_{10} = 22\ k\Omega$
 $R_{12} = 10\ k\Omega$

Capacitores

$C_1 = 0.1\ \mu F$
 $C_2 = 0.1\ \mu F$
 $C_3 = 22\ nF$
 $C_4 = 12\ pF$
 $C_5 = 1\ \mu F$
 $C_6 = 1\ nF$

$C_7 = 10\ nF$
 $C_8 = 4\ nF$
 $C_9 = 0.1\ \mu F$
 $C_{10} = 10\ \mu F$
 $C_{11} = 100\ \mu F$
 $C_{11} = 100\ \mu F$

Potenciomentros

Ganho: = $100\ K\Omega$ (log)
 Volume: = $100\ K\Omega$ (log)
 Tonalidade: = $100\ K\Omega$ (lin)

Semicondutores

Diodos
 2× *LED* (vermelho)
 3× 1N4148 (silício)
 2× 1N60 (germânio)

Transistor
 $Q_1 = BC546$

Amplificador Operacional
TL072

B.2 EA TREMOLO

Demais componentes

Jack's/Plug
2× P10
1× DC fêmea

Chaves
3 Terminais *Toggle Switch SPDT*
2PDT6 pólos

Caixa Plástica PB-114 (55X97X147mm)

Resistores

$R_1 = 1 M\Omega$
 $R_2 = 1 M\Omega$
 $R_3 = 1 k\Omega$
 $R_4 = 10 k\Omega$
 $R_5 = 560 k\Omega$

$R_6 = 150 K\Omega$
 $R_7 = 4.7 K\Omega$
 $R_8 = 180 \Omega$
 $R_9 = 1.2 K\Omega$
 $R_{10} = 68 K\Omega$

$R_{11} = 120 k\Omega$
 $R_{12} = 2.2 M\Omega$
 $R_{13} = 15 k\Omega$
 $R_{14} = 1 k\Omega$
 $R_{15} = 10 k\Omega$

Capacitores

$C_1 = 0.05 \mu F$
 $C_2 = 0.22 \mu F$
 $C_3 = 0.47 \mu F$
 $C_4 = 22 \mu F$ (Pol)
 $C_5 = 0.47 \mu F$
 $C_6 = 1 \mu F$

$C_7 = 1 \mu F$
 $C_8 = 1 \mu F$
 $C_9 = 100 \mu F$
 $C_{10} = 47 nF$

Potenciomentros

Frequência (*speed*): = $100 k\Omega$ (log)
Depth: = $250 K\Omega$ (lin)
Volume: = $25 k\Omega$ (log)

Semicondutores

Transistor
 $Q_2 = 2N5088$
 $J_1 = 2N547$ ou $J201$
 $J_2 = 2N547$ ou $J201$

Diodos $Q_1 = 2N3904$
LED (vermelho)

1N4148 (silício)

Demais componentes

Jack's/Plug
2× P10
1× DC fêmea

Chaves
3 Terminais *Toggle Switch SPDT*
2PDT6 pólos

Caixa Plastica PB-114 (55X97X147mm)