

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS

ENZO PENATI DE CARVALHO NASCIMENTO

Estudo e implementação de circuitos eletrônicos para
equalizadores de áudio e pedais de efeito para guitarra

São Carlos

2024

ENZO PENATI DE CARVALHO NASCIMENTO

Estudo e implementação de circuitos eletrônicos para
equalizadores de áudio e pedais de efeito para guitarra

Monografia apresentada ao Curso
de Engenharia Elétrica - Ênfase
em Eletrônica, da Escola de
Engenharia de São Carlos da
Universidade de São Paulo, como
parte dos requisitos para obtenção
do Título de Engenheiro Eletrônico

Orientador(a): Prof. Dr. Augusto
Matheus dos Santos Alonso

VERSÃO CORRIGIDA

São Carlos

2024

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da
EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

N244e	<p>Nascimento, Enzo Penati de Carvalho</p> <p>Estudo e implementação de circuitos eletrônicos para equalizadores de áudio e pedais de efeito para guitarra / Enzo Penati de Carvalho Nascimento; orientador Augusto Matheus dos Santos Alonso. São Carlos, 2024.</p> <p>Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com ênfase em Eletrônica) -- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2024.</p> <p>1. Eletrônica. 2. Transistor Bipolar de Junção. 3. MOSFET. 4. Amplificador Operacional. 5. Equalizador de Áudio. 6. Pedal de Guitarra. I. Título.</p>
-------	---

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Enzo Penati de Carvalho Nascimento

Título: "Estudo e implementação de circuitos eletrônicos para equalizadores de áudio e pedais de efeito para guitarra"

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 19 / 06 / 2024,

com NOTA 8,0 (oito, zero), pela Comissão
Julgadora:

Prof. Dr. Augusto Matheus dos Santos Alonso - Orientador -
SEL/EESC/USP

Prof. Dr. Fabio Romano Lofrano Dotto - SEL/EESC/USP

Mestre Thales Augusto Fagundes - Doutorando EESC/USP

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:
Professor Associado José Carlos de Melo Vieira Júnior

*Este trabalho é dedicado àqueles que,
sobretudo, têm um sonho.*

AGRADECIMENTOS

A conclusão deste Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) representa não apenas o fim de uma etapa de uma longa jornada acadêmica, mas também o resultado de inúmeras contribuições e apoios que recebi ao longo deste percurso. Gostaria de expressar minha profunda gratidão a todos aqueles que, de alguma forma, fizeram parte desta trajetória.

Em primeiro lugar, agradeço à República Berlim, um lugar que se tornou um verdadeiro lar durante meus anos de estudo. Aos meus colegas de república, meu sincero obrigado pelo apoio, pelas conversas intermináveis, pelo companheirismo e por cada momento de descontração que me ajudou a manter a sanidade nos momentos mais desafiadores.

Um agradecimento especial às cachorras Farrinha e Pitu, cujas presenças alegres e fiéis trouxeram conforto e alegria aos dias mais difíceis na república. Vocês foram uma fonte constante de carinho e boas energias; uma fuga necessária da realidade quando necessário.

Além disso, gostaria de expressar minha gratidão à cachorra Peteca, minha eterna companheira antes do meu ingresso na faculdade. Sua lealdade e amor incondicional ao longo dos anos foram uma bênção em minha vida, e suas lembranças continuarão a aquecer meu coração.

Aos meus pais, agradeço por serem minha base sólida. Nunca esquecerei tudo o que já fizeram por mim, sei que nunca foi fácil. Obrigado por acreditarem em mim, por seus sacrifícios, por suas palavras de encorajamento e, sobretudo, por seu amor incondicional. Sem vocês, nada disso seria possível.

Ao meu irmão, sou imensamente grato pelo apoio e pela confiança. Sua presença em minha vida é uma fonte constante de inspiração e motivação.

Aos meus amigos de infância e que andam comigo até hoje, que sempre estiveram comigo desde criança em todas as minhas decisões e aventuras, meu mais profundo agradecimento. Vocês são uma parte fundamental da minha história e têm um lugar especial em meu coração.

Por fim, agradeço a todos os professores e orientadores que, com sua sabedoria e orientação, contribuíram significativamente para o desenvolvimento deste trabalho, em especial, ao meu orientador professor Augusto, pela oportunidade de fazer um trabalho que sempre sonhei.

Este TCC é dedicado a todos vocês, que de maneiras diversas, tornaram esta conquista possível. Muito obrigado!

"As letras e a ciência só tomarão o seu verdadeiro lugar na obra do desenvolvimento humano no dia em que, livres de toda a servidão mercenária, forem exclusivamente cultivadas pelos que as amam e para os que as amam"

- Piotr Kropotkin

RESUMO

NASCIMENTO, Enzo Penati de Carvalho **Estudo e implementação de circuitos eletrônicos analógicos para equalizadores de áudio e pedais de efeito para guitarra:** Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2023.

Este trabalho de conclusão de curso foca nos estudos dos conceitos de eletrônica analógica para implementação de equalizadores de áudio e pedais de efeito para guitarra. O enfoque principal consiste nos circuitos do tipo *fuzz*, produzido com transistores bipolares de junção (BJTs), *overdrive*, que utilizam a tecnologia de transistores de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (MOSFETs) e por fim, distorção baseados em amplificadores operacionais.

O pedal de *fuzz*, caracterizado por sua sonoridade bastante saturada e agressiva, utiliza dos BJTs e seu alto ganho para produção de uma sonoridade distorcida intensa e rica em harmônicos de sua frequência fundamental. O *Overdrive*, por sua vez, possui uma característica de uma distorção mais branda, porém mais controlada, atingida através do uso de MOSFETs. Por fim, o pedal de distorção faz o uso de amplificadores operacionais para a obtenção da sonoridade mais intensa porém com um alto nível de personalização devida sua configuração precisa e estável.

O trabalho discute os fundamentos teóricos e práticos de cada circuito, incluindo simulações e implementação prática que demonstram os seus desempenhos. Conclui-se que a escolha dos componentes e a configuração dos circuitos são essenciais para obter os efeitos desejados, de modo a destacar as características sonoras únicas de cada pedal.

1. Eletrônica. 2. Transistor Bipolar de Junção. 3. MOSFET. 4. Amplificador Operacional. 5. Equalizador de áudio. 6. Pedal de guitarra

ABSTRACT

NASCIMENTO, E. P. C. **Study and Implementation of Analog Electronic Circuits for Audio Equalizers and Guitar Effect Pedals**. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2023.

This thesis focuses on the study of analog electronics concepts for the implementation of audio equalizers and guitar effect pedals. The primary emphasis is on three types of guitar pedals: fuzz, produced with bipolar junction transistors (BJTs); overdrive, utilizing metal-oxide-semiconductor field-effect transistors (MOSFETs); and distortion, based on operational amplifiers.

The fuzz pedal, characterized by its highly saturated and aggressive sound, employs BJTs with high gain to produce an intensely distorted tone rich in harmonics. The overdrive pedal features a milder yet more controlled distortion achieved through the use of MOSFETs. Finally, the distortion pedal uses operational amplifiers to achieve a highly customizable and stable intense sound.

This work discusses the theoretical and practical foundations of each circuit, including simulations and practical implementation that demonstrate their performance. It concludes that the choice of components and circuit configuration is crucial for achieving the desired effects, highlighting the unique sonic characteristics of each pedal.

Keywords: 1.Electronics 2.Bipolar Junction Transistor 3.MOSFET 4.Operational Amplifier 5.Audio Equalizer 6. Guitar pedals

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Captador de guitarra modelo single coil	27
Figura 2 – Representação de um sinal de audio	28
Figura 3 – Representação de um capacitor	29
Figura 4 – Filtro Passa Baixa	30
Figura 5 – Filtro Passa Alta	30
Figura 6 – Regiões de um semiconductor	31
Figura 7 – Resposta de um diodo (azul) para uma onda senoidal (verde)	32
Figura 8 – BJTs do tipo <i>nnp</i> e <i>pnp</i>	33
Figura 9 – BJT em topologia emissor comum	34
Figura 10 – Emissor comum em análise de pequenos sinais	34
Figura 11 – Ponto Q gráfico	36
Figura 12 – NMOS e PMOS - representação equivalente	37
Figura 13 – MOSFET em topologia fonte comum	38
Figura 14 – MOSFET em topologia fonte comum - equivalente T	38
Figura 15 – Gráfico para encontrar o ponto de operação Q	39
Figura 16 – Representação do amplificador operacional	40
Figura 17 – Circuito equivalente do amplificador operacional	40
Figura 18 – Circuito equivalente do amplificador operacional	41
Figura 19 – Saída de um amplificador operacional ideal	42
Figura 20 – Saída de um amplificador operacional considerando <i>Slew Rate</i>	42
Figura 21 – Equalizador de áudio de guitarra BOSS GE7	43
Figura 22 – Circuito girador simulando um indutor	44
Figura 23 – Pedal de efeitos Arbiter <i>Fuzz Face</i>	45
Figura 24 – Esquemático do pedal <i>Fuzz Face</i>	46
Figura 25 – Onda senoidal grampeada comparada com uma onda quadrada	47
Figura 26 – MOSFET em um estágio de amplificação	47
Figura 27 – Esquemático padrão de efeito distorção com sinais grampeados	49
Figura 28 – Esquemático do pedal de distorção <i>ProCo Rat</i>	49
Figura 29 – Equalizador de 6.4kHz	52
Figura 30 – Equalizador de 7 bandas	53

Figura 31 – Fuzz Face original	54
Figura 32 – Curvas de I_c por V_{CE} elaboradas pelo LTSpice para Q2	55
Figura 33 – Saída do primeiro estágio de ganho do fuzz face	56
Figura 34 – Curvas de I_c por V_{CE} elaboradas pelo LTSpice para Q1	57
Figura 35 – Circuito de Fuzz com componentes selecionados	58
Figura 36 – Estágio de amplificação fonte comum MOSFET	60
Figura 37 – Curva de I_D por V_{DS} para o MOSFET escolhido	61
Figura 38 – Estágio de ganho MOSFET final	62
Figura 39 – Circuito Final do Overdrive	64
Figura 40 – Fonte de entrada do circuito de distorção	65
Figura 41 – Soft Vs Hard clipping	67
Figura 42 – Estágio de ganho do circuito	68
Figura 43 – Estágio de saída e <i>tone control</i>	68
Figura 44 – Circuito completo de distorção	69
Figura 45 – Resposta em frequência do sinal considerando todas as frequências no valor máximo projetado	71
Figura 46 – Resposta em frequência do sinal considerando todas as frequências no mínimo	72
Figura 47 – Resposta em frequência do sinal considerando todas as frequências no mínimo, alterando a frequência de 1.6kHz até o máximo	72
Figura 48 – Resposta do coletor de Q1	73
Figura 49 – Resposta em frequência do circuito de fuzz	73
Figura 50 – Sidas com a alteração do potenciômetro de <i>fuzz</i>	74
Figura 51 – Saída do circuito de <i>overdrive</i>	74
Figura 52 – Resposta em frequência do <i>overdrive</i> alterando o ganho	75
Figura 53 – Resposta em frequência do <i>overdrive</i> alterando tone	75
Figura 54 – Saída do circuito para alteração do tone	76
Figura 55 – Resposta no tempo alterando o ganho da distorção	76
Figura 56 – Resposta em frequência da distorção alterando o ganho	77
Figura 57 – Resposta no tempo alterando o tone	77
Figura 58 – Resposta em frequência alterando o tone	78
Figura 59 – Hard clipping dos diodos	78

Figura 60 – Resposta da saída do circuito de <i>fuzz</i> ao tocar a corda mí solta na guitarra	79
Figura 61 – Circuito do <i>Overdrive</i> em protoboard	79
Figura 62 – Resposta da saída do circuito de <i>overdrive</i> ao tocar a corda mí solta na guitarra	80
Figura 63 – Circuito do <i>Overdrive</i> em protoboard	80
Figura 64 – Resposta da saída do circuito de distorção ao tocar a corda mí solta na guitarra	81
Figura 65 – Circuito da Distorção em protoboard	81

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Modos de Operação do BJT	33
Tabela 2 – Modos de Operação do MOSFET	37
Tabela 3 – Componentes do equalizador de 7 bandas	51
Tabela 4 – Valores dos componentes selecionados	58
Tabela 5 – Valores dos componentes selecionados - Overdrive	63

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	23
2	OBJETIVOS	25
2.1	Objetivo Geral	25
2.2	Objetivos Específicos	25
3	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	27
3.1	Funcionamento de uma guitarra elétrica	27
3.1.1	Captação do áudio	27
3.1.2	Sinal e espectro em frequência	28
3.2	Principais componentes para implementação dos pedais	29
3.2.1	Capacitores	29
3.2.1.1	Filtros Passa Baixa	30
3.2.1.2	Filtros Passa Alta	30
3.2.2	Aplicação de diodos	31
3.2.3	Transistor Bipolar de Junção (BJT)	32
3.2.3.1	Modos de operação	33
3.2.3.2	Topologia Emissor Comum	34
3.2.3.3	Ponto de operação do BJT	35
3.2.4	Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor (MOSFET)	36
3.2.4.1	Modos de Operação	37
3.2.4.2	Topologia Fonte Comum	37
3.2.4.3	Ponto de operação do MOSFET	39
3.2.5	Amplificadores Operacionais	39
3.2.5.1	Amplificador Operacional não inversor	40
3.2.5.2	Taxa de subida (Slew Rate)	41
3.3	Funcionamento de pedais de guitarra	42
3.4	Pedais equalizadores de áudio	42
3.4.1	Circuitos Giradores	43
3.5	Pedal de efeito fuzz com BJT	44
3.6	Overdrive utilizando MOSFETs	47

3.7	Distorção utilizando Amplificadores Operacionais	48
4	MATERIAIS E MÉTODOS	51
4.1	Circuitos desenvolvidos	51
4.1.1	Equalizador de 7 bandas	51
4.1.2	Fuzz - BJT	54
4.1.2.1	Modo de operação do transistor e escolha dos componentes	55
4.1.2.2	Características teóricas do circuito	58
4.1.3	Overdrive - MOSFET	59
4.1.3.1	Modo de operação do transistor MOSFET	59
4.1.3.2	Componentes finais e de cascadeamento	62
4.1.4	Distorção - Amplificador Operacional	65
4.1.4.1	Fonte do circuito	65
4.1.4.2	Estágio de ganho	66
4.1.4.3	Controle de timbre e estágio de saída	68
5	RESULTADOS	71
5.1	Simulação Computacional	71
5.1.1	Equalizador	71
5.1.2	Fuzz	72
5.1.3	Overdrive	74
5.1.4	Distorção	76
5.2	Resultados obtidos em protótipo experimental	79
5.2.1	Fuzz	79
5.2.2	Overdrive	80
5.2.3	Distorção	80
6	CONCLUSÃO	83
6.0.1	Melhorias e trabalhos futuros	84
	REFERÊNCIAS	85

1 INTRODUÇÃO

A música, como uma forte ferramenta de expressão artística, pode e se atém aos detalhes. Nesse sentido, cria-se uma ampla gama de fatores e possíveis combinações para se chegar em sons e tonalidades diferentes e específicas. Assim sendo, a guitarra configura-se como um instrumento fundamental, capaz de ser incorporada em diversos estilos musicais diferentes. Nesse interim, os pedais de guitarra oferecem um papel crucial nas mudanças de tonalidade e timbre para a singularidade da sonoridade do artista.

Inserido no contexto musical, se faz muito comum a alteração do sinal original do instrumento afim da obtenção de um timbre alterado e singular. Além dos instrumentos e amplificadores diferentes para obter essa mudança de tonalidade, são introduzidos os pedais. Desta maneira, estes componentes podem ser responsáveis por milhares de alterações poderosas no sinal, capazes de alterar o produto final requerido pelo músico. As diversas combinações dos equipamentos, adicionado ao uso de pedais, que também podem ser regulados à gosto do usuário, cria um universo de alternativas e diferentes estéticas sonoras. Nessa premissa, dentro do contexto do estilo musical rock, por exemplo, são difundidos mais aqueles pedais que realizam a distorção e clipagem dos sinais, que produz um som mais “sujo”, à medida em que harmônicas são adicionadas ao sinal original.

A evolução dos pedais de guitarra é uma história relativamente recente, e ganharam sua popularidade na década dos anos 60, com os pedais de *fuzz*. Estes pedais de historia mais antiga eram sistemas analógicos construídos a partir de válvulas e posteriormente, transistores. Com o advento, portanto, da tecnologia digital, na década de 1980, abriu-se caminho para a nova geração de pedais, que tinham os sinais modificados digitalmente (KARREN, 2020), o que permitiu a maior difusão do equipamento tão bem como a criação de novos estilos e estéticas de pedal.

No contexto citado, os pedais de *fuzz*, *overdrive* e distorção surgem como equipamentos extremamente difundidos e fundamentais. Considerando o *fuzz*, um dos primeiros pedais já criado, confere uma tonalidade e textura mais saturada e *vintage*, o *overdrive* nos proporciona com harmônicas sutis do som que são sensíveis ao toque do guitarrista, e por fim, a distorção, nos garante uma sonoridade de alto ganho mais intensa (YEH; ABEL; SMITH, 2007).

Pela ótica da engenharia e processamento de sinais, o instrumento e o pedal podem

ser enxergados tal como um sistema que será alimentado de um sinal puro, advindo do instrumento, e irá modificá-lo, através de componentes como transístores, semicondutores e potenciômetros para adquirir o sinal de saída desejado, sendo este clipado, defasado, amplificado, entre outros. Além disso, pela vista da engenharia, considera-se também fatores econômicos, pelo preço dos componentes, tão bem como questões de qualidade, durabilidade e *design*.

Este trabalho irá propor o estudo, portanto, do funcionamento dos pedais de guitarra *fuzz*, *overdrive* e distorção, e também um equalizador de sete bandas, sob o ponto de vista da engenharia e processamento de sinais, excluindo-se o viés econômico. Assim sendo, será realizada a análise de cada dos circuitos de cada um desses tipos de pedal, de maneira teórica, tão bem como a montagem experimental de cada um afim de realizar uma análise comparativa entre os três, junto a um equalizador de sete bandas. Nesse sentido, em cada um dos equipamentos, conseguimos não somente adentrar nas especificidades técnicas de cada um, mas também entender suas nuances e entender como cada um pode ser ajustado de acordo com a preferência do usuário.

2 OBJETIVOS

2.1 Objetivo Geral

O objetivo deste trabalho é sintetizar e concretizar conhecimentos de eletrônica analógica na confecção de pedais de efeito de guitarra, e realizar um comparativo entre suas características e qualidades eles na ótica da engenharia elétrica. O estudo visa a obtenção de um conhecimento mais aprofundado dos conceitos de eletrônica analógica através da aplicação dos princípios de funcionamento de cada pedal montado. Por fim, os resultados práticos serão comparados com os resultados teóricos.

2.2 Objetivos Específicos

Este trabalho visa a análise sob a ótica da eletrônica analógica dos pedais de efeito de guitarra e as respostas de saída, tanto no domínio do tempo, quanto no espectro da frequência de cada um. Assim, será feita uma análise, simulação e montagem de um pedal composto por transistores bipolares de junção (BJT), um composto por transistores de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (MOSFETs) e um último composto por um amplificador operacional.

Como o intuito dos três circuitos será, de maneira ou outra, amplificar os sinais e consequentemente gerar efeitos de distorção no sinal, será, portanto, realizada uma comparação entre os três pedais das características eletrônicas de cada circuito, como ganho total, resposta em frequência e saída sinal, além de avaliar sua resposta sonora e o impacto no timbre final do instrumento.

3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Nesta seção serão analisadas a fundamentação por trás do sinal elétrico gerado pela guitarra e alterado pelos pedais, além dos elementos e dispositivos eletrônicos mais importantes para a confecção de cada um.

3.1 Funcionamento de uma guitarra elétrica

3.1.1 Captação do áudio

A guitarra elétrica produz um sinal elétrico, do movimento das cordas, através de um captador eletromagnético. Para tanto, o captador utiliza do conceito de indução eletromagnética para converter o movimento da corda ferromagnética para produzir a tensão equivalente. Por conta desse fato, muitos consideram o sinal elétrico da guitarra um exemplo cotidiano da lei de Faraday (HORTON; MOORE, 2009).

O captador de uma guitarra (1) é composto, essencialmente por uma bobina magnética enrolada por diversas voltas por um fio de cobre esmaltado. Desta maneira, o movimento das cordas perto deste elemento magnético ocasionam mudança no campo eletromagnético que por sua vez gera uma tensão segundo a equação de Faraday 3.1 (força eletromotriz induzida). Em sua essência, a sonoridade da guitarra elétrica depende de seus captadores. (CASTRO, 2007)

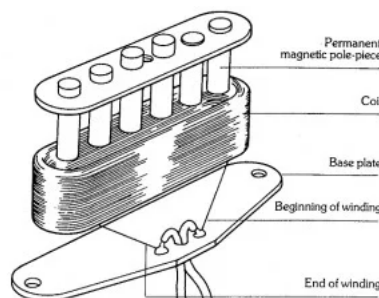
$$\varepsilon = -\frac{\partial \phi}{\partial t} \quad (3.1)$$

ε = força eletromotriz [V]

ϕ = fluxo magnético [Wb]

t = tempo [s]

Figura 1 – Captador de guitarra modelo single coil

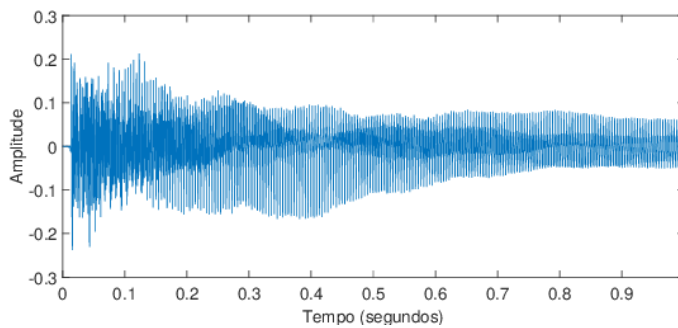


Fonte: (SEYMOUR DUNCAN, 2022)

3.1.2 Sinal e espectro em frequência

O sinal gerado por um captador de guitarra, assim como qualquer outro sinal, representa uma quantidade que contém informações variantes no tempo (SEDRA; SMITH, 2010). Vemos um exemplo na figura 2 .

Figura 2 – Representação de um sinal de audio



Fonte: (CENSTRY, 2024)

Para a caracterização dos sinais, se faz extremamente útil a caracterização no espectro da frequência. Para tanto, se faz uso da *transformada de Fourier*, na qual a função dependente do tempo $f(t)$ se transforma na função dependente da frequência angular $\omega = 2\pi f$ (ALEXANDER; SADIKU, 2013, p. 753).

Deste modo, a transformada de Fourier pode ser aplicada a funções variantes no tempo não periódicas para a obtenção de um espectro de frequência como uma função contínua nesse domínio (SEDRA; SMITH, 2010)[pg. 10]. Desta maneira, fica claro que podemos representar um sinal tanto no domínio do tempo, quanto em seu domínio de frequência. A equação que converte uma função $f(t)$ em seu equivalente em frequência $F(\omega)$ está representada em 3.2

$$\mathcal{F}\{f(t)\} = F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt \quad (3.2)$$

Com a análise do circuito no espectro da frequência, se faz possível o estudo das frequências mais presentes na resposta do circuito.

3.2 Principais componentes para implementação dos pedais

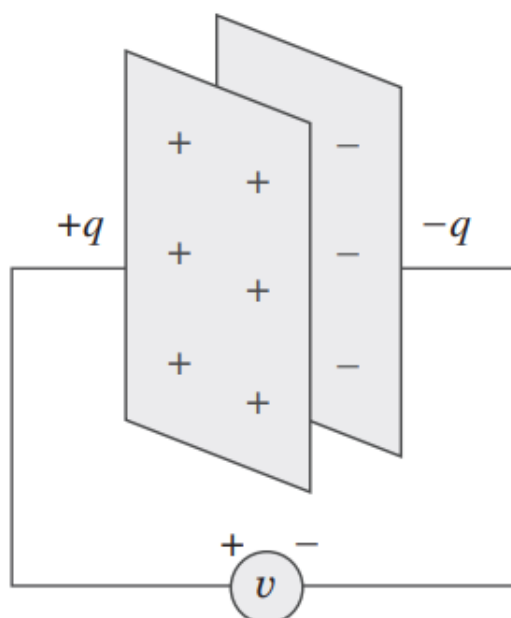
3.2.1 Capacitores

Capacitores são componentes elétricos passivos com a característica de armazenamento de energia. Estes, por sua vez, são compostos por duas placas condutoras separadas por algum material isolante como na figura 3. Quando uma fonte de tensão é aplicada aos terminais do capacitor, cargas $+q$ e $-q$ são acumulados nas placas (ALEXANDER; SADIKU, 2013)[pg. 192].

A equação que rege o capacitor 3.3, no intervalo de tempo $[t_0, t]$, a partir da tensão, nos mostra que este depende não somente da tensão, mas também da corrente $i(t)$ e sua capacitância C . Esta, capacitância, por sua vez depende de seus fatores constituintes, como material e dimensões (ALEXANDER; SADIKU, 2013)[pg. 192].

$$v(t) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i(\tau) d\tau + v(t_0) \quad (3.3)$$

Figura 3 – Representação de um capacitor



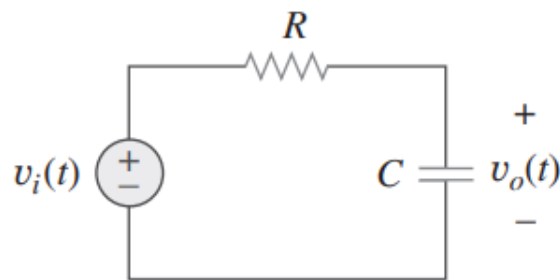
Fonte: (ALEXANDER; SADIKU, 2013, p. 190)

A partir da equação 3.3, em uma situação CC (corrente contínua), em que a corrente não altera, o capacitor depende apenas da tensão em t_0 . Ou seja, conclui-se que o capacitor atua como um circuito aberto.

3.2.1.1 Filtros Passa Baixa

Filtros passa baixas são filtros que somente permitem a passagem de um sinal até uma determinada frequência, denominada frequência de corte ω_c (ALEXANDER; SADIKU, 2013, p. 569). Para um filtro passa baixa, basta conectar um circuito RC tal como na figura 4.

Figura 4 – Filtro Passa Baixa



Fonte: (ALEXANDER; SADIKU, 2013, p. 569)

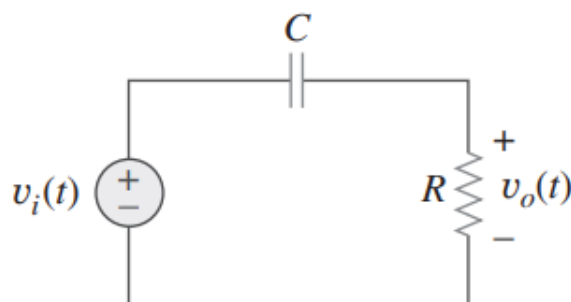
O cálculo da frequência de corte só depende dos valores de resistência R e capacitância C , conforme demonstrado na equação 3.4.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.4)$$

3.2.1.2 Filtros Passa Alta

Ao contrário do filtro passa baixa, o filtro passa alta somente permite a passagem de frequências acima da frequência de corte (ALEXANDER; SADIKU, 2013, p. 570). Este circuito está representado na figura 5

Figura 5 – Filtro Passa Alta



Fonte: (ALEXANDER; SADIKU, 2013, p. 570)

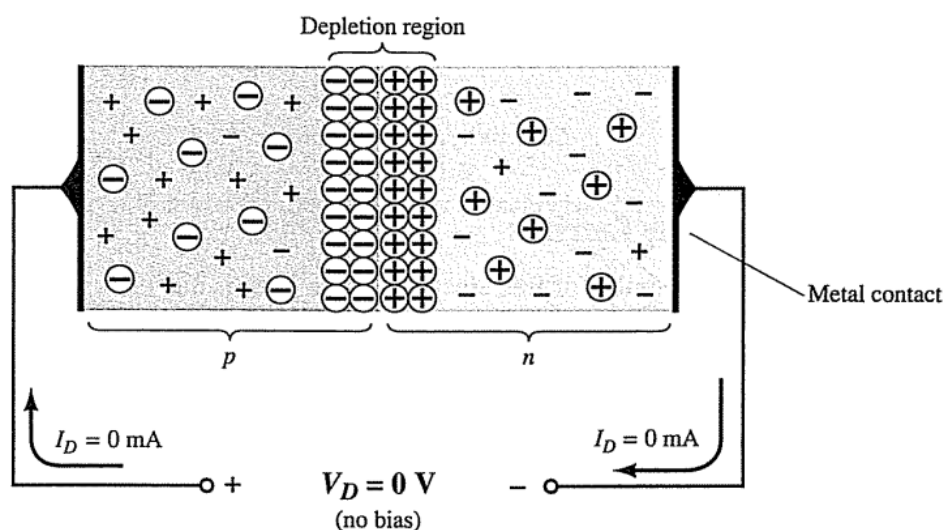
Assim como no filtro passa baixa, frequência de corte pode ser calculado pela expressão 3.4.

3.2.2 Aplicação de diodos

Diodos são dispositivos eletrônicos semicondutores que permitem a passagem de corrente para um sentido, enquanto bloqueiam qualquer fluxo contrário. Isso advém do fato da sua natureza intrínseca.

Vamos supor um dispositivo conforme a figura 6. Vê-se que temos uma região N com excesso de elétrons e uma região denominada P com lacunas destas mesmas partículas. Estas regiões, quando em contato, formam uma junção denominada de PN, na qual ocorre um equilíbrio de cargas e forma uma região de depleção. (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2002, p. 10)

Figura 6 – Regiões de um semicondutor



Fonte: (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2002, p. 10)

Ao aplicar uma tensão positiva $V > 0$, os elétrons livres da camada N são atraídos para a camada P, que conseqüentemente reduz a largura da camada de depleção e permite a recombinação dos elétrons com as lacunas, tão bem quanto a passagem de corrente. (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2002, p. 12)

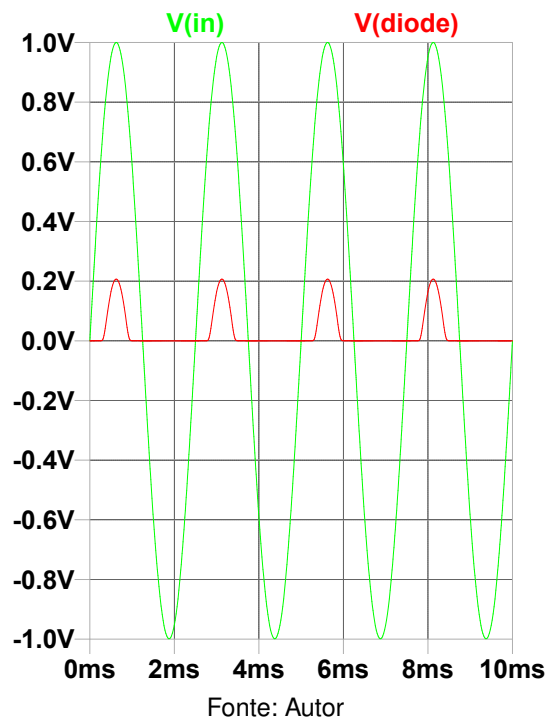
Contudo, se aplicado uma tensão inversa $V < 0$, a camada de depleção aumenta, de tal modo que fluxo de corrente elétrica no sentido contrário é bloqueada (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2002, p. 11).

Assim sendo, os diodos, utilizados em circuitos CA (corrente alternada), caracterizam-se pelo transporte de corrente e informação para um sentido, enquanto bloqueiam o sentido inverso. Na figura 7, vemos a resposta de um sinal senoidal através de um diodo. Neste caso,

apenas a parcela positiva da tensão é transferida. Vale ressaltar que os diodos possuem uma queda de tensão em seus terminais, normalmente de $V_D = 0.7V$

Nesse sentido, por conta dessas suas características, um diodo pode ser útil em um circuito de diversas maneiras, para, por exemplo, *clippar* um sinal, ou para impedir sobre-correntes.

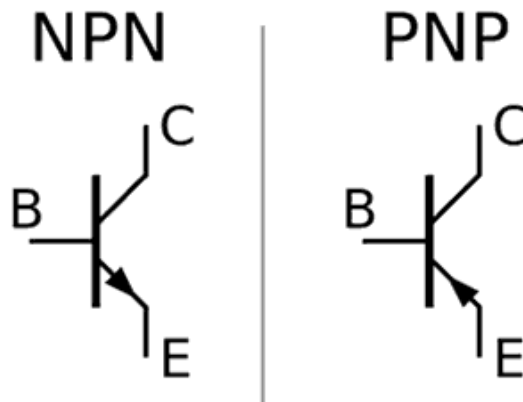
Figura 7 – Resposta de um diodo (azul) para uma onda senoidal (verde)



3.2.3 Transistor Bipolar de Junção (BJT)

Transístores bipolares de tensão (BJTs) são dispositivos eletrônicos semicondutores de três camadas que podem servir para amplificar ou chavear um circuito. Estes podem conter duas camadas do tipo *n* e uma do tipo *p* (transístores *npn*), ou duas do tipo *p* e uma do tipo *n* (transístores *pnp*). Na figura 8, temos uma representação destes dois tipos de BJTs. (SEDRA; SMITH, 2010, p. 366)

Assim, a partir da figura 8, os BJTs possuem três terminais: *Emissor* é a região fortemente dopada que emite portadores de carga; *Base*, que controla o fluxo de portadores do emissor para o coletor; e o *Coletor*, que recebe os portadores de carga emitidos. (SEDRA; SMITH, 2010, p. 367) As equações que descrevem as correntes nesses terminais estão descrita nas fórmulas 3.5

Figura 8 – BJTs do tipo *npn* e *pnp*

Fonte: (CITISYSTEMS, 2017)

$$I_C = \beta I_B$$

$$I_E = I_C + I_B$$
(3.5)

 I_C = corrente do coletor [A] I_B = corrente da base [A] I_E = corrente do emissor [A] β = constante de ganho [A/A]

3.2.3.1 Modos de operação

O transistor bipolar de junção, dependendo de características do circuito, pode atuar em três modos de operação: **corte**, **ativa**, **saturação**. (SEDRA; SMITH, 2010)

Tabela 1 – Modos de Operação do BJT

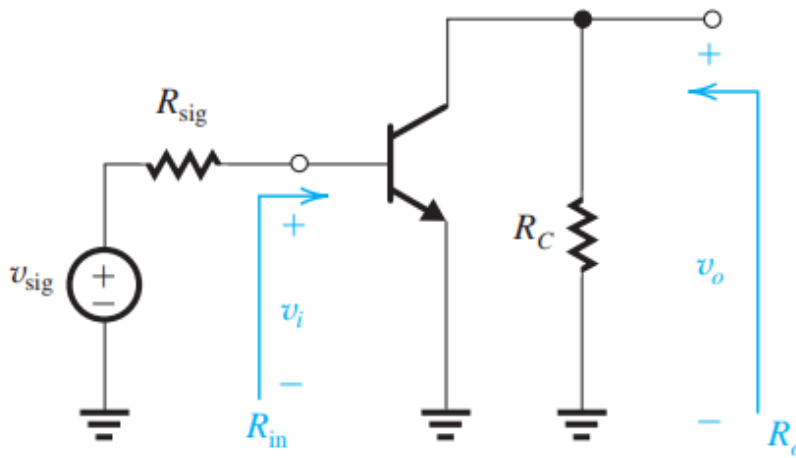
Modo de Operação	Junção Emissor-Base	Junção Coletor-Base	Estado do BJT	Características
Corte	Reversamente polarizada	Reversamente polarizada	Corte	Corrente nula entre emissor e coletor; Considera-se um circuito aberto entre emissor e coletor.
Saturação	Diretamente polarizada	Diretamente polarizada	Saturado	Corrente máxima entre emissor e coletor, sem alteração; Atua como curto circuito entre o emissor e o coletor
Ativo	Diretamente polarizada	Reversamente polarizada	Amplificador de corrente	Correntes respeitam às equações 3.5

Fonte: (SEDRA; SMITH, 2010, p. 428)

3.2.3.2 Topologia Emissor Comum

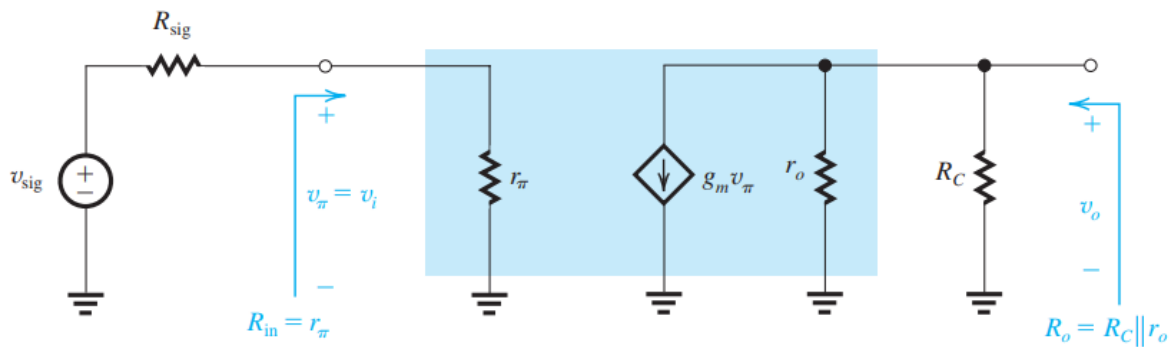
Uma das topologias mais amplamente utilizadas do BJT é a topologia Emissor Comum, conforme visto nas figuras 9 e 10 (SEDRA; SMITH, 2010, p. 428). Este modo será analisado pois é utilizado amplamente na construção de diversos pedais de efeito de guitarra, haja visto sua característica de alto ganho e possibilidade de cascadeamento.

Figura 9 – BJT em topologia emissor comum



Fonte: (SEDRA; SMITH, 2010, p. 428)

Figura 10 – Emissor comum em análise de pequenos sinais



Fonte: (SEDRA; SMITH, 2010, p. 428)

Assim, podemos estudar as características de ganho e impedâncias deste circuito conforme as equações 3.6. A variável g_m representa a transcondutância do BJT e é medido em Siemens $[S]$ e A_{v0} representa o ganho, em $[A/A]$.

$$\begin{aligned}
A_{v0} &= -g_m(R_C || r_o) \approx -g_m R_c \\
R_0 &= R_C || r_o \approx R_C \\
R_{in} &= r_\pi
\end{aligned} \tag{3.6}$$

r_o = no modelo π *híbrido*, a resistência de saída do coletor [Ω]

r_π = no modelo π *híbrido*, a resistência interna entre base e emissor [Ω]

g_m = transcondutância do BJT [S]

Temos a expressão geral do ganho de tensão descrita na equação 3.7

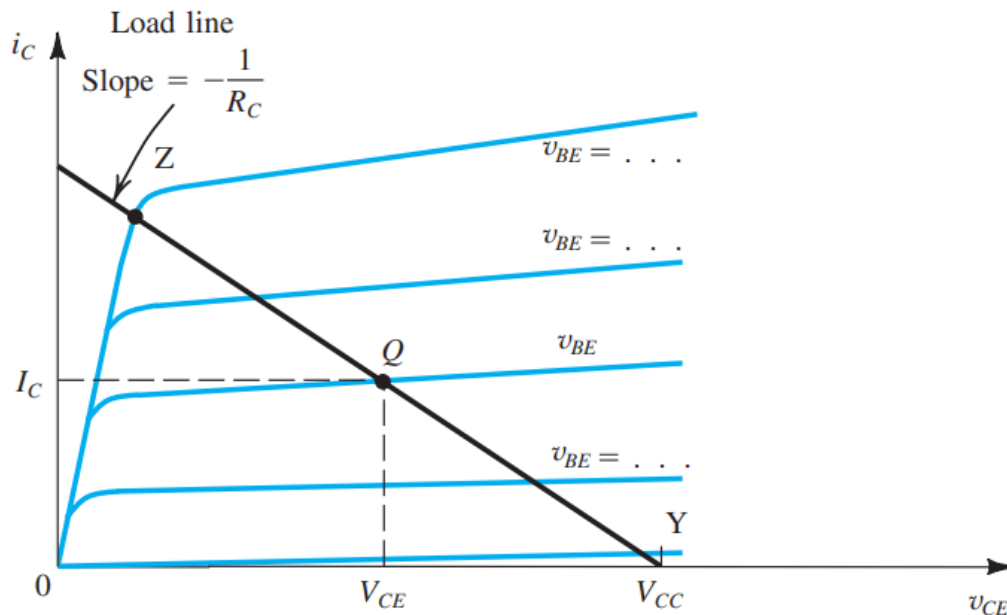
$$v_i = v_{sig} \frac{r_\pi}{r_\pi + R_{sig}} \tag{3.7}$$

3.2.3.3 Ponto de operação do BJT

Precisa-se garantir que o BJT atue em sua região ativa de amplificação. Para tanto, é necessário encontrar o ponto quiescente (Q) de operação para que ele atue na amplificação e não entre em corte ou saturação.

Assim, desenha-se um gráfico da corrente de coletor I_C pela tensão entre coletor e emissor V_{CE} para diferentes tensões V_{BE} . Após feito isso, traça-se uma reta conforme variação da carga R_C através de $y = -V_{BE}/R_C + V_{CC}/R_C$. Nos locais nos quais a reta atravessar as curvas da tensão V_{BE} , são as regiões de operação do transistor (SEDRA; SMITH, 2010, p. 402). Uma ilustração está descrita na figura 11

Figura 11 – Ponto Q gráfico



Fonte: (SEDRA; SMITH, 2010, p. 403)

Assim, determina-se o modo de operação Q do transistor através dos valores de V_{BE} e da resistência da carga R_C . Normalmente, escolhe-se um ponto Q em que a saída não ultrapasse os limites de corte ou saturação do dispositivo.

3.2.4 Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor (MOSFET)

Os Transistores de Efeito de Campo Metal-Oxido-Semicondutor (MOSFETs), assim como os BJTs, são semicondutores de três terminais que podem servir para a amplificação de um sinal. Suas três portas são: *gate*, que controla o fluxo de corrente entre o *source*, onde os portadores de carga entram no dispositivo, e o *drain*, no qual a corrente deixa o dispositivo. O dispositivo possui este nome pois consiste em uma camada de material semicondutor depositada em uma camada de óxido isolante, em uma camada de metal (CRAWFORD, 1967, p. 5). A figura 12 ilustra a representação de um MOSFET tipo n e um tipo p.

A corrente de dreno do MOSFET para a condição de saturação segue a relação da equação 3.8

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (3.8)$$

I_D = corrente de dreno [A]

μ_n = mobilidade dos elétrons [cm^2/Vs]

C_{ox} = capacitância do óxido [F/m^2]

Figura 12 – NMOS e PMOS - representação equivalente



Fonte: (CENSTRY, 2024)

W = largura do canal [m]

L = comprimento do canal [m]

3.2.4.1 Modos de Operação

O MOSFET, dependendo das características do circuito. Existe uma tensão limiar V_{TH} intrínseco de cada componente que altera algumas características conforme veremos na tabela 2.

Tabela 2 – Modos de Operação do MOSFET

Modo de Operação	Gate	Condição	Características
Corte	Desligado	$V_{GS} < V_{TH}$	Source-Drain como circuito aberto; Não há corrente
Triodo (Linear)	Parcialmente ligado	$V_{GS} > V_{TH}$	Dispositivo atua como um resistor
Saturação	Totalmente ligado	$V_{GS} \gg V_{TH}$	Corrente máxima entre source e drain; o MOSFET atua como um interruptor fechado

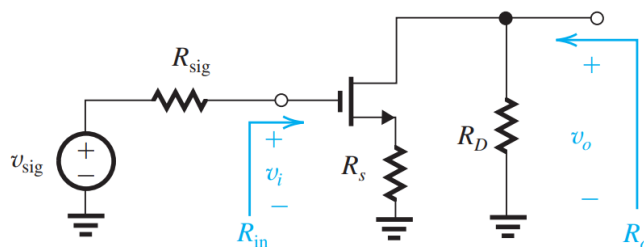
Fonte: (SEDRA; SMITH, 2010)

3.2.4.2 Topologia Fonte Comum

Uma das topologias para utilização do MOSFET como amplificador é a fonte comum. Novamente, é comum que essas topologias fonte comum sejam cascadeadas para se obter um ganho maior no final dos estágios de amplificação. (SEDRA; SMITH, 2010, p. 294). Esta configuração do MOSFET será discutida pois está presente no circuito eletrônico de

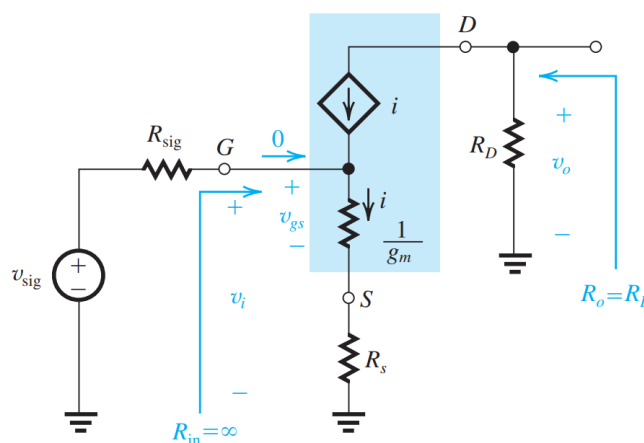
diversos pedais de efeito de guitarra. As figuras 13 e 14 nos mostram como é a estrutura dessa topologia e seu modelo T para pequenos sinais equivalente.

Figura 13 – MOSFET em topologia fonte comum



Fonte: (SEDRA; SMITH, 2010, p. 298)

Figura 14 – MOSFET em topologia fonte comum - equivalente T



Fonte: (SEDRA; SMITH, 2010, p. 298)

A partir da análise da figura 14, são encontradas as equações 3.9 que regem o circuito.

$$A_{v0} = -\frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + R_S}$$

$$R_O = R_D$$

$$R_{in} = \infty$$
(3.9)

A_{v0} = ganho do MOSFET [V/V]

g_m = transcondutância do MOSFET [S]

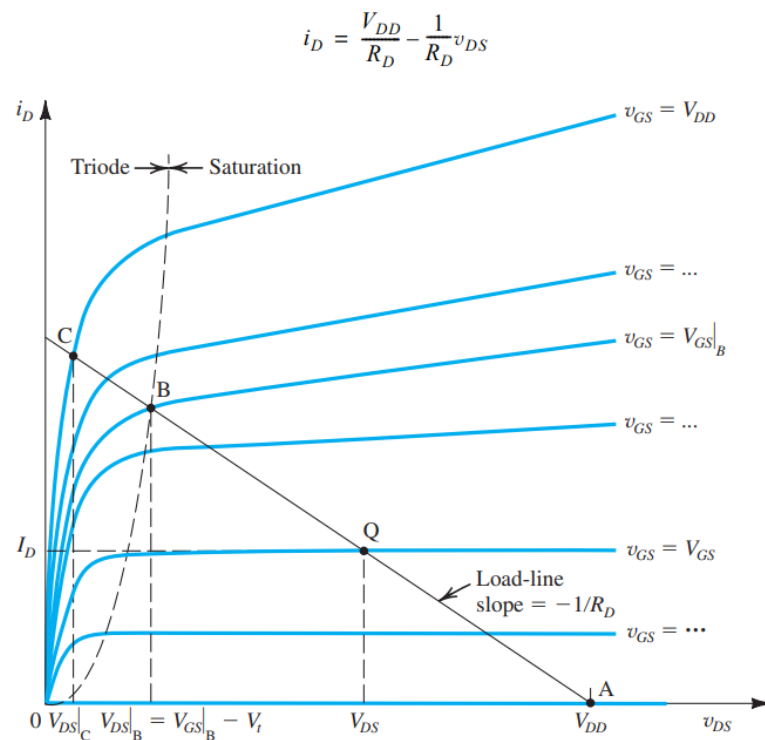
R_o = impedância de saída [Ω]

R_{in} = impedância de entrada [Ω]

3.2.4.3 Ponto de operação do MOSFET

Para utilizarmos o MOSFET como amplificador, precisamos encontrar o seu ponto Q de operação CC. Para os MOSFETs, isto representa a região de amplificação linear. (SEDRA; SMITH, 2010, p. 270). Para tanto, será feita uma análise gráfica da variação da corrente de dreno i_D com o aumento de v_{DS} para cada tensão v_{GS} . Assim, traçamos a reta $i_D = \frac{V_{DD}}{R_D} - \frac{1}{R_D}v_{DS}$. Nos locais nos quais a reta cruza as curvas, temos nosso ponto de operação Q. A figura 15 nos evidencia um gráfico da variação de i_D com v_{DS} e a linha de carga traçada. Nela, se enxerga claramente os pontos quiescentes de operação. (SEDRA; SMITH, 2010, p. 274)

Figura 15 – Gráfico para encontrar o ponto de operação Q



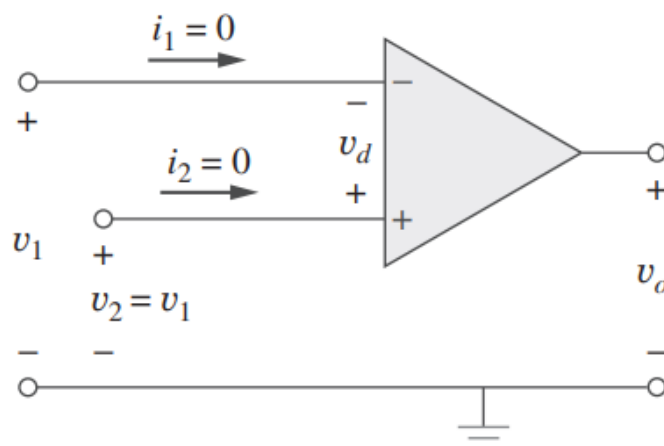
Fonte: (SEDRA; SMITH, 2010, p. 276)

3.2.5 Amplificadores Operacionais

Amplificadores operacionais são dispositivos que amplificam a diferença das tensões em seus terminais. Assim sendo, estes podem ser utilizados para diversas operações matemáticas, tais como adição, integração, etc. (ALEXANDER; SADIKU, 2013, p. 155). Na figura 16, vemos a representação de um amplificador operacional, e na figura 17,

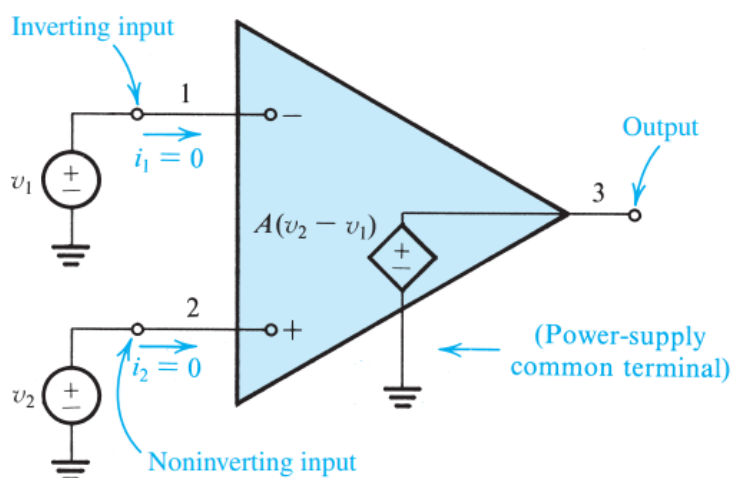
visualiza-se o seu circuito equivalente. Idealmente, as correntes nos terminais são ambas nulas.

Figura 16 – Representação do amplificador operacional



Fonte: (ALEXANDER; SADIKU, 2013, p. 158)

Figura 17 – Circuito equivalente do amplificador operacional



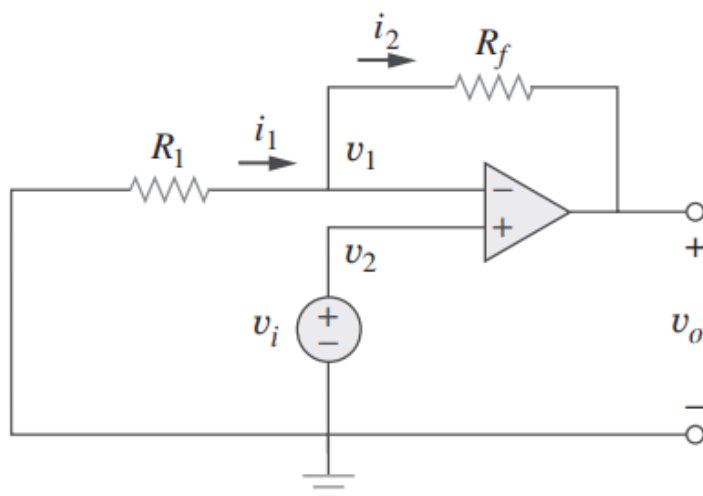
Fonte: (SEDRA; SMITH, 2010, p. 56)

3.2.5.1 Amplificador Operacional não inversor

Um amplificador operacional não inversor, mostrado na figura 18 nos gera um ganho e tensão de saída positivos. Diferente dos transístores, amplificadores operacionais podem nos fornecer ganhos muito altos (ALEXANDER; SADIKU, 2013, p. 162)

Da figura 18, chegamos no ganho da equação 3.10. Vemos, portanto, que o ganho do amplificador operacional ideal depende exclusivamente de suas resistências.

Figura 18 – Circuito equivalente do amplificador operacional



Fonte: (ALEXANDER; SADIKU, 2013, p. 160)

$$A_{v0} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \quad (3.10)$$

$$A_{v0} = \text{ganho [V/V]}$$

R_f = Resistência de feedback entre saída do Amp. Op. e porta inversora

R_1 = Resistência de entrada na porta inversora

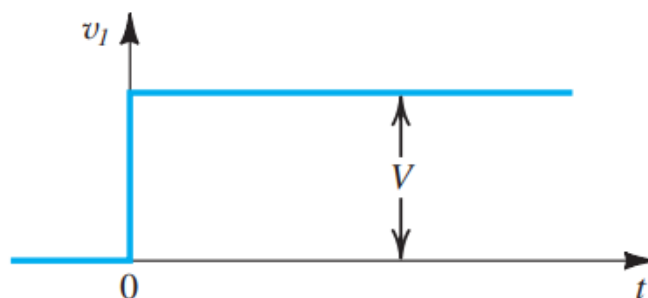
3.2.5.2 Taxa de subida (Slew Rate)

Um parâmetro de caracterização de um amplificador operacional é sua taxa de subida (*slew rate*). Essa taxa refere-se à maior taxa de variação da saída de um deste dispositivo. (SEDRA; SMITH, 2010, p. 204). A equação 3.11 caracteriza essa mudança.

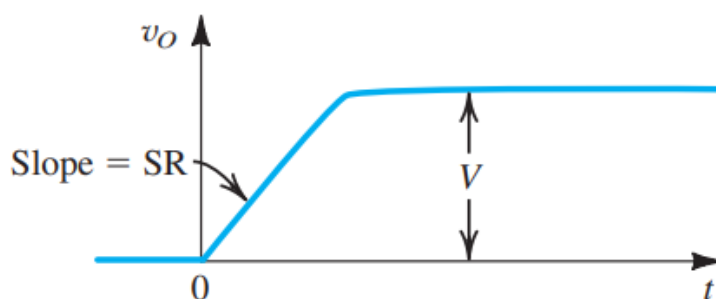
$$SR = \left. \frac{dv_0}{dt} \right|_{max} \quad (3.11)$$

Nas figuras 19 e 20 é mostrado a comparação entre uma saída ideal do amplificador operacional e uma considerando a taxa máxima de subida. Vemos que existe um ligeiro abaulamento da curva. (SEDRA; SMITH, 2010, pg. 105)

Figura 19 – Saída de um amplificador operacional ideal



Fonte: (SEDRA; SMITH, 2010, p. 105)

Figura 20 – Saída de um amplificador operacional considerando *Slew Rate*

Fonte: (SEDRA; SMITH, 2010, p. 105)

A relação de transferência que rege a queda na curva esta descrita na equação 3.12.

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 + s/\omega_t} \quad (3.12)$$

Deste modo, o *slew rate* é um fator importante ao se considerar qual amplificador operacional escolher para montagem de um circuito de áudio. Isto porque, se a variação do sinal for mais rápida que a taxa de subida ou descida do dispositivo, o dispositivo não terá capacidade de acompanhar essa velocidade de variação. Isto faz com que a saída do amplificador operação não reflita com precisão as mudanças rápidas da entrada, o que leva a uma distorção no sinal.

3.3 Funcionamento de pedais de guitarra

3.4 Pedais equalizadores de áudio

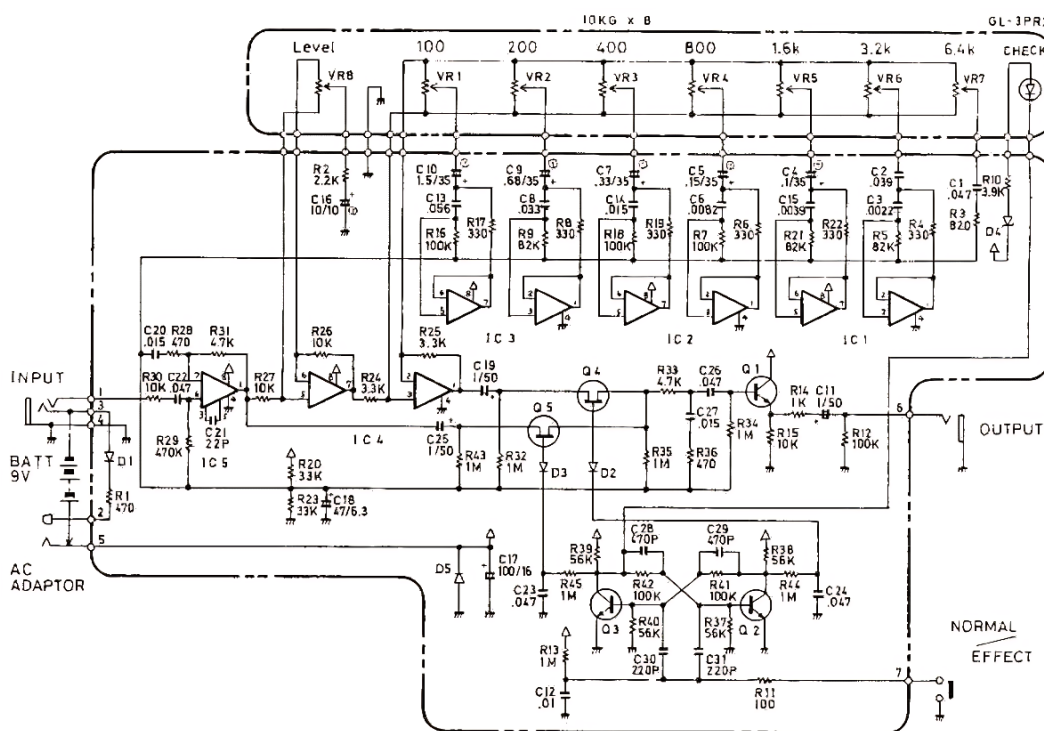
Equalizadores de áudio são um dos manipuladores de frequência mais amplamente utilizados, de tal modo que são aplicados em diversas ocasiões, tais como regulação sonora

de instrumentos, sistemas PA, fones de ouvido, entre outros. Esta manipulação permite ao usuário cortar ou impulsionar determinadas frequências para a obtenção de uma sonoridade única. (SAH, 2020)

Um equalizador de áudio é composto por diversos tipos de filtros: passa alta, passa baixa, passa banda. Uma combinação destes filtros permite a criação de equalizadores com a complexidade requerida pelo usuário (SAH, 2020). Na figura 21, vemos um equalizador de 7 bandas da marca de pedais da BOSS.

Este pedal em questão, por sua vez, tem a capacidade de elevar ou atenuar o ganho de cada faixa de frequência central (100Hz , 200Hz , 400Hz , 800Hz , 1.6kHz , 3.2kHz , 6.4kHz em 15dB). Isto permite uma modificação do sinal de saída, em relação às frequências, escolhidas pelo usuário.

Figura 21 – Equalizador de áudio de guitarra BOSS GE7



Fonte: (HOBBY HOUR, 2019)

3.4.1 Circuitos Giradores

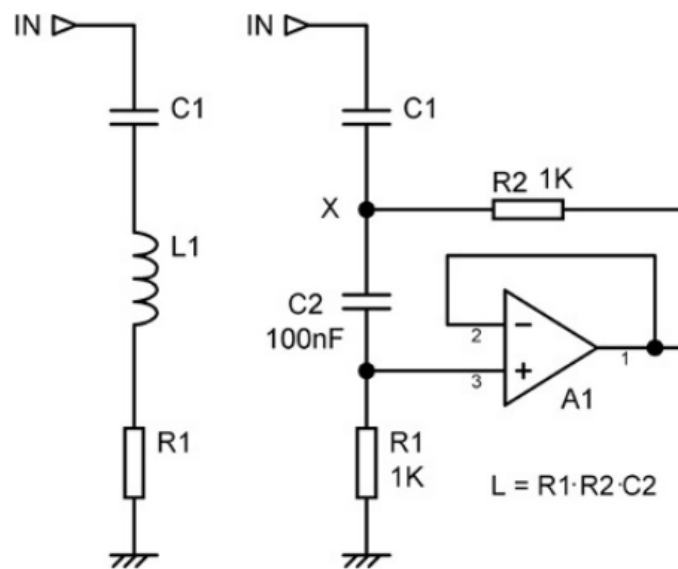
Para circuitos equalizadores, se faz de necessário a definição de frequências de atuação do circuito, as quais sofrerão ajustes de ganho ou atenuação. Assim sendo, para um circuito

ressonante em uma frequência central, podemos utilizar um circuito de um capacitor em série com um indutor. Assim, a frequência ressonante fica descrita na equação 3.13.

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.13)$$

Contudo, por conta das diversas implicações de utilização de indutores, tais como peso e menor precisão e previsibilidade de resposta, é comum a utilização de um circuito girador para a simulação de um indutor, conforme figura 22 (SELF, 2020, p. 260).

Figura 22 – Circuito girador simulando um indutor



Fonte: (SELF, 2020, p. 287)

Desta maneira, conforme a figura 22, o valor do indutor a ser simulado pelo circuito girador está descrito na equação 3.14. (SELF, 2020, p. 260)

$$L = R_1 R_2 C_2 \quad (3.14)$$

Assim sendo, para a criação de um circuito de equalização de áudio, basta utilizarmos os circuitos giradores para definição de nossas frequências centrais.

3.5 Pedal de efeito fuzz com BJT

O pedal de efeito fuzz foi inaugurado através do icônico *Arbiter Electronics Fuzz Face*, e foi popularizado pelo indistinguível Jimi Hendrix. Consiste em um pedal com apenas 11 elementos e uma bateria de 9V, porém, com uma alta complexidade intrínseca. Por

conta disso, contava com 2 transistores BJT *pnp* de germânio em topologia emissor comum cascadeados. (ALEMANY,). A figura 23 mostra um *Fuzz Face* original.

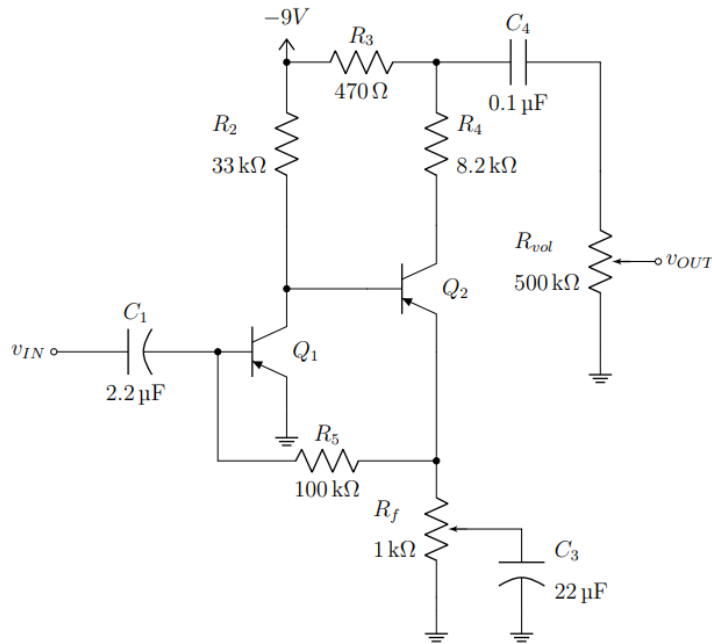
Figura 23 – Pedal de efeitos Arbiter *Fuzz Face*



Fonte: (WIKIMEDIA, 2019)

Apesar de um dos primeiros pedais de efeito da história, o *Fuzz Face* ainda encontra-se no arsenal de pedais da grande maioria de guitarristas de rock e suas derivações. Sonoramente, o pedal apresenta uma sonoridade bastante saturada com uma boa sustentação (ou seja, a nota quando tocada se mantém por bastante tempo). Na ótica da eletrônica, o pedal amplifica o sinal de entrada duas vezes através de dois BJTs, o que causa uma alta distorção.

Na figura 24, é possível visualizar o esquemático do circuito *Fuzz Face* original. Brevemente, repara-se uma de suas características mais peculiares é sua baixa impedância de entrada. Por conta dessa baixa impedância, o circuito não fica isolado dos demais circuitos, como por exemplo, a própria eletrônica guitarra. Isso pode fazer com que variações em outros circuitos na cadeia do sinal alterem o efeito do circuito em questão, ou seja, uma alteração em qualquer outro elemento da cadeia de sinal irá impactar no funcionamento do pedal. (BENNETT, 2022). Um exemplo bem comum e difundido como característica do *fuzz* é, ao diminuir o volume da guitarra, o ganho total do circuito também será afetado, o que irá ocasionar em uma distorção mais leve do sinal, que irá se assemelhar mais ao sinal de entrada.

Figura 24 – Esquemático do pedal *Fuzz Face*

Fonte: (BENNETT, 2022)

$$Z_{in} = r_{\pi} || Z_a = \frac{\beta}{g_m} || Z_a$$

$$\beta = 70$$

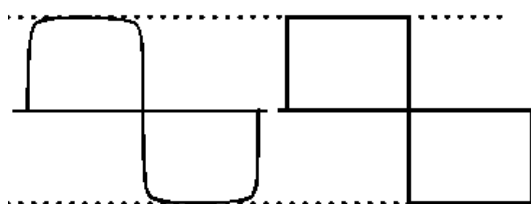
$$\therefore Z_{in} = 7.37k\Omega$$
(3.15)

Para pedais de guitarra, a recomendação é de que $Z_{in} > 1M\Omega$ para prevenir influência de demais circuitos em série com o *Fuzz Face*, como por exemplo, a própria eletrônica da guitarra ou pedais adjacentes. A resistência dos captadores da guitarra causam um efeito de divisor de tensão que resultam em um filtro passa baixas. Assim sendo, este pedal costuma ter uma sonoridade mais grave, haja visto que harmônicos mais agudos serão filtrados (BENNETT, 2022).

Percebe-se, do circuito da figura 24 que o *Fuzz Face* depende extensivamente da escolha dos BJTs Q_1 e Q_2 e seus respectivos valores de ganho e demais parâmetros. (BENNETT, 2022)

A saída do circuito será um sinal com ganho muito alto, de tal forma que a onda senoidal é "clippada" para ondas semelhantes à ondas quadradas pelas características próprias do BJT (BENNETT, 2022). Vemos um exemplo disso na figura 25

Figura 25 – Onda senoidal grampeada comparada com uma onda quadrada



Massively Clipped Sine Wave and Square Wave

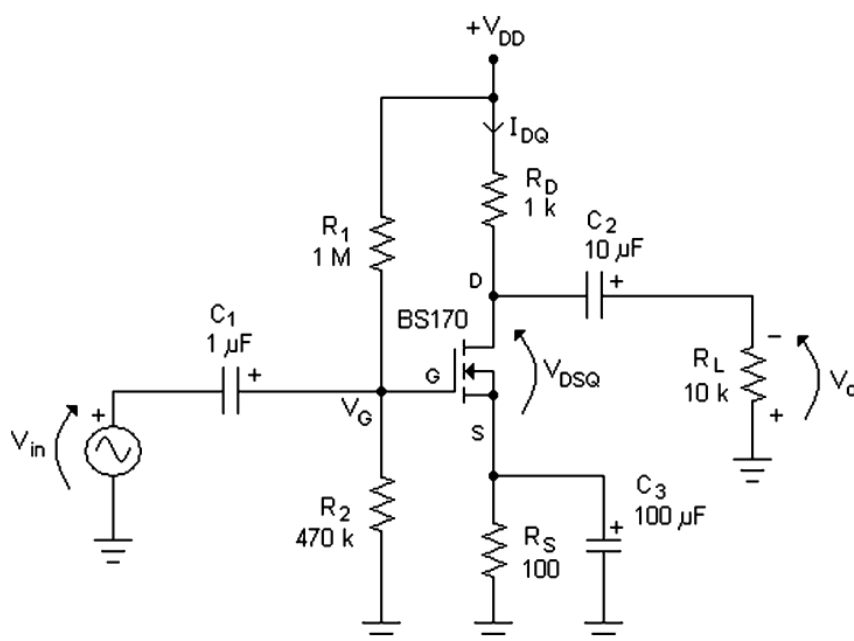
Fonte: (GEOFEX, 2000)

Por fim, a escolha dos capacitores irá influenciar nos timbres finais e nos harmônicos filtrados (BENNETT, 2022). Dependendo dos valores, podem ser sonoridades mais graves ou mais agudas.

3.6 Overdrive utilizando MOSFETs

O efeito de *Overdrive* é comumente associado a um efeito de distorção de guitarra mais brando, e isso se dá intrinsicamente ao ganho do dispositivo ser menor que os BJTs e os amplificadores operacionais. (AHMADI, 2012). Este, por sua vez, também possui a característica de amplificar o sinal até que ocorra a distorção deste. Na figura 26, há um esquemático padrão de um MOSFET sendo utilizado como um amplificador de sinal. Estes estágios cascadeados cascadeados podem formar o efeito de *overdrive*. (DAILEY, 2013).

Figura 26 – MOSFET em um estágio de amplificação



Fonte: (DAILEY, 2013, p. 102)

Em comparação com um circuito semelhante, porém utilizando BJT, o circuito de MOSFET possui uma impedância de entrada maior, ao custo do ganho, dessa maneira, possui uma sonoridade mais branda porém mais controlada. (DAILEY, 2013).

Por esse motivo, ainda sim é possível obter uma sonoridade bem distorcida cascadeando três ou quatro estágios de amplificação com o MOSFET, mas que ainda sim não tem o ganho da distorção ou do *fuzz*, mas possui muito mais controle. Em uma comparação com o BJT, o MOSFET possui um ganho $A_V^{MOSFET} < 10$, com uma impedância de entrada $R_{in}^{MOSFET} > 1M\Omega$, enquanto o BJT possui um ganho $A_V^{BJT} > 100$, com uma impedância de entrada $R_{in}^{MOSFET} < 100k\Omega$ (DAILEY, 2013). Cabe ao usuário fazer a escolha e poder alterar entre os dispositivos e até cascadear diferentes tipos de transístores. (DAILEY, 2013)

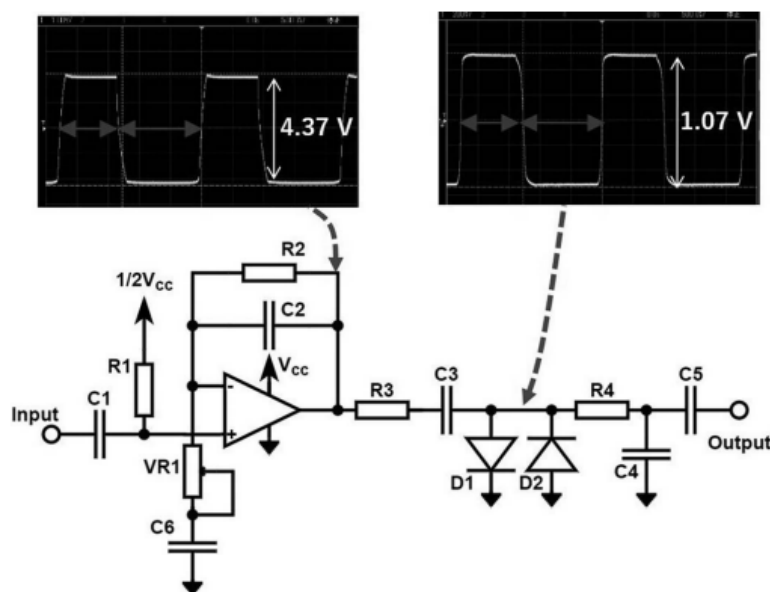
3.7 Distorção utilizando Amplificadores Operacionais

O efeito distorção pode ser utilizado para descrever diversos efeitos, tais como *overdrive*, *fuzz*, e distorção propriamente dito. Contudo, dos três, o efeito de distorção é o que produz maior ganho e tem uma sonoridade muito mais intensa e pronunciada. Além disso, tem a característica de produzir praticamente o mesmo efeito para qualquer volume (AHMADI, 2012).

Um primeiro fato importante é o recorte (*clipping*) do sinal. O ganho do sinal através do dispositivo, no caso, o amplificador operacional é tão alto, que amplifica até sua capacidade máxima, e o resto é "cortado", assim como ocorre no *fuzz*. Além disso, temos os efeitos de *hard clipping* e *soft clipping*. O primeiro refere-se a colocação de diodos inversamente polarizados na saída do amplificador (produz uma sonoridade mais "agressiva"), enquanto o segundo, a diodos inversamente polarizados na malha de *feedback* do dispositivo (produz uma sonoridade mais branda e parecida com efeitos de *overdrive*). (AHMADI, 2012)

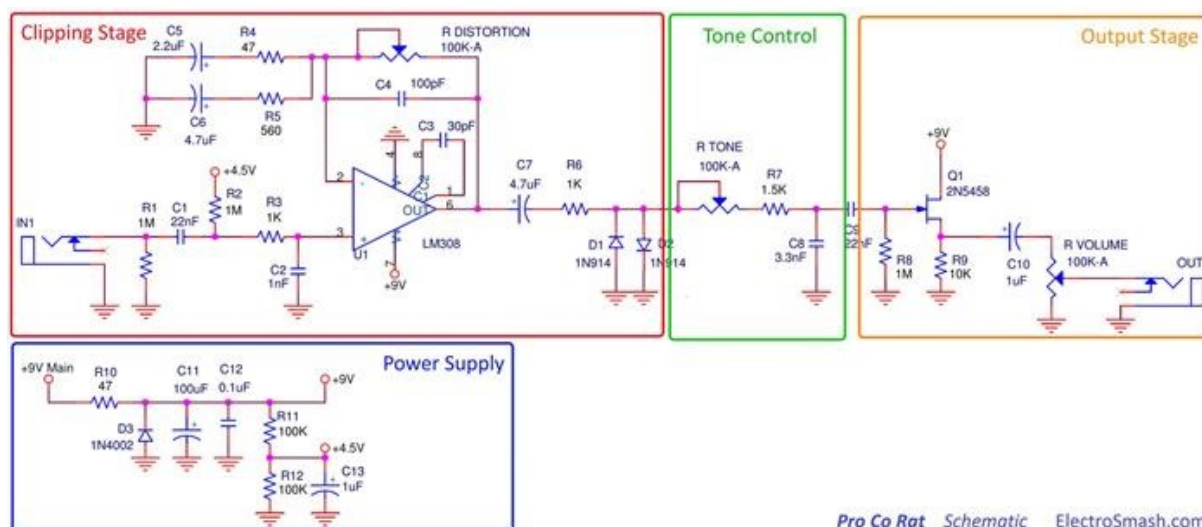
Na figura 27 conseguimos enxergar um circuito padrão de distorção, assim como se enxerga na figura 28, esquemático do pedal *ProCo Rat* de um dos pedais de distorção mais difundidos. Através da figura, vemos que o sinal é recortado na saída do amplificador, e logo em seguida é recortado novamente, em uma tensão mais baixa, pelo par de diodos assimétricos (INUI; HAMASAKI; VEEN, 2021). Isso é um exemplo clássico do *hard clipping*.

Figura 27 – Esquemático padrão de efeito distorção com sinais grampeados



Fonte: (INUI; HAMASAKI; VEEN, 2021)

Figura 28 – Esquemático do pedal de distorção *ProCo Rat*



Pro Co Rat Schematic ElectroSmash.com

Fonte: (ELECTROSMASH, 2014)

Por fim, o efeito de distorção não distorce apenas o sinal, mas também seus harmônicos naturais, que não fazem parte do sinal de entrada, o que garante ainda mais o efeito. (AHMADI, 2012) Vê-se que por conta desses fatores, o efeito de distorção é o mais agressivo dentre os três analisados.

4 MATERIAIS E MÉTODOS

Nesta seção do trabalho, iremos analisar os materiais e métodos utilizados para a construção dos pedais a serem analisados. Vale salientar que utilizou-se de aproximações haja visto que os circuitos em questão não precisam de grande precisão.

4.1 Circuitos desenvolvidos

4.1.1 Equalizador de 7 bandas

O equalizador de 7 bandas é um pedal fundamental na composição sonora de qualquer guitarrista. Com ele, é possível a atenuação ou impulsionamento de determinadas frequências. Para tanto, é fundamental a definição das frequências centrais a serem ajustas.

Para definição de nossas frequências centrais, foi utilizado como referência o pedal da marca *BOSS*, haja visto sua popularidade e dominância no mercado de pedais equalizadores, conforme figura 21. Nele, vemos que as frequências são: $100Hz$, $200Hz$, $400Hz$, $800Hz$, $1.6kHz$, $3.2kHz$, $6.4kHz$. A partir das frequências centrais, vamos utilizar das equações 22 e 3.13, para encontrarmos o circuito girador equivalente.

Desta maneira, os resultados estão evidenciados na tabela 3.

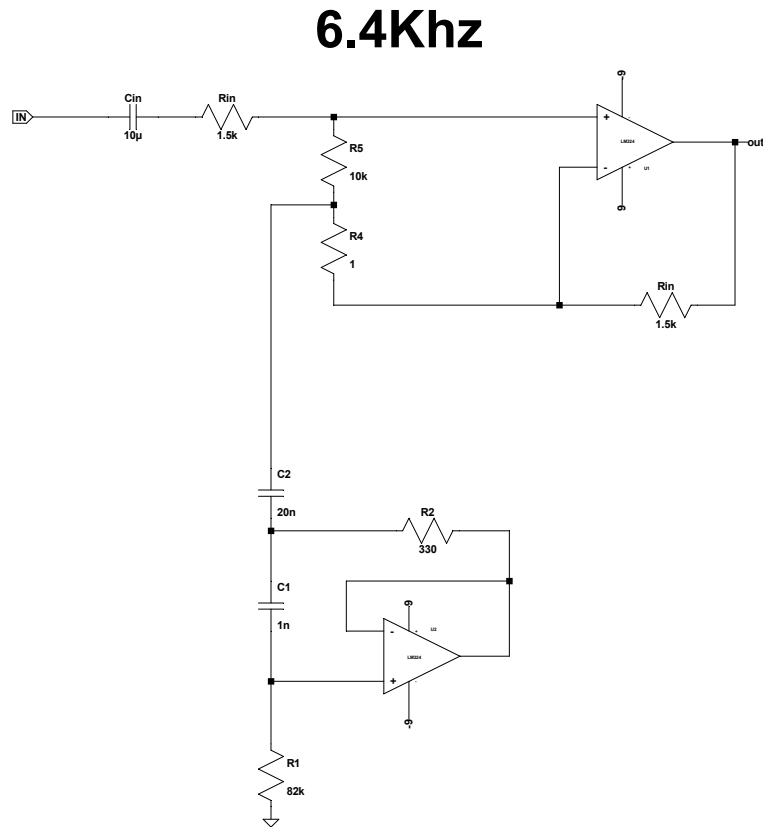
Tabela 3 – Componentes do equalizador de 7 bandas

Frequência	C_L	C	R_L	R
$100Hz$	$56nF$	$1,5\mu F$	330Ω	$100k\Omega$
$200Hz$	$33nF$	$0,68\mu F$	330Ω	$82k\Omega$
$400Hz$	$15nF$	$0,33\mu F$	330Ω	$100k\Omega$
$800Hz$	$8,2nF$	$0,15\mu F$	330Ω	$100k\Omega$
$1.6kHz$	$3,9nF$	$0,1\mu F$	330Ω	$82k\Omega$
$3.2kHz$	$2,2nF$	$39nF$	330Ω	$82k\Omega$
$6.4kHz$	$1nF$	$20nF$	330Ω	$82k\Omega$

Fonte: Autor

Na figura 29, temos um equalizador com frequência central de $f_c = 6,4kHz$. Na nossa simulação, é utilizado o amplificador operacional LM324. Vemos que o circuito girador tem sua saída até um potenciômetro de $10k\Omega$, que alimenta os terminais de um amplificador operacional. O ganho máximo e mínimo deste amplificador é dado pela fórmula 4.1. Essas situações ocorrem com o potenciômetro em seu valor máximo e mínimo, respectivamente.

Figura 29 – Equalizador de 6.4kHz



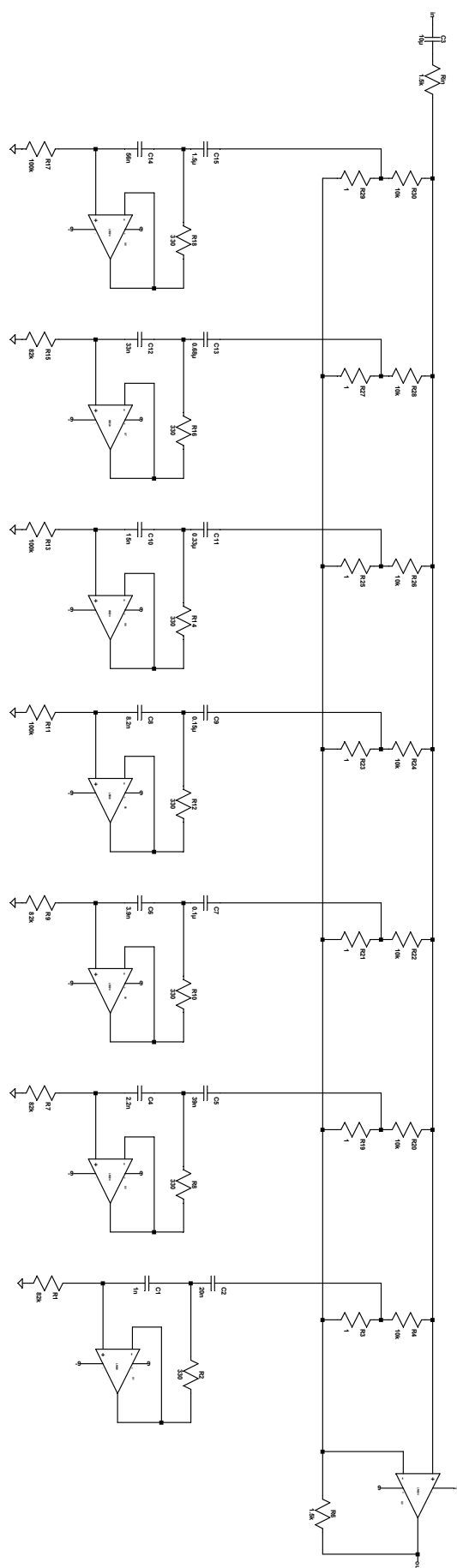
Fonte: Autor

$$A_{v_{max}} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{R_{in} + R_L}{R_L} \right) = 15dB$$

$$A_{v_{min}} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{R_L}{R_L + R_{in}} \right) = -15dB$$
(4.1)

Assim, replicando esta configuração para as demais frequências centrais, e adicionando um capacitor para bloqueio de passagem de corrente contínua, temos o circuito final representado na figura 30.

Figura 30 – Equalizador de 7 bandas



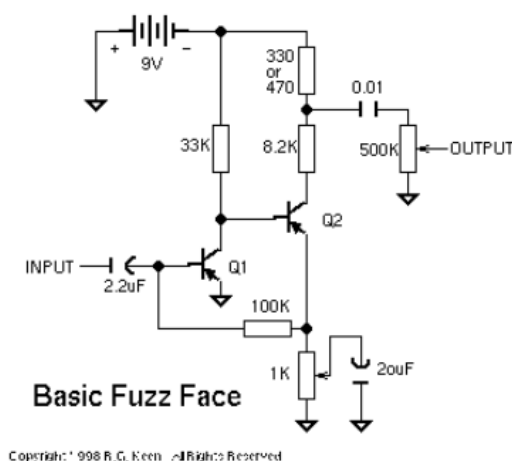
Fonte: Autor

4.1.2 Fuzz - BJT

Para o primeiro circuito de efeito, desenvolve-se um efeito comumente chamado de *fuzz*. Conhecido por sua sonoridade mais *vintage* (característica às décadas de 60 e 70, quando eram utilizados circuitos de amplificação valvulados), agressiva e suja, o *fuzz* foi um dos primeiros pedais criados e popularizado por nomes icônicos da música tais como Jimi Hendrix, Keith Richards e George Harrison e ainda é muito utilizado nos mais diversos gêneros de rock (BATISTA, 2021).

Para o circuito proposto, será baseado o circuito original do *Fuzz Face* da figura 31. O primeiro passo para o nosso desenvolvimento será a escolha do elemento principal do circuito, o BJT. As principais escolhas para este tipo de efeito é o transistor *pnp* AC128. (BENNETT, 2022) Contudo, este tipo de BJT é antigo e difícil de encontrar no mercado. Além disso, segundo a configuração do circuito, como é um *pnp*, precisa ser alimentado como uma bateria de 9V para que o *ground* seja a tensão positiva. Em vias de facilitar a montagem e torná-lo um pedal apto a ser conectado através de fontes, será selecionado um transistor com características similares porém que seja um *nnp*. Para tanto, vamos selecionar o transistor BC109. Em comparação com o AC128, o BC109 possui um $h_{FE}^{BC109} = [200, 450]$, enquanto $h_{FE}^{AC128} = [55, 175]$. Espera-se, portanto, um maior ganho com a escolha destes BJTs.

Figura 31 – Fuzz Face original

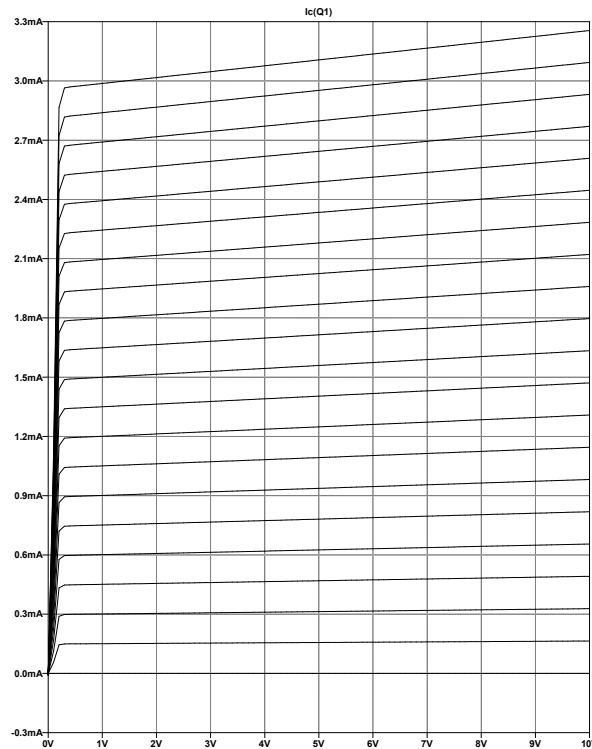


Fonte: (GEOFEX, 1998)

4.1.2.1 Modo de operação do transistor e escolha dos componentes

Para calcular os valores de operação do transistor, vamos focar no BJT Q2. Uma boa prática para garantir sua operação de ganho é utilizar a tensão do coletor como $V_{CC}/2$. Haja visto $V_{CC} = 9V$, calcula-se $V_{CQ2} = 4,5V$. Assim, primeiro vamos gerar o gráfico da variação de I_c por V_{CE} , através do software *LTSpice*, como demonstrado anteriormente na figura 11. Desta forma, temos a geração da figura 32.

Figura 32 – Curvas de I_c por V_{CE} elaboradas pelo LTSpice para Q2



Fonte: Autor

A partir da figura 32, e tendo conhecimento do circuito original, se faz a escolha de um $I_{CQ2} = 0,6mA$, com um $I_b = 0,2\mu A$, para mantermos a similaridade com o *Fuzz Face*, que possui valores próximos destes. Com esses valores escolhidos, fica fácil escolher os valores de resistência. Como estamos buscando $V_{CQ2} = 4,5V$, fica difícil que V_{CE} seja pequeno o suficiente para entrarmos na região do corte do gráfico. Assim, as contas estão referenciadas nas equações 4.2.

$$R_2 + R_3 = \frac{V_{CC} - V_C}{I_{CQ2}} \quad (4.2)$$

$$R_2 + R_3 = 7,5k\Omega$$

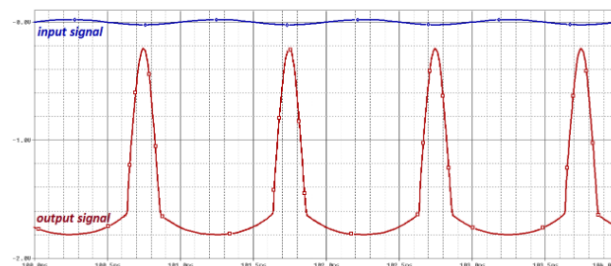
Para chegarmos em valores comerciais, podemos supor $R_3 = 470\Omega$ e $R_4 = 5,6k\Omega$. Apesar de $R_3 = 6,8k\Omega$ ser a escolha óbvia, decidiu-se optar por $5,6k\Omega$, pois, haja visto que não precisamos de uma grande precisão nos resultados, podemos fazer aproximações. Os valores selecionados fazem sentido pois se aproximam do projeto original.

Vamos agora, analisar o primeiro transistor do circuito original. Considerando que o transistor possui um $V_{BE} = -0,7V$, podemos equacionar e resolver a tensão de coletor nas fórmulas 4.3

$$\begin{aligned}
 I_{R_{33K}} &= \frac{-9 - V_{BE}}{33k\Omega} \\
 V_C &= -9 - I_{R_{33K}} 33k \\
 V_C &= -0,7V \\
 V_{CE} &= V_C + V_{BE} = 1,4V
 \end{aligned}
 \tag{4.3}$$

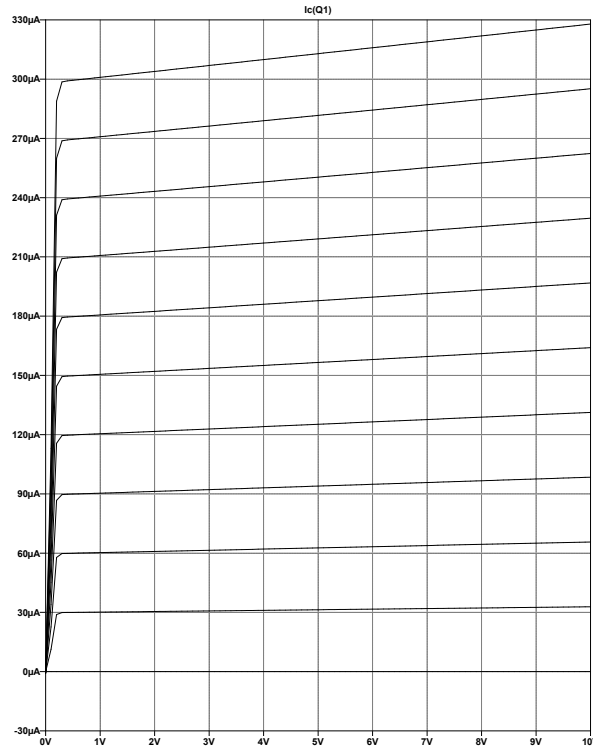
Este valor, no circuito original, aproxima-se do corte do transistor. Por conta disso, neste primeiro estágio de amplificação, diz-se que o BJT possui uma amplificação assimétrica, haja visto que o semiciclo positivo recebe muito maior amplificação que o semi ciclo negativo, conforme a figura 33. Visando obter este mesmo efeito, vamos, novamente plotar o gráfico de I_C por V_{CE} agora para o transistor Q1. Assim, temos o resultado na figura 34

Figura 33 – Saída do primeiro estágio de ganho do fuzz face



Fonte: (GEOFEX, 2012)

Figura 34 – Curvas de I_C por V_{CE} elaboradas pelo LTSpice para Q1



Fonte: Autor

Visando manter a verossimilhança com o projeto original, para obtermos as mesmas características sonoras, escolhe-se $V_{CE} \approx 1,3V$ e $I_C \approx 240\mu A$. Assim, conseguimos calcular uma aproximação de R_1 com a fórmula 4.4.

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{C_{Q1}}}{I_{C_{Q1}}} \quad (4.4)$$

$$R_1 = 32k\Omega$$

Portanto, para a escolha mais próxima de um resistor comercial é de $R_1 = 33k\Omega$.

Por fim, para os resistores de ganho $R_{fuzz} = 1k\Omega$, retroalimentação $R_f = 100k$ e volume $R_{vol} = 500k$, serão mantidos do projeto original, por questões de simplicidade.

Por fim, devemos selecionar os capacitores. No circuito, os capacitores tem o papel não somente de bloquear nível CC, mas também funcionar como filtro. O capacitor na entrada do circuito atua como um filtro passa altas junto a impedância de entrada, a qual será analisado na seção 4.1.2.2. O valor dessa capacitância será diminuída para $C_1 = 1\mu F$, haja visto que uma característica do *fuzz* é a alta predominância dos graves.

O capacitor da saída $C_2 = 0,01\mu F$ também serve como um filtro passa altas. Para este projeto, o valor será mantido. Por fim, o capacitor paralelo de $C_3 = 20\mu F$ à resistência serve

como capacitor *shunt*, cujo valor também será mantido.

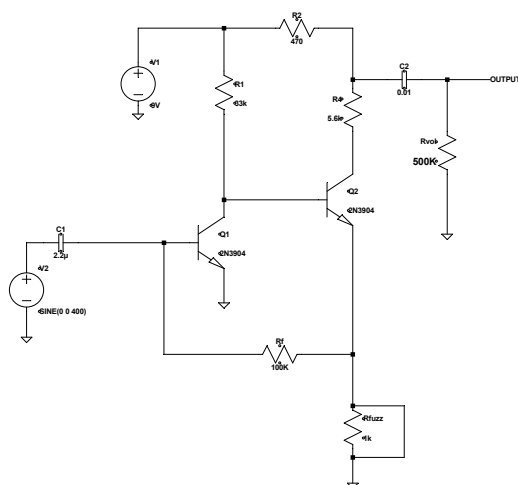
Desta maneira, com os componentes selecionados, podemos criar a tabela 4 e montar o circuito final da figura 35

Tabela 4 – Valores dos componentes selecionados

Componente	Valor
R_1	$33k\Omega$
R_2	470Ω
R_3	$5,6k\Omega$
R_f	$100k\Omega$
R_{fuzz}	$1k\Omega$ (pot)
R_{vol}	$500k\Omega$ (pot)
C_1	$1\mu F$
C_2	$0,01\mu F$
C_3	$20\mu F$

Fonte: Autor

Figura 35 – Circuito de Fuzz com componentes selecionados



Fonte: Autor

4.1.2.2 Características teóricas do circuito

Com o circuito montado, pode-se fazer um levantamento de algumas das suas características mais importantes. Em primeiro lugar, calcula-se a sua impedância de entrada. Para o emissor comum, consegue-se analisar essa relação na fórmula 4.5. Por efeitos de simplicidade, e como a importância deste fator é a sua ordem de grandeza, e não seu valor exato, ignora-se R_f neste caso.

$$Z_{in} = \frac{(\beta + 1)}{g_m} \quad (4.5)$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

Nesse caso, V_T refere-se à voltagem termal $V_T \approx 25mV$ a 25° . Enfim, chega-se no resultado 4.6.

$$g_m = \frac{0,6m}{0,25m} = 24mS \quad (4.6)$$

$$Z_{in} \approx 13k\Omega$$

Pela aproximação de 4.6, nota-se que a impedância de entrada no circuito *fuzz* é muito baixa. Para pedais, o ideal é uma impedância de entrada na faixa dos $M\Omega$.

Por fim, vamos calcular os filtros do circuito, através da fórmula 4.7. Veremos que teremos a presença de dois filtros passa baixa no circuito.

$$f_{c_{in}} = \frac{1}{2\pi R_{in} C_1} = 12Hz \quad (4.7)$$

$$f_{c_{out}} = \frac{1}{2\pi R_{vol} C_3} = 32Hz$$

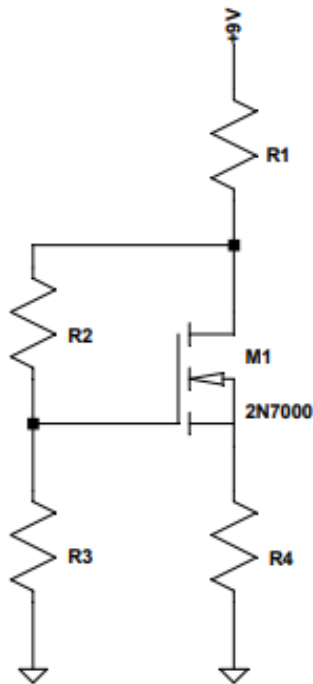
4.1.3 Overdrive - MOSFET

Esta subseção do trabalho está reservada para a metodologia de desenvolvimento do efeito de distorção *overdrive*. Este tipo de efeito normalmente possui um ganho menor que os outros tipos de distorção, contudo, é muito mais controlado; é um efeito mais brando (AHMADI, 2012). Afim da obtenção de um circuito com esta característica, faz sentido utilizarmos transistores do tipo MOSFET. Para tanto, a metodologia utilizada será de cascatear alguns estágios do MOSFET para obtermos o efeito de distorção desejado (DAILEY, 2013).

4.1.3.1 Modo de operação do transistor MOSFET

Assim sendo, vamos fazer o estudo de um estágio em modo CC do MOSFET e replicar para quantas vezes se for necessário. O estágio a ser analisado encontra-se ilustrado na figura 36. Assim, utiliza-se do modo fonte comum, e deseja-se atuar em sua amplificação linear.

Figura 36 – Estágio de amplificação fonte comum MOSFET



Fonte: Autor

Para este caso, $I_G = 0$ e $V_G = 0$. Com estas considerações e fazendo uma análise do circuito, escreve-se as equações 4.8. Assim, escolhe-se $R_2 = R_3$ para que $V_G = V_S/2$.

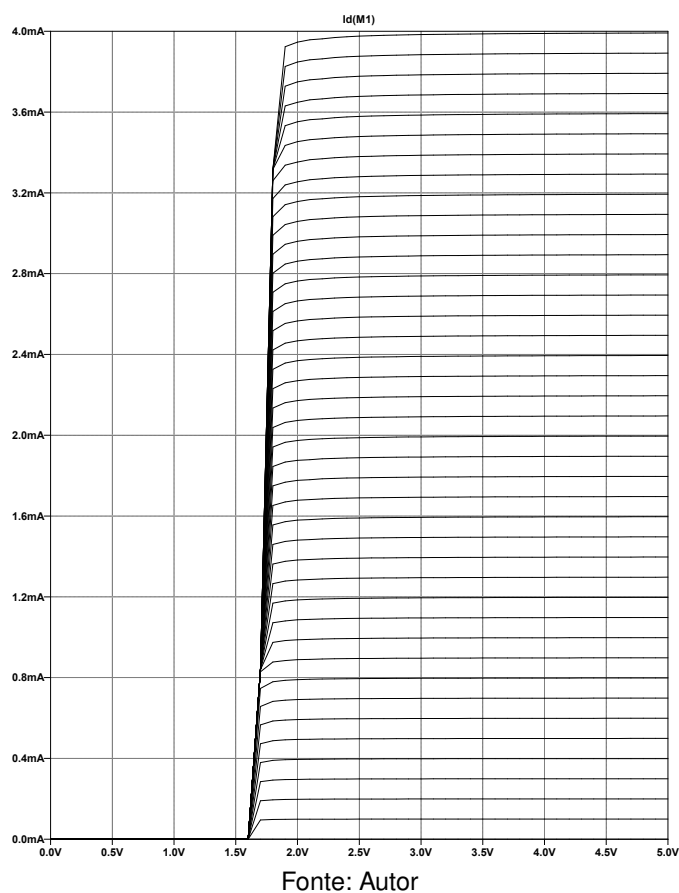
$$\begin{aligned}
 V_D &= V_{DD} - R_1 I_D \\
 V_G &= \frac{V_D}{2} \\
 V_{GS} &= V_G - V_S \\
 V_S &= R_4 I_D
 \end{aligned}
 \tag{4.8}$$

Considera-se R_4 pequeno o suficiente para que cheguemos na relação 4.9

$$V_{DD} = V_{GS} - R_D I_D \tag{4.9}$$

Deve-se realizar uma análise dos gráficos da relação das curvas I_D por V_{DS} . Para encontrarmos o ponto Q de operação CC do MOSFET. Para tanto, foi gerada uma simulação das curvas desse transistor específico mostrado na imagem 37.

Figura 37 – Curva de I_D por V_{DS} para o MOSFET escolhido



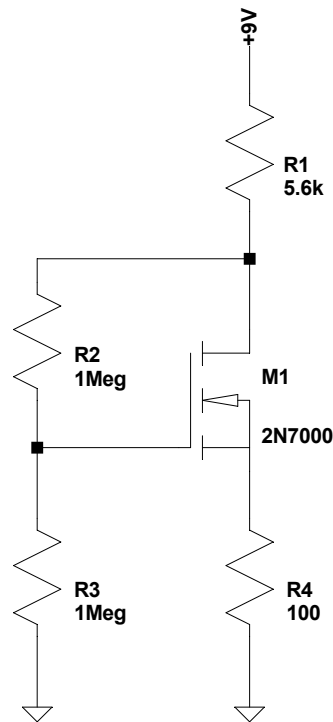
Desta maneira, à partir da figura 37, vamos escolher $V_{DS} = 3,5V$, com $I_d = 1mA$ para atuarmos na saturação.

Substituindo nas fórmulas 4.8, temos as soluções 4.10

$$\begin{aligned} R_1 &= 5.5k\Omega \rightarrow 5,6k\Omega \\ V_G &= 1,75V \end{aligned} \quad (4.10)$$

Assim, para finalizarmos, vamos escolher $R_2 = R_3 = 1M\Omega$ e R_4 pequeno tal como $R_4 = 100\Omega$. Assim, chegamos no circuito final conforme a imagem 38.

Figura 38 – Estágio de ganho MOSFET final



Fonte: Autor

4.1.3.2 Componentes finais e de cascadeamento

Agora, deve-se realizar o cascadeamento de alguns estágios de ganho deste MOSFET. Antes disso, analisa-se algumas características. Como o *gate* é isolado eletricamente, temos uma impedância de entrada infinita. A impedância de saída será a resistência de *bias* do próximo estágio. Temos isso elucidado em 4.11.

$$R_{in} = \infty$$

$$R_{out} = 1M\Omega \quad (4.11)$$

Essa altíssima impedância de entrada é excelente para um pedal, como circuito intermediário da cadeia de sinal pois não se altera com as variações dos outros circuitos da cadeia, tal como o *fuzz*.

Dessa maneira, se faz necessário conectar os estágios de amplificação. Contudo, haja visto que se trata entrada e saídas de sinais CA, de modo a bloquear sinais CC, precisamos fazer uso de capacitores. Para o nosso circuito, vamos utilizar 4 estágios de ganho, então deve-se acoplá-los através de capacitores. Entretanto, como a adição de um capacitor filtra sinal, se faz necessário escolher um valor tal qual não afete nosso sinal. Assim, como a

impedância de saída é alta, escolhemos um capacitor de $C_{coupling} = 22nF$. Assim, vemos na equação 4.12 o valor filtrado.

$$f_c = \frac{1}{2\pi 22n10^6} = 7,2Hz \quad (4.12)$$

Este valor é adequado pois além de não interromper o sinal, contribui em tirar o ruído de baixa frequência da rede.

Na saída, deseja-se adicionar um controle ao usuário: um controle de *tone*, não tão sofisticado, mas que já possa alterar as características do som. Desta forma, coloca-se um potenciômetro de $100k\Omega$ junto a um capacitor de $22nF$. Assim, o espectro de frequências está descrito na equação 4.13.

$$\begin{aligned} f_{c_{max}} &= 72kHz \\ f_{c_{min}} &= 72Hz \end{aligned} \quad (4.13)$$

Assim, vemos que a varredura de frequências é alta no nosso circuito. Por fim, adiciona-se um potenciômetro de $R_{vol} = 100k\Omega$ para controle do volume, um capacitor na entrada para bloqueio CC de $C_{in} = 100nF$ e um resistor $R_{in} = 1k\Omega$, e temos nosso circuito finalizado. Por último, a resistência em série com a fonte do primeiro estágio torna-se um potenciômetro de $R_{gain} = 5k\Omega$ de ganho.

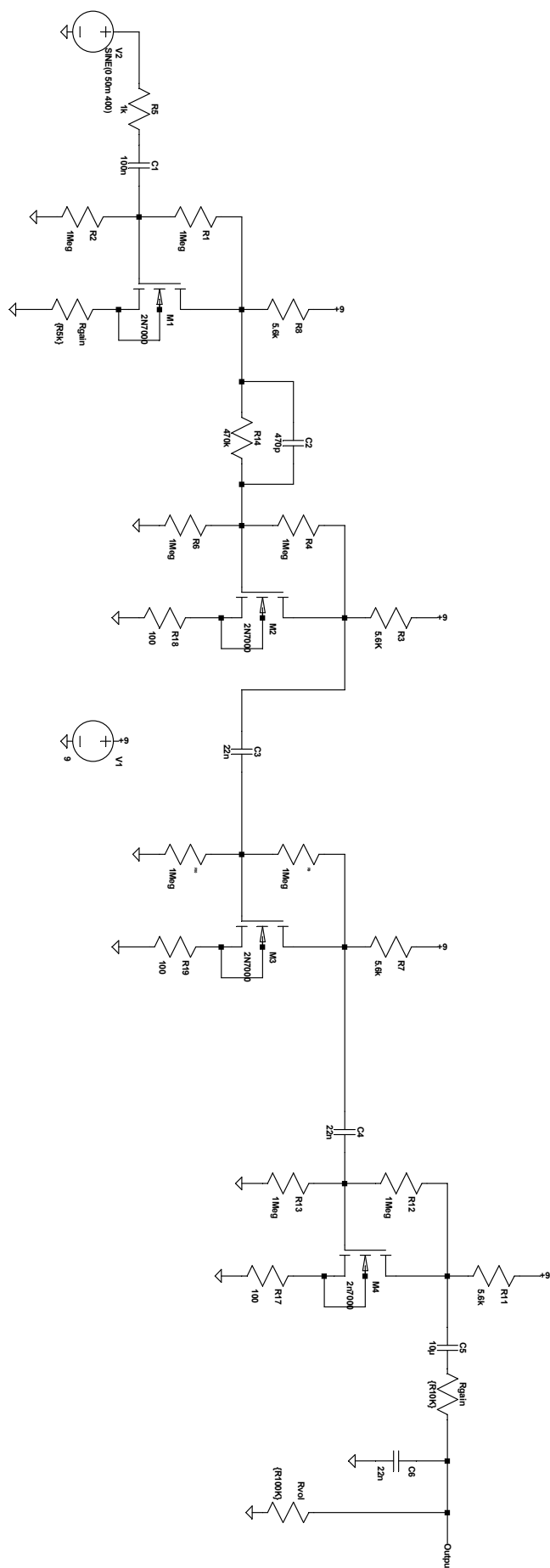
Assim sendo, os componentes utilizados estão descritos na tabela 5 e o circuito final está demonstrado na figura 39.

Tabela 5 – Valores dos componentes selecionados - Overdrive

Componente	Valor
R_1	$5.6k\Omega$
R_2	$1M\Omega$
R_3	$1M\Omega$
R_4	100Ω
R_{in}	$1k\Omega$
R_{out}	$1k\Omega$
R_{vol}	$100k\Omega$ (pot)
R_{tone}	$10k\Omega$ (pot)
R_{gain}	$5k\Omega$ (pot)
C_{coup}	$22nF$
C_{tone}	$22nF$
C_{in}	$100nF$
C_{out}	$1\mu F$

Fonte: Autor

Figura 39 – Circuito Final do Overdrive



Fonte: Autor

4.1.4 Distorção - Amplificador Operacional

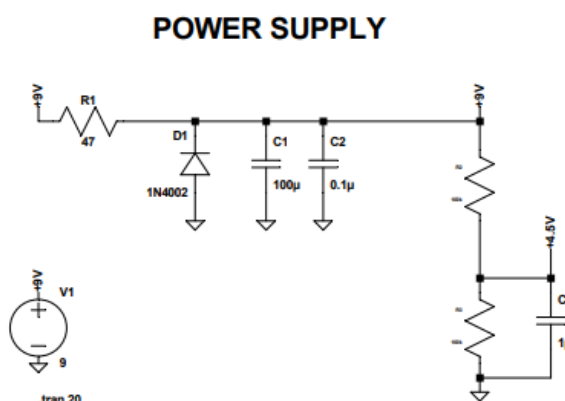
Nesta subseção, será realizada uma análise e construção de um pedal de efeito de distorção. Este efeito é plenamente difundido em diversos estilos musicais, em todas as esferas do *rock*, *metal*, *blues*, etc. Assim sendo, vamos nos embasar nos circuitos apresentados anteriormente nas figuras 27 e 28, este último, sendo um pedal extremamente difundido e considerado como um dos melhores ao se tratar deste efeito. Apesar dos outros circuitos serem comumente referidos também como distorção, este, em questão é muito mais intenso e poderoso.

4.1.4.1 Fonte do circuito

Para a escolha do elemento principal, o Amp. Op., vamos nos basear no circuito do *ProCo Rat*, da figura 28. Assim, utiliza-se o LM308. Para realizarmos o seu *bias* deve-se ter na saída não inversora, uma tensão CC $V_{CC_{niv}} = V_{CC}/2$.

Para tanto, vamos não somente realizar um divisor de tensão, mas também aproveitar para realizarmos uma melhora no sinal de entrada. Como seu ganho é muito alto $A_v \approx 300[V/V]$, qualquer ruído sera amplificado, o que irá ocasionar em sons não desejáveis, algo característico de efeitos distorção. Para tanto, considera-se a montagem do circuito da figura 40 para o *bias* do amplificador.

Figura 40 – Fonte de entrada do circuito de distorção



Fonte: Autor

Para este caso, o diodo atua como proteção de polaridade reversa, os capacitores

de $100\mu F$ e $0,1\mu F$ servem para remoção de ondulações da rede de $+9V$ e junto ao resistor $R = 47\Omega$ forma dois filtros passa baixa conforme 4.14. Por fim, os dois resistores de $R_{virtual} = 100k$ servem como terra virtual para o *bias* do amplificador operacional. O capacitor de $1\mu F$, assim como os demais, serve para remoção de ondulações da linha de $+4,5V$.

$$\begin{aligned} f_{C_{100}} &= 33,8Hz \\ f_{C_{0.1}} &= 33.8kHz \end{aligned} \quad (4.14)$$

4.1.4.2 Estágio de ganho

Com a estratégia utilizada anteriormente, podemos ir para o estágio de ganho do amplificador. A entrada não inversora será alimentada pela fonte de $+9V$, através de um resistor de $R_{4,5V} = 2M\Omega$, o que permite que a corrente que flua seja pequena, de modo a manter a tensão na entrada. Além disso, na entrada, temos um resistor de $1M\Omega$, que, junto ao capacitor de $22nF$, utilizado para bloqueio CC, que formam um filtro de $f_c = 7,2Hz$. Este valor é importante para retirarmos o ruído de baixa frequência da rede.

Pela figura 27, a saída do amplificador operacional retroalimenta o dispositivo em sua porta inversora. Esse resistor, em paralelo com o capacitor, é responsável por gerar o ganho. Por conta disso, para ajuste do usuário, este resistor de ganho será um potenciômetro de $100k\Omega$. Além disso, vamos baseia-se no circuito da figura 28 e adicionar mais dois resistores e capacitores em paralelo, de valores 47Ω e $2,2\mu F$ em paralelo com 56Ω e $47\mu F$. A junção dessa montagem será responsável pelo ganho e pelos filtros de frequência. Assim, como visto anteriormente, o ganho se calcula através da fórmula 4.15.

$$\begin{aligned} A_v &= 1 + \frac{R_{pot100k}}{560//470} \\ A_{v_{max}} &= 3913.37 \\ A_{v_{min}} &= 1 \end{aligned} \quad (4.15)$$

Além do potenciômetro de $100k\Omega$, a escolha dos resistores em paralelo pode fazer bastante diferença na valor final do ganho. Por escolha, decide-se manter resistores de 47Ω e 56Ω , o que nos garante o ganho acima do original. Se mantido os valores do *ProCo Rat*,

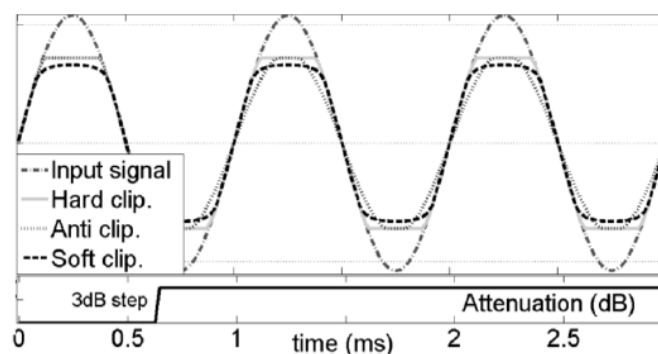
o ganho máximo seria de $A_{v_{RAT}} = 2300$. Os valores da resposta dos filtros estão explicitados em 4.16.

$$\begin{aligned} f_{c_{56\Omega}} &= 60Hz \\ f_{c_{47\Omega}} &= 1540Hz \\ f_{c_{DIST}} &= 3,3Hz \end{aligned} \quad (4.16)$$

Por fim, na saída do amplificador operacional, é colocado um resistor de $1k\Omega$ para reduzir o nível de tensão, junto à um capacitor acoplador de $4,7\mu$. A este estágio, o sinal está com um ganho tão alto, que se encontra recortado por limitações dos dispositivos. Com isso, o sinal, por mais uma vez, é recortado em uma tensão mais baixa, que torna a resposta do sinal ainda mais distorcida.

Para este circuito, colocar os diodos após a saída do amplificador operacional causa algo chamado de *Hard Clipping*. Se os diodos recortadores fossem colocados na cadeia de retroalimentação, teríamos o efeito do *Soft Clipping*. Este segundo produz um grampeamento mais sutil do sinal, algo muito comum em pedais de *overdrive*, que são mais brandos. Conforme vemos na figura 41, *Hard Clipping* torna a resposta de onda mais quadrada nos picos, enquanto *Soft Clipping* deixa a forma de onda mais abaulada (HUFFENUS; PILLONNET, 2015).

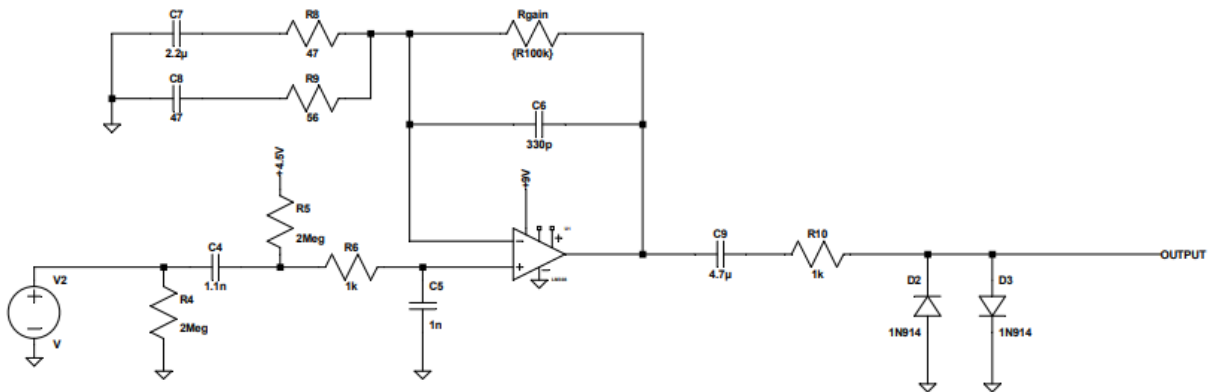
Figura 41 – Soft Vs Hard clipping



(HUFFENUS; PILLONNET, 2015)

Assim, o estágio de ganho do circuito de distorção está exemplificado na imagem 42.

Figura 42 – Estágio de ganho do circuito



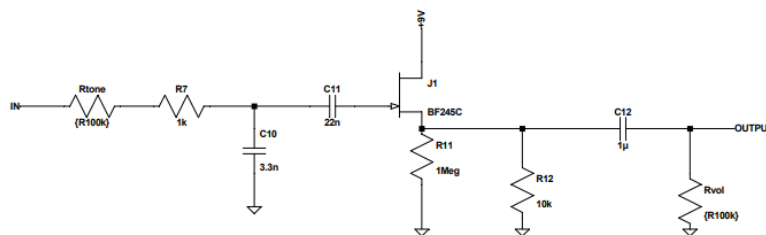
Fonte: Autor

4.1.4.3 Controle de timbre e estágio de saída

Para o controle de timbre do circuito, será feito através filtro passa banda. Para tanto, será utilizado um potenciômetro de $500k\Omega$ em serie com um resistor de $1k\Omega$ junto a um capacitor $1nF$. Assim, consegue-se ter uma varredura de frequências conforme os valores 4.17.

$$\begin{aligned} f_{c_{min}} &= 318Hz \\ f_{c_{max}} &= 160kHz \end{aligned} \quad (4.17)$$

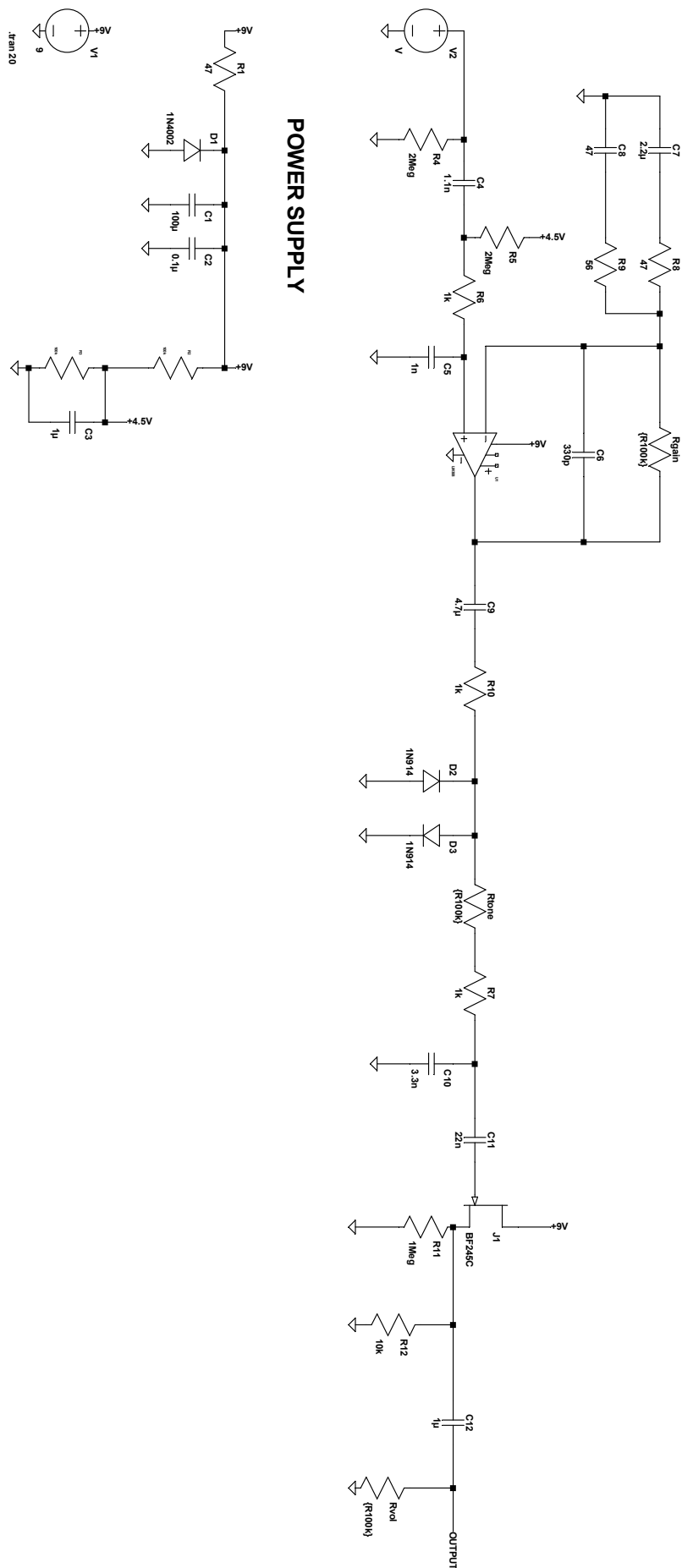
Finalmente, para o circuito de saída, temos a adição de um JFET de ganho unitário que cria uma baixa impedância de saída. Isso nos permite a adição de um potenciômetro de $100k\Omega$ de volume que, caso contrário, sem essa baixa impedância, iria alterar no timbre da guitarra, assim como o potenciômetro anterior. Assim, o último estágio desse circuito está ilustrado na figura 43

Figura 43 – Estágio de saída e *tone control*

Fonte: Autor

O circuito completo sintetizado está evidenciado na figura 44.

Figura 44 – Circuito completo de distorção



Fonte: Autor

5 RESULTADOS

Para os nossos resultados, primeiramente foi realizado uma simulação computacional dos quatro pedais estudados. Por fim, os circuitos de distorção foram implementados em *protoboard* e simulados experimentalmente.

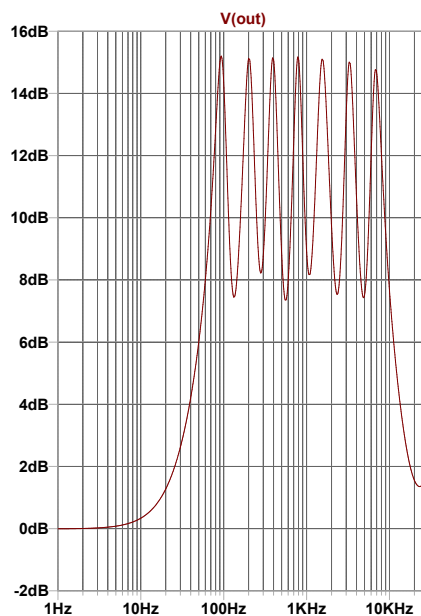
5.1 Simulação Computacional

Em um primeiro momento, os circuitos foram simulados no software *LTSpice*. Foram analisadas tanto as respostas em frequência quanto domínio do tempo, tão bem como evidenciados pontos característicos de cada circuito. Para os testes, no *software*, na entrada de cada circuito foi aplicado uma onda senoidal de amplitude $50mV$ e frequência de $400Hz$.

5.1.1 Equalizador

Na figura 45, consegue-se notar a resposta em frequência com todas as frequências centrais em ganho máximo. Como calculado, este ganho é de 15dB. Em contrapartida, a figura 46, tem-se a situação contrária, em que todas as frequências centrais estão em corte, na mesma proporção de -15dB. Finalmente, para analisarmos a resposta da mudança de ganho de uma frequência, vamos alterar apenas a frequência central de $1.6kHz$, enquanto as outras são mantidas. O resultado está descrito na imagem 47

Figura 45 – Resposta em frequência do sinal considerando todas as frequências no valor máximo projetado



Fonte: Autor

Figura 46 – Resposta em frequência do sinal considerando todas as frequências no mínimo

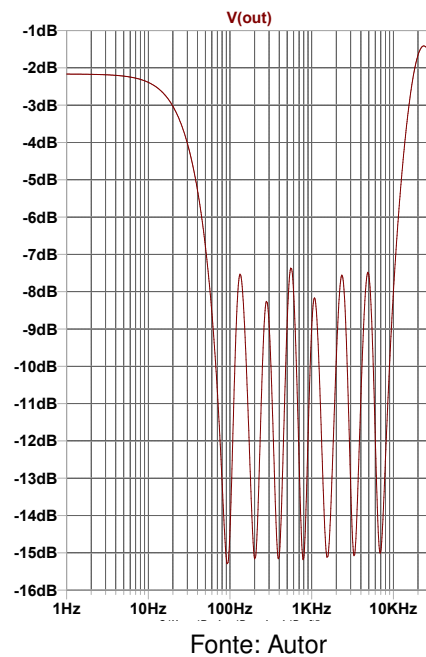
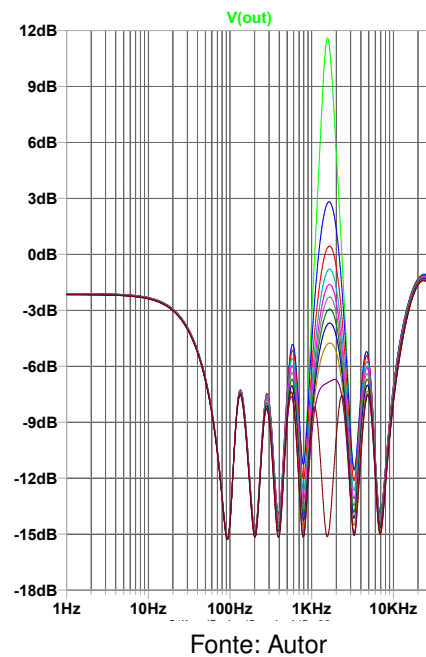


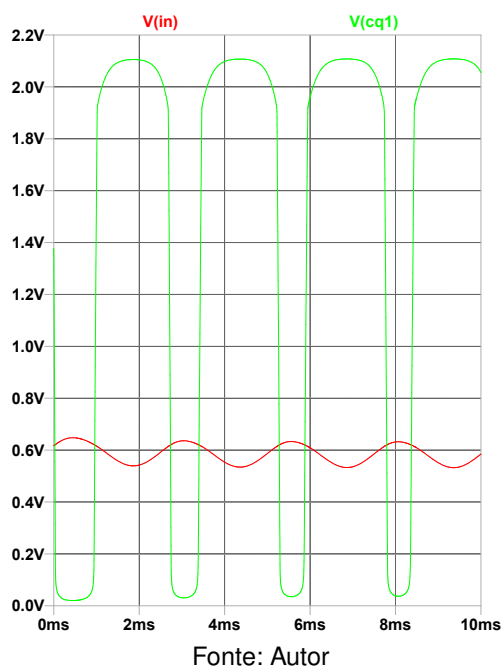
Figura 47 – Resposta em frequência do sinal considerando todas as frequências no mínimo, alterando a frequência de 1.6kHz até o máximo



5.1.2 Fuzz

Primeiramente, conforme analisado na seção anterior, o *bias* do primeiro BJT nos fez esperar uma amplificação assimétrica da onda de entrada. Como podemos ver na figura 48, este efeito foi visualizado na simulação computacional.

Figura 48 – Reposta do coletor de Q1



Finalmente, nas figuras 49 e 50, nota-se o resultado da saída do circuito. Como podemos notar na figura 49, em que foram alterados os valores do potenciômetro de ganho, conforme esperado, o ganho é aumentado. A resposta equivalente para a análise temporal está evidenciado na figura 50. Nela, conseguimos notar que o aumento do ganho gera aumento na amplitude de onda, além de tornar a amplificação ligeiramente mais assimétrica.

Figura 49 – Resposta em frequência do circuito de fuzz

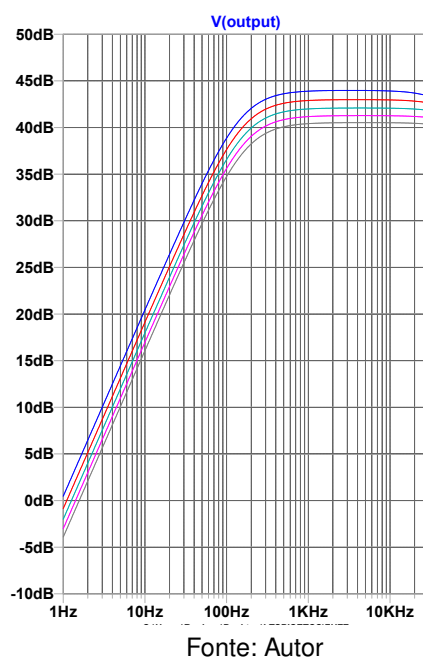
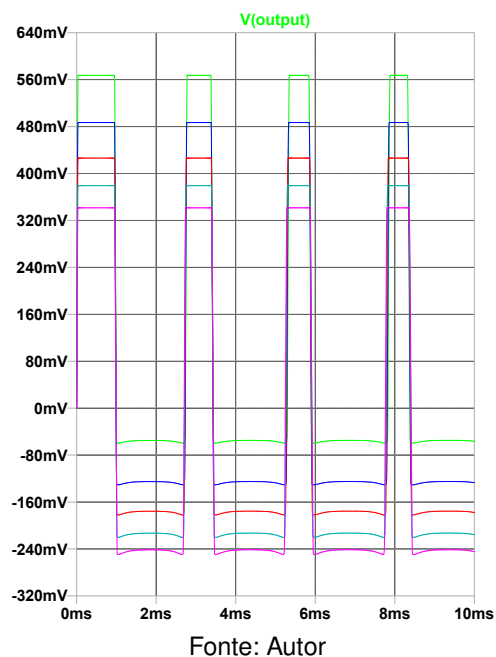


Figura 50 – Sidas com a alteração do potenciômetro de *fuzz*



5.1.3 Overdrive

Nas figuras 51 e 52 vemos a resposta em frequência e no tempo do circuito ao alterar o ganho. Na análise temporal, ve-se que a onda se torna cada vez mais *clippada* ao aumentarmos o ganho. Referente à resposta em frequência, temos o aumento do ganho sem demais alterações no circuito.

Figura 51 – Saída do circuito de *overdrive*

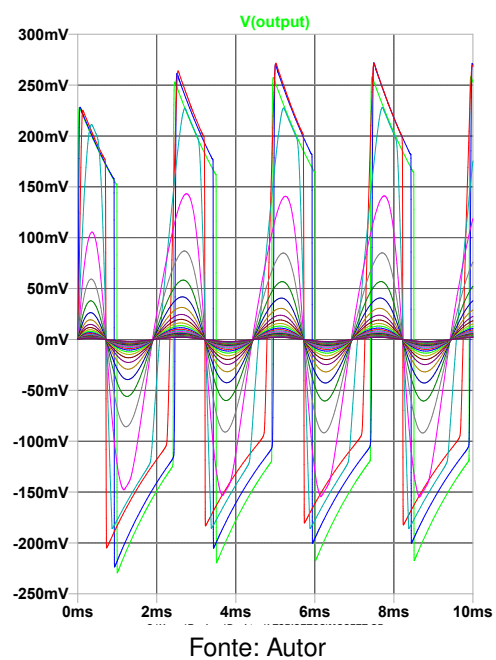
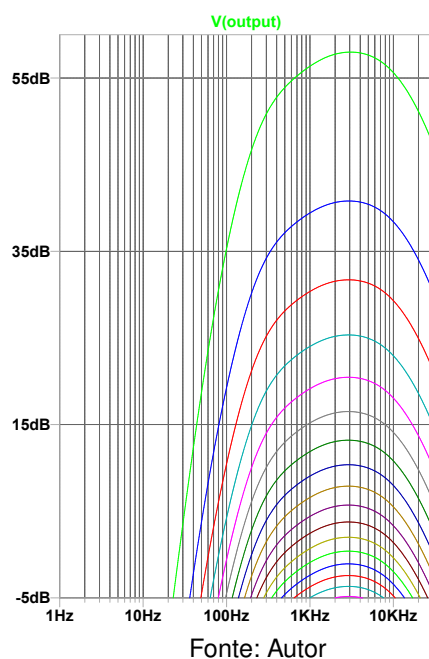


Figura 52 – Resposta em frequência do *overdrive* alterando o ganho



Nas figuras 53 e 54 nota-se a resposta em frequência e no tempo do circuito ao alterar o filtro de *tone*. Na análise temporal, a onda quase que permanece igual, com uma leve alteração em sua forma. Referente à resposta em frequência, o aumento maior ganho em frequências mais altas à medida em que alteramos o filtro.

Figura 53 – Resposta em frequência do *overdrive* alterando tone

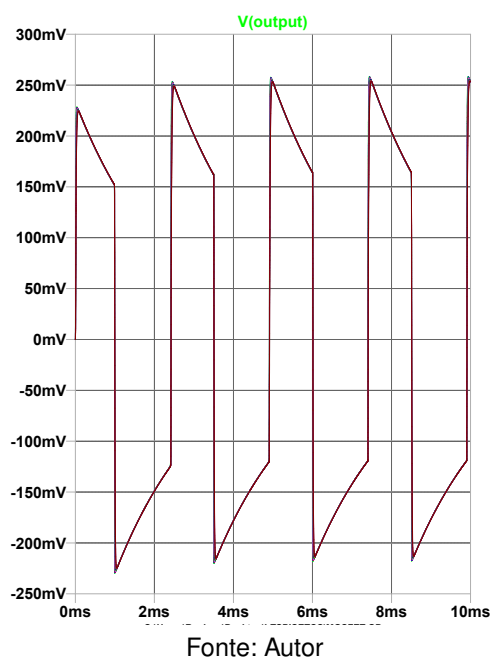
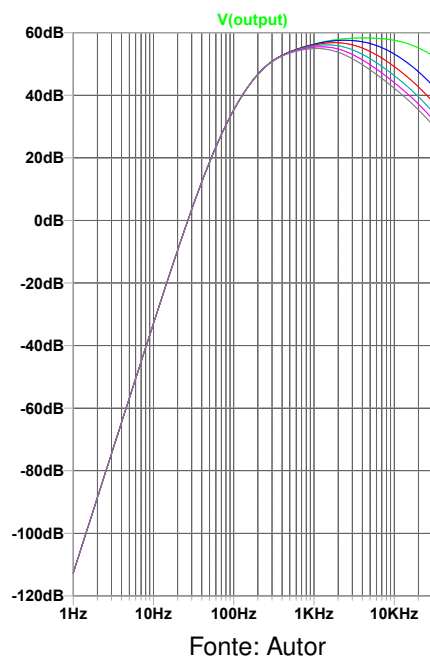


Figura 54 – Saída do circuito para alteração do tone



5.1.4 Distorção

Nas figuras 55 e 56 vemos a resposta em frequência e no tempo do circuito ao alterar o ganho. Na análise temporal, vemos que a forma de onda assemelha-se cada vez mais à onda quadrada. Referente à resposta em frequência, vemos o aumento do ganho sem grandes alterações na resposta circuito, com uma leve filtragem de frequências altas com o aumento do ganho.

Figura 55 – Resposta no tempo alterando o ganho da distorção

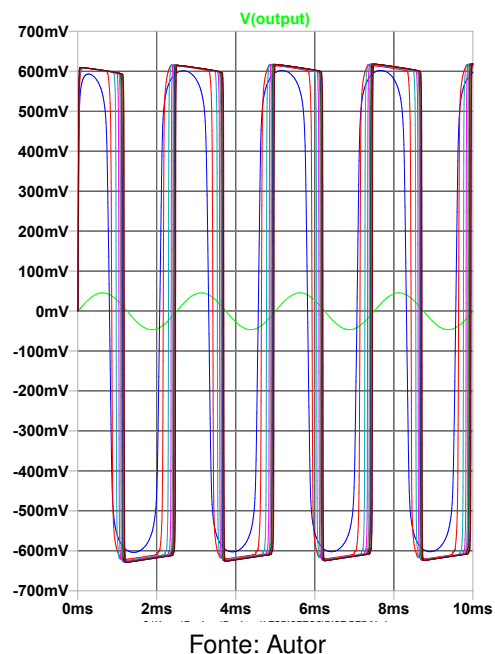
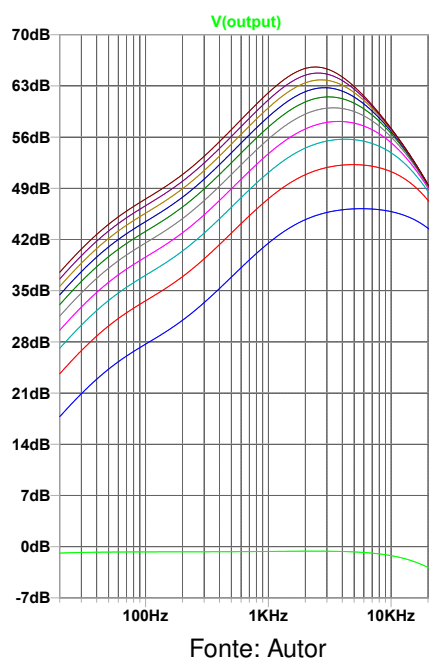


Figura 56 – Resposta em frequência da distorção alterando o ganho



Nas figuras 57 e 58, observamos a resposta em frequência e no tempo do circuito ao modificar o filtro de *tone*. Na análise temporal, a forma da onda permanece quase inalterada, com leves modificações. A amplitude também se mantém praticamente constante. Em relação à resposta em frequência, notamos um aumento do ganho nas frequências mais altas à medida que ajustamos o filtro para permitir passagem dessas frequências.

Figura 57 – Resposta no tempo alterando o tone

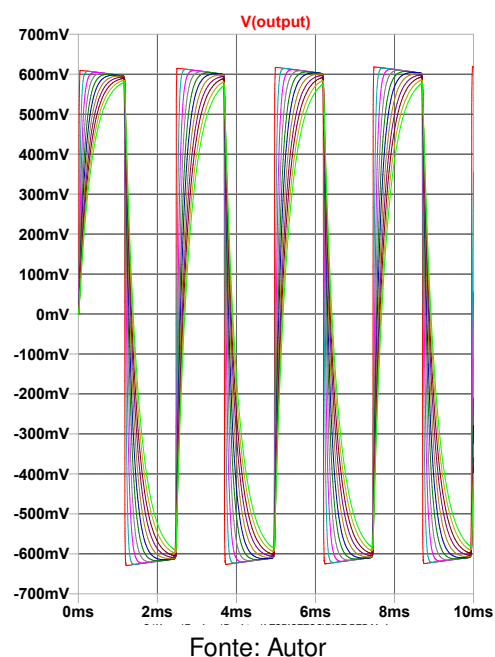
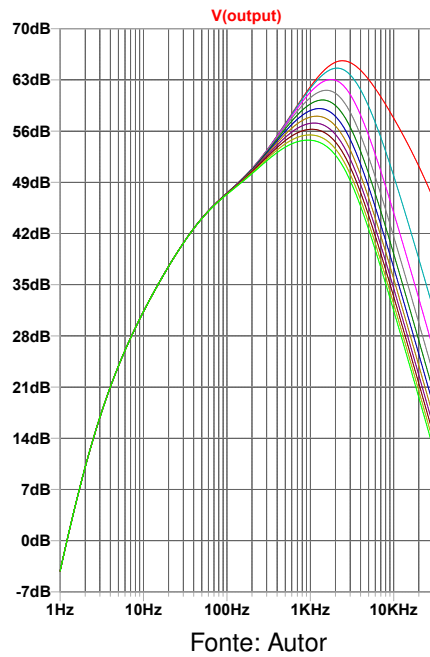
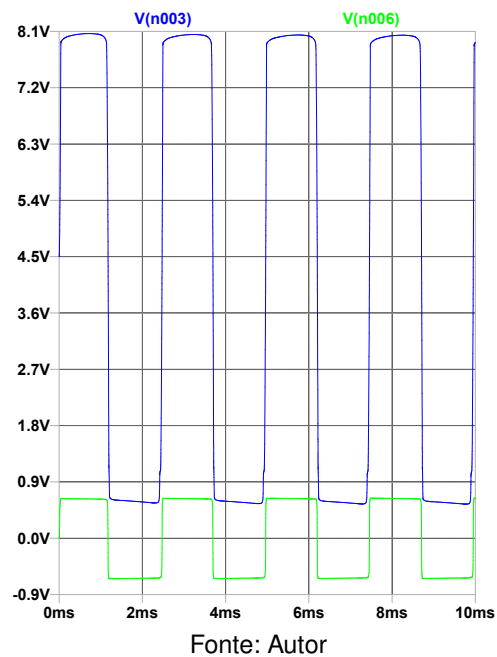


Figura 58 – Resposta em frequência alterando o tone



Finalmente, na figura 59, vemos a resposta da onda *clippada* na saída do amplificador operacional, e após os diodos. Vemos que a ondas se tornam mais quadradas e em uma tensão menor, o que garante um efeito mais intenso de distorção.

Figura 59 – Hard clipping dos diodos



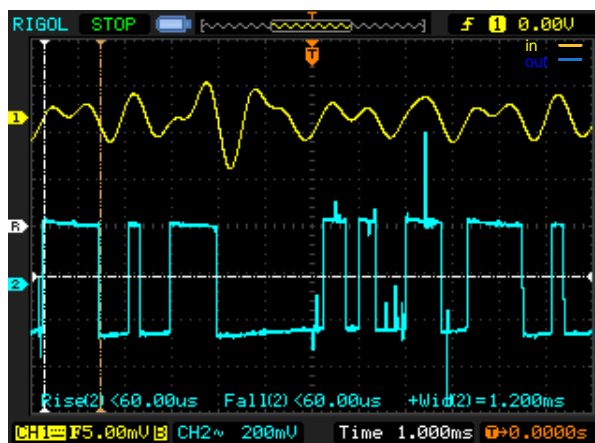
5.2 Resultados obtidos em protótipo experimental

Para esta seção, em todos os testes, para analisar a saída do circuito com osciloscópio, foi tocado a corda mí solta (nota mais grave).

5.2.1 Fuzz

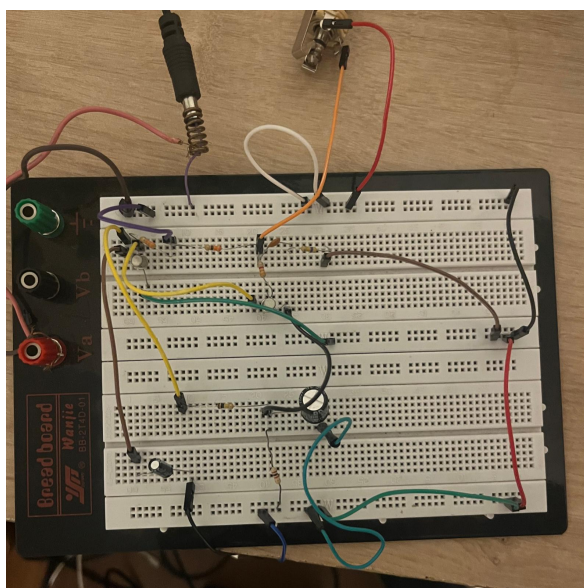
Na figura 60, vemos a resposta do circuito em simulação obtida no protótipo experimental, com protoboard. A imagem do circuito simulado está evidenciado na figura 61. Conforme esperado, a saída do circuito está altamente *clippado*, semelhante à uma onda quadrada, o que condiz com a simulação e com a teoria.

Figura 60 – Resposta da saída do circuito de *fuzz* ao tocar a corda mí solta na guitarra



Fonte: Autor

Figura 61 – Circuito do *Overdrive* em protoboard

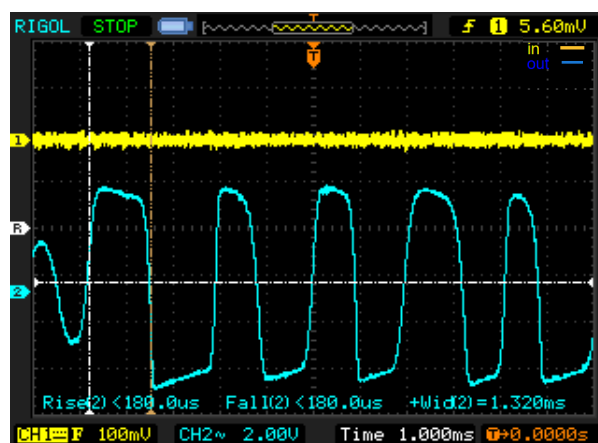


Fonte: Autor

5.2.2 Overdrive

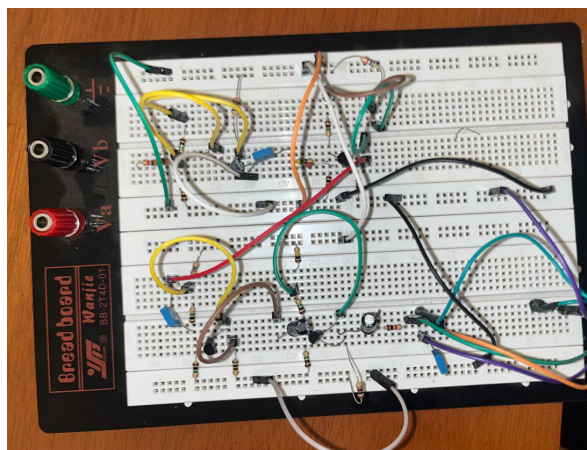
Na figura 62, vemos a resposta do circuito em simulação em bancada, com protoboard. A imagem do circuito simulado está evidenciado na figura 63. A resposta desse circuito, por sua vez, apresentou uma forma de onda menos quadrada e uma *clippagem* menos intensa. Novamente, isso condiz com as simulações e com o esperado pela teoria.

Figura 62 – Resposta da saída do circuito de *overdrive* ao tocar a corda mí solta na guitarra



Fonte: Autor

Figura 63 – Circuito do *Overdrive* em protoboard

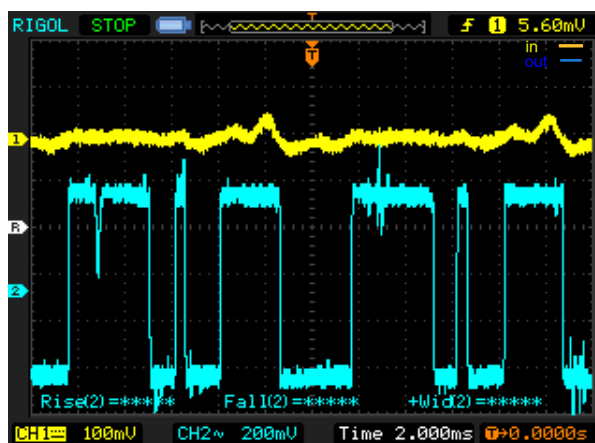


Fonte: Autor

5.2.3 Distorção

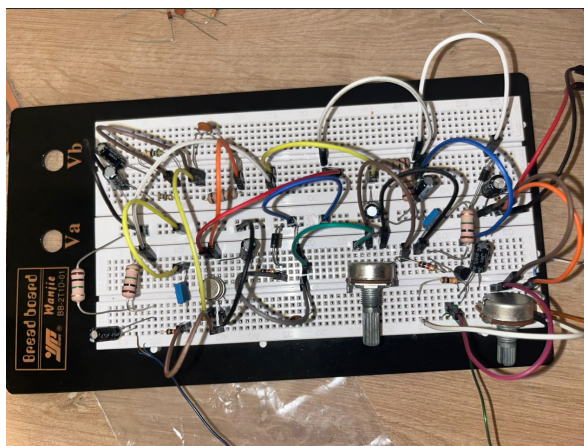
Na figura 64, vemos a resposta do circuito em simulação em bancada, com protoboard. A imagem do circuito simulado está evidenciado na figura 65. Conforme esperado, a saída do circuito está altamente *clippado*, semelhante à uma onda quadrada, o que condiz com a simulação e com a teoria.

Figura 64 – Resposta da saída do circuito de distorção ao tocar a corda mí solta na guitarra



Fonte: Autor

Figura 65 – Circuito da Distorção em protoboard



Fonte: Autor

6 CONCLUSÃO

Neste estudo, examina-se a prática de simulação e aplicação de três tipos diferentes de pedais de efeito para guitarra: *distorção*, *overdrive* e *fuzz*. Cada pedal foi criado com vários componentes eletrônicos: transistores bipolares de junção (BJT) foram usados na construção do pedal de *fuzz*, transistores de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (MOSFET) na construção do *overdrive* e amplificadores operacionais para a *distorção* (AMP OP).

Os resultados obtidos, confirmando a eficácia dos circuitos projetados, foram consistentes com a teoria, tanto nas simulações quanto nas implementações práticas. A característica clássica de um som altamente saturado e comprimido, típico deste tipo de efeito, foi mostrada pelo pedal de *fuzz*. A obtenção da *distorção* pesada e dos harmônicos ricos relacionados ao *fuzz* dependeu da resposta não linear de ganho do BJT. Assim como a simulação, a montagem experimental nos revelou uma forma de onda altamente *clippada*.

O pedal *overdrive*, desenvolvido com MOSFETs, demonstrou uma sonoridade de *distorção* mais branda, o que é desejável para este tipo de pedal. A característica de transferência dos MOSFETs permitiu uma amplificação mais leve, proporcionando um som brando e controlado. As simulações e os testes práticos revelaram uma *clippagem* mais suave, alinhada com a expectativa teórica para pedais de *overdrive*.

O pedal de *distorção* baseado em amplificadores operacionais, teve como característica a *distorção* mais intensa entre os outros. Este, por sua vez, ofereceu uma *clippagem* mais precisa e controlada, resultando em um som mais agressivo e definido. Os amplificadores operacionais permitiram um maior controle sobre o ganho e a forma da onda *distorcida*, possibilitando uma vasta gama de timbres, tão bem com ajustes destes dados pelos filtros aplicados. As simulações mostraram uma *distorção* simétrica e estável, que foi corroborada pelos resultados experimentais.

Além disso, um estudo computacional sobre um equalizador de 7 bandas foi realizado. Após esta etapa adicional, foi possível analisar com mais profundidade como a equalização poderia ser integrada aos pedais de efeito para controlar mais aprofundadamente as frequências do som processado. As simulações demonstraram que o equalizador é uma adição útil que aumenta ainda mais a versatilidade dos pedais e fornece uma modulação precisa das bandas de frequência. .

A análise dos três tipos diferentes de pedais revelou que cada um possui características distintas, moldadas pelos componentes utilizados. Com seus BJTs, o *fuzz* oferece uma distorção forte e rica em harmônicos. Com MOSFETs, o *overdrive* oferece uma saturação mais natural e branda. Com AMP OPs, a distorção oferece uma distorção mais ajustável porém mais intensa.

Cada circuito desenvolvido apresentou resultados satisfatórios tanto nas simulações quanto nas aplicações práticas, de modo a corroborar a validade dos modelos teóricos e os métodos de simulação empregados. Este estudo não apenas demonstra as características e peculiaridades dos diversos tipos de componentes na construção de pedais de efeito.

6.0.1 Melhorias e trabalhos futuros

Primeiramente, para trabalhos futuros, cabe a melhoria o refinamento dos pedais apresentados. Para tanto, buscar uma otimização para redução de ruídos e aumentar a qualidade e clareza do som, tão bem como utilização de componentes de melhor qualidade e refino. Além disso, cabe o estudo de adição de maior personalização do usuário, para que cada um possa obter uma sonoridade única moldada ao seu próprio gosto.

Para trabalhos futuros, uma direção promissora é a expansão dos estudos e implementação de demais pedais de efeitos, tais como *delay*, *chorus* ou *reverb*, por exemplo, que se encaixam na categoria de pedais de modulação, e não apenas de distorção, conforme estudado neste trabalho. A inclusão destes pedais pode nos dar uma visão mais abrangente e holística das diversas possibilidades únicas de sonoridade requerida pelo usuário.

Além disso, um outro caminho é expandir os estudos para pedais de tecnologia digital e de processamento digital de sinais. No mundo hodierno da música, já estão sendo implementadas tecnologias de última geração, tal como inteligência artificial para a confecção de pedais e outros equipamentos sonoros, o que abre um leque enorme de exploração.

REFERÊNCIAS

- AHMADI, K. Initial technology review: Distortion. 2012.
- ALEMANY, M. *Spicer's Music*. Disponível em: <https://spicersmusic.com/blogs/history/jimi-hendrix-effects-arbiter-fuzz-face#:~:text=In%20the%20fall%20of%201966,to%20test%20the%20new%20units>.
- ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. *Fundamentos de circuitos elétricos*. [S.l.]: AMGH Editora, 2013.
- BATISTA, A. *Whiplash*. 2021. Disponível em: https://whiplash.net/materias/news_778/264903.html#google_vignette.
- BENNETT, M. State-space modelling of the fuzz face guitar pedal. McGill University, 2022.
- BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY, L. *Electronic devices and circuit theory*. [S.l.]: Pearson Educação, 2002.
- CASTRO, G. A. S. de. Guitarra elétrica: entre o instrumento e a interface. 2007.
- CENSTRY. *NMOS vs PMOS: Symbol, Diagram, Working, Structure, Truth Table*. 2024. Disponível em: <https://www.censtry.com/blog/nmos-vs-pmos-symbol-diagram-working-structure-truth-table.html>.
- CITISYSTEMS. *Sensor PNP NPN : Entenda as Diferenças*. 2017. Disponível em: <https://www.citisystems.com.br/pnp-npn/>.
- CRAWFORD, R. H. Mosfet in circuit design: metal-oxide-semiconductor field-effect transistors for discrete and integrated-circuit technology. (*No Title*), 1967.
- DAILEY, D. J. Small-signal and low-power amplifiers. In: _____. *Electronics for Guitarists*. New York, NY: Springer New York, 2013. p. 55–144. ISBN 978-1-4614-4087-1. Disponível em: https://doi.org/10.1007/978-1-4614-4087-1_3.
- ELECTROSMASH. *ProCo Rat Analysis*. 2014. Disponível em: <<https://www.electrosmash.com/proco-rat>>.
- GEOFEX. *TECHNOLOGY OF THE FUZZ FACE*. 1998. Disponível em: http://www.geofex.com/article_folders/fuzzface/fffram.htm.
- GEOFEX. *Musical Distortion Primer*. 2000. Disponível em: <http://www.geofex.com/effxfaq/distn101.htm>.
- GEOFEX. *Fuzz Face Analysis*. 2012. Disponível em: <https://www.electrosmash.com/fuzz-face>.
- HOBBY HOUR. *Boss GE-7 Equalizer Schematic*. 2019. Disponível em: <https://www.hobby-hour.com/electronics/s/ge7-equalizer.php>.
- HORTON, N. G.; MOORE, T. R. Modeling the magnetic pickup of an electric guitar. *American journal of physics*, American Association of Physics Teachers, v. 77, n. 2, p. 144–150, 2009.

HUFFENUS, A.; PILLONNET, G. Digitally assisted analog: An anti-clipping function for class-d audio amplifier. *Journal of Low Power Electronics*, v. 11, 03 2015.

INUI, M.; HAMASAKI, T.; VEEN, M. van der. Intermodulation distortion analysis of a guitar distortion pedal with a starving circuit. *Journal of the Audio Engineering Society*, Audio Engineering Society, v. 69, n. 1/2, p. 80–103, 2021.

KARREN, C. Analog versus digital guitar pedals, shaping guitar tones and sparking debates. 2020.

SAH, H. V. 3-band tone control/7-band parametric equalizer. 2020.

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. *Microelectronic Circuits*. sixth. [S.l.]: Oxford University Press, 2010.

SELF, D. *Small signal audio design*. [S.l.]: Focal Press, 2020.

SEYMOUR DUNCAN. *The Anatomy of Single Coil Pickups*. 2022. Disponível em: <https://www.seymourduncan.com/blog/latest-updates/the-anatomy-of-single-coil-pickups>.

WIKIMEDIA. *FUZZ FACE WIKI*. 2019. Disponível em: <https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/9/97/Fuzzfacewiki1.jpg>.

YEH, D. T.; ABEL, J. S.; SMITH, J. O. Simplified, physically-informed models of distortion and overdrive guitar effects pedals. In: *Proc. of the Int. Conf. on Digital Audio Effects (DAFx-07)*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 10–14.