

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

LUIZ HENRIQUE MENEGHETTI

PRÉ-AMPLIFICADOR PARA MICROFONE CONDENSADOR

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2017

LUIZ HENRIQUE MENEGHETTI

PRÉ-AMPLIFICADOR PARA MICROFONE CONDENSADOR

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Elétrica do Departamento Acadêmico de Elétrica – DAELE – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, Câmpus Pato Branco, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Me. Everton Luiz de Aguiar

PATO BRANCO

2017

TERMO DE APROVAÇÃO

O trabalho de Conclusão de Curso intitulado **PRÉ-AMPLIFICADOR PARA MICROFONE CONDENSADOR**, do aluno **Luiz Henrique Meneghetti** foi considerado **APROVADO** de acordo com a ata da banca examinadora N° **159** de 2017.

Fizeram parte da banca os professores:

Everton Luiz de Aguiar

Carlos Marcelo de Oliveira Stein

Ricardo Bernardi

Dedico este trabalho à minha família.

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, a Deus pelo dom da vida. Agradeço a minha família por estar presente em todos os momentos, principalmente durante as dificuldades encontradas ao longo do caminho.

A universidade, bem como seu corpo docente, que tiveram papel fundamental para atingir esta etapa acadêmica e pessoal. Em especial ao professor Me. Everton Luiz de Aguiar pela orientação e amizade construída no decorrer da graduação. Agradeço também aos colegas que, direta ou indiretamente, participaram desta caminhada na busca pelo título de Engenheiro Eletricista. Em especial a Túlio Domingos Farina e Eduardo Endeli Bodanese pela amizade e apoio fornecidos durante a graduação.

Enfim, agradeço a todos que contribuíram de alguma forma para esta etapa de minha vida.

RESUMO

MENEGHETTI, Luiz Henrique. PRÉ-AMPLIFICADOR PARA MICROFONE CONDENSADOR. 91 f. Trabalho de conclusão de curso – Departamento Acadêmico de Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2017.

O presente trabalho tem como foco principal o projeto e implementação de sistemas de áudio profissional integrados. O objetivo de tal integração é promover a reprodução e equalização de sons originados de um microfone condensador por meio de fones de ouvido, visando o monitoramento de áudio. Inicialmente, exibe-se a revisão bibliográfica sobre microfones condensadores e microfones dinâmicos, filtros analógicos, circuitos amplificadores de tensão e potência e sistemas de áudio de modo geral. Além disso, descreve-se o projeto e discute-se os resultados referentes as etapas de amplificação classe A e controle de tom do sistema desenvolvido.

Realizam-se modelagens matemáticas, análises de resposta em frequência e componentes harmônicas dos circuitos que compõem o sistema. A modelagem matemática permite projetar o amplificador para que haja casamento de impedância entre o amplificador e a carga. O THD aferido na saída do amplificador é de aproximadamente 0,3197% na potência nominal. Sob o ponto de vista de equalização e resposta em frequência, é possível promover o controle de graves e agudos do sinal de áudio. Convenientemente, o sistema apresenta resposta em frequência plana para toda a faixa audível quando o controle de tom opera de modo a não proporcionar compensação em nenhuma faixa de frequência.

Palavras-chave: Amplificador Classe A, Microfone Condensador, Áudio, Controle de Tom.

ABSTRACT

MENEGHETTI, Luiz Henrique. PREAMPLIFIER FOR CONDENSER MICROPHONE . 91 f. Trabalho de conclusão de curso – Departamento Acadêmico de Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2017.

The present work is mainly focused on the design and implementation of integrated professional audio systems. The purpose of such integration is promote the sound equalization and reproduction on a headphone from a condenser microphone, targeting audio monitoring. Initially, it is presented a bibliographic review about both condenser and dynamic microphones, analog filters, voltage and power amplifier circuitry and audio systems in general. After that, it is described the project and it is discussed the results concerning the steps of class A amplification and tone control of the developed system.

Mathematical modeling, analysis of frequency response and harmonical components, which make up the circuit, was done. The mathematical modeling allows projecting the amplifier making the impedance matching between the amplifier and the load. The THD measured in the output is approximately 0,3197% on nominal power. From equalization and frequency response view, it is possible to control bass and treble of the audio signal. Conveniently, the system shows plane frequency response to all audible band when the tone control is operating in a way that does not compensate at any frequency band.

Keywords: Class A Amplifier, Condenser Microphone, Audio, Tone Control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 –	Microfone Dinâmico	17
Figura 2 –	Microfone Condensador	18
Figura 3 –	<i>Phantom Power</i>	19
Figura 4 –	Configurações dos TBJ	21
Figura 5 –	Curvas Características EC	23
Figura 6 –	Amplificação CA	25
Figura 7 –	Reta de Carga CA	26
Figura 8 –	Topologias de amplificadores de pequenos sinais	28
Figura 9 –	Modelo r_e	29
Figura 10–	Quadripolo que representa o amplificador	30
Figura 11–	Amplificadores em Cascata	31
Figura 12–	Amplificador Operacional em Baixas Frequências	32
Figura 13–	Amplificador de Instrumentação	32
Figura 14–	Circuito Amplificador de Instrumentação	33
Figura 15–	Estágio Classe A	34
Figura 16–	Estágio Classe B	35
Figura 17–	Estágio Classe AB	36
Figura 18–	Amplificador Classe D	37
Figura 19–	Resposta em Frequência	38
Figura 20–	Efeito de <i>Miller</i>	39
Figura 21–	Curva de Resposta em Frequência	40
Figura 22–	Filtros Analógicos	41
Figura 23–	Filtros Analógicos Passivos Modificados	41
Figura 24–	Filtros Analógicos Ativos Modificados	42
Figura 25–	Diagrama do Equipamento Desenvolvido	43
Figura 26–	Sistemas Balanceados e Desbalanceados	45
Figura 27–	Misturador de Áudio	45
Figura 28–	Resposta em Frequência de um Controle de Tom	46
Figura 29–	<i>Phantom Power</i>	49
Figura 30–	Tensão de saída do regulador	50
Figura 31–	Tensão de saída do regulador	51
Figura 32–	Tensão de saída experimental do regulador	52
Figura 33–	Ondulação de tensão	52
Figura 34–	FFT do <i>Phantom Power</i>	53
Figura 35–	Conexão do INA114AP	54
Figura 36–	Controle de Tom	56
Figura 37–	Controle de Graves	56
Figura 38–	Frequências de Corte dos Graves	58
Figura 39–	Controle de Agudos	59
Figura 40–	Frequências de Corte dos Agudos	61
Figura 41–	Resposta em Frequência <i>Flat</i>	62
Figura 42–	Simulação das Frequências de Corte dos Graves	63
Figura 43–	Simulação da Resposta em Frequência dos Graves	63
Figura 44–	Resposta em Frequência <i>Flat</i>	64
Figura 45–	Simulação da Resposta em Frequência dos Agudos	64

Figura 46–	Resposta em Frequência do Controle de Tom	65
Figura 47–	Resposta em Frequência Experimental do Controle de Tom	66
Figura 48–	Misturador de áudio <i>Mixer</i>	67
Figura 49–	Estágio de Saída Classe A	68
Figura 50–	Estágio de Saída Equivalente CA	69
Figura 51–	Seguidor de emissor	72
Figura 52–	Seguidor de emissor equivalente CA	73
Figura 53–	Polarização de emissor sem desvio	74
Figura 54–	Polarização de emissor sem desvio equivalente CA	75
Figura 55–	Amplificador classe A projetado	77
Figura 56–	Sinais de entrada e saída simulados	78
Figura 57–	Corrente quiescente e corrente total de emissor simuladas	78
Figura 58–	Potência na carga	79
Figura 59–	Sinais balanceados de entrada	79
Figura 60–	Tensões de entrada e saída do amplificador	80
Figura 61–	Corrente instantânea total de emissor	81
Figura 62–	Tensão de saída do amplificador sem carga	81
Figura 63–	FFT do sinal de saída do amplificador	82
Figura 64–	Resposta em frequência do amplificador	83
Figura 65–	Curva $\beta_{CC} \times I_C$	91

LISTA DE SIGLAS

Amp-Op	Amplificador Operacional
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
S/N	<i>Signal/Noise</i>
TBJ	Transistor Bipolar de Junção
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	13
1.1 APRESENTAÇÃO DO TEMA	13
1.2 MOTIVAÇÃO DO TRABALHO	14
1.3 OBJETIVOS E METAS	15
1.3.1 Objetivos Gerais	15
1.3.2 Objetivos Específicos	15
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	16
2.1 MICROFONES	16
2.1.1 Microfone Dinâmico	16
2.1.2 Microfone Condensador	17
2.2 PHANTOM POWER	18
2.3 TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNÇÃO	19
2.3.1 O Transistor como Amplificador	21
2.3.1.1 A Reta de Carga CC	23
2.3.1.2 A reta de carga CA	24
2.3.2 Efeito da Temperatura	26
2.3.3 Limites de Operação	27
2.3.4 Topologias Convencionais de Amplificadores	27
2.4 AMPLIFICADOR DE PEQUENOS SINAIS	28
2.4.1 Amplificador em cascata	31
2.5 AMPLIFICADORES OPERACIONAIS	31
2.5.1 Amplificador de Instrumentação	32
2.6 AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA	33
2.6.1 Classe A	34
2.6.2 Classe B	35
2.6.3 Classe AB	36
2.6.4 Classe D	37
2.7 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA	37
2.7.1 Efeito de Miller	39
2.8 FILTROS ANALÓGICOS	40
2.9 O SISTEMA DESENVOLVIDO	42
2.10 NOÇÕES DE SISTEMAS DE ÁUDIO	43
2.10.1 Níveis de Operação de Sistema de Áudio	44
2.10.2 Circuitos Balanceados e Desbalanceados	44
2.10.3 Misturador de Áudio	45
2.10.4 Controle de Tom	46
3 PROJETO E RESULTADOS	48
3.1 PHANTOM POWER	48
3.1.1 Simulação	50
3.1.2 Resultados Experimentais	51
3.2 INSTRUMENTAÇÃO	54
3.3 CONTROLE DE TOM	55
3.3.1 Simulações	61
3.3.2 Resultados Experimentais	65
3.4 MISTURADOR DE ÁUDIO (MIXER)	66

3.5 AMPLIFICADOR CLASSE A	67
3.5.1 Estágio de saída	67
3.5.2 <i>Buffer</i>	71
3.5.3 Estágio de Ganho de Tensão	74
3.5.4 Simulações	77
3.5.5 Resultados experimentais	79
4 CONCLUSÕES	85
REFERÊNCIAS	87
Apêndice A – DEFINIÇÕES IMPORTANTES	89
A.0.1 O Decibel	89
A.0.2 Relação Sinal/Ruído	89
A.0.3 Sensibilidade	90
A.0.4 THD	90
Anexo A – CURVA $\beta_{CC} \times I_C$	91

1 INTRODUÇÃO

Os amplificadores de áudio estão cada vez mais presentes no dia-a-dia da população. Para a reprodução de instrumentos musicais em grandes shows de música, nos alto-falantes do automóvel ou até mesmo em fones de ouvido, são necessários amplificadores de áudio. Esses equipamentos eletrônicos têm a função de elevar a potência de sinais elétricos convertidos de fontes sonoras e assim possibilitar a reprodução dos sons em alto-falantes.

Atualmente, a busca por comodidade, praticidade e máximo aproveitamento de tempo disponível são quesitos cada vez mais atraentes aos olhos de quem está à procura de um produto. Cada vez mais está presente a busca por sistemas mais compactos, que disponham de funções convenientes ao usuário e que proporcionem boa qualidade.

Em aplicações de áudio profissional, existe a crescente preocupação com a subjetividade na qual o apresentador/músico interpreta os sons. Nesse contexto, o presente trabalho tem o intuito de satisfazer as necessidades de equalização e adequação de sinais de áudio originados de um microfone condensador de modo a possibilitar sua reprodução em fones de ouvido profissionais visando o monitoramento de palco ¹ individual.

1.1 APRESENTAÇÃO DO TEMA

As particularidades encontradas em cada classe de operação dos amplificadores de potência proporcionam melhor aproveitamento em determinadas situações. Teoricamente, os amplificadores de potência classe A, se projetados adequadamente, são os que apresentam melhor característica de linearidade de ganho, ou seja, é a classe que apresenta menor desvio no sinal de saída em relação ao sinal de entrada. Em contrapartida, os amplificadores classe A proporcionam rendimentos relativamente baixos quando comparados às demais

¹Monitoramento de palco é um termo técnico utilizado para o controle dos sons ou instrumentos musicais que são reproduzidos apenas no sistema de áudio voltado ao apresentador/músico.

classes de operação (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004).

O fato de proporcionar baixo rendimento faz com que os amplificadores classe A sejam mais difundidos em aplicações de baixa potência. As situações favoráveis à amplificadores classe A são as que almejam fidelidade no sinal de saída, tornando irrelevante a potência dissipada no circuito de amplificação (BORTONI, 2002). Uma dessas aplicações pode ser o monitoramento de palco com a utilização de fones de ouvido para reproduzir sons convertidos pelos microfones, instrumentos musicais ou outros sinais de áudio.

Caso o microfone utilizado seja um microfone condensador, existe a necessidade de uma fonte CC para realizar a polarização do circuito interno do dispositivo, conhecida como *Phantom Power*. A finalidade do microfone condensador é converter os sons em sinais elétricos, bem como os demais tipos de microfones. O circuito interno do microfone é composto por um capacitor variável que converte as ondas sonoras incidentes em sinais elétricos. Tal conversão é possível a partir das variações de capacitância originadas pelas oscilações de pressão de ar geradas pelas fontes sonoras. Desse modo, é possível processar os sinais elétricos por meio de equalizadores, além de amplificá-los para serem entregues aos alto-falantes dos fones de ouvido (DAVIS; PATRONIS; BROWN, 2013). O presente trabalho irá expor com maiores detalhes o funcionamento e projeto das etapas citadas acima.

1.2 MOTIVAÇÃO DO TRABALHO

Muitas vezes shows ou eventos (como palestras, apresentações de teatro, etc.) demandam sistemas de áudio de potência elevada para atender ao público e sistemas de monitoramento para atender ao apresentador/músico, atuando de modo independente. Esse fato torna conveniente utilizar fones de ouvido para que o apresentador/músico ouça a própria voz ou instrumento musical de maneira adequada.

Em busca de qualidade elevada, algumas vezes são utilizados microfones condensadores para captar a voz ou instrumento musical. Então, o sistema de monitoramento utilizando fones de ouvido, demanda de uma fonte *Phantom Power* e um pré-amplificador, geralmente integrado por um sistema de equalização próprio. Apesar de tais necessidades, não foi encontrado um equipamento industrial que possua uma fonte *Phantom Power*, um pré-amplificador e um equalizador para utilização individual integrados durante a revisão bibliográfica. Esse fato eleva o custo para aquisição do sistema, pois faz-se necessário adquirir dois equipamentos para executar funções complementares.

O presente trabalho apresenta um sistema de áudio compacto que implementa de forma integrada uma fonte *Phantom Power* com o pré-amplificador e equalizador. Dessa forma é possível conceber um sistema portátil, com menor número de condutores externos necessários para interligar e alimentar eletricamente os circuitos, além de demandar menor tempo para ser instalado.

1.3 OBJETIVOS E METAS

1.3.1 OBJETIVOS GERAIS

O objetivo geral deste trabalho é projetar e implementar um amplificador de áudio classe A e um equalizador, integrados a uma fonte CC (*Phantom Power*), para adequar sinais originados de um microfone condensador e satisfazer as especificações de um fone de ouvido.

1.3.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

O desenvolvimento do trabalho tem por finalidade atender os seguintes objetivos:

- Analisar e compreender o princípio de funcionamento do microfone condensador;
- Fazer a revisão bibliográfica das topologias de amplificador de potência classe A e de filtros analógicos;
- Projetar e simular um amplificador classe A para fornecer a potência necessária e o casamento de impedância entre o dispositivo e a carga (fones de ouvido) pré-determinada;
- Projetar e simular filtros para equalizar o sinal entregue à carga;
- Simular e Implementar uma fonte CC (*Phantom Power*) anexada ao amplificador;
- Fazer a implementação das etapas projetadas após as respectivas simulações;
- Analisar e comparar os resultados obtidos.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 MICROFONES

As fontes sonoras são objetos, ações ou qualquer outro conjunto de ruídos capazes de originar oscilações de pressão de ar. As variações de pressão movimentam as moléculas que compõem o ar, formando ondas mecânicas longitudinais com regiões de compressão e rarefação, produzindo os sons (SILVA; YEHA, 2009).

Os dispositivos encarregados de converter um sinal de uma forma física em outra são conhecidos como transdutores (BRUSAMARELLO, 2009). Um transdutor em particular é o microfone, capaz de converter, proporcionalmente, as ondas mecânicas dos sons em estímulos elétricos ou sinais de áudio (BALLOU, 2008).

Existem tipos variados de microfones e podem apresentar princípios de funcionamento diferentes com características adequadas para determinadas situações. Entre os tipos de microfones mais utilizados no meio musical estão os microfones dinâmicos e os microfones condensadores (ou capacitivos), subdivididos de acordo com suas especificidades funcionais, qualidade de captação e aspectos construtivos (SPADA, 2017).

2.1.1 MICROFONE DINÂMICO

O microfone dinâmico costuma apresentar menor sensibilidade quando comparado ao microfone condensador. Em contrapartida, é mais robusto, de fácil fabricação e, geralmente, ostenta menor custo. Outro ponto positivo dos microfones dinâmicos é a boa qualidade de captação de som, inferior ao microfone condensador, porém satisfatória em várias aplicações. Além disso, devido a sua característica de sensibilidade, os microfones dinâmicos captam com fidelidade apenas sons originados de fontes sonoras próximas a ele (SPADA, 2017).

O princípio de funcionamento do microfone dinâmico é baseado na Lei de *Faraday* de indução eletromagnética e é constituído, basicamente, por um ímã

permanente, um diafragma móvel, uma bobina móvel e um material ferromagnético por onde percorre o fluxo magnético (CROWGURST, 1959), conforme ilustra a Figura 1.

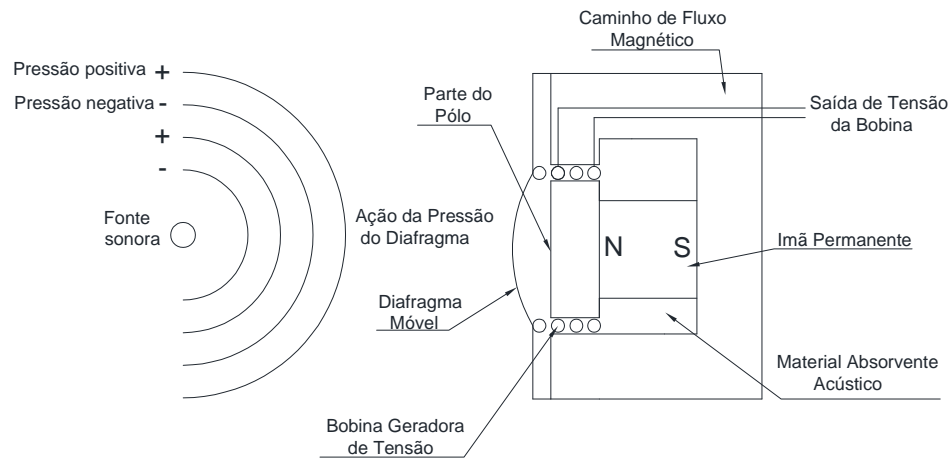


Figura 1: Microfone Dinâmico.
Fonte: Adaptado de (SPADA, 2017).

O ímã permanente é encarregado de produzir um campo magnético fixo no qual a bobina móvel é submetida. A bobina móvel está fisicamente conectada ao diafragma móvel, desse modo, ao incidir no diafragma, as ondas de pressão geradas pela fonte sonora fazem com que o conjunto diafragma-bobina se movimente dentro do campo magnético fornecido pelo ímã. O material ferromagnético forma um circuito magnético que compõe o sistema, assim o movimento da bobina dentro do campo magnético induz tensão em seus terminais. A tensão induzida nos terminais da bobina reproduz proporcionalmente a onda de som que incide no diafragma móvel do microfone (CROWGURST, 1959).

2.1.2 MICROFONE CONDENSADOR

Quando comparados aos microfones dinâmicos, os microfones condensadores ou capacitivos costumam apresentar menor resistência mecânica, maior custo e melhor qualidade de captação de som. Os microfones condensadores, geralmente, são mais sensíveis que os dinâmicos, fato que acarreta tanto em pontos positivos quanto negativos, dependendo de sua aplicação. A maior sensibilidade faz com que os sinais de áudio convertidos pelo microfone sejam mais fiéis ao som emitido pela fonte sonora. Porém, essa característica proporciona a captação de sons gerados à distâncias superiores, podendo originar sinais de áudio indesejados (SPADA, 2017).

Devido a sua sensibilidade, os microfones condensadores são ideais quando utilizados em ambientes acusticamente isolados. Todavia, a utilização dos microfones condensadores também pode ser satisfatória em ambientes mais ruidosos, desde que a característica de sensibilidade favoreça a fidelidade de som ao invés da captação de sons indesejados (SPADA, 2017).

O princípio de funcionamento do microfone condensador é baseado na eletrostática e é constituído, basicamente, por um diafragma móvel e uma placa paralela fixa que formam um capacitor variável (CROWGURST, 1959), conforme ilustra a Figura 2.

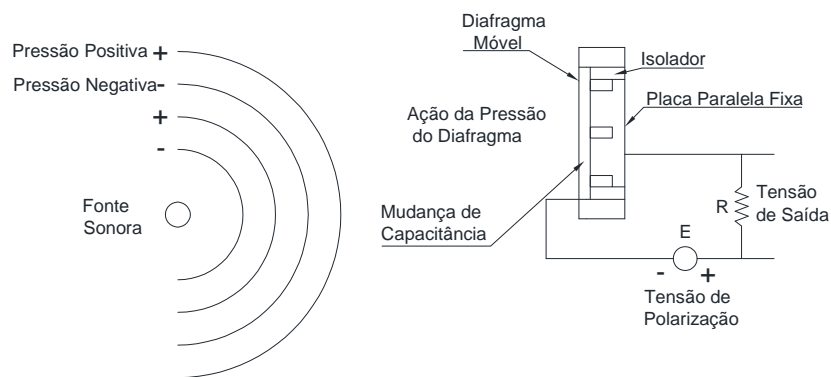


Figura 2: Microfone Condensador.
Fonte: Adaptado de (SPADA, 2017).

Ao incidir no diafragma móvel, posicionado paralelamente a placa fixa, as variações de pressão dos sons proporcionam variações de capacitância entre o diafragma e a placa. Para atingir o objetivo de converter as variações de pressão dos sons em sinais elétricos a partir da variação de capacitância, é necessário a existência de uma fonte CC e uma resistência R conectadas ao circuito para polarizar o capacitor e limitar a corrente elétrica. A fonte CC de polarização pode ser interna ou externa ao microfone. As fontes internas, geralmente, são pilhas ou baterias que podem ser substituídas. Caso o microfone não disponha de sistema interno, a polarização pode ser realizada com a utilização de uma fonte externa, conhecida como *Phantom Power* (RUMSEY; MCCORMICK, 2009).

2.2 PHANTOM POWER

O *Phantom Power* é uma fonte CC responsável pela polarização de microfones condensadores ou equipamentos que necessitem desse tipo de alimentação elétrica para operar adequadamente. Uma vez que o objetivo do microfone condensador é fornecer tensão de saída apenas na ocorrência de variação

de capacitância, variações de tensão da fonte CC de polarização podem proporcionar sinais de áudio indesejados. Se a capacitância entre o diafragma e a placa paralela permanecer fixa, o microfone não está captando ondas sonoras e, idealmente, não deve existir corrente elétrica fluindo no circuito interno do microfone de modo a não originar sinais de áudio (RUMSEY; MCCORMICK, 2009). A Figura 3 ilustra o diagrama de um *Phantom Power*.

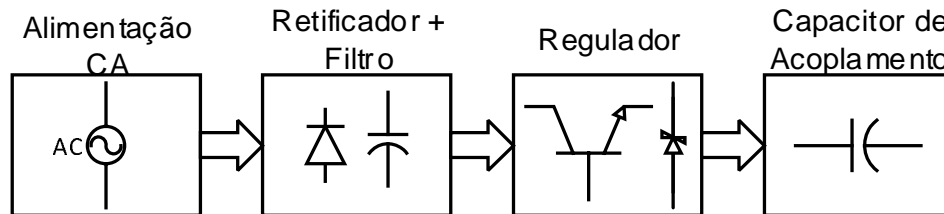


Figura 3: *Phantom Power*.
Fonte: Autoria Própria.

A fonte *Phantom Power* recebe esse nome pelo fato de ser composta por capacitores de acoplamento série que atenuam o *offset* de tensão em seus terminais de saída. Assim, o *Phantom Power* deve apresentar tensão fixa em seus terminais de entrada ao passo que, em seus terminais de saída, a tensão seja próxima de 0 V na ausência de variação de capacitância do microfone condensador (CROWGURST, 1959).

2.3 TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNÇÃO

O transistor bipolar de junção é um dispositivo semicondutor composto por três camadas de materiais semicondutores. Os materiais semicondutores são dopados, formando regiões com cargas negativas (n) e positivas (p). Internamente, o transistor bipolar de junção (TBJ) consiste em uma camada de material do tipo n alocada entre dois materiais do tipo p ou uma camada de material do tipo p entre duas do tipo n (MILLMAN; HALKIAS, 1981a).

As camadas descritas acima constituem transistores dos tipos PNP e NPN, respectivamente, que apresentam três terminais denominados de base, coletor e emissor. Considerando o um transistor NPN na região ativa, em junções do tipo p - n polarizadas diretamente, a concentração de elétrons $n_p(0)$ é exponencialmente proporcional a sua concentração em equilíbrio térmico na base n_{p0} (FERREIRA, 1998). Segundo Sedra e Smith (2005), a junção faz com que os portadores de carga p e n em excesso em ambos os lados da junção se neutralizem através do processo de difusão, criando uma corrente conhecida como corrente de difusão I_n ,

$$I_n = A_E q D_n \frac{n_p(0)}{W}. \quad (1)$$

A corrente de difusão pode ser aproximada à corrente de coletor, assim,

$$|I_n| = |i_C| = I_S e^{V_{BE}/V_T}. \quad (2)$$

Em que I_S é uma constante chamada corrente saturação equacionada por

$$I_S = \frac{A_E q D_n n_p 0}{W}, \quad (3)$$

Sabendo-se que:

- e^{V_{BE}/V_T} é a relação entre $n_p(0)$ e n_{p0} ;
- A_E é a área da sessão de corte da junção emissor-base;
- q é o valor da carga do elétron;
- D_n é a constante de difusão dos elétrons na base;
- W é a largura efetiva da base;
- V_T é a tensão térmica;
- V_{BE} é a tensão base-emissor.

A corrente de base possui duas componentes. Uma delas, i_{B1} , pode ser obtida de maneira análoga à corrente de coletor, analisando o fluxo de carga da base para o emissor. A segunda componente tem relação com o circuito externo e resulta em

$$i_{B2} = \frac{Q_n}{T_b}, \quad (4)$$

em que:

- Q_n é a carga de elétrons;
- T_b é o tempo de vida dos elétrons na base (para o TBJ NPN).

Assim, é possível relacionar a corrente de base i_B com a corrente de coletor i_C por uma quantidade $\beta = i_C/i_B$, chamada de ganho de corrente de emissor comum (SEDRA; SMITH, 2005).

2.3.1 O TRANSISTOR COMO AMPLIFICADOR

As configurações as quais os transistores são conectados a um circuito apresentam três terminologias: base comum, coletor comum e emissor comum. Recebem essa nomenclatura pelo fato de um de seus terminais ser comum tanto a entrada quanto a saída da configuração (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004).

A Figura 4 apresenta a representação simbólica dos transistores NPN e PNP, além das correntes e tensões em seus terminais.

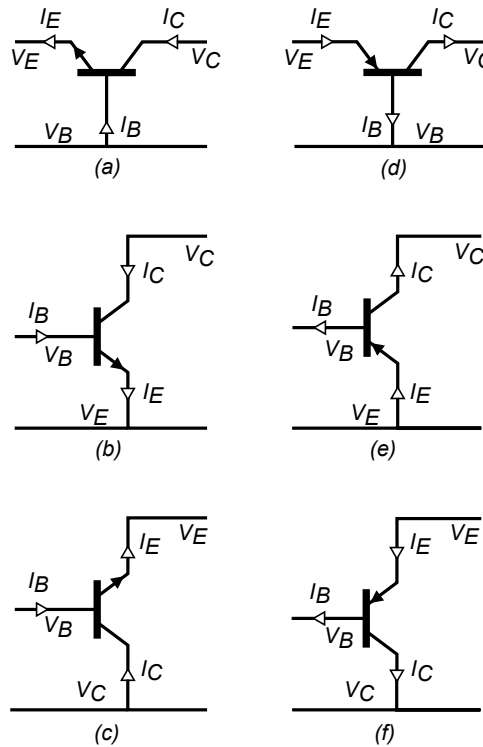


Figura 4: Configurações dos TBJ: (a) NPN em base comum; (b) NPN em emissor comum; (c) NPN em coletor comum; (d) PNP em base comum; (e) PNP em emissor comum; (f) PNP em coletor comum.

Fonte: Adaptado de (MARQUES; CHOUERI; CRUZ, 1998).

Independentemente da configuração adotada, aplicando a Lei de *Kirchhoff*,

$$I_E = I_B + I_C. \quad (5)$$

Aplicando a Lei de *Kirchhoff* das tensões para os transistores NPN e PNP, respectivamente, temos que

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} \quad (6)$$

e

$$V_{EC} = V_{BC} + V_{EB}, \quad (7)$$

em que:

- V_{CE} é a tensão entre coletor e emissor do TBJ NPN (análogo para o PNP);
- V_{CB} é a tensão entre coletor e base do TBJ NPN (análogo para o PNP);
- V_{BE} é a tensão entre base e emissor do TBJ NPN (análogo para o PNP);
- I_B é a corrente de base;
- I_E é a corrente de emissor;
- I_C é a corrente de coletor.

Caso o ponto de operação esteja alocado na região ativa, também conhecida como região linear do transistor, é possível relacionar a corrente quiescente de coletor (I_C ou I_{CQ}) com a corrente quiescente de emissor (I_E ou I_{EQ}) por uma quantidade α , chamada de ganho de corrente em base comum (SEDRA; SMITH, 2005), em que

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E}. \quad (8)$$

Substituindo a equação 5 em 8, torna-se possível definir a proporcionalidade β que relaciona I_B com I_C :

$$\beta = \frac{\alpha}{(1 - \alpha)} = \frac{I_C}{I_B}. \quad (9)$$

Devido às características construtivas dos transistores, a corrente de base é consideravelmente menor que as correntes de coletor e emissor. Desse modo, a constante de proporcionalidade α assume valores entre 0,90 e 0,998, enquanto β pode assumir valores relativamente elevados, tipicamente entre 50 e 900 (MARQUES; CHOUERI; CRUZ, 1998).

As equações 8 e 9 são válidas se o ponto de operação CC (ponto de operação fixado pelo circuito de polarização) estiver situado na região ativa do transistor. Nesse caso, analisando as equações 4 e 5, nota-se que as correntes são relacionadas por constantes de proporcionalidade, ou seja, as correntes e tensões dos transistores podem ser amplificadas quando o TBJ for polarizado de maneira adequada. (MILLMAN; HALKIAS, 1981a).

Para que o ponto de operação esteja alocado na região ativa e o transistor opere adequadamente como um dispositivo amplificador, o circuito de polarização deve proporcionar a polarização direta da junção base-emissor e reversa da junção base-coletor. Além disso, os circuitos de polarização devem fixar as correntes quiescentes do transistor, pois tais correntes têm influência em parâmetros como a resistência dinâmica da junção base-emissor e ganhos de tensão e corrente do amplificador (RAZAVI, 2010).

2.3.1.1 A RETA DE CARGA CC

A reta de carga CC é um lugar geométrico que mostra todos os possíveis pontos de operação de um transistor. É possível obter a reta de carga CC para as diferentes configurações de polarização dos transistores de forma análoga. Uma vez que o circuito de polarização é conectado ao transistor, pode-se calcular ou aferir as tensões e correntes quiescentes que estabelecem um ponto fixo nas curvas características do transistor (MALVINO, 1995).

Segundo Millman e Halkias (1981a), a maioria dos circuitos transistorizados apresentam a configuração emissor comum. Então, a Figura 5 ilustra as características de entrada, saída, região de corte, região de saturação e região ativa, bem como a reta de carga de um circuito que utiliza o emissor como terminal comum.

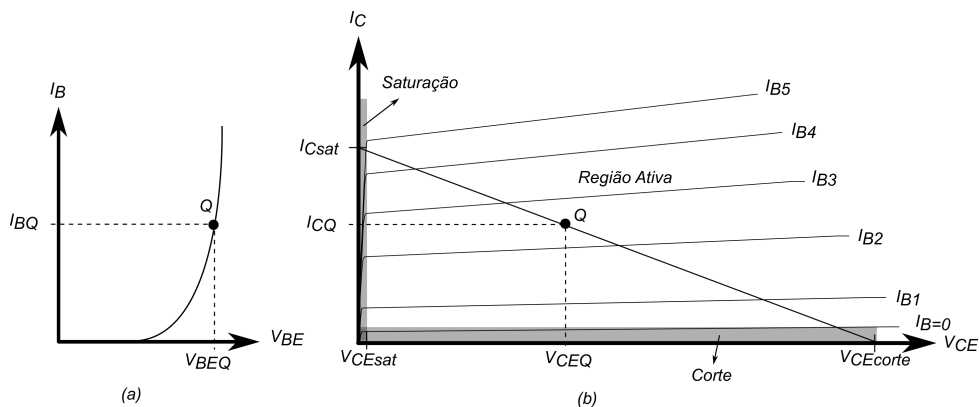


Figura 5: Curvas Características em Emissor Comum: (a) entrada; (b) saída.
Fonte: Adaptado de (MARQUES; CHOUERI; CRUZ, 1998).

Analisando as curvas características de saída da Figura 5, é possível notar que existem pontos nos quais a reta de carga intercepta a curva $I_B = 0$. Nesse ponto a corrente de base é zero e a corrente de coletor é a corrente de saturação reversa do diodo (I_{CO}), levando o transistor à região de corte. Na extremidade superior da reta de carga encontra-se o ponto no qual a corrente de coletor é máxima, assim o transistor está na região de saturação e $V_{CE} = V_{CEsat}$ (WENDLING, 2009). Segundo Boylestad e Nashelsky (2004), o ponto de operação Q é um ponto fixo na reta de carga, sendo

que as tensões e correntes quiescentes fornecidas pelo circuito de polarização devem aloca-lo na região ativa para que o amplificador opere de maneira adequada.

2.3.1.2 A RETA DE CARGA CA

A partir da polarização CC do transistor, pode-se aplicar um sinais alternado na entrada do circuito, possibilitando a amplificação CA. Para acoplar o sinal CA ao transistor, pode-se conectar capacitores de acoplamento ao circuito. Ao conectar um capacitor em derivação à entrada ou saída do circuito, as correntes quiescentes geradas pela fonte de alimentação fixa interpretam os capacitores como um circuito aberto, pois a reatância de um capacitor à frequência zero é infinita (MARQUES; CHOUERI; CRUZ, 1998).

Por outro lado, é necessário que as reatâncias sejam suficientemente pequenas para que o sinal CA passe livremente pelos capacitores e, ainda assim, bloqueie as tensões e correntes CC. A utilização adequada dos capacitores de acoplamento permite conectar a saída de um circuito amplificador à entrada de outro, evitando que as grandezas quiescentes de um deles interfira no seguinte (MARQUES; CHOUERI; CRUZ, 1998).

No subtópico anterior definiu-se um parâmetro β ou β_{cc} que relaciona a corrente quiescente de coletor com a corrente quiescente de base considerando o transistor em emissor comum e operando na região ativa. Segundo Boylestad e Nashelsky (2004), ao aplicar um sinal alternado ao transistor, também é possível definir uma relação de ganho entre o incremento das correntes de coletor e base variando entorno do ponto quiescente Q . O ganho incremental ou ganho para pequenos sinais β_{ca} (ou h_{fe}) pode apresentar valores diferentes de β_{cc} e é definido como

$$\beta_{ca} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right|_{V_{CE}=\text{constante}} \quad (10)$$

Após a definição de β_{ca} e assumindo que, segundo Millman e Halkias (1981a), as equações 5, 6 e 7 são válidas para as grandezas CA de um transistor na região ativa, além de que o circuito de polarização e a carga (se houver) são conhecidas, é possível traçar a reta de carga CA.

Antes de prosseguir com este subcapítulo, é importante observar a notação das grandezas que serão apresentadas a seguir:

- índice minúsculo e subíndice maiúsculo: valor instantâneo total;

- índice maiúsculo e subíndice maiúsculo: valor quiescente;
- índice minúsculo e subíndice minúsculo: valor instantâneo da componente CA.

A Figura 6 ilustra o efeito de amplificação β_{ca} e a notação citada acima.

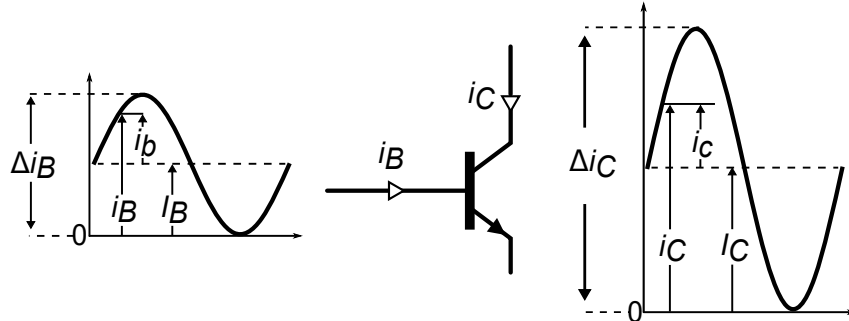


Figura 6: Amplificação CA.
Fonte: Adaptado de (MARQUES; CHOUERI; CRUZ, 1998).

Considerando as fontes de tensão CC com 0 V entre seus terminais e os capacitores de acoplamento como curto-circuitos, além de tornar as fontes de corrente CC circuitos abertos, obtém-se o circuito CA. A configuração do transistor em emissor comum possibilita adquirir uma expressão matemática que relaciona as grandezas de saída v_{ce} com i_c , na forma de $y = ax + b$. As variações das componentes CA do circuito estão submetidas aos respectivos valores quiescentes (ARMANDO; JR, 2013). Assim,

$$i_c = i_C - I_C = \Delta i_C, \quad (11)$$

$$i_b = i_B - I_B = \Delta i_B, \quad (12)$$

$$v_{ce} = v_{CE} - V_{CE} = \Delta v_{CE} \quad (13)$$

e

$$v_{be} = v_{BE} - V_{BE} = \Delta v_{BE}. \quad (14)$$

Da combinação das equações (11) e (13) com a expressão que relaciona v_{ce} com i_c , obtém-se a relação entre as grandezas totais de saída do amplificador, na forma de $i_C = C \cdot (v_{CE} + V_{CE}) + I_C$, em que C representa a condutância equivalente vista pelos terminais do coletor e do emissor. Desse modo, é possível obter reta de carga CA de maneira análoga a reta de carga CC (ARMANDO; JR, 2013).

A reta de carga CA é representada na Figura 7, bem como as tensões e correntes entorno do ponto quiescente.

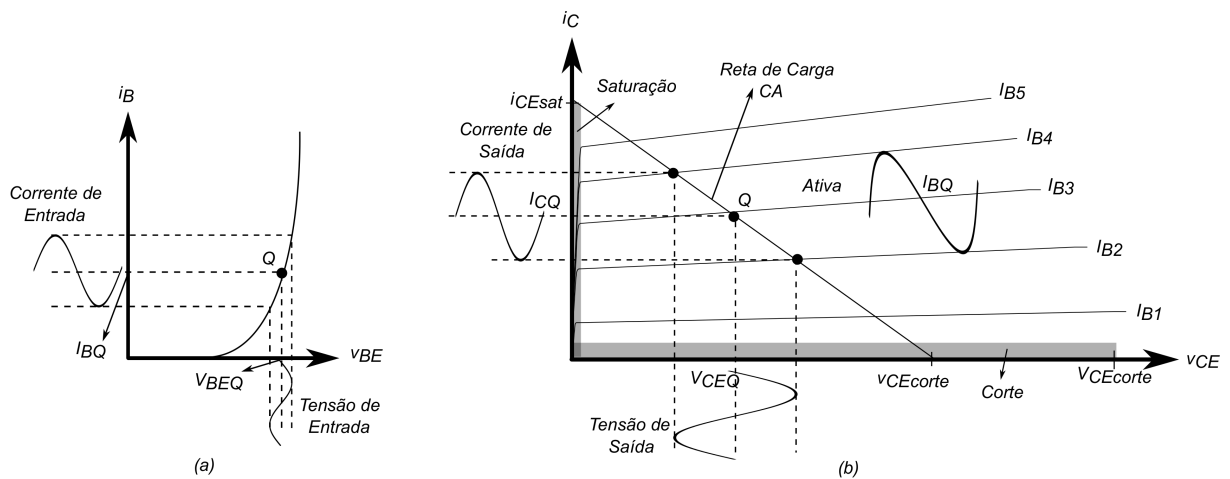


Figura 7: Curvas Características em Emissor Comum: (a) entrada; (b) saída.
Fonte: Adaptado de (MARQUES; CHOUERI; CRUZ, 1998).

A Figura 7 mostra que a amplitude das correntes e tensões amplificadas pelo transistor são limitadas pelas respectivas tensões e correntes de corte e saturação instantâneas totais. Se o sinal na saída do transistor tender a ultrapassar as extremidades da reta de carga CA, podem ocorrer distorções das correntes e/ou tensões amplificadas. Além disso, existe a possibilidade de distorção assimétrica de um dos picos do sinal em virtude de mal posicionamento do ponto quiescente do transistor (MALVINO, 1995).

2.3.2 EFEITO DA TEMPERATURA

Segundo Millman e Halkias (1981a), pode-se considerar o transistor constituído por dois diodos posicionados em oposição, um entre a junção base-coletor e outro entre a junção base-emissor. Supondo que o emissor esteja sob condições de circuito aberto ($I_E = 0$), enquanto que a junção coletor apresente polarização reversa, a corrente de coletor I_C deve ser igual a corrente de saturação reversa (I_{C0}) do diodo, devido ao movimento dos elétrons entre as regiões p e n . Em condições não idealizadas, a corrente de coletor I_C apresenta dependência da corrente de saturação reversa I_{C0} , além da corrente de base I_B .

A corrente de saturação reversa (além de V_{BE} e β) aumenta consideravelmente com o aumento de temperatura. Esse fato pode ocasionar dificuldades práticas ou instabilidade do circuito físico utilizando transistor. O aumento de I_C proporciona aumento de temperatura na junção do coletor, por consequência, aumento de corrente reversa I_{C0} e assim eleva a corrente de coletor I_C . É possível essa sequência de eventos produza uma reação em cadeia e danifique o transistor. Outro problema a se considerar é a instabilidade do ponto quiescente. Considerando I_B constante, o aumento de I_{C0} com a temperatura, eleva a corrente I_C e desloca o

ponto quiescente para cima. Desse modo, é possível que o transistor passe a operar na região de saturação, mesmo se projetado para operar na região ativa (MILLMAN; HALKIAS, 1981a).

2.3.3 LIMITES DE OPERAÇÃO

Segundo Boylestad e Nashelsky (2004), para cada transistor existem limites de operação que proporcionam mínima distorção do sinal de saída e não cause danos ao dispositivo. Estes limites de operação são definidos na folha de dados (*datasheet*) disponibilizada pelo fabricante. Entre os principais parâmetros fornecidos estão a corrente máxima de coletor (I_{Cmax}), a tensão máxima de coletor-emissor (V_{CEmax}) e a máxima potência dissipada (P_{Cmax}). Outros dois parâmetros importantes são a tensão mínima entre coletor e emissor (V_{CEsat}) e corrente mínima (I_{CEO}) para que o transistor funcione fora da região de saturação e corte. O funcionamento adequado do transistor deve respeitar as seguintes limitações:

$$I_{CEO} \leq I_C \leq I_{Cmax}, \quad (15)$$

$$V_{CEsat} \leq V_{CE} \leq V_{CEmax}, \quad (16)$$

$$V_{CE}I_C \leq P_{Cmax}. \quad (17)$$

O transistor também apresenta limites de amplificação em função da frequência do sinal de entrada (resposta em frequência), ganho de corrente contínua (β_{cc}), ganho de corrente para pequenos sinais (β_{ca}), resistência entre coletor e emissor (r_o) e limite de temperatura do dispositivo.

2.3.4 TOPOLOGIAS CONVENCIONAIS DE AMPLIFICADORES

Os amplificadores de pequenos sinais têm como funções principais proporcionar a manipulação de ganhos de tensão e corrente, além de adequar impedâncias entre dois ou mais sistemas. Cada topologia de amplificador apresenta parâmetros variáveis de acordo com o dispositivo ativo utilizado e sua polarização (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004), conforme ilustra a Figura 8.

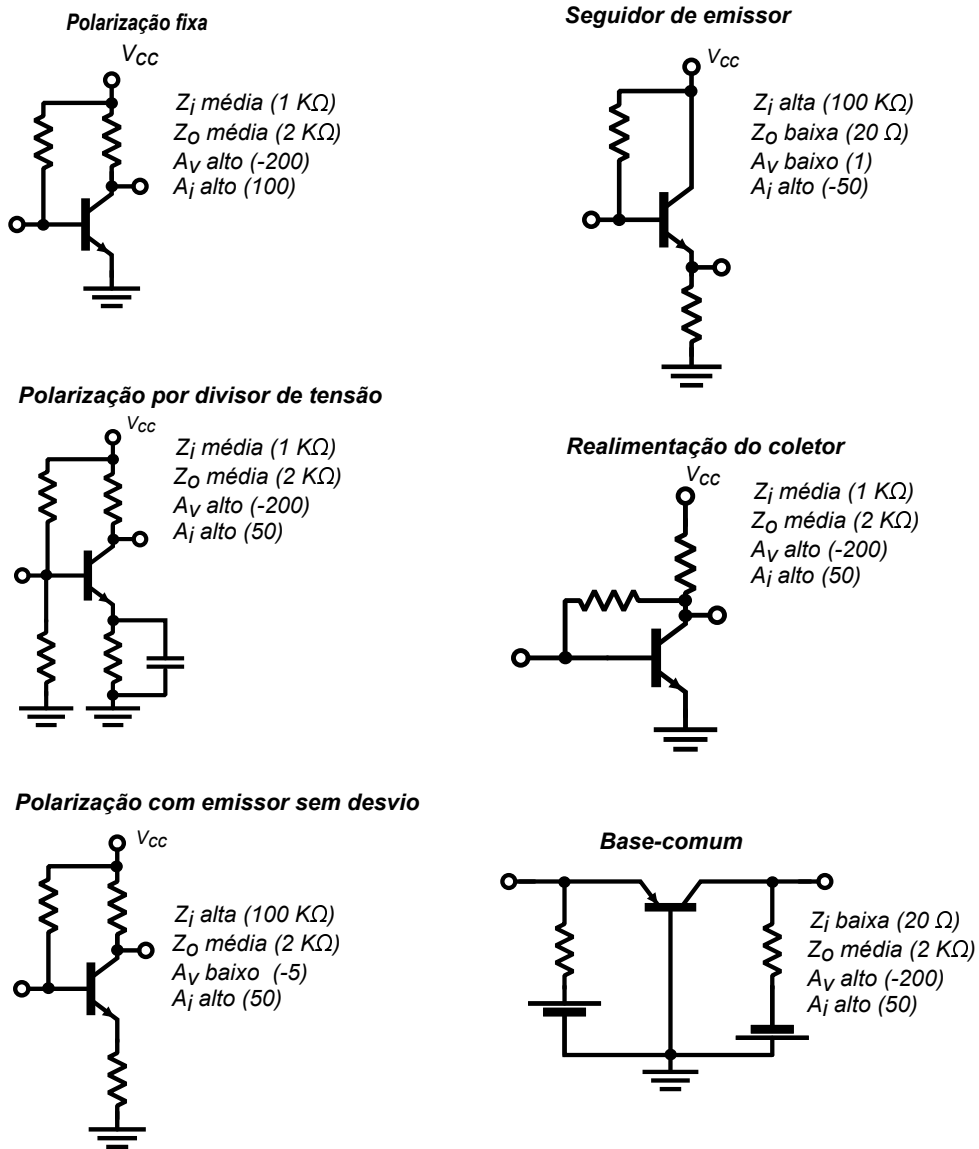


Figura 8: Topologias de amplificadores de pequenos sinais.
 Fonte: Adaptado de (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004).

É pertinente afirmar que os amplificadores ilustrados Figura 8 transmitem 360° do sinal senoidal de entrada em sua saída, operando em classe A (se devidamente projetados). A definição de operação e funcionamento dos amplificadores classe A são descritas no Capítulo 2.6

2.4 AMPLIFICADOR DE PEQUENOS SINAIS

A análise de pequenos sinais consiste em reproduzir de forma aproximada as condições reais de operação do transistor por meio de modelos elétricos equivalentes. Um modelo que vem sendo frequentemente utilizado para estudos dos transistores aplicados à amplificação de pequenos sinais é o modelo r_e (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004).

Sabe-se que as características das junções base-emissor e base-coletor permitem representar a forma estrutural do transistor a partir de dois diodos e que a corrente i_c é proporcional à corrente i_b por meio de β (MILLMAN; HALKIAS, 1981a). Além disso, segundo Razavi (2010), para pequenas variações de corrente e tensão, o diodo sob polarização direta comporta-se como um resistor linear. Desse modo, o transistor pode ser representado em sua forma equivalente, conforme a Figura 9.

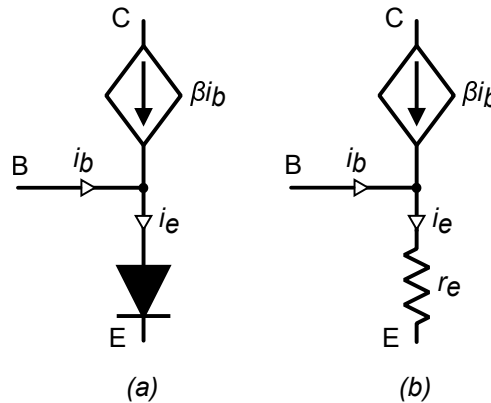


Figura 9: Modelo CA do transistor.
Fonte: Adaptado de (SEDRA; SMITH, 2005).

A resistência do diodo,

$$r_e = \frac{V_T}{I_E}, \quad (18)$$

é conhecida como resistência dinâmica ou incremental. A variação de r_e com a variação de corrente pode ser desprezada no modelo para pequenos sinais, assim a resistência dinâmica do diodo considerada constante (MILLMAN; HALKIAS, 1981a).

Na equação (18), as grandezas são definidas por:

- V_T é a tensão térmica. Em temperatura ambiente V_T aprox. 26 mV (MILLMAN; HALKIAS, 1981a);
- I_E é a corrente quiescente que flui pelo diodo equivalente.

O modelo do transistor é uma ferramenta importante para obtenção de parâmetros a serem considerados mediante fins de análise e projeto. A análise do sistema equivalente CA, junto ao modelo do transistor e o respectivo circuito de polarização, possibilita obter os principais parâmetros do amplificador - impedância de entrada Z_i , Impedância de saída Z_o , ganho de tensão A_v e ganho de corrente A_i - que podem ser arranjados em sistemas de duas portas, ou quadripolos (SEDRA; SMITH, 2005).

A impedância de entrada é definida e pode ser calculada pela lei de Ohm aplicada aos terminais de entrada e, uma vez determinada, pode ser utilizada para diferentes níveis de tensão de entrada. A impedância de saída pode ser obtida analogamente, porém sob o ponto de vista dos terminais de saída e com o sinal de tensão de entrada fixado em zero. Os ganhos de tensão e corrente apontam os níveis de sinal que são transferidos da entrada para a saída e dependem da carga (se houver) conectada aos terminais de saída (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004).

A Figura 10 ilustra um sistema de duas portas de um circuito amplificador de pequenos sinais em baixas frequências.

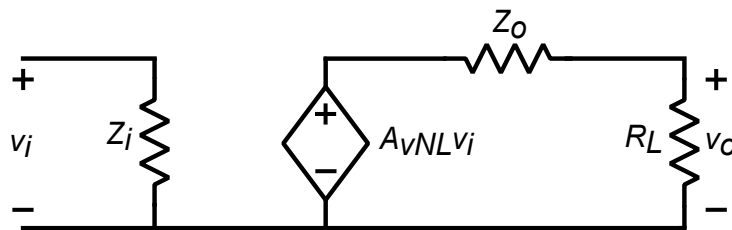


Figura 10: Quadripolo que representa o amplificador.
Fonte: Adaptado de (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004).

Sendo i_i e v_i as componentes CA da corrente e da tensão nos terminais de entrada, a impedância de entrada é definida por

$$Z_i = \frac{v_i}{i_i}. \quad (19)$$

Analogamente, a impedância de saída pode ser obtida por

$$Z_o = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_i=0}. \quad (20)$$

Os ganhos de tensão e corrente são obtidos, respectivamente, por

$$A_{vNL} = \frac{v_o}{v_i} \quad (21)$$

e

$$A_{iNL} = \frac{i_o}{i_i}. \quad (22)$$

O subíndice NL, do inglês *no-load*, indica que os terminais de saída do amplificador encontram-se em aberto, ou seja, não há carga conectada. Com a conexão de carga, os ganhos alteram-se e, geralmente, são indicados por A_{vL} e A_{iL} .

2.4.1 AMPLIFICADOR EM CASCATA

Segundo Millman e Halkias (1981a), quando deseja-se ganhos maiores do que um único amplificador é capaz de fornecer ou em situações em que deseja-se adequar impedâncias, é possível a que saída de um amplificador seja conectada a entrada de outro, constituindo um sistema em cascata, conforme a Figura 11.

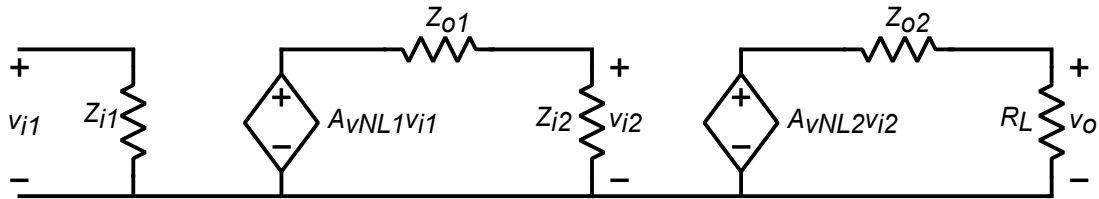


Figura 11: Amplificadores em Cascata.
Fonte: Adaptado de (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004).

A carga vista por um dos estágios é a impedância de entrada do estágio seguinte, bem como o sinal de saída de um estágio, é visto como sinal de entrada do seguinte. Assim, o ganho de tensão A_v total do sistema em cascata é definido por

$$A_v = \prod_{i=1}^n A_{vni}. \quad (23)$$

É importante notar que se o acoplamento entre os estágios for realizado por meio de capacitores dimensionados adequadamente, a polarização CC de um estágio independe dos demais estágios acoplados à ele. Caso o acoplamento seja direto, ou seja, realizado por um simples curto-circuito, a análise CC dos estágios deve ser realizada simultaneamente (MALVINO, 1995).

2.5 AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

O amplificador operacional (Amp-Op) é um circuito integrado (CI) que configura um amplificador diferencial de três terminais composto por diversos estágios de amplificação (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004). Segundo Millman e Halkias (1981b), as aplicações desses dispositivos são inúmeras, tais como: amplificadores, deslocadores de fase, somadores conversores de tensão em corrente e filtros ativos.

Amplificadores operacionais podem ser representados na forma de quadripolos, semelhantes à Figura 10, porém o ganho de tensão manifesta-se na forma de ganho de tensão diferencial (A_d) (FRANCO, 2005). A Figura 12 ilustra o diagrama básico de um amplificador operacional em baixas frequências.

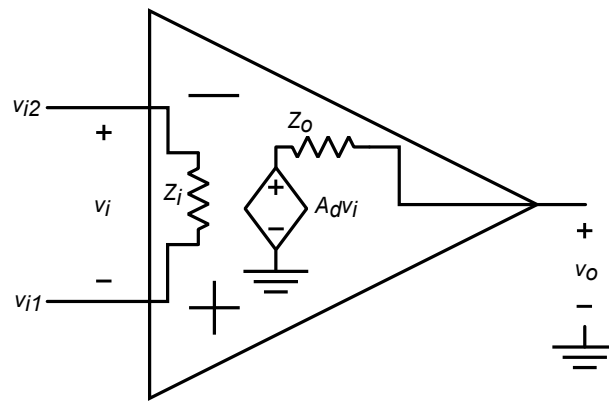


Figura 12: Amplificador Operacional em Baixas Frequências.

Fonte: Adaptado de (FRANCO, 2005).

Idealmente, o ganho $A_d = \infty$, a impedância de entrada $Z_i = \infty$ e a impedância de saída $Z_o = 0$. Desse modo, a amplitude da tensão de saída v_o independe da carga, bem como a amplitude do sinal de entrada v_i independe da impedância de saída da fonte ou do estágio amplificador conectado aos terminais de entrada do Amp-Op (MILLMAN; HALKIAS, 1981b).

2.5.1 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

Um amplificador de instrumentação é um amplificador com dois terminais de entrada, que pode ser utilizado em medições ou amplificação de sinais com níveis de tensão muito baixos. Aplicações desse tipo tornam-se possíveis devido ao fato de que os amplificadores de instrumentação apresentam elevada rejeição de modo comum e ganhos limitados de acordo com a faixa de frequência do sinal de entrada (CARTER; MANCINI, 2009).

Segundo Bortoni (2002), o ruído de tensão pode manifestar-se em modo comum, ou seja, apresentar a mesma amplitude e fase em dois ou mais condutores de um mesmo circuito. Assim, a característica de rejeição é capaz de atenuar consideravelmente as interferências eletromagnéticas sobrepostas ao sinal, conforme ilustra a Figura 13.

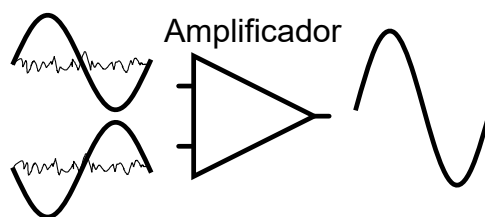


Figura 13: Amplificador de Instrumentação.

Fonte: Adaptado de (BORTONI, 2002).

Segundo Franco (2005), um amplificador de instrumentação precisa satisfazer as seguintes especificações: impedância de entrada elevada, impedância de saída baixa, ganho preciso e estável e rejeição de modo comum elevada. Uma topologia que satisfaz as especificações acima é o amplificador de instrumentação com três Amp-Ops, ilustrado na Figura 14.

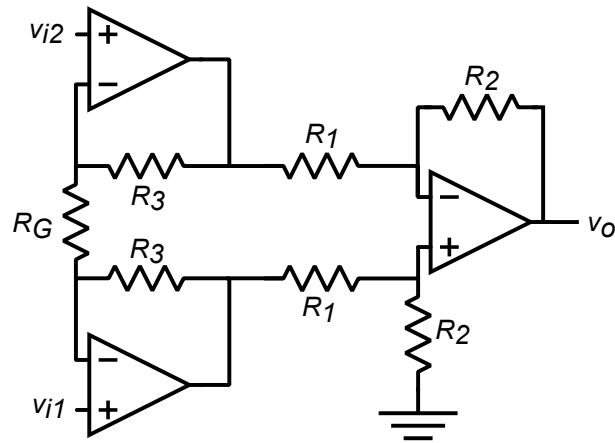


Figura 14: Circuito Amplificador de Instrumentação.
 Fonte: Adaptado de (FRANCO, 2005).

Equacionando-se o circuito, tem-se que

$$v_o = \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \left(1 + \frac{2R_3}{R_G} \right) (v_1 - v_2). \quad (24)$$

Para o funcionamento adequado do amplificador de instrumentação, os Amp-Ops devem apresentar parâmetros praticamente idênticos e os resistores que compõem o circuito e ajustam o ganho devem apresentar baixa variação de resistência (FRANCO, 2005).

2.6 AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA

Os amplificadores de potência capazes de fornecer tensão e corrente suficientemente elevadas para acionar determinadas cargas elétricas, tais como alto-falantes (HOOD, 1999). Existem diversas topologias de amplificadores de potência, cada qual podendo apresentar características e princípios de funcionamento diferentes. Entre os amplificadores frequentemente utilizados em aplicações de áudio estão os amplificadores classe A, B, AB e D, subdivididos de acordo com o princípio de funcionamento, eficiência e fidelidade do sinal amplificado (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004).

2.6.1 CLASSE A

Teoricamente, o amplificador classe A apresenta a melhor característica de linearidade entre os amplificadores de potência e tem ângulo de condução do elemento amplificador de 360° , pois este opera com ponto quiescente na região ativa. Em contrapartida, o amplificador classe A apresenta a pior eficiência entre as classes citadas acima. Na ausência de sinal de entrada, a corrente drenada da fonte de alimentação é a corrente quiescente que flui através do transistor, culminando em baixa eficiência do amplificador (CORDELL, 2011).

A Figura 15 ilustra três topologias de estágios amplificador classe A.

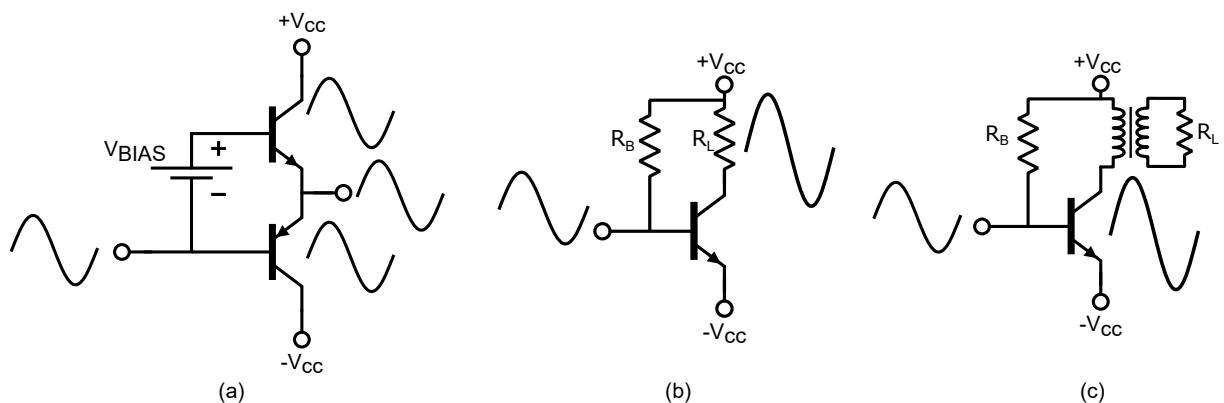


Figura 15: Estágio Classe A: (a) com par de transistores de saída; (b) alimentação série; (c) acoplado a transformador.

Fonte: Adaptado de (CORDELL, 2011).

A eficiência é definida como a potência CA transferida pela fonte CC. Considerando que na ausência de sinal de entrada a corrente drenada da fonte CC é a corrente quiescente, para as máximas oscilações de tensão e corrente a eficiência máxima do amplificador resulta em 25% para o amplificador com alimentação série (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004) e, segundo Cordell (2011), 50% no caso do amplificador acoplado a transformador ou com um par de transistores de saída sob condições ideais.

Devido ao baixo rendimento, muitas vezes a utilização das topologias de amplificadores classe A como amplificador para dispositivos que demandem potências relativamente elevadas torna-se inviável. Geralmente, amplificadores em classe A, entre outras aplicações, são utilizados como pré-amplificadores de áudio, em que a potência requisitada pela carga do estágio classe A é relativamente pequena, entretanto proporciona boa característica de fidelidade de sinal (DUNCAN, 1996).

2.6.2 CLASSE B

Diferentemente do amplificador classe A, as topologias de amplificadores classe B não apresentam corrente quiescente nos transistores de saída, aumentando a eficiência para até 78,5%. Porém o transistor de saída conduz apenas em um semiciclo do sinal de entrada, ou seja, o ciclo de operação é de no máximo 180° . Para que o sinal de saída reproduza 360° do sinal de entrada, é necessário um par de transistores, cada um responsável por conduzir meio semiciclo (180°) do sinal de entrada. Ou seja, um dos transistores conduz durante o semiciclo positivo do sinal de entrada, enquanto o outro conduz durante o semiciclo negativo. A função exercida pelo par de transistores, nesse caso, caracteriza um circuito *Push-Pull* (CORDELL, 2011).

A Figura 16 ilustra um estágio amplificador operando em classe B.

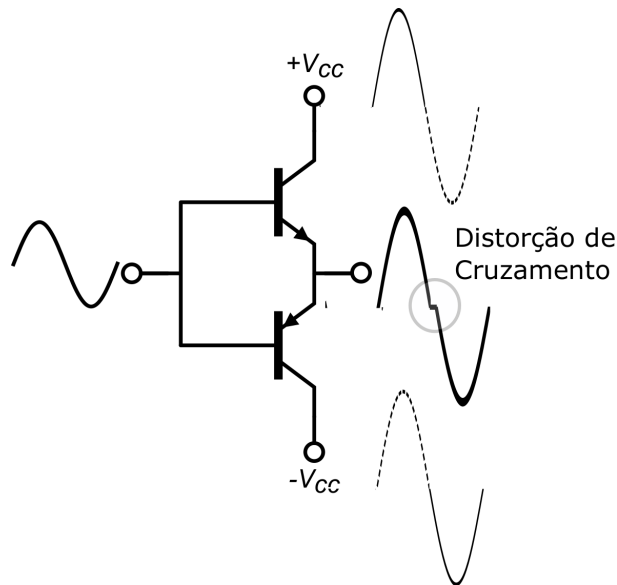


Figura 16: Estágio Classe B.
Fonte: Adaptado de (CORDELL, 2011).

Durante a transição entre os ciclos de operação de cada transistor dos amplificadores classe B, o sinal de entrada não tem amplitude suficiente para polarizar o circuito, resultando em uma interrupção no sinal de saída. A medida que o sinal de entrada reduz, a distorção do sinal torna-se mais perceptível. Esta interrupção é chamada de distorção de *crossover*, ou cruzamento por zero, e causa distorção no sinal de saída do amplificador (SELF, 2002) .

2.6.3 CLASSE AB

A principal desvantagem do amplificador em classe B é a distorção por efeito *crossover*, que pode ser minimizado a partir da polarização dos transistores em uma região um pouco acima do corte. Existem métodos variados de proporcionar tal polarização corrente de polarização, de modo a configurar a operação do amplificador na classe AB. Esses amplificadores apresentam algumas vantagens tanto do amplificador classe A quanto do classe B, pois possibilitam aproximar a eficiência ao amplificador classe B (78,5%) e a característica de fidelidade de sinal do classe A (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004).

Segundo Bortoni (2002), assim como no amplificador classe B, no estágio classe AB são necessários dois transistores para que o ciclo completo do sinal de entrada seja amplificado na saída, por meio da configuração *Push-Pull*. Porém há uma tensão CC de polarização dos elementos amplificadores do circuito, conforme mostra a Figura 17.

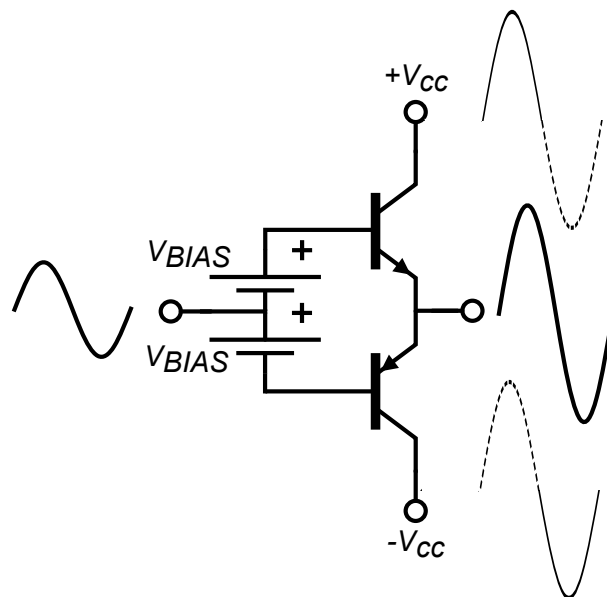


Figura 17: Estágio Classe AB.
Fonte: Adaptado de (CORDELL, 2011).

Na ausência de sinal de entrada do estágio classe AB, deve existir uma corrente quiescente suficientemente pequena para proporcionar eficiência superior em relação ao amplificador classe A. Por outro lado, tal corrente deve ser suficientemente elevada para polarizar os transistores acima da região de corte, de modo a minimizar a distorção por cruzamento (BORTONI, 2002).

2.6.4 CLASSE D

A principal vantagem do amplificar classe D é a capacidade de proporcionar a maior eficiência quando comparado com as classes A, B e AB, em torno de 90%. A eficiência elevada torna esta classe bastante atraente para aplicações que demandem níveis elevados de potências de saída. O princípio de funcionamento baseia-se no transistor operando como chave, ou seja, o ponto quiescente é alocado em regiões nas quais o transistor atue de modo descontínuo, comutando a chave por meio de sinais digitais ou pulsados (BORTONI, 2002).

A Figura 18 ilustra o diagrama de blocos de um amplificador classe D.

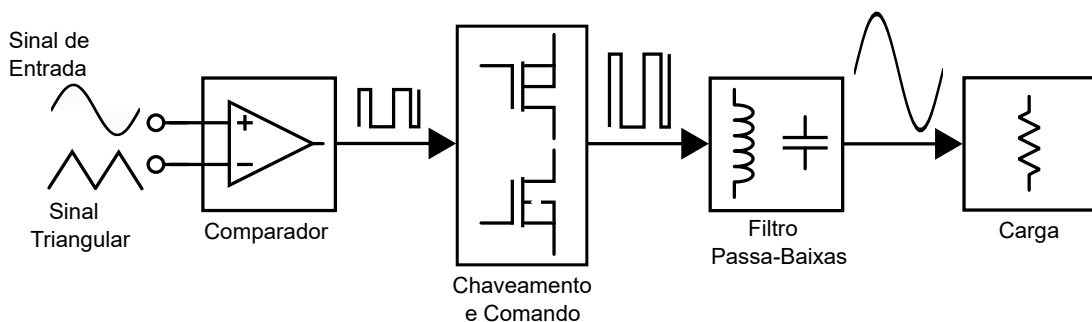


Figura 18: Amplificador Classe D.
Fonte: Adaptado de (BORTONI, 2002).

O sinal de entrada deve ser comparado a uma referência, geralmente um sinal triangular com frequência muitas vezes maior que a máxima frequência audível. O resultado da comparação dá origem a um sinal pulsado, com largura de pulso proporcional ao sinal de entrada, responsável pelo chaveamento. Assim, só existe corrente fluindo pelo circuito quando a chave se encontrar fechada. A resistência que se opõe a passagem dessa corrente é pequena, ocasionando baixa queda de tensão e, por consequência, há baixa potência elétrica consumida pelo transistor. Por fim, é necessário reconstruir o sinal original por meio de um filtro passa-baixas antes de ser entregue à carga (CORDELL, 2011).

2.7 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

A resposta em frequência consiste em observar a saída de um circuito ao aplicar um sinal de entrada de amplitude fixa e frequência variável (RAZAVI, 2010). Segundo Cordell (2011), um amplificador de áudio deve fornecer resposta em frequência plana para todas as condições de operação dentro do espectro de frequência audível (20 Hz a 20 KHz), ou tão próximo quanto possível.

Para a análise da resposta em frequência, os elementos armazenadores de

energia do circuito não apresentam apenas características de circuito aberto ou curto-circuito, mas também características de resposta dinâmica. Em condições reais de operação, os demais componentes de um circuito podem apresentar respostas dinâmicas frente à variação de frequência, devido a suas características intrínsecas (MARQUES; CHOUERI; CRUZ, 1998).

A Figura 19 ilustra a resposta em frequência de um amplificador em função do aumento de frequência do sinal de entrada.

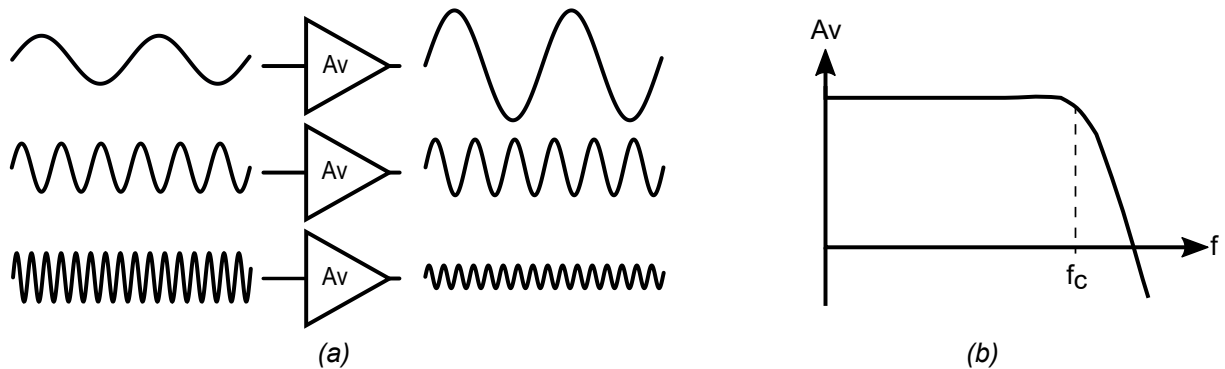


Figura 19: Resposta em Frequência: (a) amplificador; (b) resposta do amplificador.
 Fonte: Adaptado de (RAZAVI, 2010).

Conforme a frequência do sinal aumenta, o amplificador diminui a capacidade de fornecer ganho em sua saída. Um dos fatores que pode ocasionar esse fenômeno é o Efeito de *Miller* (RAZAVI, 2010).

Segundo Ogata (2000), uma forma de representar a resposta em frequência de sistemas físicos pode ser realizada por meio do diagrama de bode, obtido analiticamente a partir da Função de Transferência ou através de simulações computacionais. Uma função de transferência típica é dada pela relação na forma de

$$G(s) = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_0}{s^n + b_{n-1} + \dots + b_0}. \quad (25)$$

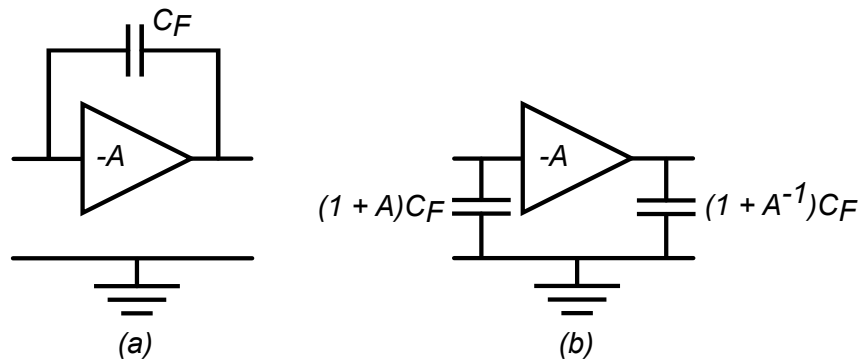
Os coeficientes a e b das funções de transferência carregam as informações implícitas relevantes para a determinação de parâmetros de resposta do sistema, tais como frequências de corte, amortecimento, ganhos e estabilidade do sistema (OGATA, 2000). Tratando-se de sistemas de áudio, a função de transferência tem papel relevante para o dimensionamento adequado de equalizadores. A aplicação das funções de transferência em sistemas de equalização é melhor descrita na seção 3.3.

2.7.1 EFEITO DE MILLER

Em circuitos amplificadores, alguns efeitos, muitas vezes inconvenientes, podem surgir devido às características construtivas do dispositivo amplificador ou da configuração adotada. No caso dos amplificadores, existe uma impedância parasita entre a entrada e saída do circuito, que pode influenciar significativamente na impedância equivalente de entrada e saída do sistema. Este efeito é conhecido como Efeito de *Miller*. O Efeito de *Miller* causa um incremento na capacitância de entrada equivalente do amplificador inversor, devido à amplificação da capacitância parasita entre a entrada e a saída (RAZAVI, 2010).

Como o Efeito de Miller costuma aparecer predominantemente entre os terminais de entrada e saída do amplificador, os cálculos inerentes a resposta em altas frequências tornam-se mais trabalhosos e complexos. Porém, existe um teorema, conhecido como Teorema de *Miller*, capaz de converter a capacitância parasita em dois capacitores equivalentes separados, facilitando consideravelmente a análise do sistema (MILLMAN; HALKIAS, 1981a).

A Figura 20 apresenta o Teorema de *Miller* aplicado a um amplificador inversor.



**Figura 20: Efeito de *Miller*: (a) capacitância de *Miller*; (b) capacitâncias após a aplicação do Teorema de *Miller*.
Fonte: Adaptado de (RAZAVI, 2010).**

A frequência de corte superior do amplificador será a menor frequência de corte imposta pela capacitância parasita à ele associada, e pode ser definida de maneira análoga a frequência de corte de um filtro RC:

$$f_{ci} = \frac{1}{2\pi R_{eqi} C_i} \quad (26)$$

Em que

- C_i é a capacitância parasita do i -ésimo nó;

- R_{eqi} é a resistência equivalente vista pela capacitância C_j .

A Figura 21 ilustra os efeitos de corte das frequências inferiores e superiores.

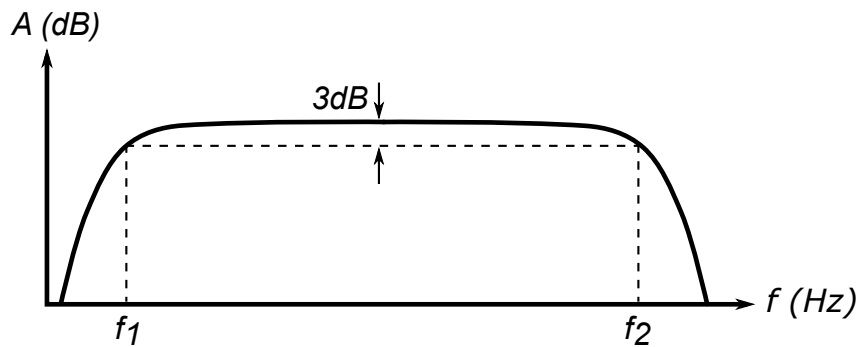


Figura 21: Curva de Resposta em Frequência.
 Fonte: Adaptado de (HOOD, 1999).

Visto que em frequências menores o Efeito de *Miller* não apresenta alteração significativa na resposta do sistema, pode-se afirmar que a frequência de corte inferior f_1 ocorre, principalmente, devido aos capacitores de acoplamento (se assim for realizado o acoplamento) e capacitores de *Bypass*. Por outro lado, a frequência de corte superior f_2 pode ocorrer devido às capacitâncias parasitas descritas pelo Efeito de *Miller* (RAZAVI, 2010).

2.8 FILTROS ANALÓGICOS

Os filtros são dispositivos eletrônicos que atenuam sinais de determinadas frequências, ao passo que permitem a passagem ou amplificação de outras (BALLOU, 2008). A revisão bibliográfica das topologias de filtros engloba os filtros passa-baixa e passa alta em virtude de que estes podem ser utilizados como ponto de partida para a análise de algumas topologias de equalizadores.

Os filtros apresentados na Figura 22 são de 1^a ordem, ou seja, proporcionam decaimento de 20 dB/década na amplitude de sinais com frequências abaixo (passa-alta) ou acima (passa-baixa) da frequência de corte. Existem topologias de circuitos com ordem maior que 1, além de topologias inversoras e da possibilidade de conectá-los em série de modo a proporcionar maior taxa de decaimento. Na banda passante, os filtros passivos proporcionam sinal de saída com ganho máximo A de 0 dB, enquanto que os filtros ativos possibilitam a amplificação do sinal. (KUGELSTADT, 2008).

A Figura 22 ilustra os filtros passa-baixa e passa alta ativos e passivos.

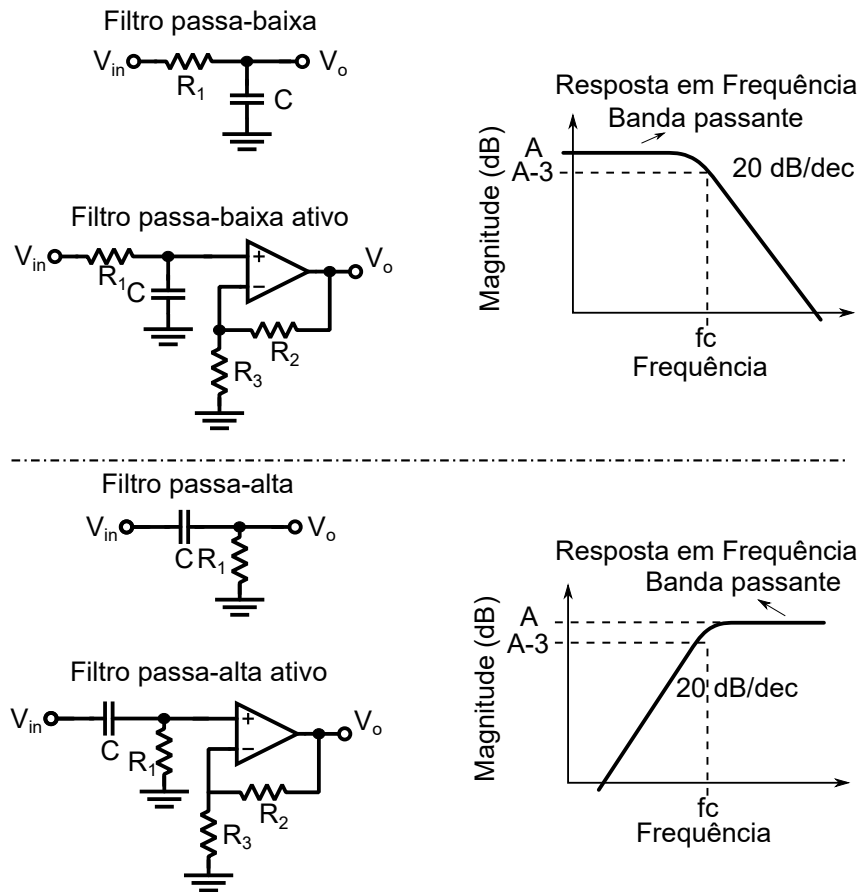


Figura 22: Filtros Analógicos.
 Fonte: Adaptado de (KUGELSTADT, 2008).

Uma vez que o sinal de entrada apresenta frequência fora da banda passante, o sinal de saída do filtro tende a decair até que a tensão se iguale a zero (idealmente). Se um resistor R' for conectado às redes passivas da Figura 22, é possível limitar e fixar a frequência na qual inicia-se o decaimento, além da frequência em que decaimento cessa (HOOD, 1999), conforme ilustra a Figura 23.

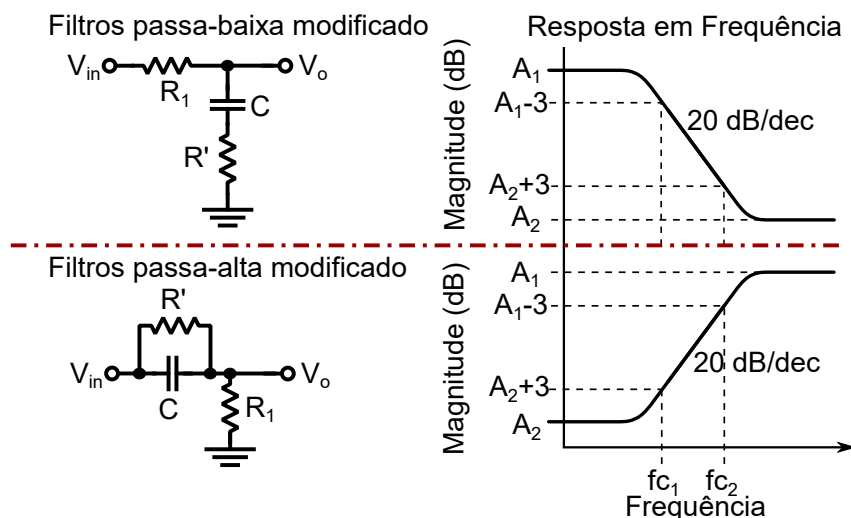


Figura 23: Filtros Analógicos Passivos Modificados.
 Fonte: Adaptado de (HOOD, 1999).

Tais redes podem ser conectadas a blocos de ganho inversor, em vista que os filtros passivos tendem a inverter a fase do sinal de saída após a frequência de corte (HOOD, 1999). A Figura 24 ilustra os filtros após a inserção de R' e o estágio de ganho, bem como as respectivas respostas em frequência.

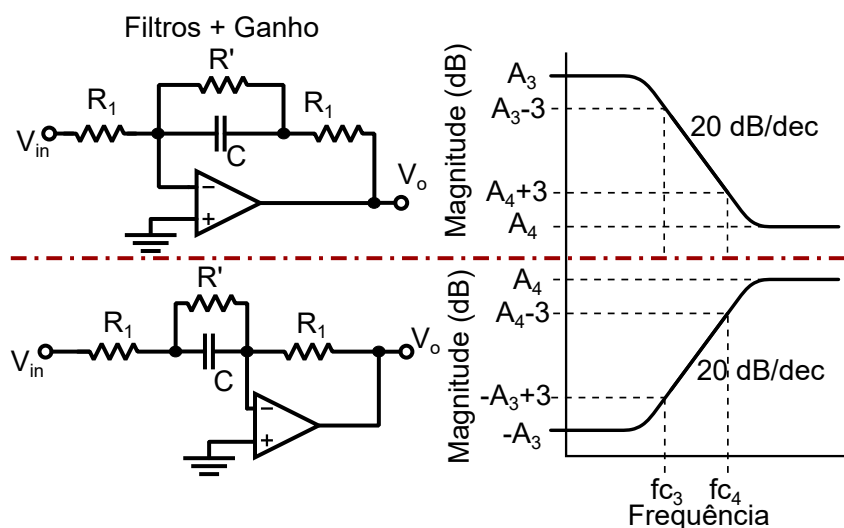


Figura 24: Filtros Analógicos Ativos Modificados.
Fonte: Adaptado de (HOOD, 1999).

Segundo Hood (1999), as modificações aplicadas aos filtros da Figura 22 e ilustradas nas Figuras 23 e 24, são a base para o controle de tom *Baxandall*. As frequências de corte e os ganhos atrelados ao circuito podem ser obtidos a partir da função de transferência do sistema, e serão definidas, calculadas e apresentadas na seção 3.3.

2.9 O SISTEMA DESENVOLVIDO

O sinal de entrada In_1 , fornecido pelo microfone condensador, apresenta nível de baixo sinal transmitido por meio de um sistema balanceado. O sinal gerado pelo microfone está presente na saída do *Phantom Power* com sua componente CA consideravelmente atenuada (ou extinta). Esse sinal é representado no diagrama de blocos da Figura 25 por Out_1 e, além de ser enviado ao sistema desenvolvido, também é transmitido à mesa de som ou *mixer* principal. Assim, se o *mixer* principal não dispor de *Phantom Power*, a fonte desenvolvida encarrega-se de suprir tal necessidade, de modo a possibilitar a reprodução dos sons convertidos pelo microfone também no sistema voltado ao público. Por outro lado, o sinal de entrada In_2 , fornecido pela mesa de som, apresenta nível de linha e pode ser tanto balanceado quanto desbalanceado.

Na Figura 25 é apresentado o diagrama de blocos do equipamento de áudio proposto e desenvolvido pelo presente trabalho, tendo em vista os circuitos que

compõe as etapas descritas nas seções do capítulo 2.

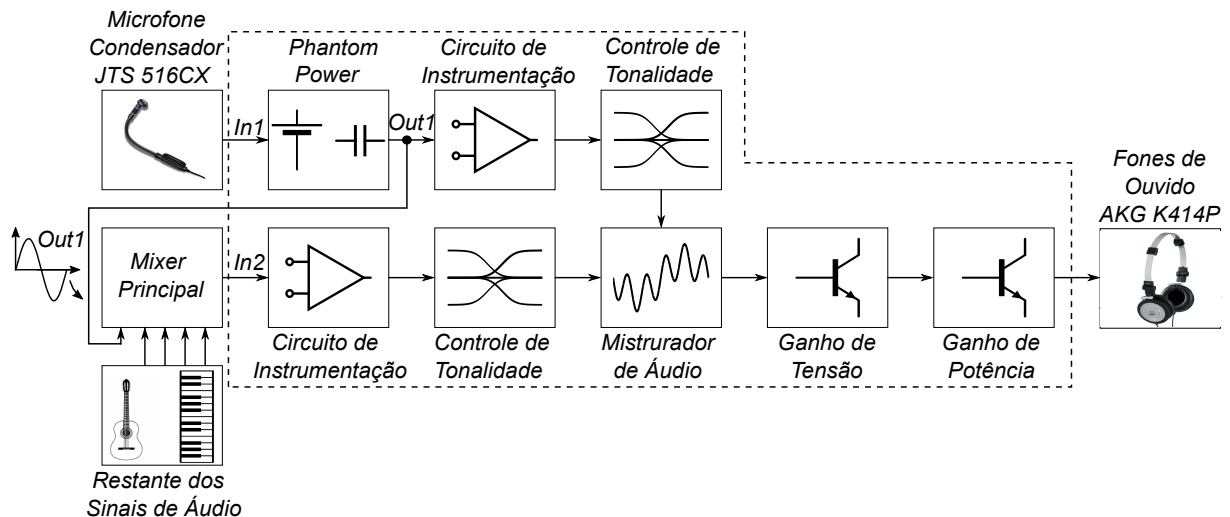


Figura 25: Diagrama do Equipamento Desenvolvido.
Fonte: Autoria Própria.

A principal característica do equipamento implementado é operar independentemente do sistema de áudio principal instalado. O *mixer* principal ou mesa de som é encarregado de proporcionar o controle primário dos sons que serão reproduzidos nos fones de ouvido, pois possuem saídas independentes tanto para o sistema de som principal quanto para o sistema de monitoramento (neste caso, os fones de ouvido).

Algumas mesas de som não são capazes de fornecer potência suficiente para acionar os fones de ouvido, além de, muitas vezes, não dispor de um *Phantom Power*. O protótipo desenvolvido encarrega-se de proporcionar a alimentação necessária para polarizar o microfone condensador JTS 516CX escolhido e fornecer potência elétrica suficiente para acionar os fones de ouvido. Convenientemente, o protótipo desenvolvido encarrega-se também de promover o controle secundário de volume, graves e agudos do microfone condensador e do sinal enviado pela mesa de som. O controle referente a cada canal de entrada do protótipo deve ser realizado de forma independente entre si, além de operar de maneira independente ao sistema de áudio principal voltado ao público.

2.10 NOÇÕES DE SISTEMAS DE ÁUDIO

Nas seções anteriores desse trabalho descreveu-se diversos circuitos e dispositivos que podem constituir sistemas de áudio variados, bem como o diagrama de blocos do protótipo proposto. Para uma melhor compreensão é conveniente expor algumas noções básicas sobre sistemas de áudio.

2.10.1 NÍVEIS DE OPERAÇÃO DE SISTEMA DE ÁUDIO

Os sinais transmitidos por sistemas de áudio apresentam amplitudes diferentes, convenientemente definidas em três níveis: nível de baixo sinal, nível de linha e nível de alto sinal.

O nível de baixo sinal ou nível de microfone são os sinais que operam entre -80 dBV ($100 \mu V_{rms}$) até cerca de -20 dBV ($100 mV_{rms}$). Os microfones geralmente operam neste nível de sinal. O nível de linha são sinais que operam entre -20 dBV até +4 dBV ($1,58 V_{rms}$). Equipamentos que operam nessa faixa são teclados, guitarra, sinais compartilhados entre os circuitos que compõe os sistemas de áudio, etc. O nível de alto sinal ou nível de alto-falantes são os sinais que podem operar na faixa de +20 dBV (10 V) ou mais. Se necessário, saídas de amplificadores podem operar nesse nível de sinal (DAVIS; PATRONIS; BROWN, 2013). As definições das grandezas representadas em dB e dBV podem ser encontradas no Apêndice A.

2.10.2 CIRCUITOS BALANCEADOS E DESBALANCEADOS

Em sistemas de áudio, os circuitos balanceados consistem em dois condutores com sinais simétricos em relação a referência comum aos dois. Os sinais apresentam mesma amplitude, mas polaridades opostas, ou seja, defasados em 180° . O objetivo principal dos circuitos balanceados é habilitar a rejeição do ruído de modo comum. Microfones condensadores geralmente são compostos por circuitos balanceados, pois os sinais fornecidos pelos microfones apresentam tensão em níveis de baixo sinal, e assim os ruídos de modo comum podem interferir de maneira significativa (RUMSEY; MCCORMICK, 2009).

Por outro lado, o circuito desbalanceado é aquele que fornece, transmite ou recebe o sinal apenas por um condutor em relação à referência. Os sistemas desbalanceados apresentam menor custo, tanto para a construção dos cabos que transmitem o sinal, quanto para a construção dos circuitos que fornecem ou recebem este tipo de sinal. O principal ponto negativo é que aparelhos que tenham entrada desbalanceada não proporcionam rejeição a ruído de modo comum. Desse modo a transmissão de sinais por intermédio de cabos desbalanceados é melhor aproveitada para sinais em nível de linha ou nível de alto sinal (RUMSEY; MCCORMICK, 2009).

A Figura 26 demonstra a transmissão por meio de cabos balanceados e desbalanceados.

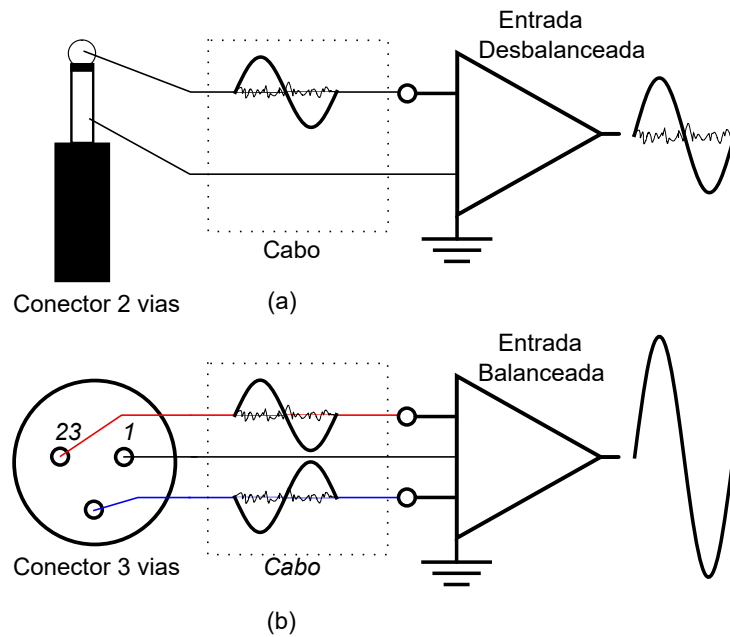


Figura 26: Sistemas: (a) desbalanceados; (b) balanceados.
Fonte: Autoria Própria.

No cabo balanceado, o ruído induzido apresenta a mesma polaridade para os dois condutores, possibilitando a atenuação do sinal indesejado por intermédio de um circuito diferencial. Quanto menor o nível do sinal, mais influente será o ruído, fato que torna factível a utilização de sistemas ou cabos balanceados ou desbalanceados de acordo com o nível de sinal ou ruído presente no sistema (BORTONI, 2002).

2.10.3 MISTURADOR DE ÁUDIO

Os sinais fornecidos tanto por microfones quanto por instrumentos musicais ou outros dispositivos em níveis de baixo sinal ou de linha, podem ser misturados para possibilitar a transmissão ou reprodução de vários sons simultaneamente em alto-falantes. Nesse contexto, o misturador tem a função primária de combinar dois ou mais sinais de entrada em um único sinal de saída (RUMSEY; MCCORMICK, 2009).

A Figura 27 demonstra a função básica de um misturador de som.

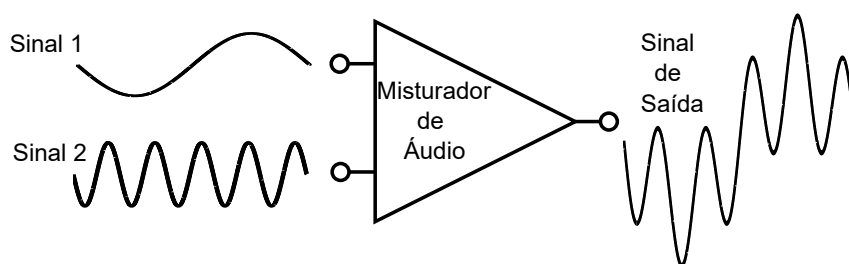


Figura 27: Misturador de Áudio.
Fonte: Autoria Própria.

Na prática, os misturadores de áudio, ou mesas de som, podem ser compostos por sistema de equalização, *Phantom Power* e controle de monitoramento de palco. Porém, o equipamento desenvolvido neste trabalho é um sistema portátil de uso individual que deve conter um misturador próprio. O misturador deve ser capaz de combinar o sinal originado de um microfone condensador em nível de baixo sinal e transmitido por cabo balanceado, com o sinal dos demais instrumentos musicais ou microfones previamente misturados pelo *mixer* principal ou mesa de som.

2.10.4 CONTROLE DE TOM

Antes de serem misturados, é conveniente que os sinais de áudio sejam equalizados, de modo a compensar a magnitude do sinal em determinadas frequências ou para que os sons reproduzidos nos alto-falantes soem melhor aos ouvidos. Equalização é o termo usado para denotar uma alteração intencional em amplitudes do sinal em diferentes frequências (HUBER; RUNSTEIN, 2010).

As frequências abaixo de 160 Hz caracterizam os sons graves, enquanto as frequências acima de 1,28 KHz caracterizam os sons agudos (LEFSETZ, 2012). Dessa forma, segundo Ballou (2008), os equalizadores atuam como filtros implementados de forma a fornecer controle sobre a resposta em frequência de um sinal de áudio. Dessa forma pode-se adequar o som a ser reproduzido pelo alto-falante sem a necessidade de alterações na fonte sonora.

Existem diversas topologias de circuitos equalizadores, entre as quais está o controle de tom ou *tone control* (HOOD, 1999). A Figura 28 ilustra a resposta em frequência de um controle de tom ativo de duas bandas, ou seja, controle de duas faixas de frequência (neste caso, graves e agudos).

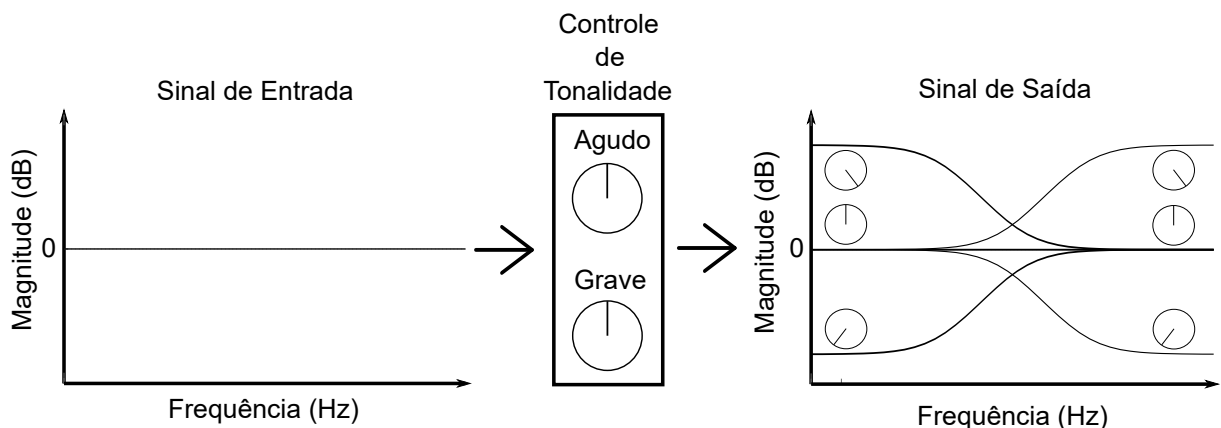


Figura 28: Resposta em Frequência de um Controle de Tom.
 Fonte: Adaptado de (HOOD, 1999).

O controle de tom pode ser tanto ativo quanto passivo. Caso seja ativo, é

possível proporcionar ganho de tensão maior que 0 dBV no sinal de saída. Por outro lado, o controle de tom passivo opera em níveis de ganho de tensão menores que 0 dBV, considerando a relação entre tensão de entrada e saída apenas no controle de tom e não do restante do sistema (HOOD, 1999).

3 PROJETO E RESULTADOS

3.1 PHANTOM POWER

A fonte *Phantom Power* utilizada para fornecer alimentação fixa ao microfone condensador baseia-se na fonte apresentada e descrita por Elliot Sound Products (2002). É importante salientar que a fonte foi adaptada para atender as necessidades previstas pelo presente projeto.

Tipicamente, as fontes *Phantom Power* são projetadas para fornecer 48 V em seus terminais de saída. Convenientemente a fonte implementada apresenta valor de tensão de aproximadamente 48 V nos terminais de saída do regulador (anteriormente ao acoplamento capacitivo). Além disso, a disposição do circuito e os componentes eletrônicos utilizados pelo autor da fonte original, Elliot Sound Products (2002), possibilita corrente máxima de saída de 200 mA. Conforme as especificações fornecidas pelo fabricante do microfone JTS CX-516, o consumo de corrente do dispositivo não ultrapassa 3 mA, porém almeja-se fornecer corrente suficiente para polarizar o amplificador classe A, além do microfone condensador. A corrente drenada pelo amplificador deve ultrapassar o limite de 200 mA suportada pela fonte original, tornando necessárias as alterações realizadas no circuito.

Dentre as modificações realizadas estão a elevação da capacitância do dobrador de tensão, de modo a diminuir o *ripple* de entrada. Além disso, elevou-se a capacitância e diminuiu-se a resistência dos capacitores e resistores do filtro. Tais alterações visam diminuir a queda de tensão nos resistores a medida que a carga demande níveis de corrente superiores, além de proporcionar uma frequência de corte em valores abaixo de 12 Hz (uma década abaixo da oscilação de saída do dobrador de tensão). Por fim, optou-se utilizar o transistor TIP41C na saída do regulador de tensão, devido a sua disponibilidade e nível de corrente suportado. Também adequou-se o resistor R_2 em 10,47 K Ω para ajustar a tensão de saída.

A Figura 29 ilustra o circuito da fonte *Phantom Power* após aplicadas as devidas alterações.

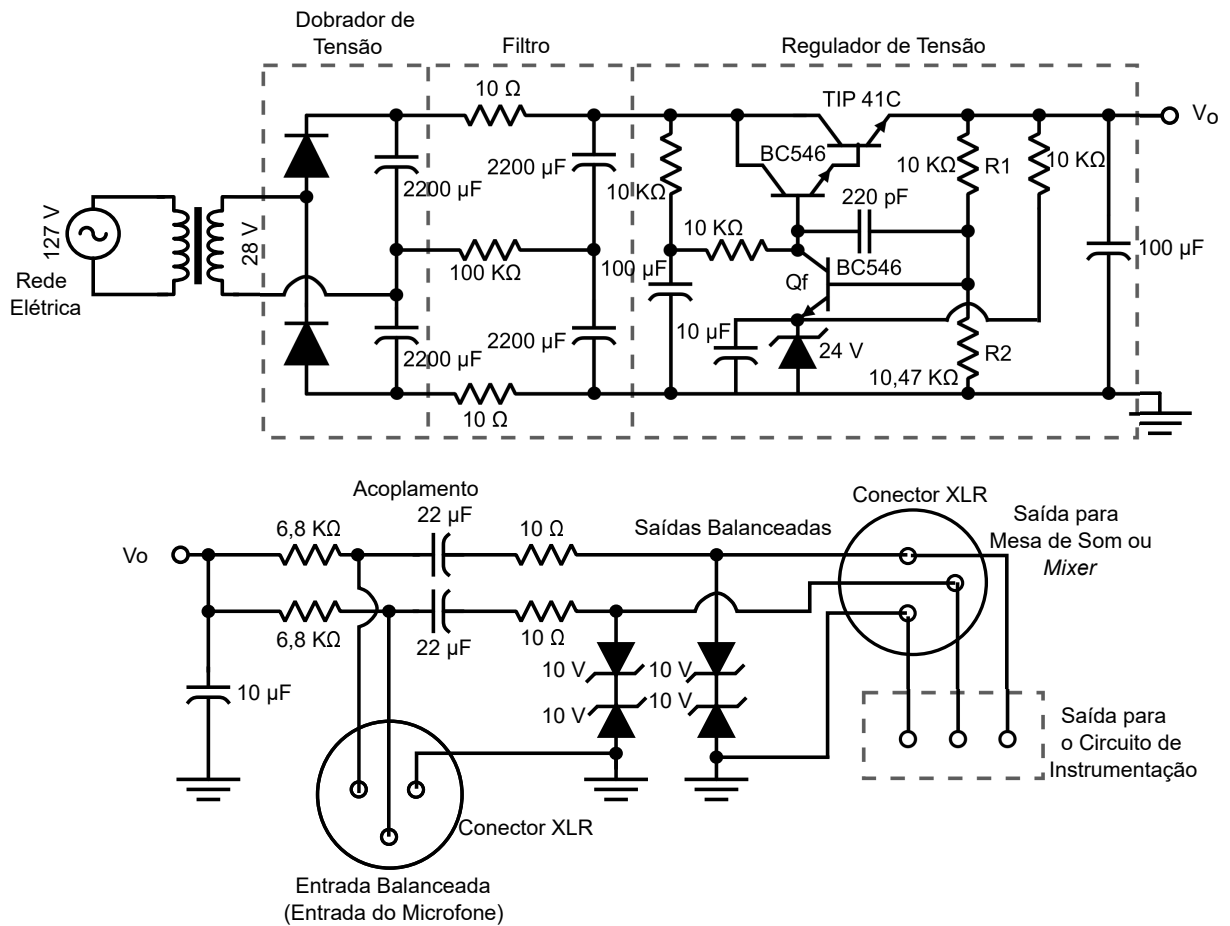


Figura 29: Phantom Power.
 Fonte: Adaptado de (Elliot Sound Products, 2002).

Como o objetivo da fonte é proporcionar tensão fixa, a frequência de corte do filtro é definida por

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 2200\mu} = 7,23\text{Hz}, \quad (28)$$

com decaimento de 20 dB por década.

Para fins de comprovação do funcionamento do regulador de tensão, assumiu-se que a corrente elétrica na base do transistor Q_f aproxima-se de 0 A e que sua tensão $V_{BE} = 0,7\text{ V}$, conforme o *data sheet* disponibilizado pelo fabricante do dispositivo. Tais aproximações permitem afirmar que

$$I_{R1} = I_{R2} = \frac{24 + 0,7}{10,47} = 2,36\text{mA} \quad (29)$$

e

$$V_o = V_{R1} + V_{R2} = 24,7 + 10 \times 10^3 \cdot 2,36 \times 10^{-3} = 48,3\text{V} \quad (30)$$

Após as alterações, a fonte ilustrada na Figura 26 é capaz de fornecer corrente elétrica de até 700 mA. Porém os resistores do filtro devem suportar potência elétrica

relativamente elevada, bem como os diodos do dobrador de tensão devem suportar corrente elétrica acima de 1 A.

Na etapa de acoplamento, a tensão de 48 V CC não é aplicada diretamente ao microfone condensador. Tipicamente, utilizam-se resistores de 6,8 K Ω entre os terminais do regulador de tensão e os terminais de entrada do microfone. A tensão CC de polarização fornecida pela fonte e aplicada ao capacitor interno do microfone possibilita a conversão dos sons em sinais de áudio. Os capacitores de acoplamento do circuito encarregam-se de eliminar o nível CC do sinal e permitir a transmissão de um sinal de áudio CA à saída do *Phantom Power*. Também é importante observar a presença de diodos Zener alocados na saída do *Phantom Power*. Esses diodos têm função de limitar o sinal de tensão de saída do *Phantom Power* para evitar danos em circuitos conectados à saída do dispositivo.

3.1.1 SIMULAÇÃO

A simulação do circuito foi realizada por meio do *software* LTSpice. O LTSpice é um *software* livre capaz de simular circuitos eletrônicos a partir da linguagem Spice. A utilização deste *software* mostrou-se conveniente para esta aplicação, pois dentre as diversas ferramentas disponibilizadas pelo LTSpice, a disponibilidade de simulação a partir da linguagem Spice permite utilizar modelos virtuais que consideram diversas variáveis e comportamentos semelhantes aos componentes físicos.

A Figura 30 apresenta a tensão de saída do regulador de tensão do *Phantom Power* a vazio e com máxima carga (700 mA) após o período transitório ocasionado pelas condições iniciais nulas dos componentes.

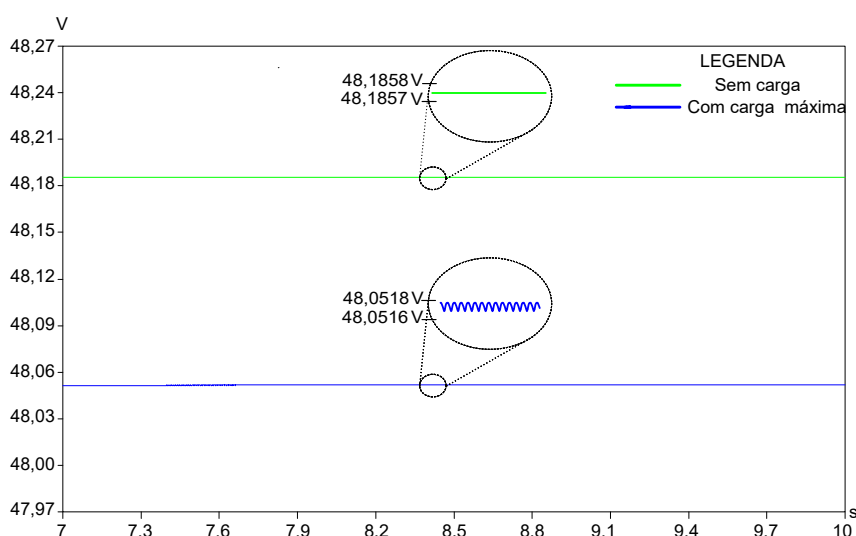


Figura 30: Tensão de saída do regulador.
Fonte: Autoria Própria.

O resultado da simulação mostra uma diferença de aproximadamente 100 mA entre a tensão de saída com carga máxima e sem carga. Além disso, há divergência entre a amplitude de tensão calculada e o resultado da simulação, porém acredita-se que tal divergência é relativamente baixa e satisfaz as expectativas almejadas. Outro aspecto a ser observado é a ondulação de tensão apresentada no detalhe da Figura 30. O sinal a vazio não demonstra ondulação de tensão, porém com carga máxima a ondulação passa a existir com frequência fundamental de 120 Hz. Tal ondulação em 120 Hz é condizente com as expectativas, pois esta surge da retificação do sinal CA. Todavia essa ondulação não apresenta amplitude relevante.

A Figura 31 ilustra a tensão de saída do regulador de tensão ao aplicar um sinal balanceado de 200 mV, frequência de 1 KHz e impedância série de 220 Ω nos terminais de entrada do *Phantom Power* para emular a conexão de um microfone condensador. Além disso, a carga conectada à fonte é de 700 mA, de modo a verificar o sistema sob uma situação extrema.

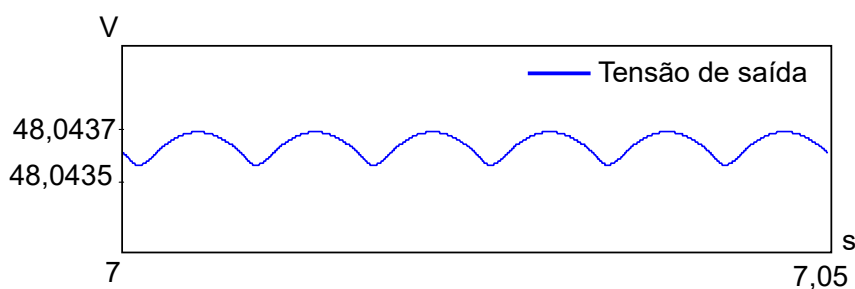


Figura 31: Tensão de saída do regulador.
Fonte: Autoria Própria.

Após a aplicação do sinal balanceado, a tensão de saída resultante não sofre significativa mudança, pois a amplitude do sinal gerado pelos microfones condensadores costumam apresentar nível de baixo sinal e causar interferências irrelevantes à tensão de saída do *Phantom Power*.

3.1.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Inicialmente, implementou-se o *Phantom Power* com o intuito de verificar as etapas descritas na seção 3.1. As grandezas mensuradas nessas etapas manifestam valores previstos na fase de análise e são firmados na fase de simulação do circuito.

A Figura 32 ilustra a tensão de saída do regulador de tensão do *Phantom Power* na ausência de carga.

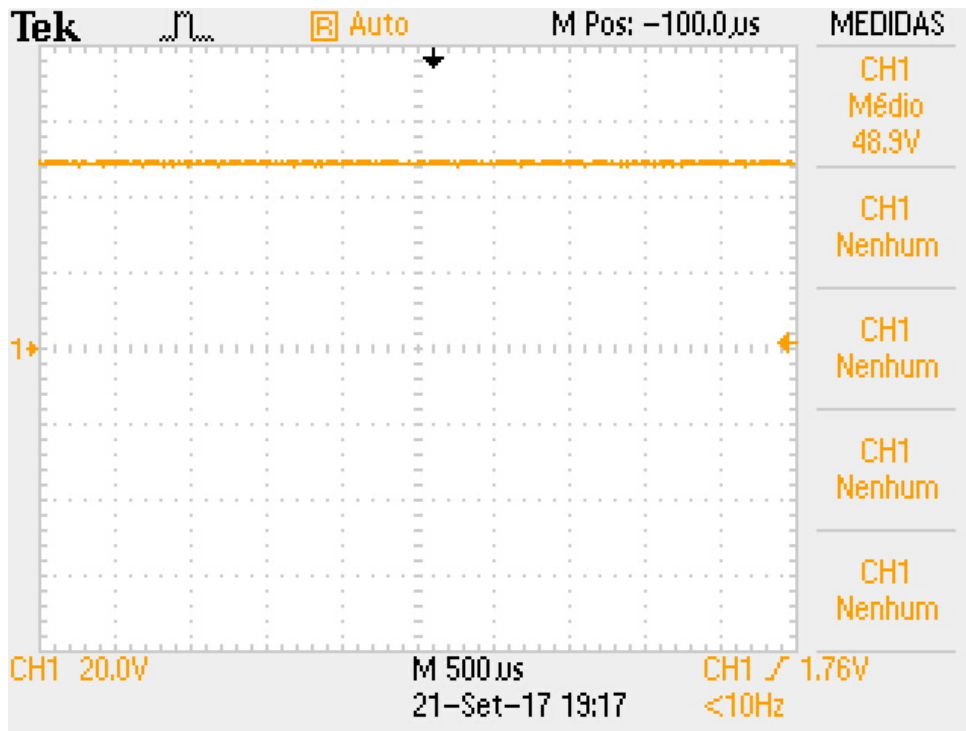


Figura 32: Tensão de saída experimental do regulador.
Fonte: Autoria Própria.

A tensão de saída do regulador de tensão apresenta divergência de aproximadamente 1,4% em relação a simulação. Tal divergência pode ser considerada baixa considerando a amplitude da tensão de saída. Com intuito de verificar a ondulação de tensão, a Figura 33 ilustra o acoplamento CA da tensão de saída.

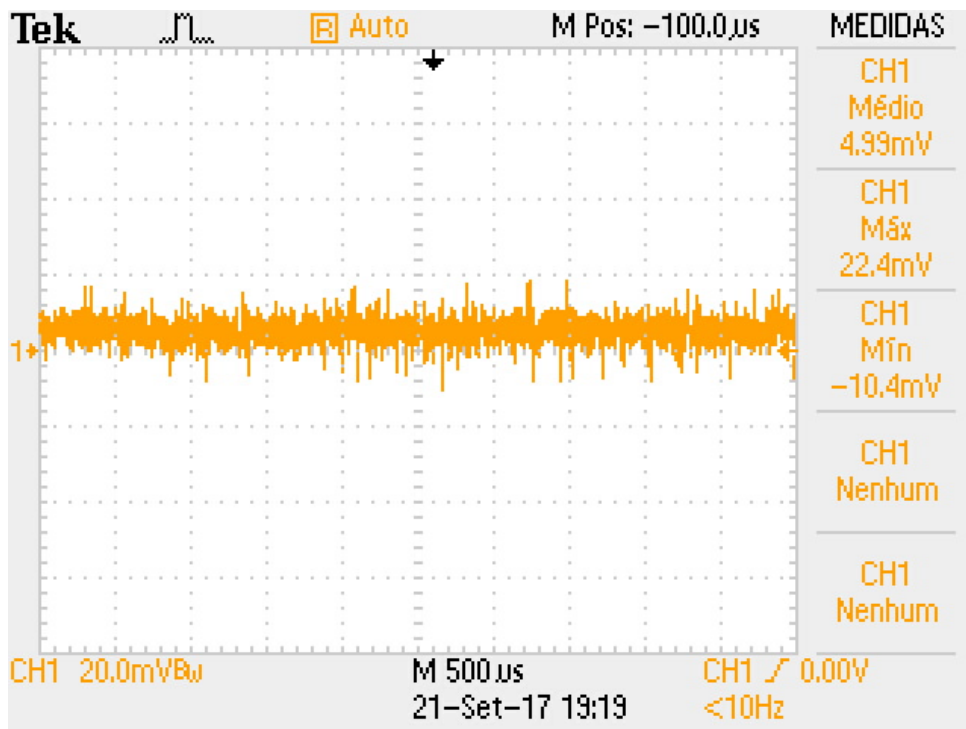


Figura 33: Ondulação de tensão.
Fonte: Autoria Própria.

O equipamento utilizado para a aferição da ondulação de tensão pode apresentar erro agregado ao valor real, devido a sua resolução limitada. Entretanto a resolução deste equipamento é suficientemente elevada para comprovar o funcionamento adequado da fonte. Com o objetivo de solidificar o desempenho da fonte, é conveniente verificar as componentes harmônicas da tensão de saída através da Transformada Rápida de Fourier (FFT, *Fast Fourier Transform*) do sinal, conforme a Figura 34.

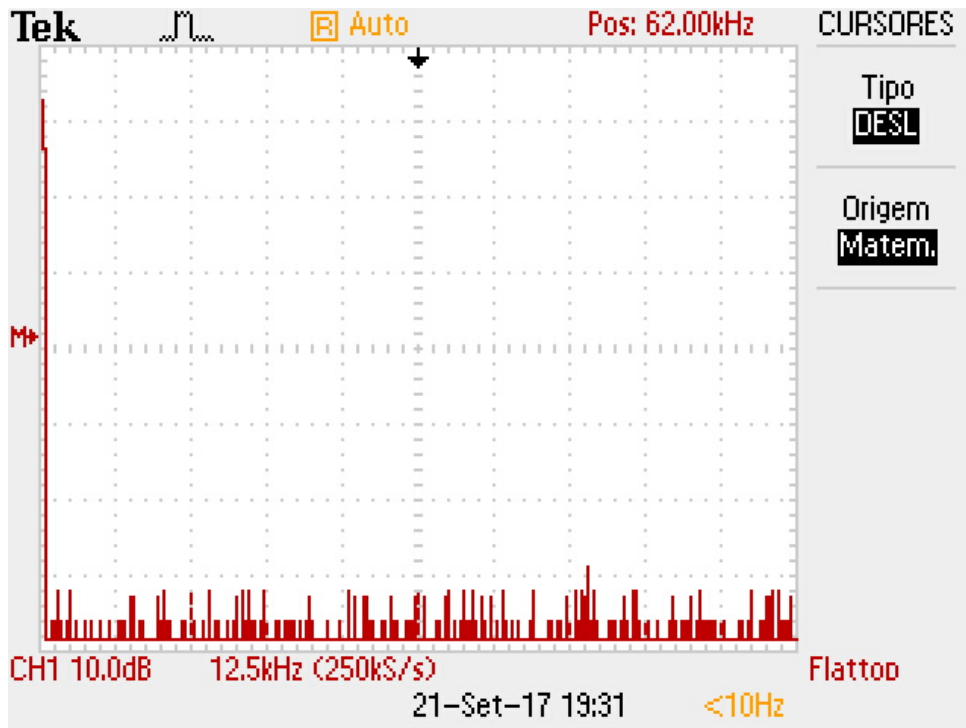


Figura 34: FFT do *Phantom Power*.
Fonte: Autoria Própria.

A FFT revela que as componentes harmônicas com frequência de 60 Hz e 120 Hz possuem amplitude de aproximadamente -34,9 dBV, ao passo que a componente em 0 Hz apresenta amplitude de, aproximadamente, 33,9 dBV. As componentes harmônicas com frequências acima de 0 Hz manifestam características de interferências eletromagnética que não são previstas pelo simulador, ou ruídos gerados pelos componentes eletrônicos do circuito.

A amplitude máxima do ruído aferido através da FFT possui aproximadamente -26,9 dBV que, convertido para Volts, resulta em aproximadamente 45 mV, assim a relação Sina/Ruído é obtida na forma de

$$S/N_{dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{48,90}{0,045} \right) = 60,72dB. \quad (31)$$

Deve-se considerar que essas grandezas são aproximadas, pois as

componentes harmônicas obtidas não manifestam amplitudes fixas ao decorrer do tempo. A definição da relação S/N pode ser encontrada no Apêndice A.

3.2 INSTRUMENTAÇÃO

Além do sinal de áudio convertido pelo microfone, a mesa de som ou *mixer* deve fornecer o restante dos sinais de áudio referentes aos demais instrumentos musicais ou microfones. Geralmente as mesas de som operam com tensão em nível de linha e podem transmiti-lo por meio de cabos balanceados ou desbalanceados.

Os cabos que interligam os sistemas de áudio, microfones ou instrumentos musicais podem ser longos e apresentar falhas de blindagem, fato que propicia a indução de interferências eletromagnéticas. As interferências eletromagnéticas induzidas em cabos balanceados apresentam a mesma fase de oscilação, enquanto o sinal de áudio apresenta contra-fase (BORTONI, 2002). Assim, a utilização de circuitos amplificadores diferenciais torna-se conveniente, de modo a atenuar consideravelmente interferências de modo comum, além de propiciar ganho e realizar a instrumentação do sinal desejado.

Os dois circuitos de instrumentação escolhidos para de tal função são os circuitos integrados INA114AP, conectados conforme ilustra a Figura 35(a) e (b).

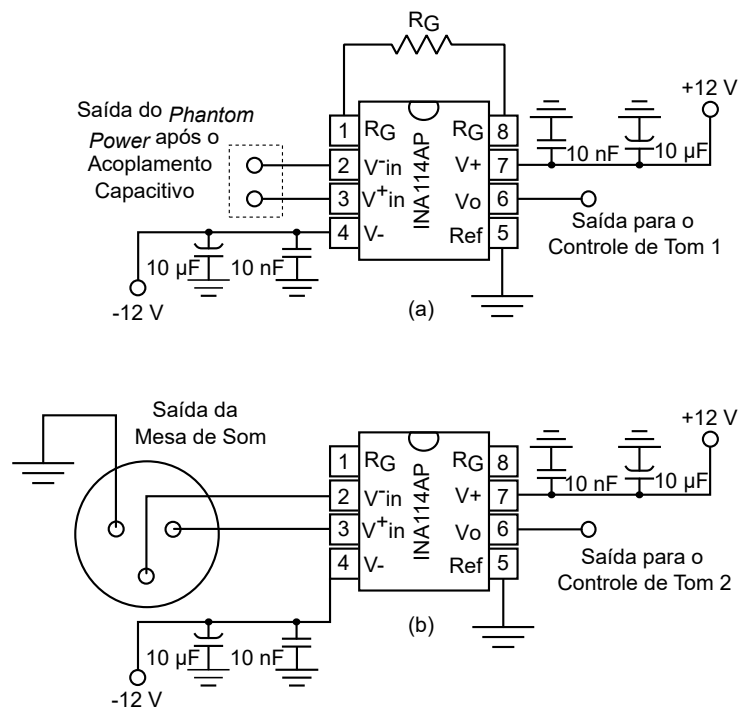


Figura 35: Conexão do INA114AP: (a) com a saída do Phantom Power; (b) com a mesa de som.
Fonte: Autoria Própria.

O INA114AP é um amplificador de instrumentação com base na clássica

topologia de três Amp-Ops. Este que apresenta baixo *offset* de tensão, elevada rejeição de modo comum (115 dB mín), tensão de alimentação de $\pm 2,25$ V a ± 18 V, impedância de entrada em torno de $10\text{ G}\Omega$ e ganho preciso e ajustável por meio de um resistor externo, denominado R_G .

Conforme a folha de dados do fabricante, o ganho G é definido por:

$$G = 1 + \frac{50\text{K}\Omega}{R_G}; \quad (32)$$

e a tensão de saída V_o por:

$$V_o = G \cdot (V_{in}^+ - V_{in}^-). \quad (33)$$

O sinal enviado pela mesa de som apresenta nível de linha, portanto não há necessidade de proporcionar ganho externo, e desse modo os terminais referentes a R_G no circuito da Figura 35 (b) permanecem em aberto. Por outro lado, o sinal gerado pelo microfone condensador e transmitido pela saída do *Phantom Power* apresenta nível de baixo sinal balanceado. Almeja-se que o amplificador forneça máxima potência aos fones de ouvido no instante em que o sinal gerado pelo microfone apresente amplitude próxima a - 20 dBV (amplitude máxima em nível de microfone (DAVIS; PATRONIS; BROWN, 2013)). Para isso, é necessário amplificá-lo à nível de linha. Então adotou-se $R_G = 8,32\text{ K}\Omega$, resultando em $G \approx 7$ para o circuito da 35(a).

Segundo o *datasheet* fornecido pelo fabricante do INA114AP, o dispositivo opera com resposta em frequência plana para toda a faixa audível quando submetido a ganho $G = 7$. Sob o ponto de vista de alimentação dos circuitos integrados, optou-se por utilizar pilhas de 12 V devido ao fato de proporcionar baixos níveis de ruído, possibilitar uma faixa de tensão de saída suficientemente elevada e ocupar espaço físico relativamente pequeno.

3.3 CONTROLE DE TOM

Para realizar a equalização do sistema optou-se pela topologia de controle de tom de duas bandas proposto por *P.J. Baxandall*. Tal circuito de controle apresenta uma topologia ativa, conforme ilustra a Figura 36.

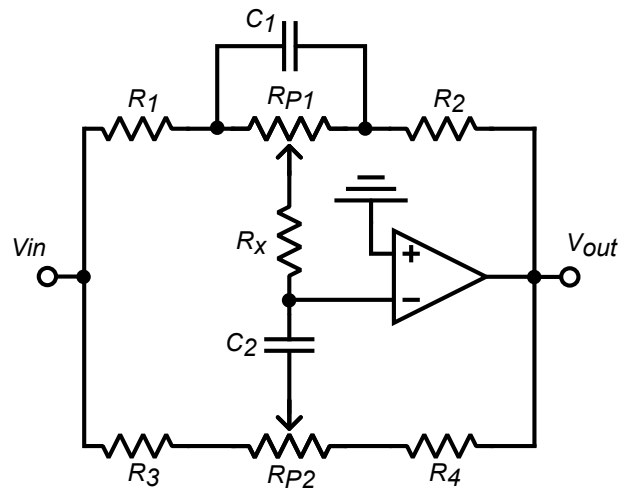


Figura 36: Controle de Tom de *Baxandall*.
Fonte: Adaptado de (Engineering Projects, 2014).

Inicialmente, considera-se frequências relativamente baixas, de modo que o capacitor C_2 apresente características de circuito aberto. De tal forma, é possível projetar os valores dos componentes responsáveis pelo controle de graves separadamente.

A Figura 37 ilustra o circuito controlador de graves.

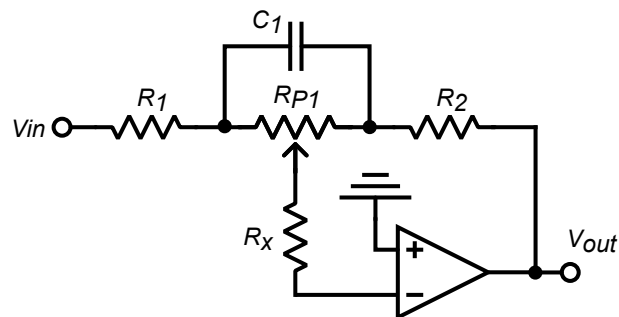


Figura 37: Controle de Graves.
Fonte: Autoria Própria.

A função de transferência do sistema na forma normalizada pode ser obtida na forma de

$$G(s) = - \left(\frac{R_2 + R_B}{R_1 + R_A} \right) \left(\frac{\frac{R_2 C_1 (R_A + R_B) s}{R_2 + R_B} + 1}{\frac{R_1 C_1 (R_A + R_B) s}{R_1 + R_A} + 1} \right) \quad (34)$$

em que

- R_A e R_B representam as resistências entre o terminal intermediário e as extremidades do potenciômetro R_{P1} .

A equação (34) evidencia o módulo $\frac{R_2+R_B}{R_1+R_A}$ da função de transferência do controle de grave. Tal módulo representa o ganho de tensão do sinal na curva de resposta em frequência ao desconsiderar os efeitos de C_1 . Quando o potenciômetro apresentar 50% de sua resistência total ($R_A = R_B$), deseja-se que o compensador de graves não atue, ou seja, o sinal de entrada não deve sofrer alterações de amplitude, resultando em ganho de tensão de 0 dB. Nessa condição, R_1 e R_2 necessitam apresentar valores de resistências iguais.

Além disso, o projeto almeja proporcionar ganho de tensão máximo e mínimo em torno de ± 15 dB nas frequências graves. Ao adotar um potenciômetro R_{P1} de 50 K Ω , verifica-se que os resistores $R_1 = R_2 = 10$ K Ω satisfazem tal necessidade em $\pm 15,5$ dB caso o cursor do potenciômetro seja levado à suas extremidades.

A equação 34 pode ser representada de modo a evidenciar os pólos e os zeros da função na forma de

$$G(s) = - \left(\frac{R_2 C_1 (R_A + R_B)}{R_1 C_1 (R_A + R_B)} \right) \left(\frac{s + \frac{R_2 + R_B}{R_2 C_1 (R_A + R_B)}}{s + \frac{R_1 + R_A}{R_1 C_1 (R_B + R_A)}} \right) \quad (35)$$

e

$$G(s) = - \left(\frac{10.000 C_1 (R_A + R_B)}{10.000 C_1 (R_A + R_B)} \right) \left(\frac{s + \frac{10.000 + R_B}{10.000 C_1 (R_A + R_B)}}{s + \frac{10.000 + R_A}{10.000 C_1 (R_B + R_A)}} \right). \quad (36)$$

É possível notar que, caso o potenciômetro encontre-se com 50% do valor total, o pólo $\frac{10.000 + R_A}{10.000 C_1 (R_B + R_A)}$ e o zero $\frac{10.000 + R_B}{10.000 C_1 (R_A + R_B)}$ localizam-se no mesmo ponto da curva de resposta em frequência. Assim, as frequências de corte apresentam mesmo valor, ou seja, o sinal de saída não deve apresentar corte em nenhum ponto de todo espectro de frequência na qual o amplificador operacional é capaz de operar.

Com a variação do potenciômetro, o pólo e o zero da função aproximam-se ou afastam-se, de maneira a proporcionar amplificação ou atenuação de tensão em determinadas frequências. A frequência de 110 Hz foi escolhida como frequência na qual ocorre o alinhamento entre o polo e o zero, para que estes movimentem-se em torno desse ponto. O movimento do pólo e do zero da função encarregam-se de definir as frequências na qual terá início e término da amplificação ou atenuação do sinal de áudio representado na curva de resposta em frequência do sistema.

Sabendo-se que a velocidade angular $\omega = 2\pi f$ para uma senoide, em que f é a frequência de oscilação, e que pólo da função de transferência encontra-se alinhado ao zero no instante em que $R_A = R_B$, então

$$\frac{10.000 + R_B}{10.000C_1(R_A + R_B)} = \frac{10.000 + R_A}{10.000C_1(R_A + R_B)} = \frac{35.000}{500 \times 10^6 C_1} = 2\pi 110 \quad (37)$$

logo,

$$C_1 \approx 100nF. \quad (38)$$

Desse modo, as frequências de corte $f_{c1} \approx 32$ Hz e $f_{c2} \approx 190$ Hz são obtidas no instante em que o cursor do potenciômetro R_{P1} encontrar-se nas extremidades. Conforme ilustra a Figura 38.

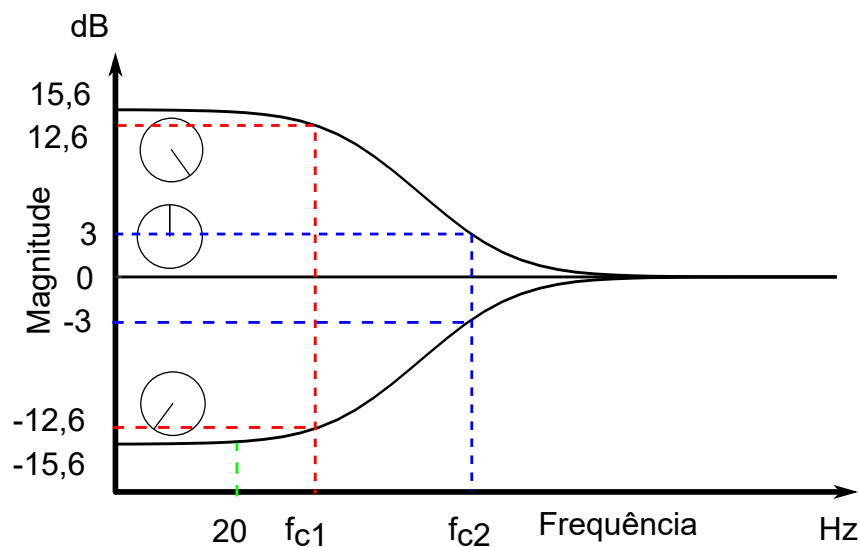


Figura 38: Frequências de Corte dos Graves.
Fonte: Autoria Própria.

Sabendo que $s = \alpha + j\omega$ e considerando um sinal senoidal puro (em que $\alpha = 0$) com frequência de 20 Hz, é possível obter o máximo ganho do sistema na menor frequência audível. Para isso, na equação (36), considera-se o cursor do potenciômetro totalmente rotacionado no sentido horário ($R_A = 0$ e $R_B = 50K$), aplica-se o módulo e substitui-se s por $j2\pi 20$. Assim, o ganho máximo em 20 Hz é obtido por

$$|G(j2\pi 20)| = 5,1 = 14,16dB. \quad (39)$$

O ganho mínimo em 20 Hz pode ser obtido de maneira análoga ao considerar o potenciômetro R_{P1} no sentido oposto e apresenta ganho de -14,16 dB. Os demais ganhos em frequências distintas podem ser obtidos com o mesmo raciocínio.

De maneira análoga ao controle de graves, para que o controle de agudos

apresente ganhos simétricos, é necessário que $R_3 = R_4 = R$. Assumindo um sinal de entrada com frequência suficientemente elevada para que o capacitor C_1 comporte-se como um curto-circuito, é possível representar o controle de tom para as frequências altas conforme a Figura 39.

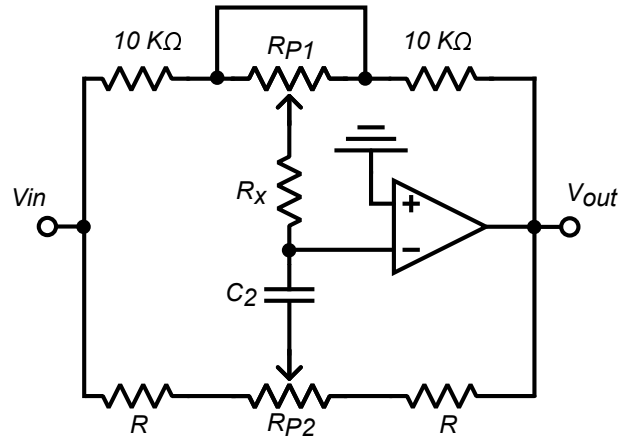


Figura 39: Controle de Agudos.
Fonte: Autoria Própria.

Considerando que o cursor do potenciômetro R_{P1} encontra-se posicionado na metade, há um acréscimo de $12,5K\Omega$ no valor de R_x , pois R_A e R_B apresentam conexão paralela devido ao efeito de C_1 . Sabendo que $R_{P2} = R_C + R_D$, a partir da função de transferência do sistema da Figura 36,

$$H(s) = \frac{[10^3 R + 2R_x R + R^2 + RR_C + (R_C + R + 2R_x + 10^3)R_D]C_2 s + R_C + 2R + R_D}{-[10^3 R + 2R_x R + R^2 + RR_D + (R + 2R_x + 10^3 + R_D)R_C]C_2 s - R_C - 2R - R_D} \quad (40)$$

é possível definir os valores dos componentes do circuito que fixam a frequência na qual ocorre o alinhamento do pólo e do zero, além do ganho na máxima frequência audível.

Adota-se a frequência de 3,5 KHz como frequência na qual ocorre o alinhamento entre o pólo e o zero da função de transferência, portanto o pólo

$$\frac{R_C + 2R + R_D}{[10^3 R + 2R_x R + R^2 + RR_C + (R_C + R + 2R_x + 10^3)R_D]C_2} = 2\pi 3,5 \times 10^3 \quad (41)$$

e o zero

$$\frac{R_C + 2R + R_D}{[10^3 R + 2R_x R + R^2 + RR_D + (R + 2R_x + 10^3 + R_D)R_C]C_2} = 2\pi 3,5 \times 10^3. \quad (42)$$

O alinhamento deve ocorrer no instante em que $R_C = R_D = 25K\Omega$, então, adotando $R_x = 10K\Omega$ e substituindo os respectivos valores de R_{P2} em (41) ou (42),

$$\frac{2R + 50 \times 10^3}{(R^2 + 105 \times 10^3 R + 2 \times 10^9)C_2} = 2\pi 3,5 \times 10^3. \quad (43)$$

Sob o ponto de vista do ganho do sinal, é conveniente que o ganho máximo na frequência de 20 KHz apresente magnitude aproximada ao ganho em 20 Hz. Tal ganho deve ocorrer no instante em que $R_C = 0$ e $R_D = 50K\Omega$. Então, faz-se

$$|H(j2\pi 20.000)| = \left| \frac{(R^2 + 105 \times 10^3 R + 2,75 \times 10^9)(j2\pi 20.000)C_2 + 50 \times 10^3 + 2R}{-(R^2 + 105 \times 10^3 R)(j2\pi 20.000)C_2 - 50 \times 10^3 - 2R} \right| \approx 14dB. \quad (44)$$

Com auxílio do *Software MatLab*, é possível obter o resistor R e o capacitor C_2 que satisfaçam as equações (43) e (44). Os componentes comerciais adotados são: $R = 4,7K\Omega$ e $C_2 = 1nF$. Desse modo, o alinhamento do pólo e do zero ocorre em

$$\frac{2R + 50 \times 10^3}{(R^2 + 105 \times 10^3 R + 2 \times 10^9)C_2} = 3,76 \times 10^3 Hz \quad (45)$$

e o ganho máximo na frequência de 20 KHz apresenta

$$|H(j2\pi 20.000)| = \left| \frac{(R^2 + 105 \times 10^3 R + 2,75 \times 10^9)(j2\pi 20.000)C_2 + 50 \times 10^3 + 2R}{-(R^2 + 105 \times 10^3 R)(j2\pi 20.000)C_2 - 50 \times 10^3 - 2R} \right| \approx 13,5dB. \quad (46)$$

Espera-se que o controle de tom releve ganhos simétricos ou satisfatoriamente divergentes. Além disso, é possível obter as frequências de corte do sistema a partir das frequências de canto do pólo e do zero da função nos instantes em que o cursor do potenciômetro R_{P2} encontra-se em cada uma das extremidades. Para isso, utiliza-se as equações (41) e (42), de modo que $f_{c1} = 2,89KHz$ e $f_{c2} = 18,34KHz$. Tal situação é mostrada na Figura 40.

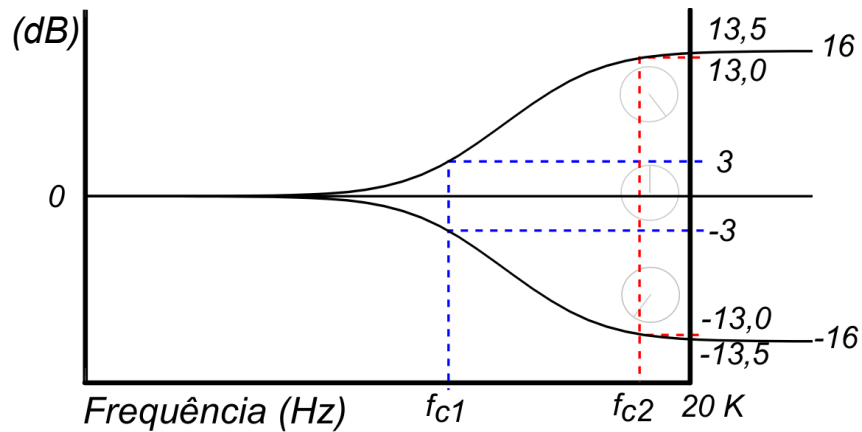


Figura 40: Frequências de Corte dos Agudos.
Fonte: Autoria Própria.

As frequências de corte inferiores do controle de grave e de agudo não interceptam-se. Desse modo, a interferência de um controle não deve promover alterações significativas no outro, exceto pelo fato de que o potenciômetro R_{P1} incrementa a resistência do resistor R_x .

O ganho total do sistema de controle em frequências elevadas pode ser obtido a partir de

$$|H(s)| = \left| \frac{[10^3 R + 2R_x R + R^2 + R R_C + (R_C + R + 2R_x + 10^3) R_D] C_2}{-[10^3 R + 2R_x R + R^2 + R R_D + (R + 2R_x + 10^3 + R_D) R_C] C_2} \right|, \quad (47)$$

quando $R_C = 0$ e $R_D = 50K\Omega$. O ganho máximo do sistema apresenta aproximadamente 16 dB e ocorre em frequências superiores a 20 KHz.

Basicamente, o projeto da etapa de controle de tom foi realizada a partir de considerações convenientes e equacionamento do circuito, bem como a reorganização das funções transferência de modo que estas revelem a resposta do sistema em pontos específicos. Além disso, o projeto considera as máximas amplitudes proporcionadas pelo controle de tom. Por outro lado, é importante salientar que tais amplitudes são variáveis a partir do cursor dos potenciômetros R_{P1} e R_{P2} .

3.3.1 SIMULAÇÕES

Inicialmente, a fase de simulações consiste em validar as funções de transferência do sistema. É possível verificar as funções traçando a resposta em frequência do controle de tom por intermédio do *Software MatLab*.

Com o intuito de averiguar o alinhamento entre o pólo e o zero do controle de graves, é conveniente substituir as respectivas grandezas e reorganizar a equação

(36), assim,

$$G(s)_{R_A=R_B=25K} = \frac{-50s - 35.000}{50s + 35.000}. \quad (48)$$

A Figura 41 ilustra a resposta em frequência do numerador e do denominador da equação (48).

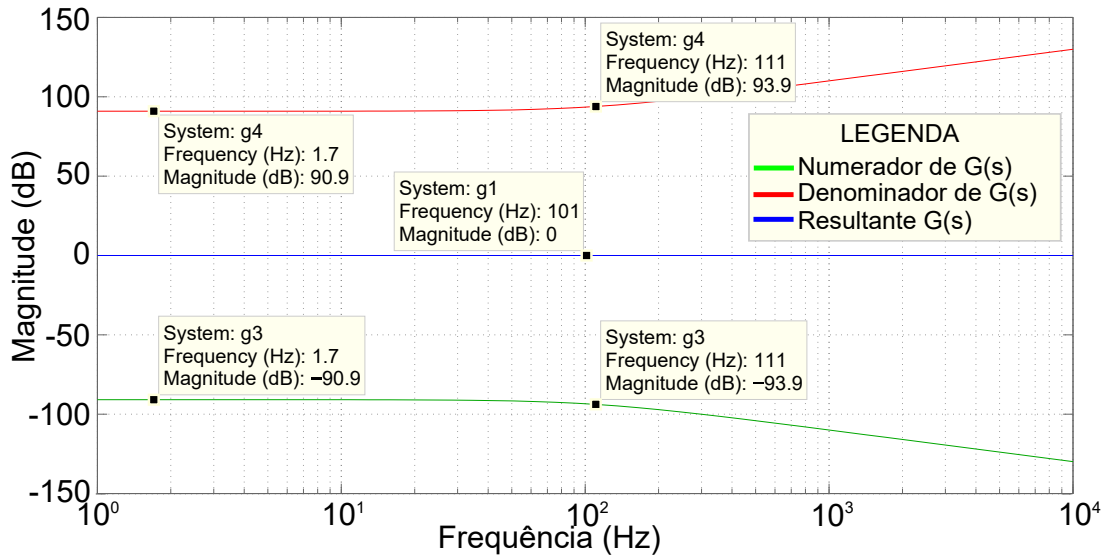


Figura 41: Resposta em Frequência Flat.
Fonte: Autoria Própria.

É possível notar que o pólo e o zero alinham-se em 111 Hz, de modo que o sinal de saída não sofre alteração no espectro de frequência.

Para verificar as frequências de corte do controle de graves, utiliza-se a equação (36), considerando o cursor do potenciômetro R_{P1} nas duas extremidades, assim,

$$G_1(s)_{R_A=0, R_B=50K} = \frac{-50s - 60.000}{50s + 10.000} \quad (49)$$

e

$$G_2(s)_{R_A=50k, R_B=0} = \frac{-50s - 10.000}{50s + 60.000}. \quad (50)$$

A Figura 42 ilustra a resposta em frequência dos numeradores e denominadores das equações (49) e (50).

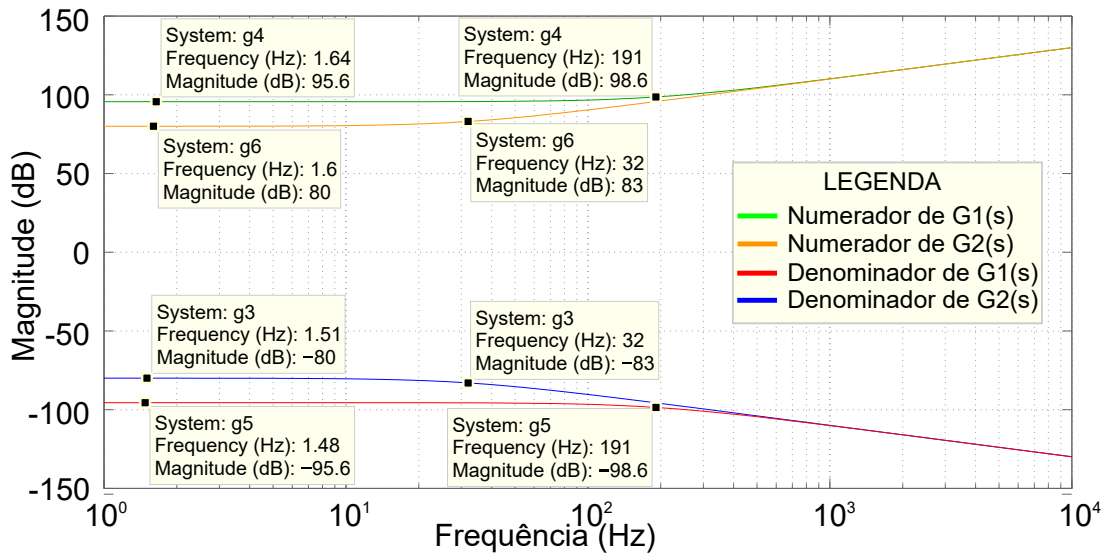


Figura 42: Simulação das Frequências de Corte dos Graves.
Fonte: Autoria Própria.

As frequências de corte apresentam valores convergentes às frequências projetadas. Portanto, as respostas das equações (49) e (50) devem ilustrar características semelhantes às curvas da Figura 38, conforme a Figura 43.

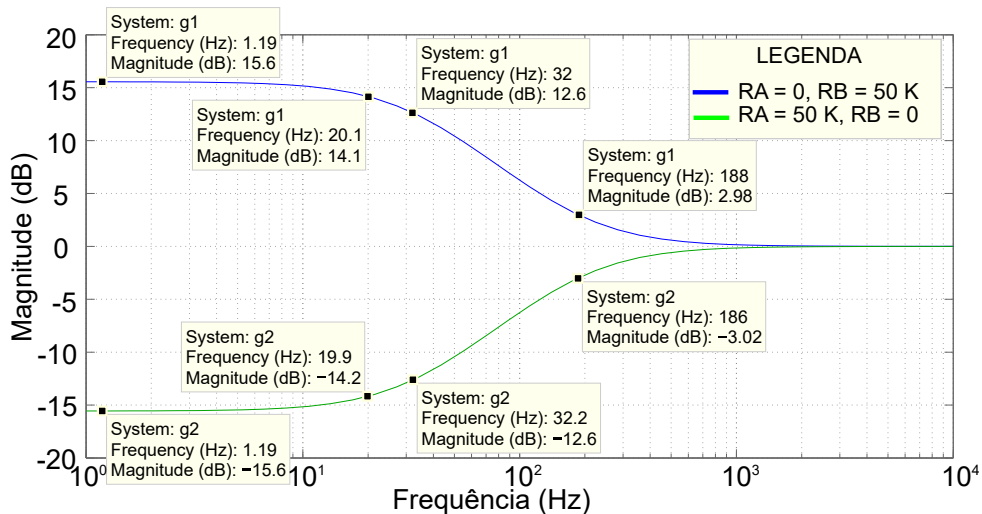


Figura 43: Simulação da Resposta em Frequência dos Graves.
Fonte: Autoria Própria.

Observando a Figura 43, pode-se afirmar que o projeto e a simulação computacional do controle de graves apresentam resultados satisfatórios, validando a modelagem matemática do sistema, bem como os valores de componentes eletrônicos adotados. Após a validação dessa etapa, é necessário verificar a resposta do controle de agudos que compõe o sistema.

As curvas de resposta em frequência do controle de agudos são obtidas de maneira análoga ao controle de graves. Substituindo os respectivos valores projetados na equação (40) e considerando $R_C = R_D = 25K\Omega$, é possível observar a frequência

na qual o pólo e o zero alinham-se, conforme a Figura 44.

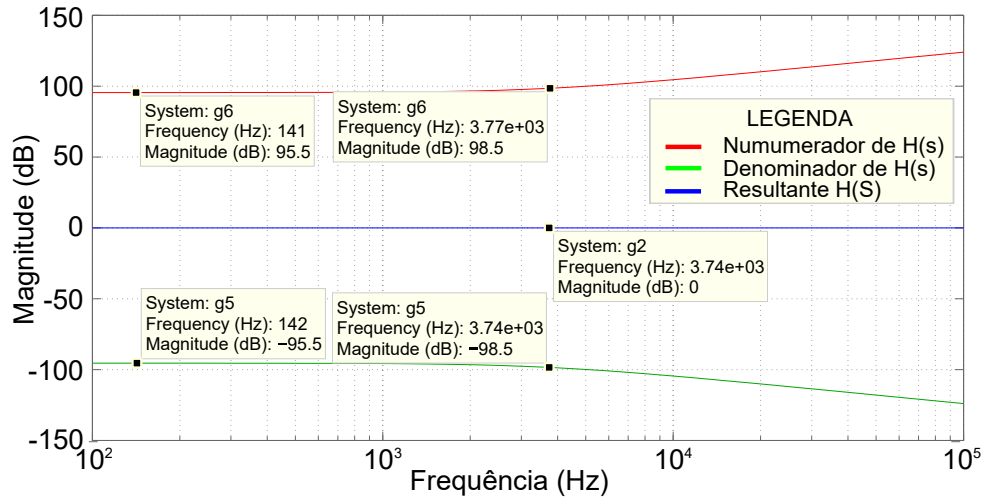


Figura 44: Resposta em Frequência Flat.
Fonte: Autoria Própria.

A frequência de alinhamento ocorre em aproximadamente 3,74 KHz. Esse valor converge com a frequência almejada na fase de projeto e proporciona ganho de 0 dB em todo o espectro de frequência. Por fim, consideram-se as máximas variações de R_{P2} , assim, é possível obter a resposta em frequência do controle de agudos.

A Figura 45 ilustra as curvas de respostas do sistema fornecidas pelo *software* *MatLab*.

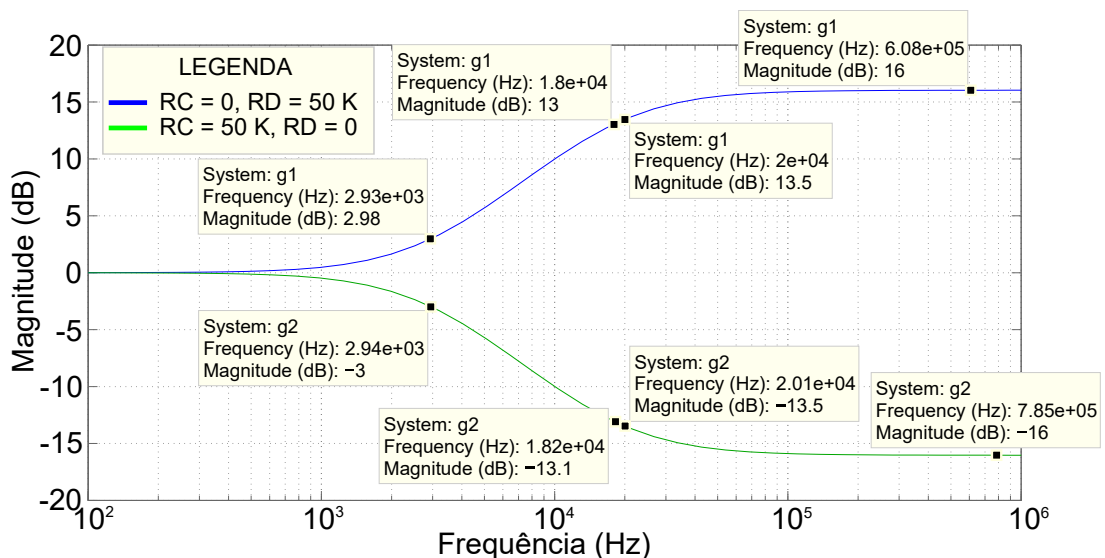


Figura 45: Simulação da Resposta em Frequência dos Agudos.
Fonte: Autoria Própria.

Existem pequenas divergências entre as grandezas previstas na fase de projeto e as respectivas grandezas simuladas. Entretanto, tais divergências são aceitáveis em vista de aproximações decimais realizadas. A simulação do controle de

agudos fornece resultados previstos e possibilita validar a veracidade da modelagem matemática do sistema.

Após a comprovação da modelagem matemática do sistema de controle de tom, é pertinente verificar a simulação do circuito da Figura 39 por meio do *software* LTspice. Optou-se por utilizar o amplificador operacional NE5532, devido ao baixo nível de ruído fornecido por esse componente eletrônico. A simulação engloba o modelo spice do Amp-Op NE5532, bem como o modelo real dos capacitores.

A Figura 46 ilustra a resposta em frequência do circuito mediante as máximas variações dos potenciômetros R_{P1} e R_{P2} .

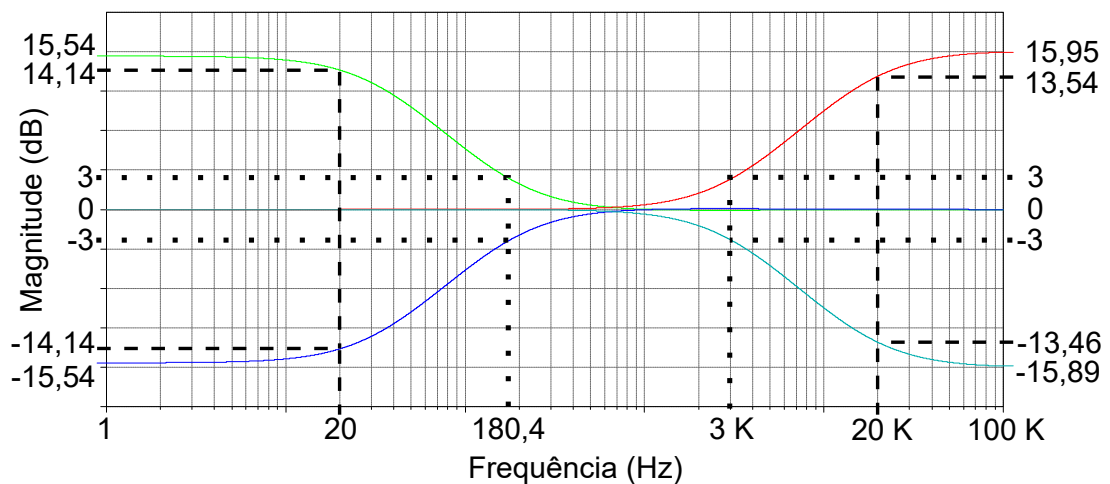


Figura 46: Resposta em Frequência do Controle de Tom.
Fonte: Autoria Própria.

Na frequência de 20 Hz, o ganho máximo apresenta magnitude de 14,14 dB, enquanto que na frequência de 20 KHz, o ganho máximo apresenta magnitude de 13,54 dB. Os ganhos mínimos em 20 Hz e 20 KHz apresentam magnitudes de -14,14 dB e -13,46 dB, respectivamente. Além disso, as frequências de corte do controlador convergem aos valores projetados e simulados através do *software* *MatLab*. Tais resultados comprovam o funcionamento desejado do sistema e propiciam a implementação do circuito físico.

3.3.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após a realização do projeto e simulações do controle de tom, realizou-se a implementação física dos circuitos necessários para promover a equalização independente dos de cada canal do sistema. A alimentação elétrica utilizada nos amplificadores de instrumentação encarrega-se, também, de suprir os amplificadores operacionais NE5532. O NE5532 demanda corrente elétrica relativamente baixa, entre 6 mA e 16 mA e tensão de alimentação de até ± 22 V.

É possível obter a resposta em frequência experimental do controle de tom a partir da verificação da tensão de saída ao aplicar tensão de amplitude fixa e frequência variável em seus terminais de entrada. Então, aferiu-se o sinal de saída do circuito submetido a uma tensão de entrada senoidal originada de de um gerador de funções. A amplitude do sinal de entrada manteve-se fixa, ao passo que variou-se sua frequência e os cursores dos potenciômetros responsáveis pelos ganhos.

A Figura 47 ilustra a resposta em frequência experimental do controle de tom.

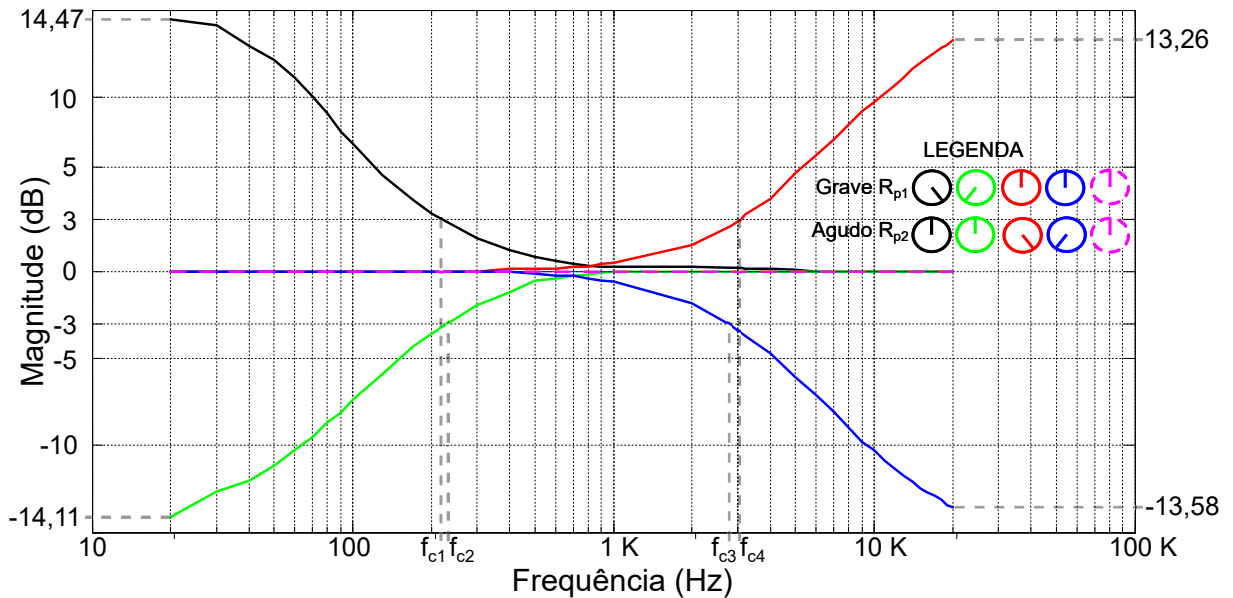


Figura 47: Resposta em Frequência Experimental do Controle de Tom.
Fonte: Autoria Própria.

A análise das curvas de resposta em frequência experimental do controle de tom permite concluir que o sistema de equalização implementado proporciona o controle de graves e agudos com magnitudes e frequências de corte experimentais $f_{c1} \approx 216$ Hz, $f_{c2} \approx 230$ Hz, $f_{c3} \approx 2,8$ KHz e $f_{c4} \approx 3$ KHz similares aos respectivos valores de projeto. A eventual discrepância entre as grandezas projetadas, simuladas e experimentais é resultado das não idealidades intrínsecas ao amplificador operacional, bem como a tolerância de 5% admitida pelos resistores que compõem o circuito em relação a sua resistência nominal.

3.4 MISTURADOR DE ÁUDIO (MIXER)

O objetivo desta etapa é combinar dois sinais de áudio em uma única saída. Para isso utilizou-se um circuito amplificador somador inversor, conforme ilustra a Figura 48

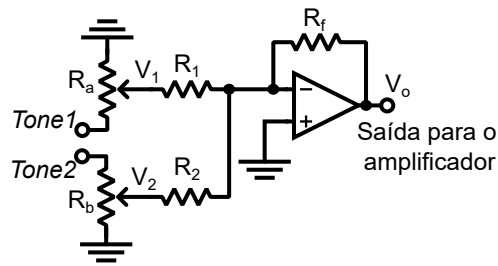


Figura 48: Misturador de áudio Mixer.
Fonte: Autoria Própria.

Optou-se por utilizar o amplificador operacional NE5532 de modo a configurar o circuito somador inversor com ganho unitário, no qual $R_f=R_1=R_2 = 8 \text{ K}\Omega$. Assim o sinal de saída do circuito é definido por

$$V_o = -R_f \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right) = -(V_1 + V_2) \quad (51)$$

O operador matemático negativo revela que ocorre defasagem de 180° entre o sinal de entrada e o sinal de saída. Os potenciômetros R_a e R_b têm a função de regular a amplitude ou volume do sinal enviado pelos controles de tom e transmitido ao amplificador classe A.

3.5 AMPLIFICADOR CLASSE A

Durante a revisão bibliográfica, verificou-se que pré-amplificadores com a finalidade de realizar o monitoramento de palco por meio de fones de ouvido frequentemente dispõem de potência de saída de 1 W. Sabendo que o presente trabalho visa a eventual inserção do sistema desenvolvido no mercado, é conveniente que o pré-amplificador apresente potência compatível aos dispositivos comercializados. A topologia do amplificador escolhida apresenta três estágios, conforme descrito por esta seção.

3.5.1 ESTÁGIO DE SAÍDA

No decorrer da revisão bibliográfica referente a fones de ouvido pôde-se observar que fabricantes de fones de ouvido profissionais, tais como Shure, Philips, JBL, Grado, AKG e Sennheiser dispõem de modelos com impedâncias nominais comuns entre si, 32Ω . Tal impedância é vista como carga pelo pré-amplificador de modo a servir como base para definição da potência nominal do sistema de amplificação.

Por se tratar de um protótipo, optou-se por promover a reprodução dos sons em ambos os lados dos fones de ouvido simultaneamente, e assim adotou-se o casamento de impedância entre os dispositivos em 16Ω . Portanto, é possível definir os parâmetros de projeto do pré-amplificador:

- impedância de saída: 16Ω ;
- potência nominal: 1 W (em 16Ω);
- resposta em frequência: 20 Hz a 20 KHz .

Inicialmente, adotou-se o estágio de saída do amplificador, conforme ilustra a Figura 49.

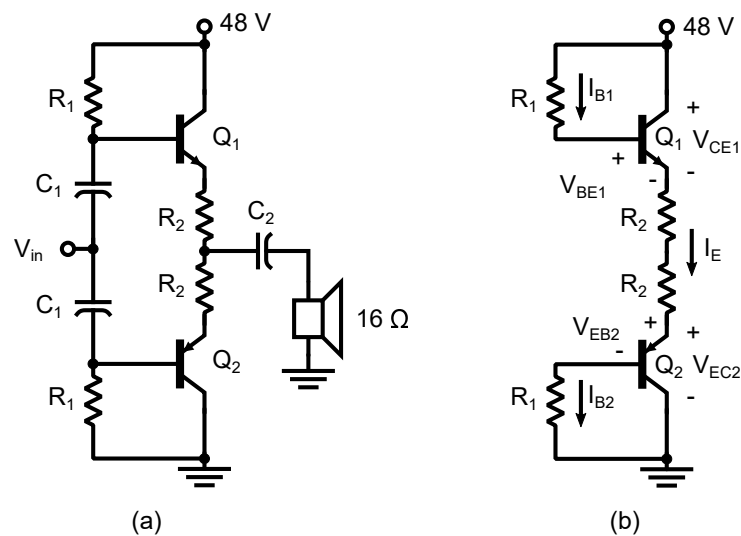


Figura 49: Estágio de saída classe A: (a) completo; (b) equivalente CC.
 Fonte: Adaptado de (SELF, 2002).

Para obter 1 W de potência na carga,

$$V_{\text{orms}} = \sqrt{16 \cdot 1} = 4\text{V}. \quad (52)$$

Considerando um sinal senoidal, a corrente de pico na carga é obtida por

$$I_{\text{opico}} = \sqrt{2} \cdot \frac{4}{16} = 353,55\text{mA}. \quad (53)$$

Sabendo-se que as correntes CA dos emissores de Q_1 e Q_2 somam-se na carga, é necessário que a corrente quiescente I_E seja no mínimo $I_{\text{opico}}/2$ para que o amplificador opere em classe A.

Analisando as folhas de dados fornecidas pelos fabricantes de transistores, bem como a disponibilidade de cada dispositivo, optou-se pela utilização dos

transistores TIP29C (Q_1) e TIP30C (Q_2). Segundo os *datasheets*, os transistores TIP29C e TIP30C apresentam tensão V_{BE} e V_{EB} de 0,7 V, respectivamente, e $I_{E_{max}} = 1$ A. Além disso, a partir da curva $h_{FE} \times I_C$ (em anexo) estima-se que $\beta_{cc1} (Q_1) \approx \beta_{cc2} (Q_2) \approx 115$ para a corrente quiescente desejada. Sabe-se que β_{cc} pode apresentar valores distintos para diferentes pontos de operação, bem como ganhos variados para transistores semelhantes. Portanto, tal estimativa desconsidera fenômenos como a dependência de β_{cc} com V_{CE} , as resistências intrínsecas de emissor e coletor do TBJ e o efeito da temperatura.

Ao realizar a análise do circuito equivalente CC da Figura 49(b), obtém-se a corrente quiescente de emissor

$$I_E = \frac{48 - V_{BE1} - V_{EB2}}{\frac{R_1}{\beta_{cc1}} + \frac{R_1}{\beta_{cc2}} + 2R_2} = \frac{48 - 1,4}{\frac{R_1}{115} + \frac{R_1}{115} + 2R_2}. \quad (54)$$

A análise CC do circuito não é suficiente para estabelecer os valores de R_1 e R_2 , pois almeja-se fixar a impedância de saída do amplificador em aproximadamente 16 Ω . Para isso, utiliza-se o circuito equivalente CA ilustrado na Figura 50.

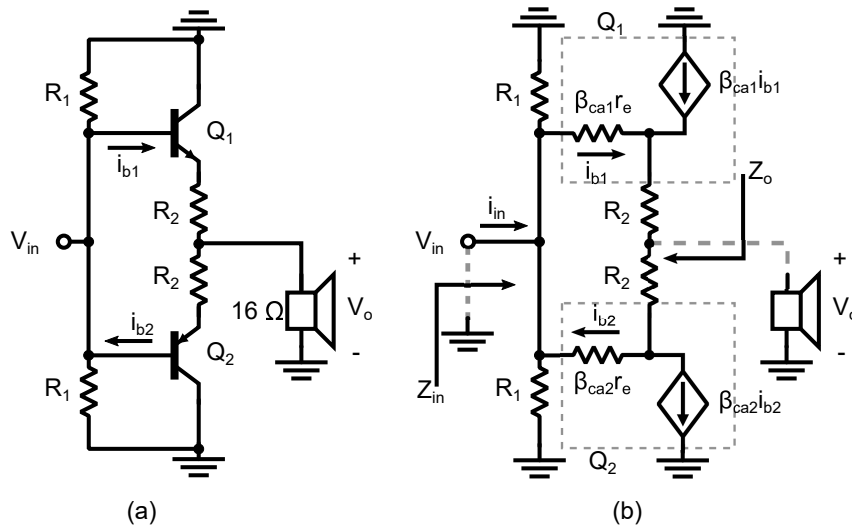


Figura 50: Estágio de saída equivalente CA: (a) com transistor; (b) com o modelo r_e .
Fonte: Autoria Própria.

A análise do circuito equivalente da Figura 50(b) permite concluir que a impedância de saída é obtida por

$$Z_o = \frac{[\beta_{ca1} r_e + R_2 (\beta_{ca2} + 1)] \left(R_2 + \beta_{ca2} r_e - \frac{\beta_{ca1}^2 r_e}{\beta_{ca1} + 1} \right)}{(\beta_{ca2} + 1) \left(2R_2 + \beta_{ca1} r_e + \beta_{ca2} r_e - \frac{\beta_{ca1} \beta_{ca2} r_e}{\beta_{ca1} + 1} \right) - \beta_{ca1} \beta_{ca2} r_e}. \quad (55)$$

A partir da escolha dos transistores, é possível verificar os ganhos de corrente CA. Segundo os respectivos *datasheets* disponibilizados pelos fabricantes, $\beta_{ca1min} = \beta_{ca2min} = 20$ para $V_{CE} = 10\text{ V}$ e $I_C = 200\text{ mA}$ e $f = 1\text{ KHz}$, assim

$$Z_o = \frac{(21R_2 + 20r_e)(R_2 + \frac{20r_e}{21})}{42r_2 + 40r_e}. \quad (56)$$

O ganho de corrente CA não interfere significativamente na impedância de saída e Z_o relaciona-se mais fortemente com R_2 . Para obter a corrente quiescente e a impedância de saída desejadas adotou-se $R_1 = 6,8\text{ K}\Omega$ e $R_2 = 31\Omega$. Substituindo R_1 e R_2 nas equações (53) e (54)

$$I_E = \frac{48 - 1,4}{\frac{10 \times 6,8^3}{115} + \frac{10 \times 6,8^3}{115} + 2 \cdot 31} = 260\text{mA}, \quad (57)$$

assim a resistência dinâmica

$$r_e = \frac{26 \times 10^{-3}}{I_E} = \frac{26}{184,57} = 0,141\Omega \quad (58)$$

e a impedância de saída

$$Z_o = 15,55\Omega. \quad (59)$$

A impedância de entrada é obtida por

$$Z_{inNL} \approx R_1 \parallel R_1 = \frac{R_1^2}{2R_1} = 3,4\text{K}\Omega, \quad (60)$$

as tensões quiescentes

$$V_{CE1} = V_{BE1} + I_E \frac{R_1}{B_{cc1}} = 0,7 + I_E \frac{R_1}{115} = 16,07\text{V}, \quad (61)$$

e

$$V_{EC2} = V_{EB2} + I_E \frac{R_1}{B_{cc2}} = 0,7 + I_E \frac{R_1}{115} = 16,07\text{V}, \quad (62)$$

além da corrente de saturação

$$I_{E\text{sat}} = \frac{48}{2R_2} = 774,19\text{mA}. \quad (63)$$

O ganho de tensão sem carga A_{VNL} é obtido quando não há carga conectada ao amplificador, desse modo

$$A_{VNL} = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{i_{in} \frac{R_1^2}{2R_1}}{i_{in} \frac{R_1^2}{2R_1}} = 1 \quad (64)$$

e o ganho de tensão com carga

$$A_{VL} = A_{VNL} \frac{R_L}{Z_o + R_L} = \frac{16}{15,55 + 16} \approx 0,5 \quad (65)$$

Para o dimensionamento do capacitor de acoplamento de saída C_2 adotou-se a frequência de corte em aproximadamente 2 Hz, uma década abaixo da menor frequência audível, assim

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_c (Z_o + R_L)} = \frac{1}{2\pi \cdot 2 (15,55 + 16)} = 2,53mF. \quad (66)$$

O capacitor comercial utilizado possui capacitância de 2,2 mF.

Analisando o circuito equivalente CA, verifica-se que os capacitores de entrada (C_1) apresentam conexão paralela entre si e série à impedância de entrada. Utilizou-se $C_1 = 22 \mu F$, assim quando não há carga conectada ao circuito

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 22 \times 10^{-6} \cdot 3,4 \times 10^3} = 1,06Hz. \quad (67)$$

A conexão da carga reduz a impedância de entrada para aproximadamente 1,5 K Ω , desse modo a frequência de corte de entrada torna-se

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 22 \times 10^{-6} \cdot 1,5 \times 10^3} = 2,41Hz. \quad (68)$$

3.5.2 BUFFER

O estágio de saída do amplificador manifesta impedância de entrada média, fato que torna conveniente a utilização de um circuito de *Buffer* entre o estágio de ganho de tensão e o estágio de saída. Basicamente, o *Buffer* apresenta impedância de entrada elevada, ao passo que proporciona ganho de tensão próximo a unidade e baixa impedância de saída.

Utilizou-se o amplificador seguidor de emissor para realizar a função de adequar as impedâncias entre os estágios. A Figura 51 ilustra o circuito seguidor de emissor, bem como o respectivo circuito equivalente CC.

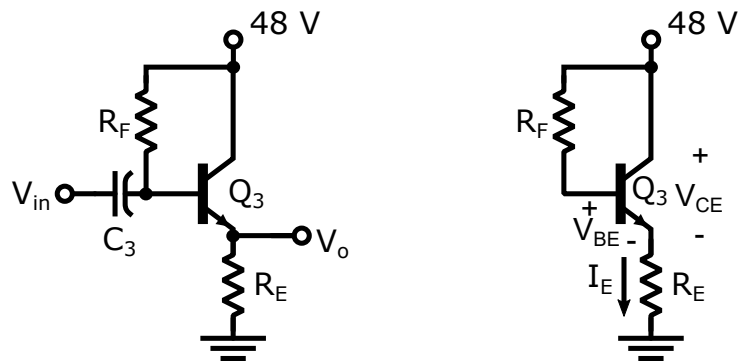


Figura 51: Seguidor de emissor: (a) completo; (b) equivalente CC.

Fonte: Adaptado de (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004).

Devido a sua disponibilidade, bem como a resposta em frequência e as características tensão V_{CE} e I_C suportadas pelo dispositivo, adotou-se o transistor BC547C como elemento ativo do circuito. O transistor adotado possui $\beta_{CC} = 396,2$ e seu circuito de polarização é composto por $R_f = 200 \text{ K}\Omega$ e $R_E = 1 \text{ K}\Omega$. Desse modo, a corrente quiescente

$$I_E = \frac{48 - V_{BE}}{\frac{R_F}{\beta_{CC} + 1} + R_E} = \frac{48 - 0,7}{\frac{200 \times 10^3}{397,2} + 1 \times 10^3} = 31,40 \text{ mA}, \quad (69)$$

a tensão quiescente

$$V_{CE} = 48 - I_E R_E = 48 - 31,40 \times 10^{-3} \times 1 \times 10^3 = 16,60 \text{ V}, \quad (70)$$

a tensão de corte

$$V_{CE\text{corte}} = 48 \text{ V}, \quad (71)$$

a corrente de saturação CC

$$I_{E\text{sat}} = \frac{48}{R_E} = \frac{48}{1 \times 10^3} = 48 \text{ mA} \quad (72)$$

e a resistência dinâmica

$$r_e = \frac{26 \times 10^{-3}}{I_E} = \frac{26}{31,4} = 0,827 \Omega \quad (73)$$

Para o cálculo das correntes e tensões que compõem a reta de carga CA, utilizou-se os circuitos da Figura 52(a).

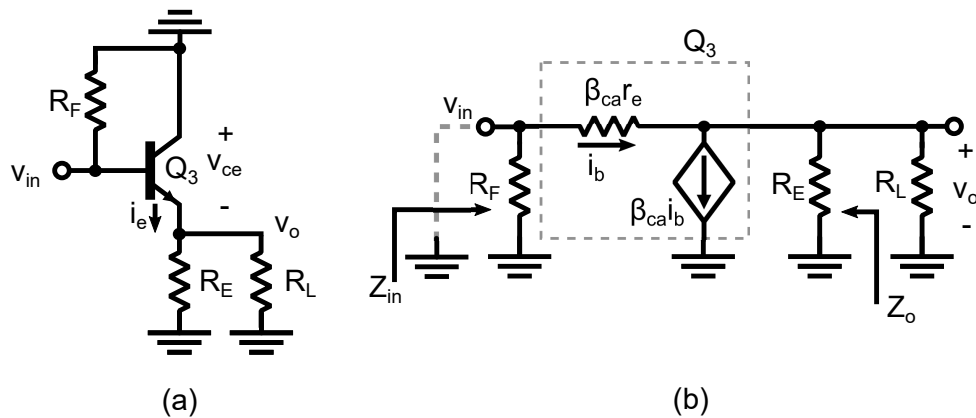


Figura 52: Seguidor de emissor equivalente CA: (a) com transistor; (b) com modelo r_e .

Fonte: Adaptado de (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004).

A análise do circuito equivalente CA da Figura 52(a) permite afirmar que a corrente de saturação CA somada à componente CC

$$i_{Esat} = \frac{V_{CE}}{R_E \parallel R_L} + I_E = \frac{16,6}{(1 \times 10^3) \parallel (1,5 \times 10^3)} + 31,40 \times 10^{-3} = 59,07 \text{mA} \quad (74)$$

e a respectiva tensão de corte

$$v_{CEcorte} = I_E (R_E \parallel R_L) + V_{CE} = 31,40 \times 10^{-3} [(1 \times 10^3) \parallel (1,5 \times 10^3)] + 16,60 = 35,44 \text{V}. \quad (75)$$

Para obter a impedância de entrada, impedância de saída e os ganhos de tensão, faz-se a análise do circuito equivalente da Figura 52(b). Sabendo que carga R_L é a impedância de entrada do estágio de potência do amplificador e que, segundo o *datasheet* disponibilizado pelo fabricante do transistor BC547C, β_{ca} é tipicamente 600, a impedância de entrada considerando R_L pode ser definida como

$$Z_{inL} \approx R_F \parallel [(R_E \parallel R_L)(\beta_{ca} + 1) + \beta_{ca} r_e] = 200 \times 10^3 \parallel (600 \cdot 601 + 600 \cdot 0,827) = 128,71 \text{K}\Omega, \quad (76)$$

a impedância de saída

$$Z_o \approx R_E \parallel \left(\frac{\beta_{ca} r_e}{\beta_{ca} + 1} \right) = 1 \times 10^3 \parallel \left(\frac{600 \cdot 0,827}{601} \right) = 0,825 \Omega, \quad (77)$$

o ganho de tensão sem carga

$$A_{vNL} \approx \frac{(\beta_{ca} + 1)R_E}{\beta_{ca}r_e + (\beta_{ca} + 1)R_E} = \frac{601 \times 10^3}{600 \cdot 0,825 + 601 \times 10^3} = 0,999 \quad (78)$$

e o ganho de tensão com carga

$$A_{vL} = A_{vNL} \frac{R_L}{R_L + Z_o} = 0,999 \frac{1,5 \times 10^3}{1,5 \times 10^3 + 0,825} = 0,998. \quad (79)$$

3.5.3 ESTÁGIO DE GANHO DE TENSÃO

Devido ao casamento de impedância entre o estágio de saída e carga, é necessário fornecer aproximadamente $12 V_{pp}$ à saída do *buffer* para atingir a potência almejada. A topologia escolhida para exercer a função de elevar a amplitude do sinal de entrada é o amplificador emissor comum sem desvio. Tal topologia costuma apresentar impedância de entrada média ($2 K\Omega$), impedância de saída média ($2 K\Omega$) e baixo ganho de tensão (-5).

A topologia em emissor comum sem desvio mostra-se adequada à esta aplicação, pois o circuito de instrumentação INA114AP encarrega-se de elevar o sinal de áudio à nível de linha, dispensando ganhos de tensão elevados neste estágio. A Figura 53 ilustra o amplificador seguidor de emissor, bem como seu respectivo circuito equivalente CC.

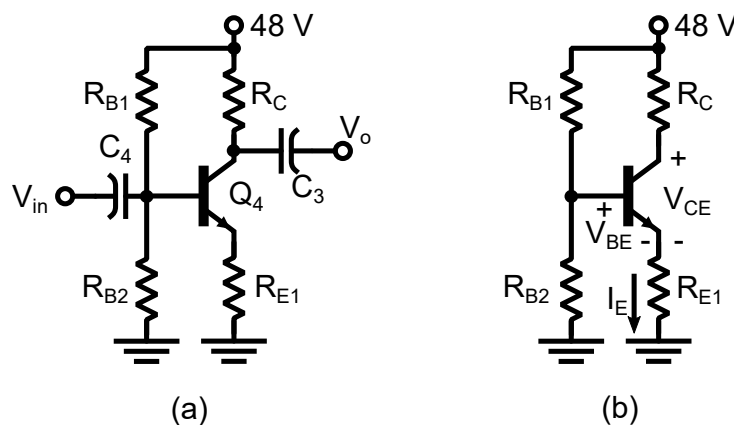


Figura 53: Polarização de emissor sem desvio: (a) completo; (b) equivalente CC.
Fonte: Adaptado de (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004).

No estágio emissor comum, utilizou-se um transistor BC547 com β_{cc} aferido de 188,5. Com o intuito de fixar o ponto quiescente na região ativa da reta de carga, os resistores que compõem o circuito de polarização do amplificador apresentam os

seguintes valores: $R_{B1} = 10 \text{ K}\Omega$, $R_{B2} = 985 \text{ }\Omega$, $R_C = 1 \text{ K}\Omega$ e $R_{E1} = 165 \text{ }\Omega$. Desse modo, é possível obter a corrente quiescente de emissor na forma de

$$I_E = \frac{48 \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} - V_{BE}}{\frac{(R_{B1} || R_{B2})}{\beta_{CC} + 1} + R_{E1}} = \frac{48 \frac{985}{10 \times 10^3 + 985} - 0,7}{\frac{(10 \times 10^3 || 985)}{189,2} + 165} = 21,23 \text{ mA}, \quad (80)$$

a tensão quiescente entre coletor e emissor

$$V_{CE} = 48 - R_C I_E \frac{\beta_{CC}}{\beta_{CC} + 1} - R_{E1} I_E = 48 - 21,23 \frac{188,2}{189,2} - 3,5 = 23,38 \text{ V} \quad (81)$$

e a resistência dinâmica do diodo

$$r_e = \frac{26 \times 10^{-3}}{I_E} = \frac{26}{21,23} = 1,22 \text{ }\Omega. \quad (82)$$

A corrente de saturação pode ser obtida por

$$I_{Csat} = \frac{48}{R_C + R_E} = \frac{48}{1 \times 10^3 + 165} = 41,20 \text{ mA} \quad (83)$$

e a tensão de corte entre coletor e emissor

$$V_{CEcorte} = 48 \text{ V}. \quad (84)$$

Após logrado êxito no objetivo de fixar o ponto quiescente na região ativa do transistor, realizou-se a análise CA do amplificador, conforme ilustra a Figura 54

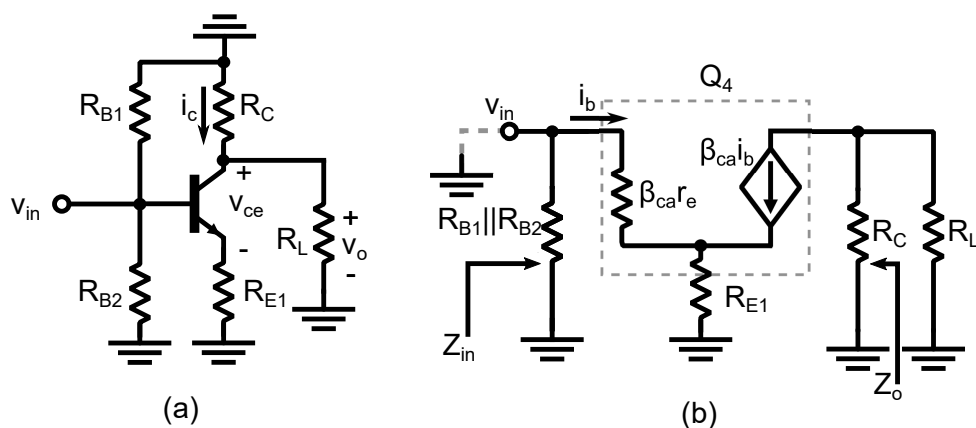


Figura 54: Polarização de emissor sem desvio equivalente CA: (a) com transistor; (b) com modelo r_e .
Fonte: Adaptado de (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004).

A análise do circuito equivalente CA da Figura 54 permite definir a corrente de saturação instantânea total na forma de

$$i_{C_{sat}} = \frac{V_{CE}}{(R_C || R_L) + R_E} + I_C \approx \frac{23,38}{1,157 \times 10^3} + 21,23 \times 10^{-3} = 41,43 \text{mA} \quad (85)$$

e a tensão de corte instantânea total

$$v_{CE_{corte}} = I_C [(R_C || R_L) + R_E] + V_{CE} \approx 21,23 \cdot 1,157 + 23,38 = 47,94 \text{V}. \quad (86)$$

Não é necessário que a impedância de entrada dessa etapa de amplificação seja elevada, pois o *mixer* possui impedância de saída baixa, fazendo com que a maior parcela do sinal *mixado* seja entregue ao estágio de ganho de tensão. A impedância de entrada do estágio em emissor comum é obtida a partir do circuito equivalente CA da Figura 53(b) e pode ser calculada por

$$Z_{in} \approx (R_{B1} || R_{B2}) || [R_E (\beta_{ca} + 1) + \beta_{care}] = (10 \times 10^3 || 985) || (31,45 \times 10^3) = 888,64 \Omega \quad (87)$$

e a impedância de saída

$$Z_o \approx R_C = 1 \text{K}\Omega. \quad (88)$$

Sabendo-se do ganho proporcionado pelo circuito de instrumentação, além da amplitude máxima em nível de microfone, os resistores R_C e R_E foram escolhidos estrategicamente para que o ganho de tensão valha

$$A_{vNL} = -\frac{\beta_{ca} R_C}{R_E (\beta_{ca} + 1) + \beta_{care}} = -\frac{188,2 \cdot 10 \times 10^3}{165 \cdot 189,2 + 188,2 \cdot 1,22} = -6,05. \quad (89)$$

A impedância de entrada elevada do *buffer* faz com que o ganho $A_{vL} \approx A_{vNL}$. Considerando todos os ganhos do sistema, o amplificador irá fornecer potência máxima à carga caso o sinal convertido pelo microfone apresente amplitude de aproximadamente 95 mV_{rms} (-20,45 dBV) balanceados na entrada in_1 e $1,32 \text{ V}_{rms}$ desbalanceados na entrada in_2 .

Os capacitores C_3 e C_4 escolhidos são de $100 \mu\text{F}$ e $1 \mu\text{F}$, respectivamente. Assim,

$$f_{c3} = \frac{1}{2\pi \times 10^{-6} (128,71 \times 10^3 + 1 \times 10^3)} = 1,23 \text{ Hz} \quad (90)$$

e

$$f_{c4} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^{-6} \times 888,64} = 1,79 \text{ Hz}. \quad (91)$$

A Figura 55 ilustra o circuito completo do amplificador classe A projetado.

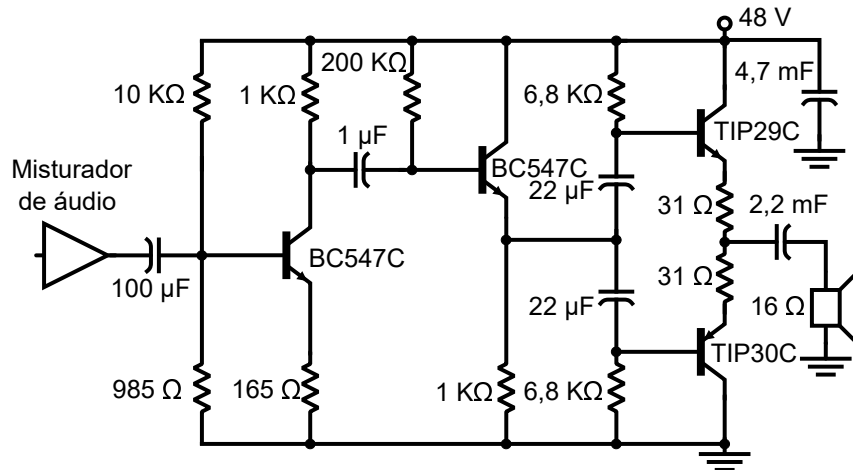


Figura 55: Amplificador classe A projetado.
Fonte: Autoria Própria.

O projeto do amplificador visa transferir 360° do sinal em cada estágio de amplificação. Tal objetivo é fundamentado e comprovado teoricamente com base no posicionamento do ponto de operação de cada transistor na região ativa. A partir do equacionamento de cada estágio é possível observar que as componentes oscilantes de tensão e corrente não atingem as respectivas regiões de corte e saturação. Além disso, adicionou-se um capacitor de 4,7 mF entre os nós de alimentação do amplificador com o intuito de atenuar oscilações de tensão da fonte CC devido ao inserção de um sinal de entrada CA.

3.5.4 SIMULAÇÕES

As simulações do amplificador foram realizadas por meio do *software* LTspice. Salienta-se que a alimentação elétrica do amplificador foi realizada a partir do *Phantom Power* previamente simulado. Além disso, utilizou-se modelos *spice* dos transistores e diodos, além dos modelos do INA114 e do amplificador operacional NE5532. A Figura 56 ilustra as tensões de entrada balanceadas de $94,5 \text{ mV}_{rms}$, a tensão de saída com carga nominal e a componente CA da tensão de saída sem carga, considerando o sistema de áudio completo.

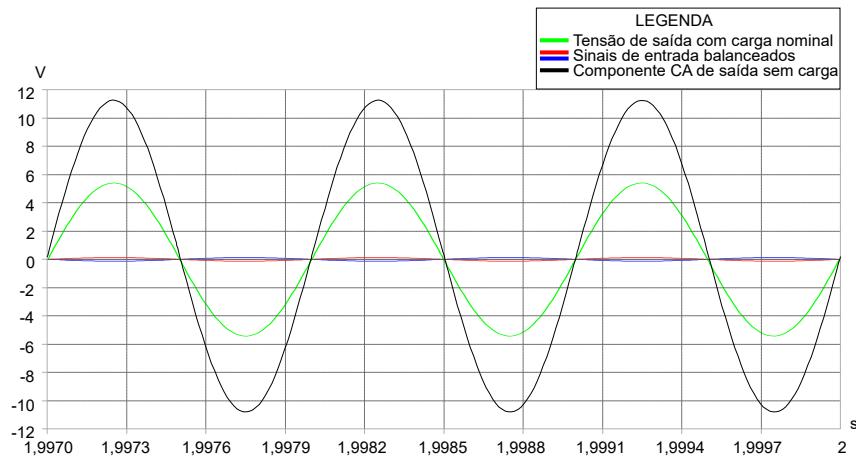


Figura 56: Sinais de entrada e saída simulados.
Fonte: Autoria Própria.

A simulação revela que os ganhos almejados em cada etapa de amplificação foram obtidos de forma adequada. Portanto, a tensão de saída com carga nominal apresenta amplitude de $3,91 V_{rms}$ e a componente CA da tensão de saída apresenta aproximadamente $7,8 V_{rms}$, comprovando o casamento de impedância.

A Figura 57 ilustra as correntes totais de emissor e sua respectiva corrente quiescente.

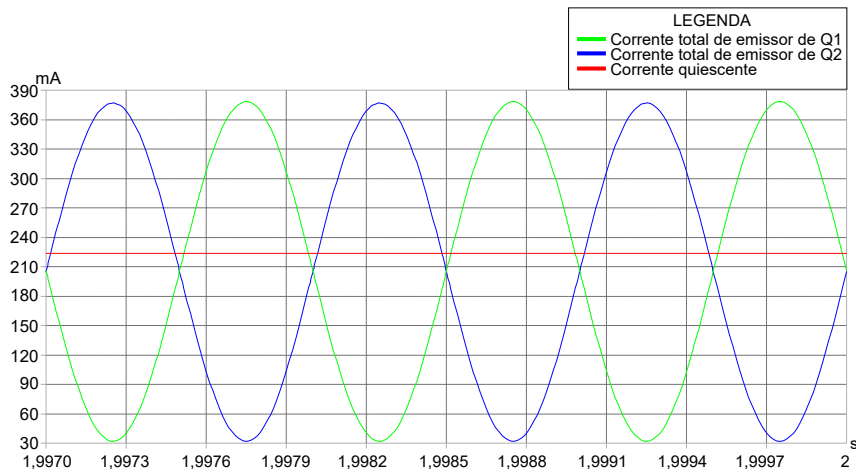


Figura 57: Corrente quiescente e corrente total de emissor simuladas.
Fonte: Autoria Própria.

A divergência entre a corrente quiescente calculada e a corrente quiescente simulada deve-se ao fato de que o simulador, a partir do modelo spice, considera diversas características intrínsecas aos dispositivos eletrônicos, tais como: efeito *Early*, resistência de emissor, resistência de coletor e corrente reversa de emissor. Entretanto, a corrente $I_E=228,4$ mA simulada apresenta amplitude próxima a corrente de emissor calculada e, conforme observa-se nas curvas das correntes totais, garante a operação do amplificador em classe A para a potência especificada.

A Figura 58 ilustra a potência total na carga para as condições ilustradas nas Figuras 56 e 57.

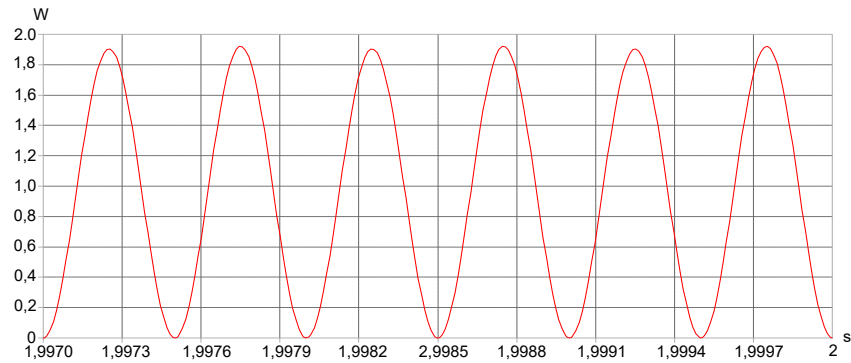


Figura 58: Potência na carga.
Fonte: Autoria Própria.

Conforme o resultado da simulação, a potência de saída apresenta média de 957 mW e aproxima-se da potência almejada.

3.5.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Realizou-se a implementação do amplificador simultaneamente a verificação das grandezas quiescentes e totais, impedâncias de entrada e saída, além dos ganhos de tensão calculados e simulados para cada estágio de amplificação.

A Figura 59 ilustra as formas de onda dos sinais de entrada do circuito de instrumentação INA114AP.

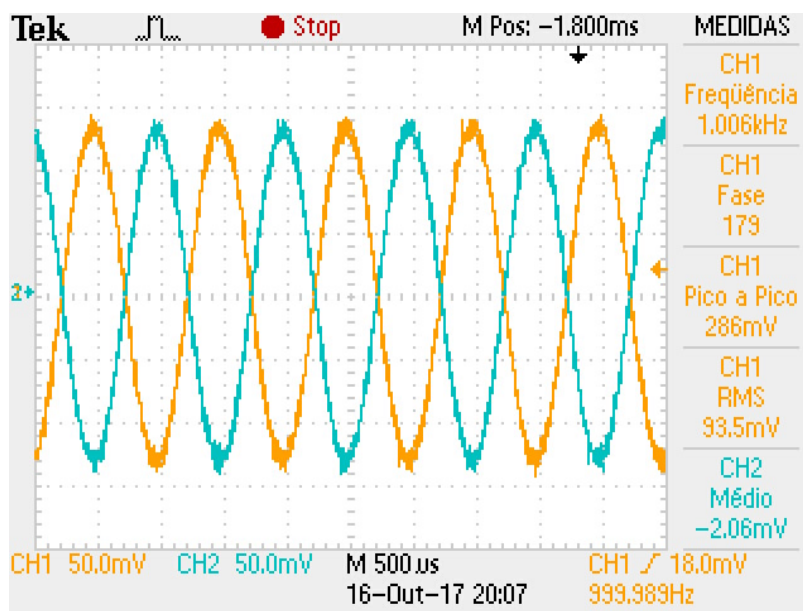


Figura 59: Sinais balanceados de entrada.
Fonte: Autoria Própria.

Os sinais de entrada do INA114AP foram originados a partir de um gerador de função, de modo a emular um microfone condensador operando próximo a - 20 dBV.

A Figura 60 ilustra as formas de onda dos sinais de saída do controle de tom (entrada do amplificador transistorizado) e saída do amplificador, considerando a carga nominal de $16\ \Omega$.

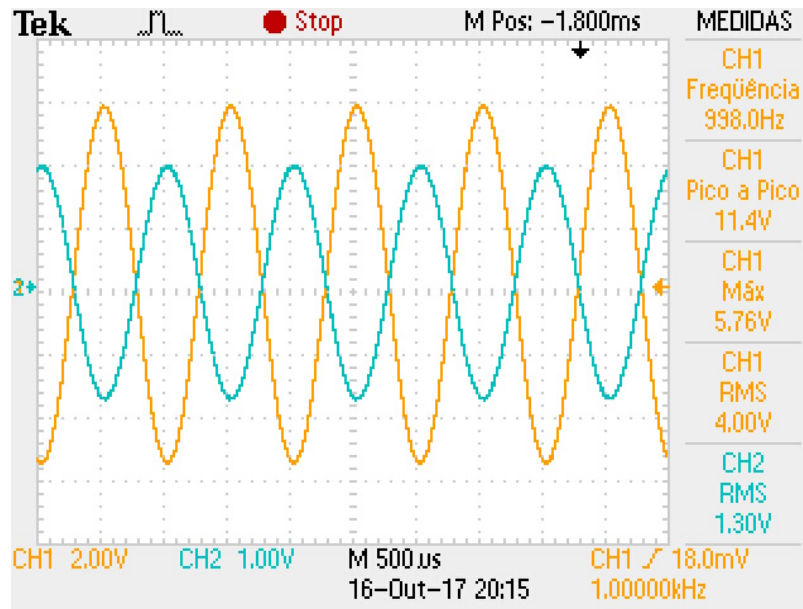


Figura 60: Tensões de entrada (azul) e saída (laranja) do amplificador.

Fonte: Autoria Própria.

A tensão sobre a carga apresenta $4\ V_{rms}$ que, aplicada a $16\ \Omega$, resulta em $1\ W$ de potência média. Além disso, confirma-se o ganho de tensão $G = 7$ (além da soma entre os sinais devido a sua defasagem relativa) proporcionado pelo circuito de instrumentação e o ganho $A_v \approx 3$ proporcionado pelo estágio em emissor comum do amplificador. Faz-se conveniente expor que a Figura 60 foi obtida a partir da posição *flat* do controle de tom.

A Figura 61 apresenta a forma de onda da corrente instantânea total que flui através do emissor do transistor TIP30C em condições de potência de saída nominal.

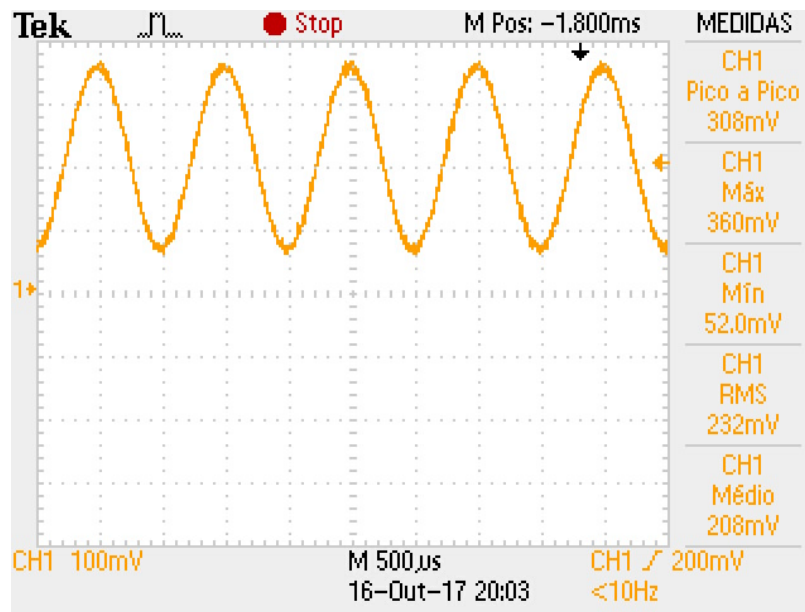


Figura 61: Corrente instantânea total de emissor.
Fonte: Autoria Própria.

A forma de onda da corrente ilustrada na Figura 61 apresenta unidade de tensão, pois aferiu-se a tensão entre os terminais do resistor de $1\ \Omega$ existente no emissor de Q_2 , este que pode apresentar erro de 5% em sua resistência. É possível observar que a corrente no emissor de Q_2 oscila em 360° , garantindo a operação do amplificador em classe A.

A Figura 62 ilustra a tensão de saída na ausência de carga.

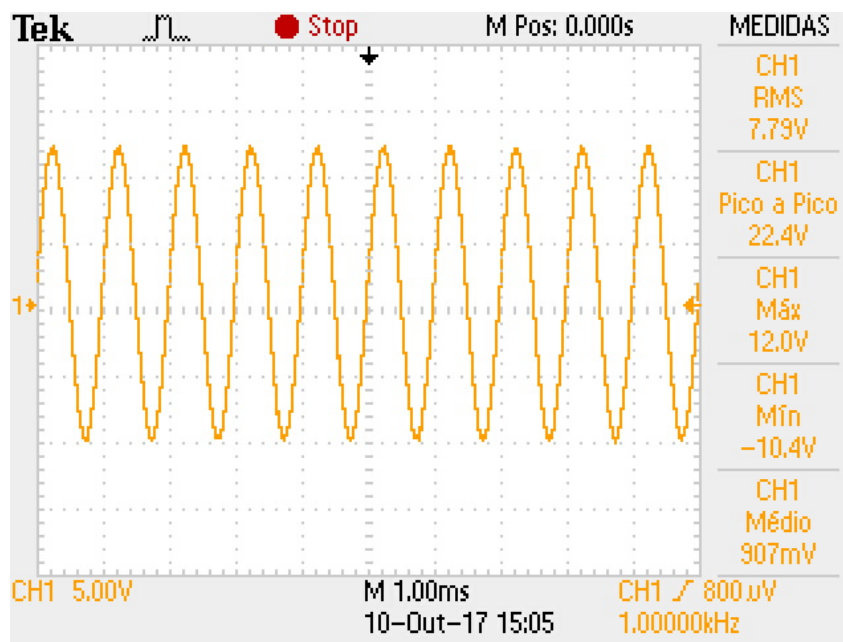


Figura 62: Tensão de saída do amplificador sem carga.
Fonte: Autoria Própria.

Com a ausência de carga observa-se que a tensão de saída apresenta 22,4

V_{pp} , ao passo que a conexão da carga reduz essa tensão para $11,4 V_{pp}$. Desse modo, a impedância de saída experimental do amplificador aproxima-se de 16Ω e satisfaz o parâmetro de casamento de impedância entre o amplificador e a carga.

Uma forma de caracterizar o amplificador quanto a distorção é realizada a partir da distorção harmônica total (THD, *Total Harmonic Distortion*). O THD pode ser obtido através da relação entre todas as componentes harmônicas e a componente fundamental do sinal analisado a partir da transformada de *Fourier*.

A Figura 63 ilustra a FFT do sinal de saída considerando o sistema de amplificação completo, bem como o controle de tom e o *mixer*. Aplicou-se à entrada do sistema um sinal senoidal balanceado com frequência fundamental de 1 KHz, idêntico a ilustração da Figura 59, de modo a fornecer 1 W à carga.

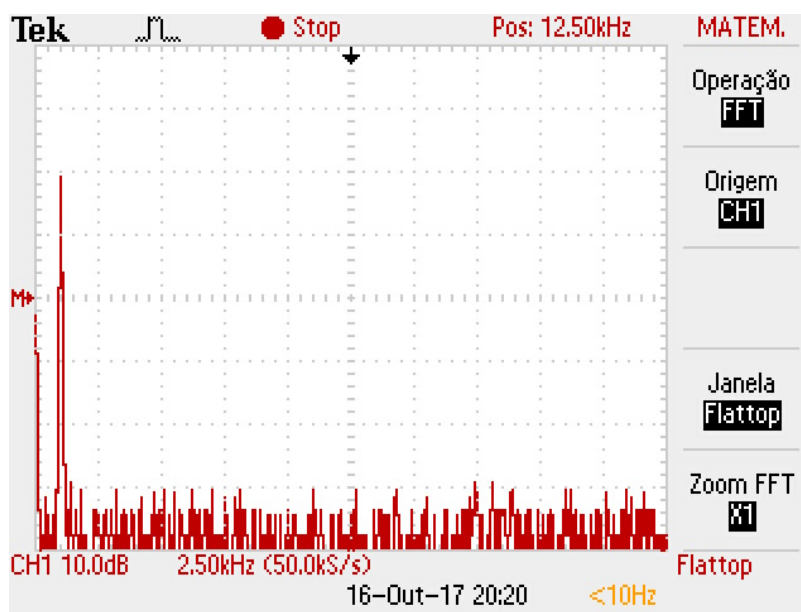


Figura 63: FFT do sinal de saída do amplificador.
Fonte: Autoria Própria.

Aferiu-se as 19 componentes harmônicas audíveis, além da componente fundamental na saída do amplificador. A distorção harmônica total revelou-se satisfatória, em torno de 0,3197% para a potência nominal, valor considerado relativamente baixo em vista de que circuitos amplificadores comerciais podem apresentar até 1% de THD. Além disso, calculou-se o THD para 0,5 W com frequência fundamental do sinal entrada em 1 KHz. Nesse caso, a distorção harmônica total resulta em aproximadamente 0,2384%. A definição e a forma de obtenção do THD podem ser encontradas no Apêndice A.

Verificou-se que a componente harmônica com maior influência no nível de ruído ocorre em 3 KHz e apresenta $-40,1 \text{ dBV}_{rms}$. Sabe-se que a amplitude da componente de tensão fundamental para 1 W apresenta $11,9 \text{ dBV}_{rms}$, assim a relação

sinal/ruído é de aproximadamente 52 dB.

A Figura 64 ilustra a resposta em frequência do sistema completo com carga, considerando um sinal de entrada com amplitude de $93,5 \text{ mV}_{rms}$ balanceado.

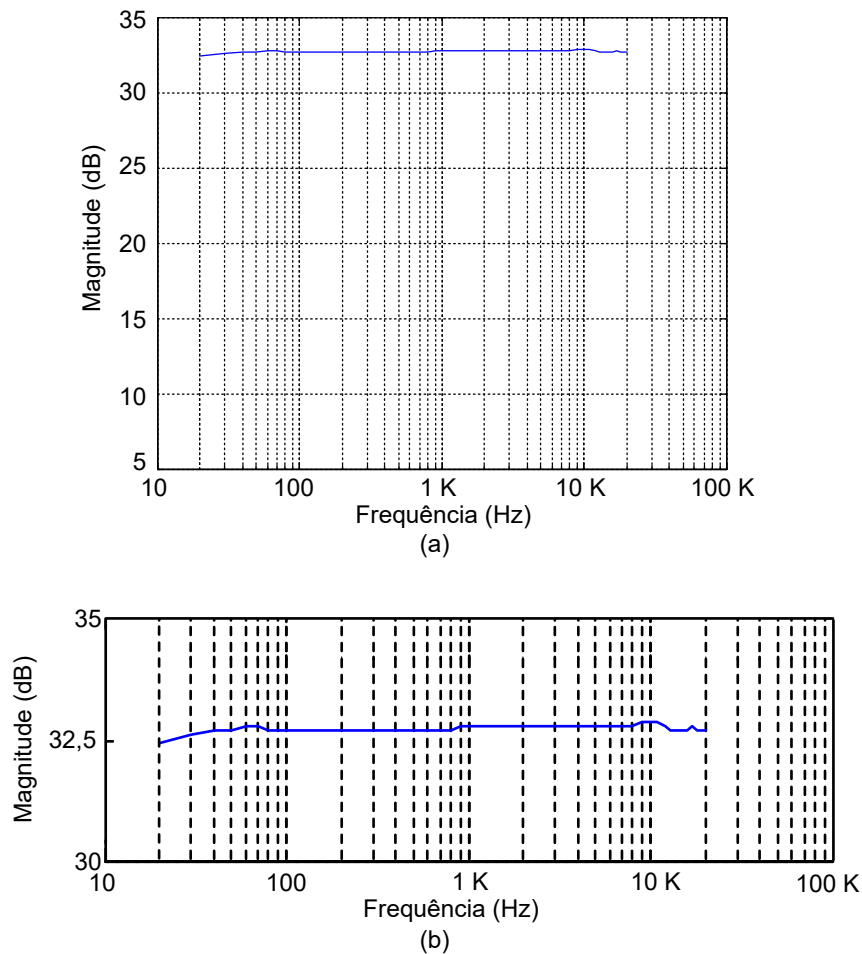


Figura 64: Resposta em frequência do amplificador: (a) experimental; (b) experimental com zoom.
Fonte: Autoria Própria.

É possível notar que, nas frequências menores, existe uma pequena atenuação do sinal, devido às frequências de corte impostas pelos capacitores de acoplamento. Entretanto, a resposta em frequência mostra-se praticamente plana e, nas frequências próximas a 20 KHz não detecta-se atenuação do sinal, tornando a capacitância descrita pelo efeito de *Miller* desprezível na faixa de frequência audível para o amplificador implementado. Além disso, o ganho do sistema converge ao valor projetado:

$$G_{total}(dB) = 20 \log(2 \cdot 7 \cdot 6.05 \cdot 0,998 \cdot 0,5) = 32,5dB \quad (92)$$

A Tabela 1 apresenta as grandezas nominais do sistema de áudio projetado.

Tabela 1: Especificações nominais do sistema de áudio desenvolvido

Parâmetros	<i>Phantom Power</i> Vsaída = 48 V	Amplificador (16 Ω)	Controle de tom + instrumentação
Potência nominal	-	1 W	-
Impedância de saída	-	16 Ω	-
Impedância de entrada	-	10 GΩ	-
THD (0,5 W, 1 KHz)	-	0,238%	-
THD (1 W, 1 KHz)	-	0,3197%	-
Rendimento	38%	6,17% ¹	-
Tensão de alimentação	127 VAC 60Hz		± 12 VDC
Sensibilidade In1	-	93,5 mV _{rms} (balanceado)	
Sensibilidade In2	-	1,33 V _{rms} (desbalanceado)	
Relação Sinal/Ruído (1 W)	60,72 dB	52 dB	
Ganho de tensão máx.	-	32,5 dB	
Resposta em Frequência	-	20 Hz a 20 KHz	20 Hz a 20 KHz

¹ O rendimento experimental de 6,17% é referente aos três estágios de amplificação transistorizados. Considera-se sinal de entrada senoidal com frequência de 1 KHz, comumente utilizado para definir as especificações de amplificadores.

4 CONCLUSÕES

A revisão bibliográfica a respeito dos microfones condensadores permitiu compreender seu princípio de funcionamento, bem como a necessidade da fonte *Phantom Power* para que o microfone condensador realize a conversão das ondas sonoras em sinais elétricos. A partir da revisão bibliográfica dos amplificadores classe A, pôde-se realizar o projeto de cada etapa de amplificação do sistema. Nota-se a relevância das análises teóricas frente ao dimensionamento de cada uma dessas etapas, principalmente no que diz respeito aos pontos de operação dos transistores, à obtenção dos ganhos e impedâncias de entrada e saída do sistema. A revisão bibliográfica a respeito de filtros analógicos, além da revisão referente a sistemas de áudio em geral, proporcionou conhecimentos fundamentais para o projeto do sistema de equalização.

O protótipo implementado apresenta resultados convergentes aos respectivos parâmetros de projeto e aos resultados das simulações. A fonte *Phantom Power* possibilita a conversão das ondas mecânicas de pressão em sinais de áudio. A impedância de entrada elevada do circuito de instrumentação permite que a maior parcela da amplitude do sinal convertido seja entregue ao controle de tom. A partir das funções de transferência do controle de tom tornou-se possível a realização do projeto do sistema de equalização. A resposta em frequência do controle de tom ilustra a disponibilidade de amplificação ou atenuação em faixas de frequências predeterminadas, possibilitando o ajuste de graves e agudos.

O circuito amplificador enquadra-se nas expectativas de projeto, pois a partir da obtenção das formas de onda de tensão é possível observar que a amplitude do sinal de saída ($11,4 V_{pp}$) com carga nominal apresenta aproximadamente metade da amplitude do sinal na ausência da carga. Tais eventos tornaram-se possíveis a partir do projeto e análise dos circuitos equivalentes do amplificador, de modo a promover o casamento de impedância e a potência nominal de 1 W. Além disso, a alocação adequada dos pontos quiescentes dos transistores permite que a corrente que flui através de cada estágio de amplificação oscile em 360° , possibilitando a operação do amplificador em classe A.

A operação em classe A é um dos fatores que permite que o sistema apresente componentes harmônicas consideravelmente baixas, culminando em distorção harmônica total aceitável e dentro dos padrões de mercado. Conforme previsto, essa classe de operação apresenta rendimento reduzido. Porém, não encontrou-se informações a respeito do rendimento de dispositivos amplificadores voltados a monitoramento de palco via fones de ouvido nas especificações de fabricantes desse dispositivo. A definição das frequências de corte mostra-se adequada e a resposta em frequência do sistema é praticamente plana dentro do espectro de frequência audível.

Circuitos eletrônicos são suscetíveis a diversas interferências, tais como interferências eletromagnéticas e ruídos gerados pelos dispositivos eletrônicos do sistema. É conveniente aprimorar estudos e técnicas de implementação no sentido de atenuar possíveis interferências e componentes harmônicas presentes no espectro de frequência audível.

Durante a revisão bibliográfica não foram encontrados dispositivos industriais compostos pelo conjunto amplificador, controle de tom e *Phantom Power* integrados. O sistema de áudio desenvolvido pelo presente trabalho promove a integração desse conjunto e atende aos objetivos definidos, proporcionando sua aplicação em sistemas de áudio profissional.

REFERÊNCIAS

- ARMANDO, P.; JR, S. Amplificadores a transistor. **Instituto Federal de Santa Catarina: Eletrônica I**, p. 32, 2013.
- BALLOU, G. M. **Handbook for Sound Engineers**. Burlington, MA: Elsevier Inc, 2008. 1689–1699 p. ISSN 1098-6596. ISBN 9788578110796.
- BORTONI, R. **Amplificadores de Áudio**. 1. ed. Brasil: H. SHELDON, 2002.
- BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY, L. **Dispositivos eletronicos e teoria de circuitos**. 8. ed. São Paulo, Brasil: Pearson, 2004. 666 p. ISBN 8587918222.
- BRUSAMARELLO, V. Introdução de transdutores. **Universidade Federal do Rio Grande do Sul**, 2009.
- CARTER, B.; MANCINI, R. **OP AMPS FOR EVERYONE**. Burlington, MA: Newnes, 2009. 533–550 p. ISSN 1856175057. ISBN 9781856175050.
- CORDELL, B. **Designing Audio Power Amplifiers**. New York: Mc Graw-Hill, 2011. ISBN 9780071640251.
- CROWGURST, N. H. **Basic Audio**. Vol. 1. New York, N.Y.: John F. Rider Publisher, INC., 1959.
- DAVIS, D.; PATRONIS, E.; BROWN, P. **Sound System Engineering**. 4. ed. Burlington, MA: Focal Press, 2013. 504 p. ISBN 1136119337.
- DUNCAN, B. **High Performance Audio Amplifiers**. Oxford: Newnes, 1996.
- Elliot Sound Products. **48V Phantom Feed Supply for Microphones**. 2002. Disponível em: <<http://sound.whsites.net/project96.htm>>.
- Engineering Projects. **Tone Control Circuit (Active and passive)**. 2014. Disponível em: <<https://bestengineeringprojects.com/>>.
- FERREIRA, F. F. **Eletrônica I**. 1998. 61 p. Disponível em: <https://paginas.fe.up.pt/fff/Homepage/Ficheiros/E1_Cap4.pdf>.
- FRANCO, S. **Diseño con Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Analógicos**. 3. ed. Delegacion Cuauhtemoc: Mc Graw-Hill, 2005. xii, 680 p. ISBN 978-970-10-4595-4.
- HOOD, J. L. **Audio Electronics**. Second. Woburn, MA: Newnes, 1999.
- HUBER, D. M.; RUNSTEIN, R. E. **Modern Recording Techniques**. 7. ed. Burlington, MA: Elsevier Inc, 2010. 673 p. ISSN 9780080928036. ISBN 0240810694, 9780240810690.
- KUGELSTADT, T. **Active Filter Design Techniques**. [S.l.], 2008.
- LEFSETZ, B. **Audio Primer: Training Your Ears**. 2012. Disponível em: <<http://sanfranciscoaudiophilesociety.com>>.

- MALVINO, A. P. **Eletrônica**. Vol.1, 4 e. São Paulo, Brasil: MAKRON Books, 1995.
- MARQUES, A. E. B.; CHOUERI, S. J.; CRUZ, E. C. A. **Dispositivos Semicondutores: Diodos e Transistores**. 4. ed. São Paulo, Brasil: Érica, 1998. 389 p.
- Micro Commercial Components. **TIP29,A,B,C(NPN) TIP30,A,B,C(PNP)**. 2017. Disponível em: <<http://www.datasheetcatalog.com/>>.
- MILLMAN, J.; HALKIAS, C. C. **Eletrônica: Dispositivos e Circuitos**. Vol. 1. São Paulo: McGraw-Hill, 1981. 412 p.
- MILLMAN, J.; HALKIAS, C. C. **Eletrônica: Dispositivos e Circuitos**. Vol. 2. São Paulo: [s.n.], 1981.
- OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 3. ed. Rio de Janeiro, RJ: LTC, 2000.
- RAZAVI, B. **Fundamentos de Microeletrônica**. Rio de Janeiro, RJ: LTC, 2010.
- RUMSEY, F.; MCCORMICK, T. **Sound and Recording**. 6. ed. Burlington, MA: Elsevier Ltd., 2009. 628 p. ISSN 978-0-240-52163-3. ISBN 978-0-240-52163-3.
- SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microeletrônica**. 4. ed. São Paulo, Brasil: Pearson Makron Books, 2005. 848 p. ISBN 9788576050223.
- SELF, D. **Audio Power Amplifier Design Handbook**. Third. Woburn, MA: Newnes, 2002. 1–427 p. ISBN 0750656360.
- SILVA, T. C.; YEHA, C. H. **Sonoridade em artes, saúde e tecnologia**. 2009. Disponível em: <http://www.fonologia.org/acustica_osom_1.php/>.
- SPADA, A. L. **Microfones - Parte 1**. 2017. 20 p. Disponível em: <http://www.attack.com.br/artigos_tecnicos/mic_1.pdf>.
- WENDLING, M. **Transistores II**. 2009. Disponível em: <<http://www2.feg.unesp.br/Home/PaginasPessoais/ProfMarceloWendling/1—transistores-ii—v1.0.pdf>>.

APÊNDICE A – DEFINIÇÕES IMPORTANTES

A.0.1 O DECIBEL

O decibel (dB) é uma unidade de medida que representa a décima parte do bel (B). A escala bel recebe esse nome em homenagem ao inventor do telefone, *Alexander Graham Bell*, e tem a propriedade de comprimir a escala de valores. O bel é definido como logaritmo na base 10 da razão entre duas grandezas de potência (BORTONI, 2002). Assim

$$N_{(B)} = \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_2} \right) \quad (96)$$

e, em dB

$$N_{(dB)} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_2} \right). \quad (97)$$

Como a potência é proporcional ao quadrado da tensão, para tensões

$$N_{(dB)} = 20 \log_{10} \left(\frac{V_1}{V_2} \right). \quad (98)$$

Frequentemente, utiliza-se a escala dBV como forma de representação de grandezas de tensão. O dBV é a razão entre duas tensões, sendo que a tensão de referência é igual a 1 V. Assim

$$N_{(dBV)} = 20 \log_{10} \left(\frac{V_1}{V_2} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{V_1}{1} \right) \quad (99)$$

A.0.2 RELAÇÃO SINAL/RUÍDO

A relação sinal/ruído (S/N, *Signal Noise*) é uma forma de especificar a quantidade de ruído existente em um amplificador. A relação sinal/ruído é obtida de forma análoga a escada bel que, para tensões e correntes é calculada por

$$S/N_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{Sinal}{Ruido} \right) \quad (100)$$

e representa o quanto o nível de sinal está acima do nível de ruído (BORTONI, 2002).

A.0.3 SENSIBILIDADE

A sensibilidade de um amplificador indica a amplitude do sinal de entrada, em RMS, necessária para leva-lo à potência máxima. A sensibilidade de um amplificador pode ser obtida por

$$S = \frac{\sqrt{P_L Z_L}}{G}, \quad (101)$$

em que P_L é a potência média na carga, Z_L é a impedância nominal da carga e G é o ganho do amplificador (BORTONI, 2002).

A.0.4 THD

A distorção harmônica total (THD, *Total Harmonic Distortion*) caracteriza o amplificador quanto a distorção referente as harmônicas que compõem o sinal. O THD pode ser obtido a partir da razão entre o valor RMS de todas as harmônicas e o valor RMS da componente fundamental, de modo que o THD, em porcentagem é definido como

$$THD(\%) = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^n V_n^2}}{V_1}, \quad (102)$$

em que V_1 representa o valor RMS da fundamental e V_n o valor RMS da n-ésima componente harmônica (BORTONI, 2002).

ANEXO A – CURVA $\beta_{CC} \times I_C$

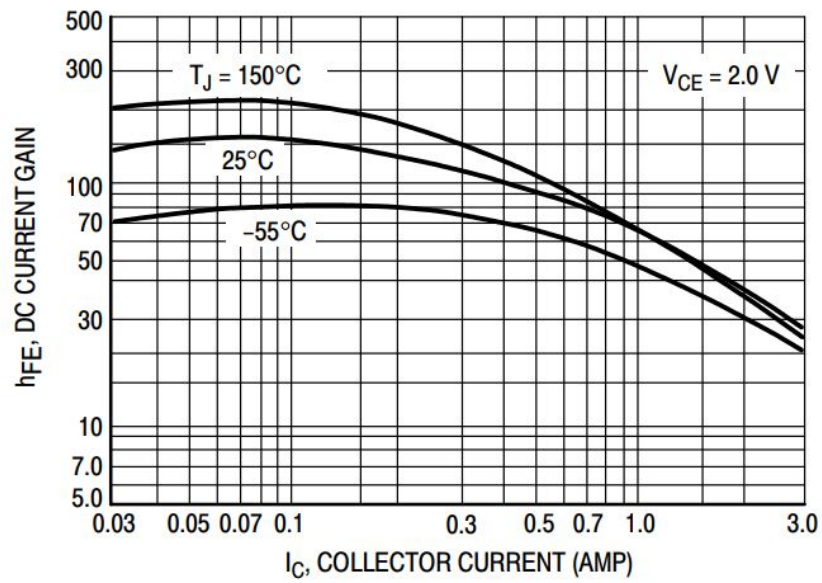


Figura 65: Curva $\beta_{cc} \times I_C$ dos transistores TIP29 e TIP30.
 Fonte: (Micro Commercial Components, 2017).