



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO
PRÓ-REITORIA DE GRADUAÇÃO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA E TECNOLOGIA
CURSO DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA

FERNANDO GABRIEL ARAÚJO DE SOUSA

**ANÁLISE DE OPERAÇÃO DE AMPLIFICADORES DE PEQUENOS SINAIS E
BAIXAS FREQUÊNCIAS CLASSE A, B E AB**

MOSSORÓ

2020

FERNANDO GABRIEL ARAÚJO DE SOUSA

**ANÁLISE DE OPERAÇÃO DE AMPLIFICADORES DE PEQUENOS SINAIS E
BAIXAS FREQUÊNCIAS CLASSE A, B E AB**

Monografia apresentada a Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Bacharel em Ciência e Tecnologia.

Orientador: Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz

MOSSORÓ

2020

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

S725a Sousa, Fernando Gabriel Araújo de.
Análise de operação de amplificadores de
pequenos sinais e baixas frequências classe A, B
e AB / Fernando Gabriel Araújo de Sousa. - 2020.
54 f. : il.

Orientador: Idalmir de Souza Queiroz Júnior.
Monografia (graduação) - Universidade Federal
Rural do Semi-árido, Curso de Ciência e
Tecnologia, 2020.

1. Amplificadores. 2. Pequenos sinais. 3.
Baixas frequências. 4. Transistores. 5.
Eletrônica. I. Queiroz Júnior, Idalmir de Souza,
orient. II. Título.

FERNANDO GABRIEL ARAÚJO DE SOUSA

**ANÁLISE DE OPERAÇÃO DE AMPLIFICADORES DE PEQUENOS SINAIS E
BAIXAS FREQUÊNCIAS CLASSE A, B E AB**

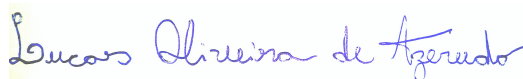
Monografia apresentada a Universidade
Federal Rural do Semi-Árido como requisito
para obtenção do título de Bacharel em Ciência
e Tecnologia.

Defendida em: 30 / 11 / 2020

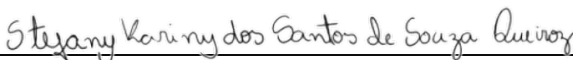
BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz (UFERSA)
Presidente



Eng. Lucas Oliveira de Azevedo (UFERSA)
Membro Examinador



Eng. Stefany Kariny dos Santos de Souza Queiroz (UFERSA)
Membro Examinador

AGRADECIMENTOS

Agradeço a minha família, amigos e a todos aqueles que me acompanharam na minha caminhada para desenvolvimento pessoal e profissional. Agradeço também ao meu orientador, Idalmir de Souza Queiroz, por todo o apoio dado, sempre atendendo minhas necessidades com atenção.

RESUMO

Os amplificadores baseados em transistores de junção bipolar subdividem-se em várias classes, apresentando características distintas entre si. Neste trabalho, abordam-se as classes A, B e AB realizando uma pesquisa que levantam informações sobre as diferenças existentes e dos fatores primitivos do funcionamento do amplificador que as provocam na operação em baixas frequências. A metodologia utilizada foi a pesquisa bibliográfica e simulações em software (Proteus Design Suite). Ao final, é realizada uma comparação entre os resultados obtidos pelos métodos de análise, revelando os parâmetros principais para determinar aplicações mais adequadas a cada classe.

Palavras-chave: Classes de Amplificadores. Transistores. Baixas Frequências.

ABSTRACT

Amplifiers based on bipolar junction transistors are subdivided into several classes, characteristics that are distinct from each other. In this work, they are approached as classes A, B and AB carrying out a research that raises information about existing differences and the primitive factors of the amplifier's operation that cause them to operate at low frequencies. The methodology used was bibliographic research and software simulations (Proteus Design Suite). At the end, a comparison is made between the results obtained by the analysis methods, revealing the main parameters to determine more determined for each class.

Keywords: Amplifiers Classes. Transistors. Low frequencies.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama esquemático de um amplificador operacional	13
Figura 2 – Circuito de polarização CC com emissor comum.....	15
Figura 3 – Polarização por divisor de tensão.....	16
Figura 4 – Reta de carga CC do transistor.....	18
Figura 5 – Amplificador classe A em emissor comum	19
Figura 6 – Distorção do sinal da base.....	20
Figura 7 – Circuito equivalente em CA.....	21
Figura 8 – Circuito equivalente da malha de entrada de estágio	21
Figura 9 – Máximo valor de tensão pico a pico limitada por $ICQrC$	22
Figura 10 – Malha equivalente do capacitor de acoplamento	24
Figura 11 – Amplificador push-pull classe B.....	25
Figura 12 – Retas de carga do amplificador classe B.....	26
Figura 13 – Circuito CA equivalente do amplificador classe B	27
Figura 14 – Sinal acoplado ao amplificador classe B.....	27
Figura 15 – Sinal sobre a carga de um amplificador classe B	28
Figura 16 – Reta de carga CA amplificador classe AB.....	30
Figura 17 – Amplificador AB polarizado por resistores.	30
Figura 18 – Circuito equivalente CC de um amplificador classe AB polarizado por diodos....	31
Figura 19 – Gráfico $IC \times VCE$ do BC548 com a representação da reta de carga	33
Figura 20 – Curva $VBE \times IC$ do BC548 com a projeção de VBE e ICQ na curva.....	34
Figura 21 – Representação em bloco do amplificador classe A.....	41
Figura 22 – Circuito do amplificador classe A projetado.....	43
Figura 23 – Esquema de simulação do amplificador Classe A	44
Figura 24 – Leitura do osciloscópio virtual do amplificador classe A.....	45
Figura 25 – Retas de carga CA e CC do amplificador Classe B projetado	47
Figura 26 – Esquema de simulação do amplificador Classe B.....	48
Figura 27 – Leitura do osciloscópio virtual do amplificador classe B	49
Figura 28– Retas de carga CA e CC do amplificador Classe AB projetado	50
Figura 29 – Esquema de simulação do amplificador Classe AB.....	52
Figura 30 – Leitura do osciloscópio virtual do amplificador classe AB	53

LISTA DE TABELAS

Tabela 1– Valores calculados e comerciais das resistências de polarização	37
Tabela 2 – Ganhos do amplificador classe A	40
Tabela 3 – Componentes do amplificador classe A	43
Tabela 4 – Comparação entre os valores da modelagem e simulação.....	46
Tabela 5 – Componentes do amplificador classe B.....	49
Tabela 6 – Componentes do amplificador classe AB.....	53
Tabela 7 – Parâmetros de análise dos amplificadores	54

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	11
1.1 Motivação	11
1.2 Objetivo Geral	11
1.2.1 Objetivos Específicos	11
2 ANÁLISE COMPARATIVA DE AMPLIFICADORES.....	12
2.1 Amplificador: definição e finalidade	12
2.2 Análise teórica	13
2.2.1 Estágios em cascata	13
2.2.2 Operação em classe A.....	14
2.2.3 Operação em classe B.....	25
2.2.4 Operação em classe AB.....	29
2.3 Projeto e simulação.....	33
2.3.1 Amplificador classe A	33
2.3.2 Amplificador classe B	46
2.3.3 Amplificador classe AB.....	50
2.4 Análise Comparativa	53
3 CONSIDERAÇÕES FINAIS	55
REFERÊNCIAS	56

1 INTRODUÇÃO

1.1 Motivação

É notável o esforço mundial para ampliação das matrizes energéticas e redução do consumo de energia elétrica. Essa preocupação se estende cada vez mais para todos os ramos da engenharia, mudando a maneira como são projetados e produzidos os dispositivos utilizados na indústria e na vida cotidiana.

Observando de maneira isolada um dispositivo, como um amplificador de áudio, é aceitável que haja um baixo rendimento em troca da qualidade sonora, por exemplo. Às vezes o desperdício de energia nem é conhecido pelo usuário. Entretanto, ao levar em consideração a produção e uso em massa dos produtos, a perda de energia passa a ser extremamente relevante.

A amplificação de sinais é uma função realizada por circuitos eletrônicos nas mais diversas aplicações, como em sistemas de telecomunicação, automação e processamento de dados. O estudo de amplificadores mais simples e elementares baseados em transistores se faz necessário por ainda serem muito utilizados e serem base da constituição de modelos mais complexos. Promover estudos sobre a melhor utilização dos amplificadores poderá melhorar a eficiência energética de muitos dispositivos.

Os amplificadores classe A, B e AB, se distinguem quanto à forma de operação, eficiência, fidelidade da forma do sinal, além da quantidade e arranjo dos dispositivos eletrônicos. Esses, entre outros fatores, levantam questionamentos sobre a dimensão dessas discrepâncias e sobre a melhor maneira de aproveitá-las nas etapas de amplificação de sinais.

1.2 Objetivo Geral

O objetivo deste trabalho é levantar informações, a partir de pesquisas bibliográficas, sobre o funcionamento dos amplificadores classes A, B e AB e coordená-las para projetar e simular modelos elementares desses dispositivos.

1.2.1 Objetivos Específicos

1. Agregar informações teóricas sobre os amplificadores classes A, B e AB
2. Projetar circuitos amplificadores das três classes
3. Realizar simulações em software dos circuitos projetados
4. Comparar os dados teóricos e simulados

2 ANÁLISE COMPARATIVA DE AMPLIFICADORES

2.1 Amplificador: definição e finalidade

O ser humano, para exercer atividades inerentes ao seu avanço como espécie, desde sempre necessita estudar o ambiente ao seu redor, extraindo dele materiais e informações para os mais diversos fins. O avanço científico aprimorou métodos de abstração e, com isso, a maneira como são obtidas e interpretadas as grandezas físicas. Graças a esse avanço, criaram-se instrumentos transdutores, que são capazes de abstrair uma grandeza e alterar sua natureza, como os microfones, que captam ondas mecânicas no ar e as transforma em sinais elétricos.

A transdução para um sinal elétrico é uma das formas mais eficientes de transmissão de uma informação, pois é de rápida propagação, além de conservar melhor suas características. Porém, o sinal obtido geralmente é muito fraco, com baixa amplitude, sendo inviável para ser transmitido ou receber tratamentos específicos de alguns circuitos eletrônicos. Por isso é necessário que haja um procedimento chamado amplificação.

Amplificação é um processo no qual um sinal elétrico aumenta, de maneira proporcional, sua potência. Os elementos responsáveis por fazê-lo são chamados de circuitos amplificadores. A estrutura de tais circuitos variam dependendo da utilização, alguns são extremamente robustos e compactos devido à arquitetura integrada, capazes até mesmo de realizar operações matemáticas mais complexas e não lineares, como integração e derivação. Um exemplo dessa classe robusta de amplificador é o amplificador operacional.

Entretanto, mesmos modelos mais robustos são constituídos de uma série em cascata de amplificadores mais elementares, responsáveis por realizar a amplificação linear do sinal. Eles podem ser divididos em várias classes, sendo as mais conhecidas a A, a B e a AB, que são características de circuitos de amplificação analógica; a C, utilizada em circuitos de rádio frequência; e a D, que possui natureza digital.

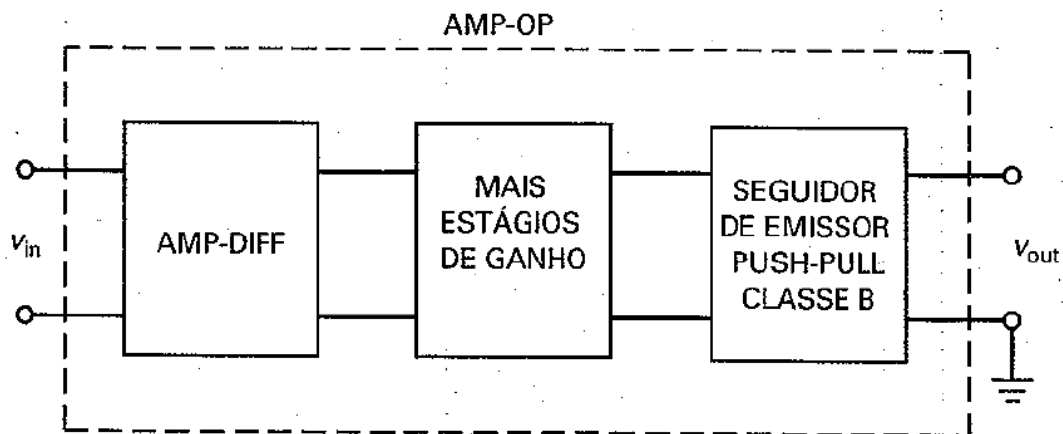
Os objetos de estudo deste trabalho serão os amplificadores de classe A, B e AB por serem mais substanciais e facilmente encontrados em diversos aparelhos eletrônicos do dia a dia. Primeiramente, serão analisadas as características teóricas de cada classe, em seguida serão feitos os projetos e simulações de circuitos de cada classe. É importante ressaltar que todo o estudo será baseado em sinais de pequena amplitude e baixa frequência, devido às limitações técnicas dos recursos disponíveis e aspectos teóricos que serão explanados no decorrer do trabalho. Os transistores presentes nos estudos serão de junção bipolar (TJB).

2.2 Análise teórica

2.2.1 Estágios em cascata

Os projetos de amplificadores são feitos em séries consecutivas de estágios de amplificação e casamento de impedância. Como foi mencionado anteriormente, um amplificador operacional é constituído de várias etapas de tratamento do sinal. A figura 1 mostra um diagrama representando cada etapa.

Figura 1 – Diagrama esquemático de um amplificador operacional



Fonte: Malvino (2009).

O estágio referido como “Amp-Diff” é o amplificador diferencial, ele é a base de funcionamento de um amplificador operacional. Segundo Malvino (2009), esse estágio tem a propriedade de realizar um acoplamento sem a necessidade de usar um componente discreto, como um capacitor, diminuindo o espaço físico ocupado pelo circuito. Não cabe neste trabalho o aprofundamento nesse estágio, pois é constituído de estruturas que fogem da proposta do estudo das classes abordadas.

O segundo estágio, como indicado, tem a função dar ganho ao sinal tratado. Isso aumenta sua amplitude, mas sem a presença do último estágio, se o valor da impedância da carga não for suficientemente alto, o ganho irá diminuir e poderá haver deformação do sinal.

O terceiro estágio, referente ao último bloco do diagrama, é responsável por fazer o casamento de impedância entre o estágio de ganho e a carga. O valor do ganho de tensão é aproximadamente unitário, mas em contrapartida proporciona um maior ganho de corrente, permitindo que a carga tenha uma menor impedância, sem prejuízo de perda de potência ou deformação do sinal. (FERREIRA, 2013)

Os estágios de ganho são geralmente constituídos por amplificadores classe A em configuração de emissor comum. Já os de saída por classes B, AB ou ainda pela classe A em configuração de coletor comum, também conhecidos como seguidores de emissor. A operação em cada classe depende da maneira como o transistor está configurado para operar, ou seja, depende da polarização do mesmo.

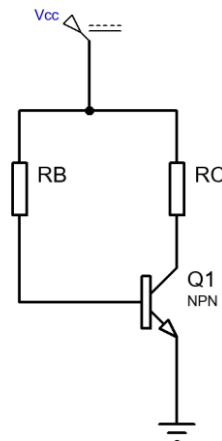
Dessa forma, se faz necessário determinar as condições de operação e controlá-las a partir dos elementos passivos (resistores e capacitores), além das características da fonte de alimentação de corrente contínua (CC). Portanto, para a análise teórica, serão descritos os métodos de polarização para cada classe.

2.2.2 Operação em classe A

2.2.2.1 Circuitos de polarização: análise CC

Para que se estabeleça uma condição de operação, é necessário realizar a polarização do transistor, ou seja, determinar as tensões e correntes para obtenção do ponto quiescente e da reta de carga. Dessa forma, é possível conhecer os possíveis valores que a corrente de coletor (I_C) e a tensão coletor-emissor (V_{CE}) podem assumir. Essas são grandezas que determinam se o transistor está operando na região ativa, de corte ou de saturação. A figura 2 mostra um exemplo circuito de polarização em corrente contínua.

Figura 2 – Circuito de polarização CC com emissor comum



Fonte: Autoria própria (2020)

Segundo o autor Sedra (2007), o circuito da figura 2 é chamado de emissor comum, uma vez que o emissor está ligado diretamente ao terra. Analisando a malha da base, a corrente de base (I_B) é determinada pelo resistor de base (R_B), pela tensão do diodo do emissor (V_{BE}) e pela tensão da fonte de tensão contínua (V_{CC}), como pode ser visto pela equação 1.

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \quad (1)$$

A partir do conhecimento das características de operação do transistor, é possível identificar seu ganho de corrente direta CC (β) aproximado e, pela relação de proporcionalidade, a corrente de coletor (I_C). Dessa forma, determina-se a tensão de coletor-emissor (V_{CE}) pela análise da malha em que se encontram. A equação 2 descreve algebricamente a análise.

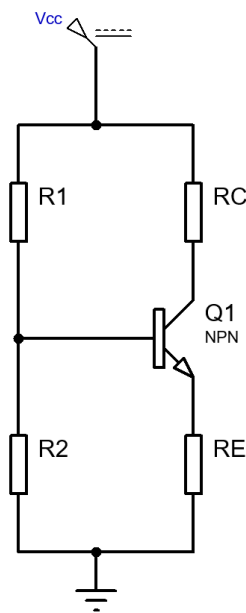
$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (2)$$

Após encontrados os valores de I_C e V_{CE} , o ponto Q é determinado e pode ser realocado na reta de carga com a regulação dos resistores R_B e R_C . Entretanto, como pôde ser visto, esta polarização apresenta a desvantagem de depender muito do β , que pode variar bastante devido

às variações de temperatura do ambiente em que o circuito irá operar. Ao se tratar de amplificadores, esse é um grande problema, pois a variação de β pode distorcer o sinal.

O modelo da figura 2 foi uma das primeiras formas de polarização do transistor. Ao longo do tempo, foram estudadas diversas formas para estabilização do ponto de operação. Convencionalmente passou a se utilizar a polarização por divisor de tensão, representado na figura 3.

Figura 3 – Polarização por divisor de tensão



Fonte: Autoria própria (2020).

Esse modelo possui a propriedade de ter uma tensão de base facilmente regulável pela relação do divisor de tensão criado pelos resistores R_1 e R_2 . É notável que este não é um divisor perfeito, uma vez que a corrente que passa pelo resistor R_1 não é a mesma que passa pelo R_2 já que é subtraída a corrente de base no nó em que ela é conectada. O autor Malvino (2009) afirma que quando a equação 3 for obedecida, é possível desconsiderar os efeitos da corrente de base. Dessa forma, o valor final de I_C terá um erro menor que 10%.

$$R_2 < 0,1\beta R_E \quad (3)$$

O valor da tensão de base pode ser dado pela equação do divisor de tensão, representada na equação 4.

$$V_B = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4)$$

Outra vantagem do modelo é que a polarização depende minimamente do valor de β . Fazendo a análise da malha da base, pela lei de Kirchhoff das tensões, é possível encontrar o valor da corrente de emissor (I_E) sem conhecer os valores de β ou I_B . A equação 5 mostra como o valor de I_E é obtido pela análise da malha. Considerando que a queda de tensão V_{BE} é fixa, o valor de I_E seguirá somente as variações que ocorrem na tensão de base. Esse conceito é chamado de “amarração” ou “bootstrap”. (MALVINO, 2016)

$$I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} \quad (5)$$

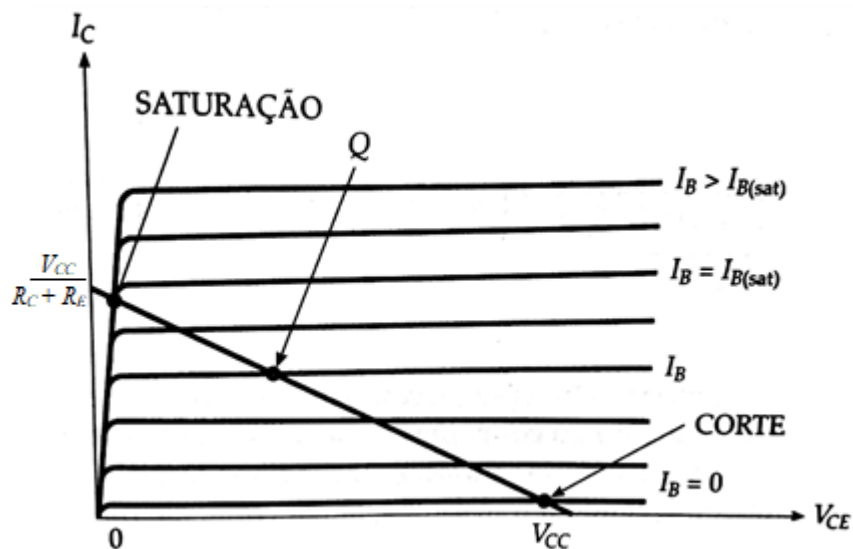
Também como consequência da equação 3, o valor da corrente de base será muito pequeno, fazendo com que o valor de I_E seja extremamente próximo de I_C . Sendo assim, o valor de V_{CE} pode ser encontrado da mesma maneira como na equação 2, porém com a adição da tensão sobre o emissor, como mostra a equação 6.

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - V_E$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \text{ (sendo } I_E \cong I_C) \quad (6)$$

Sendo os módulos dos valores de V_{CE} e de I_C as coordenadas do ponto quiescente (Q), é possível encontrar sua posição na reta de carga CC, como mostra o gráfico na figura 4. Os valores de saturação e de corte são necessários para definir a reta, mas podem ser obtidos com V_{CC} , R_C e R_E , como é também indicado na figura.

Figura 4 – Reta de carga CC do transistor



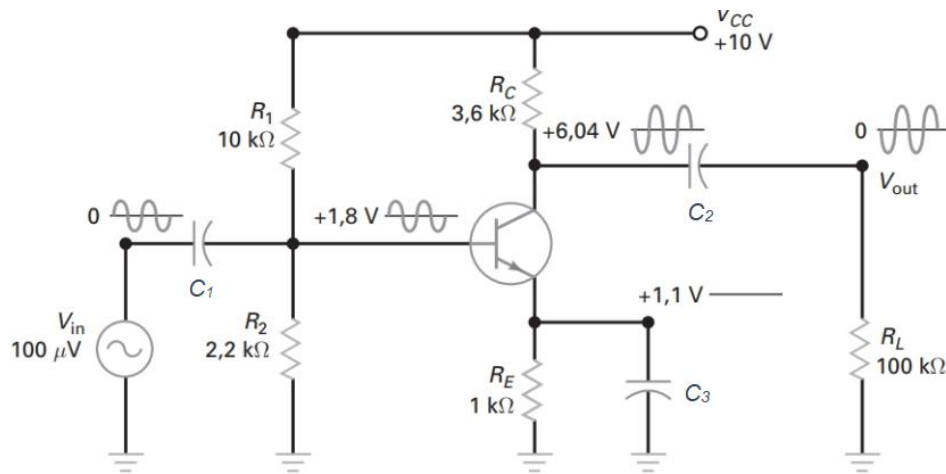
Fonte: Adaptado de Malvino (2009)

Este trabalho terá foco na polarização por divisor de tensão, por ser mais comumente utilizada e ser mais vantajosa nas relações de variação de ganho de corrente. Com as considerações realizadas neste subtópico, a análise CC do amplificador poderá ser realizada na etapa de projeto. Entretanto, faz-se necessária uma análise CA, uma vez que as características dinâmicas inerentes aos sinais a serem amplificados provocam um comportamento diferente no transistor e nos componentes envolvidos em sua polarização.

2.2.2.2 Análise CA

A figura 5 mostra um modelo de amplificador classe A. Nela é possível observar os componentes utilizados para a polarização CC. Além disso, foram adicionados uma fonte CA, geradora do sinal a ser amplificado; capacitores de acoplamento (C_1 e C_2) e bypass (C_3); e a carga (R_L).

Figura 5 – Amplificador classe A em emissor comum



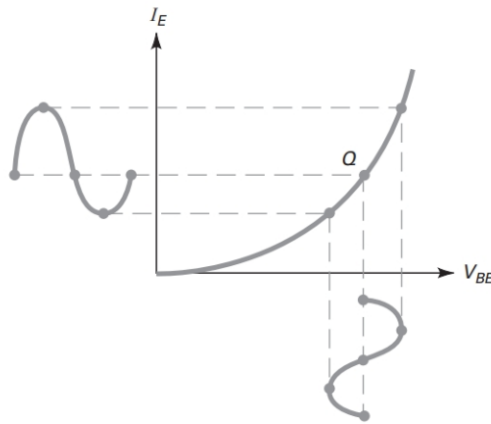
Fonte: Adaptado de Malvino (2016)

A análise do amplificador, do ponto de vista da corrente contínua, leva em consideração que os capacitores estão abertos em razão da frequência nula, ou seja, todos os componentes dispostos em série com estes não interferirão na análise. O que seria visto de maneira simplificada no circuito da figura 5, seria o transistor polarizado pelos resistores R_1 , R_2 , R_C e R_E , uma polarização por divisor de tensão vista no subtópico anterior.

Na análise em corrente alternada, como existe frequência de oscilação da corrente, a reatância capacitiva aumenta e os capacitores são tratados como curto-circuito. A fonte de tensão contínua (V_{CC}) é aterrada. Dessa forma, os resistores R_1 e R_2 ficam em paralelo, assim como os resistores R_C e R_L .

A tensão V_{BE} possui variações em decorrência da natureza alternada da corrente. A corrente de emissor também irá apresentar variações devido às mudanças de V_{BE} . Entretanto, a relação entre I_E e V_{BE} não é linear. Como pode ser visto na figura 6, um sinal senoidal uniforme na base, produzindo uma variação em V_{BE} , levou a uma distorção do sinal em I_E , o que é algo ruim, pois interfere na fidelidade da amplificação.

Figura 6 – Distorção do sinal da base



Fonte: Malvino (2016)

A solução para esse problema é o trabalho com pequenos sinais, de forma que uma baixa amplitude de tensão provoque uma variação quase linear na corrente I_E , conservando o formato do sinal. Malvino (2009) classifica um sinal como pequeno quando a corrente CA de pico a pico no emissor for menor que 10% da corrente CC. A distorção não é eliminada completamente, mas é bastante reduzida.

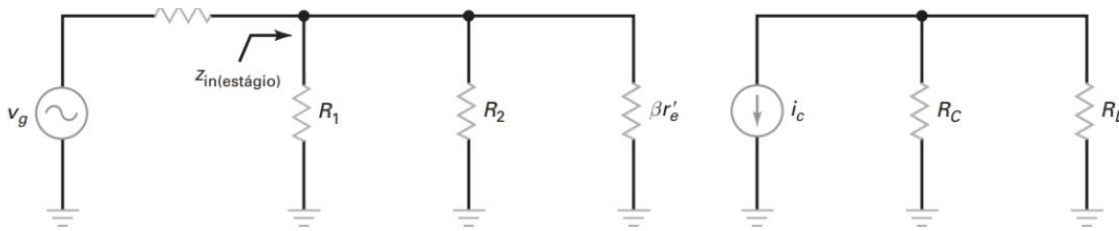
O diodo emissor possui uma resistência (r'_e) que passa a ser considerada ao se trabalhar em um circuito CA. A equação 7 mostra que ela é dada em função da corrente de emissor e da tensão térmica do diodo (25 mV) tipicamente obtida na temperatura ambiente de 25 °C. Ela deve ser considerada porque passa a imprimir uma impedância de base que é multiplicada pelo ganho de corrente CA (β), como mostra a equação 8.

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E} \quad (7)$$

$$Z_{in(base)} = \beta r'_e \quad (8)$$

O circuito equivalente para uma análise CA pode ser visto na figura 7. Nele ainda foi adicionado a resistência interna do gerador do sinal (R_G). Esse modelo de análise é chamado de modelo pi e é baseado em um quadripolo, cuja fonte de corrente i_c representa a corrente na malha do coletor.

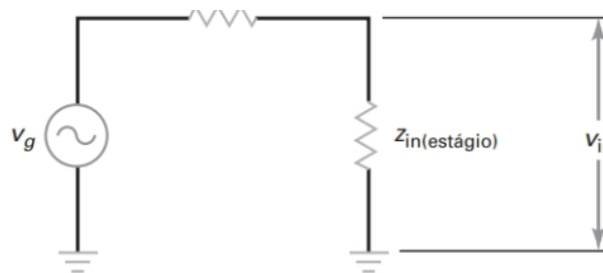
Figura 7 – Circuito equivalente em CA



Fonte: Malvino (2016)

A impedância de entrada do amplificador será vista como uma associação em paralelo dos resistores do divisor de tensão (R_1 e R_2) e da impedância de entrada de base ($Z_{in(base)}$). O circuito equivalente desta malha pode ser visto na figura 8. A corrente que passa pela base (i_b), que neste caso é aproximadamente igual à corrente de entrada fornecida pelo gerador (i_{in}), uma vez que a associação entre R_1 e R_2 apresenta um valor muito mais alto que $Z_{in(base)}$. A corrente de saída (i_{out}) será a corrente que passa por R_L .

Figura 8 – Circuito equivalente da malha de entrada de estágio



Fonte: Malvino (2016)

A tensão de entrada será a tensão sobre $Z_{in(estágio)}$, chamada de V_{in} , e a tensão de saída será a tensão sobre R_L , que será chamada de V_{out} . É importante ressaltar o efeito da carga e da resistência interna da fonte. Com a presença da carga a corrente i_c é dividida entre R_C e R_L , já a tensão do gerador V_G será dividida entre R_G e $Z_{in(estágio)}$. Sem a presença da carga, i_{out} seria igual a i_c e, sem a resistência do gerador, V_{in} seria igual a V_G .

O ganho de corrente (A_i) é um valor que mostra a razão entre i_{out} e i_{in} , ele é aproximadamente igual a β . Já o ganho de tensão (A_v) é a razão entre V_{out} e V_{in} . Consequentemente, para se obter o ganho de potência (A_p), multiplica-se A_v por A_i . As equações 9, 10 e 11 representam a obtenção de cada ganho respectivamente.

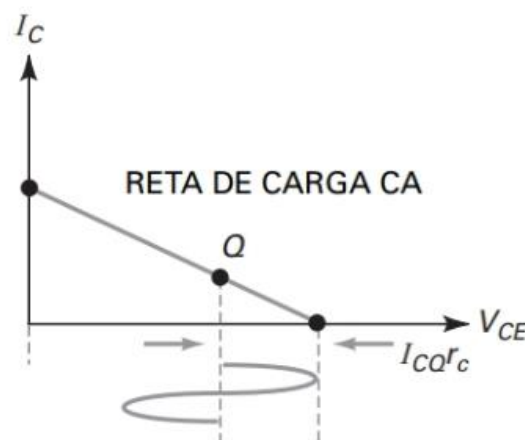
$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} \quad (9)$$

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} \quad (10)$$

$$A_p = A_v \times A_i \quad (11)$$

A reta de carga CA é diferente da reta CC, pois a resistência CA do coletor (r_c) é um paralelo entre R_C e R_L . A nova inclinação da reta será dada em função desta resistência. Além disso, pela natureza alternada, o ponto Q apresentará uma excursão cujos limites são $I_{CQ}r_c$, à direita, e V_{CEQ} , à esquerda. O sinal é ceifado pelo limite de menor valor. Assim, se $I_{CQ}r_c$ for menor que V_{CEQ} , o máximo valor de tensão pico a pico do sinal na carga (MPP) será duas vezes o valor de $I_{CQ}r_c$, como mostra a figura 9. Com as equações 12 e 13 encontram-se $i_{c(sat)}$ e $v_{ce(corte)}$ para traçar a reta.

Figura 9 – Máximo valor de tensão pico a pico limitada por $I_{CQ}r_c$



$$i_{c(sat)} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c} \quad (12)$$

$$v_{ce(corte)} = V_{CEQ} + I_{CQ}r_c \quad (13)$$

Para a obtenção da máxima eficiência, é necessário que o ponto Q esteja no meio da reta de carga CA. Com isso, os limites de excursão serão iguais à esquerda e à direita. Isso pode ser feito alterando o valor de R_E . A potência dissipada pela carga (P_L), para máxima eficiência, pode ser calculada a partir da equação 14.

$$P_L = \frac{(MPP)^2}{8R_L} \quad (14)$$

A potência dissipada pelo transistor (P_D) é consequência do seu ponto de operação CC. Ela pode ser calculada pelo produto entre V_{CEQ} e I_{CQ} , como visto na equação 15. Por se tratar de um amplificador classe A, o transistor dissipará energia durante todo o período de operação.

$$P_D = V_{CEQ} \times I_{CQ} \quad (15)$$

Como consequência, os resistores de polarização também dissiparão, a potência total será aquela demandada pela fonte CC (P_S), em função da corrente do divisor de tensão (I_1) e de I_{CQ} . A equação 16 representa a corrente total da fonte e a equação 17 a potência fornecida por ela.

$$\text{Sendo } I_1 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2}$$

$$I_S = I_1 + I_{CQ} \quad (16)$$

$$P_S = V_{CC} \times I_S \quad (17)$$

A eficiência do amplificador (η) é uma razão entre a potência entregue à carga e a potência dissipada pelos resistores de polarização. Ela é geralmente dada em forma de porcentagem e pode ser calculada conforme a equação 18. Em amplificadores classe A, a

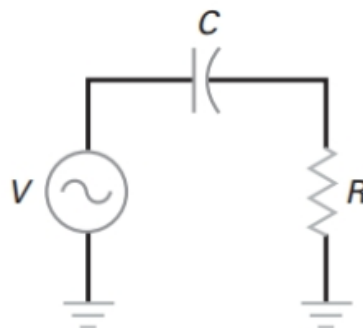
máxima eficiência teórica é de aproximadamente 25% ou 50 % (para acoplamentos com transformador quando a carga se encontra no coletor), segundo Malvino (2016).

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} \times 100\% \quad (18)$$

Os capacitores estão presentes com a função de “guiar” o sinal alternado para a carga, quando se tratando dos de acoplamento; e para a referência de tensão (terra), tratando-se do de bypass. Isso ocorre devido à característica inversamente proporcional entre a reatância capacitiva (X_C) e frequência (f). Como o sinal alternado possui uma frequência maior do que a tensão contínua V_{CC} usada na polarização (idealmente 0 Hz), os capacitores devem ser projetados para funcionar como um curto-circuito para o sinal alternado e como circuito aberto para a tensão contínua.

Para um bom acoplamento, segundo o Malvino (2016), X_C deve possuir um valor menor que 10% do valor da impedância em série com este. Essa impedância é uma representação da associação dos elementos em série com o capacitor, podendo ser $Z_{in(estágio)}$ vista na figura 8 ou a própria carga R_L . Portanto, os circuitos podem ser simplificados em uma única malha, vista na figura 10. Conhecendo o valor da frequência do sinal e da reatância máxima (10% de R), é possível calcular o valor da menor capacitância necessária para o acoplamento. Esse cálculo é derivado do efeito da frequência sobre a reatância capacitiva, visto na equação 19.

Figura 10 – Malha equivalente do capacitor de acoplamento



Fonte: Malvino (2016)

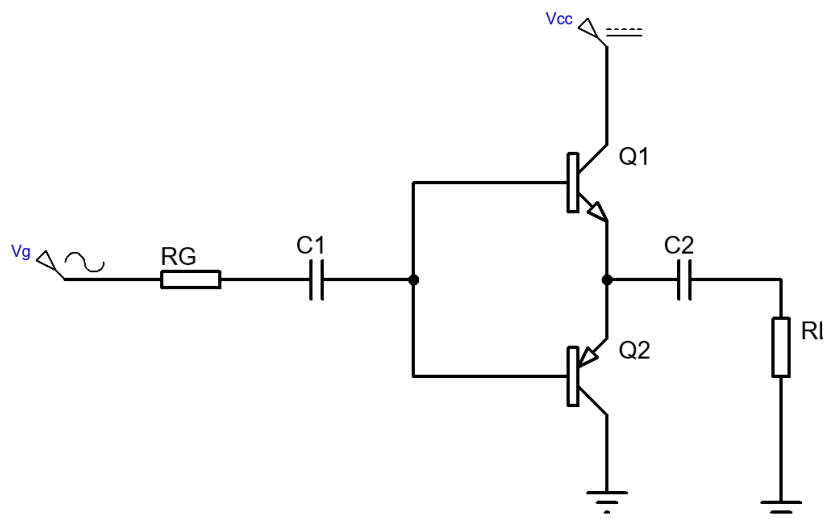
$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} \quad (19)$$

2.2.3 Operação em classe B

Para contornar o baixo valor de eficiência visto na operação em classe A, é necessário diminuir o dreno de corrente CC utilizado para polarizar o transistor na região ativa. Como pôde ser observado no subtópico anterior, amplificadores classe A dissipam potência mesmo quando não há sinal na entrada destes, mantendo-se na região ativa durante os 360° do ciclo CA.

A operação em classe B visa manter o ponto de operação no corte da reta de carga CC e CA. Dessa forma, a excursão do ponto Q fica limitada a apenas 180° do ciclo do sinal, diminuindo a energia dissipada no transistor. Porém, pela diminuição do ciclo de trabalho, uma parte do sinal não é amplificada. Para resolver esse problema, é adicionado um transistor complementar, ou seja, um transistor PNP com as mesmas características de operação do NPN utilizado, assim ambos os semiciclos podem receber o tratamento. O circuito na figura 11 mostra um amplificador classe B. (MAIA, 2018)

Figura 11 – Amplificador push-pull classe B



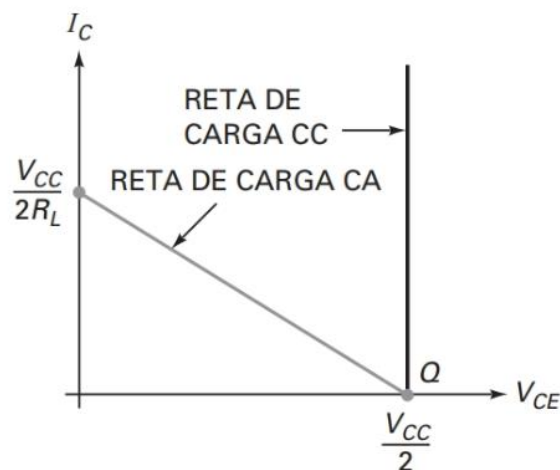
Fonte: Autoria própria (2020)

No semiciclo positivo, o diodo emissor do transistor Q_1 é polarizado diretamente e o do transistor Q_2 reversamente, levando-os respectivamente à saturação e ao corte, sendo a tensão

de entrada aproximadamente igual à tensão de saída. O mesmo processo acontece no semiciclo negativo, com Q_1 atuando no corte e Q_2 na saturação. Esse modelo de operação alternada é chamado de “push-pull”. (MALVINO, 2016)

Já que os transistores não possuem polarização e o ponto Q se encontra no corte, V_{CEQ} é a metade de V_{CC} , como consequência da lei de Ohm, a corrente de saturação CA será a razão entre V_{CEQ} e R_L . A figura 12 mostra as retas de carga CA e CC com a representação dos pontos de corte e saturação. $I_{C(sat)}$ na reta de carga CC terá valor infinito, pois não existe resistores de coletor e emissor.

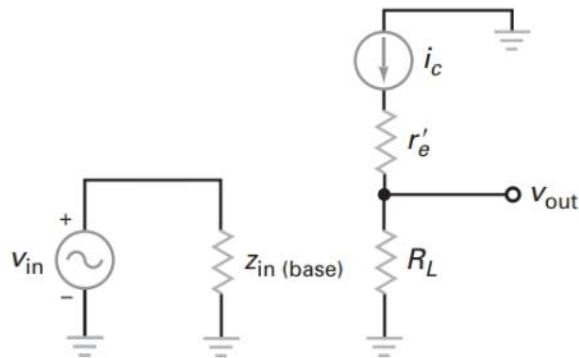
Figura 12 – Retas de carga do amplificador classe B



Fonte: Malvino (2016)

É possível representar o circuito da figura 11 para uma análise CA, assim como foi feito anteriormente com a classe A. A representação em pi pode ser observada na figura 13. Malvino (2016) afirma que para o cálculo de $Z_{in(base)}$ o valor de r'_e pode ser desconsiderado, sendo um produto entre β e R_L , conforme mostra a equação 20.

Figura 13 – Circuito CA equivalente do amplificador classe B

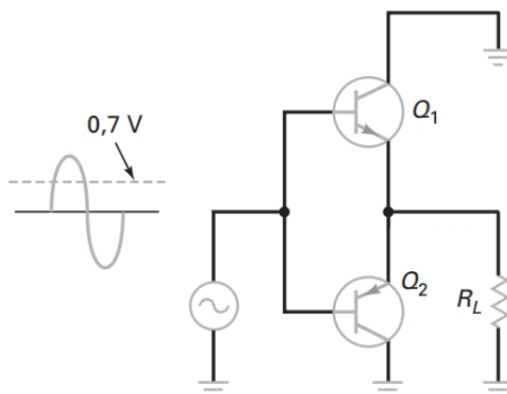


Fonte: Malvino (2016)

$$Z_{in(base)} = \beta R_L \quad (20)$$

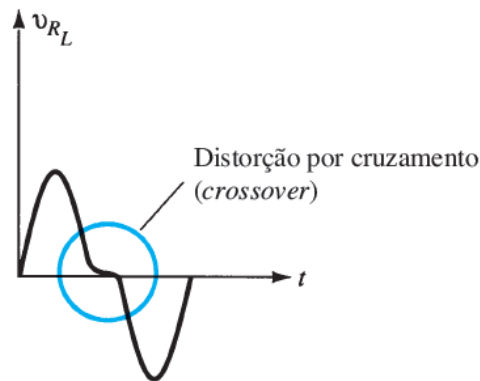
A ausência de polarização faz com que a condução da corrente de base dependa unicamente da tensão do sinal. Dessa forma, o diodo emissor só conduzirá quando v_{in} for maior que V_{BE} (aproximadamente 0,7). Como consequência, acontece um fenômeno chamado “distorção por cruzamento” ou “crossover”, no qual o sinal na carga apresentará valores condizentes com a curva $V_{BE} \times I_E$ típica do transistor. Para uma tensão de base menor que V_{BE} , é esperado que I_E seja igual ou muito próxima de zero, dessa forma, a tensão sobre a carga também será. A figura 14 mostra o sinal acoplado às bases e a figura 15 o sinal resultante sobre a carga.

Figura 14 – Sinal acoplado ao amplificador classe B



Fonte: Malvino (2016)

Figura 15 – Sinal sobre a carga de um amplificador classe B



Fonte: Boylestad (2013)

A potência de saída, segundo Malvino (2016), pode ser calculada conforme a equação 21. v_{out} é o valor de tensão pico a pico sobre a carga, cujo valor máximo (MPP) é igual ao da fonte de tensão contínua (V_{CC}).

$$P_L = \frac{v_{out}^2}{8R_L} \quad (21)$$

Já a potência da fonte de tensão CC pode ser calculada da mesma maneira que a equação 17. Porém, como não existem resistores de polarização, toda a corrente fornecida será aquela consumida pela carga. Como ela irá variar conforme a corrente de base, será utilizado o valor médio da corrente de saturação durante os dois semiciclos. De acordo com Cipelli (2007), pode ser obtida conforme a equação 22.

$$I_S = I_{av} = \frac{I_{C(sat)}}{\pi} \quad (22)$$

Substituindo I_S na equação 17, obtém-se a potência fornecida pela fonte para um amplificador classe B, devidamente expressa na equação 23.

$$P_S = \frac{V_{CC} \cdot I_{C(sat)}}{\pi} \quad (23)$$

A potência dissipada por cada transistor (P_D) é obtida pelo produto dos valores médios de tensão e corrente, mas atinge valor máximo quando a tensão de pico a pico atinge 63% de MPP . Dessa forma, é possível obter o valor máximo de potência dissipada ($P_{D(max)}$) a partir da equação 24.

$$P_{D(max)} = \frac{MPP^2}{40R_L} \quad (24)$$

A máxima eficiência da classe B, quando v_{out} é igual a MPP , é de 78,5%, o que é extremamente maior em relação à classe A. Assim como mencionando anteriormente, A_V é aproximadamente igual a 1. A ideia de emprego do amplificador classe B é a obtenção de ganho de corrente. O uso de cargas de baixos valores, como tipicamente encontradas em sistemas de áudio por exemplo, podem sobrecarregar amplificadores de tensão, diminuindo seu ganho. A entrada do classe B possui alta impedância, assim estágios anteriores a ele a “veem” como uma carga de alto valor, podendo fornecer uma maior corrente sem a diminuição de A_V .

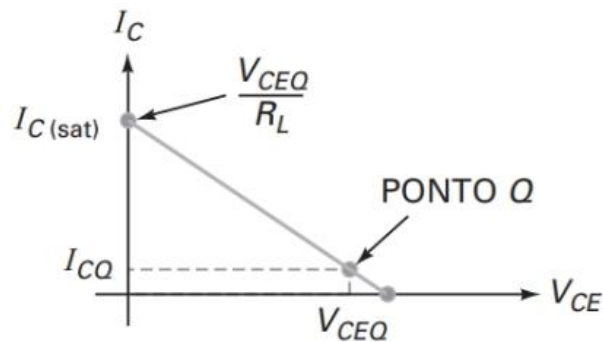
2.2.4 Operação em classe AB

A distorção por cruzamento pode ser um grande problema, principalmente quando se tratando de sistemas cuja fidelidade do sinal é indispensável para o funcionamento. O amplificador que opera em classe AB possui características intermediárias entre a classe A e a classe B. Ainda assim, muitos autores, tais como o Cipelli (2007), o Self (2002) e o Malvino (2016), denominam como “amplificador simétrico classe B”, pelo funcionamento e pelo circuito base ser bastante similar à classe B.

A eliminação da distorção se dá pelo maior tempo de condução dos transistores, assim uma das principais características dessa operação é a excursão do ponto Q entre 180° e 360° do período do sinal. Normalmente o ângulo de condução é de 210°, segundo Malvino (2016).

A polarização permite que haja uma maior tensão sobre os diodos emissores, fazendo com que passem a conduzir antes do sinal atingir a tensão V_{BE} . O resultado disso é uma elevação do ponto Q em relação ao ponto de corte na reta de carga CA, como mostra a figura 16. Um valor de 1 a 5% de $I_{CQ(sat)}$ para I_{CQ} é o suficiente para eliminar a distorção. (MALVINO, 2016)

Figura 16 – Reta de carga CA amplificador classe AB

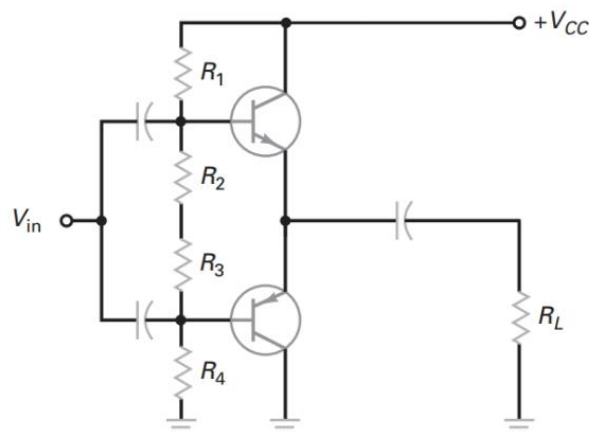


Figura

Fonte: Malvino (2016)

Para polarizar os transistores podem ser utilizados resistores, como visto no circuito da figura 17. Na análise CC, a tensão sobre os resistores R_2 e R_3 devem somar $2V_{BE}$. Geralmente é utilizado um único potenciômetro no lugar desses resistores para regular a tensão, já que V_{BE} é muito influenciada pela temperatura e resistores fixos limitam o funcionamento do circuito para determinadas condições.

Figura 17 – Amplificador AB polarizado por resistores.

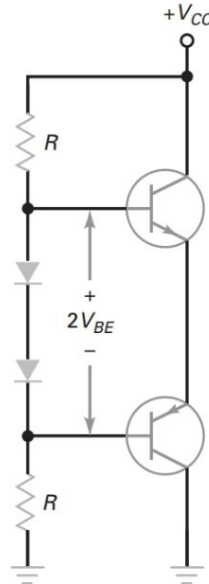


Fonte: Malvino (2016)

Esse método de polarização é pouco eficiente quando se trata de circuitos que são submetidos a grandes variações de temperatura, justamente por necessitar de constante regulação. Malvino (2016) remete a uma maneira mais eficiente de polarização, a polarização por diodos, cujo circuito CC pode ser visto na figura 18. Neste método são utilizados diodos de

compensação no lugar dos resistores R_2 e R_3 , cujas curvas de V_{BE} são idênticas aos dos transistores. Com isso, qualquer mudança na temperatura que alterar o valor de V_{BE} dos transistores alterará também o dos diodos.

Figura 18 – Circuito equivalente CC de um amplificador classe AB polarizado por diodos



Fonte: Malvino (2016)

Neste caso, haverá uma corrente pela malha de polarização (I_{bias}), que dependerá dos valores dos resistores superior e inferior (R) e do valor de V_{BE} dos diodos, como mostra a equação 25. A corrente CC consumida pelo circuito será a soma da corrente média no coletor I_{av} , vista na equação 22, com a corrente de polarização, resultando na equação 26. (CIPELLI, 2016)

$$I_{bias} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{2R} \quad (25)$$

$$I_S = I_{av} + I_{bias} \quad (26)$$

Logicamente, a potência será calculada da mesma forma como a equação 17. A máxima potência dissipada pelo transistor é a mesma dissipada no amplificador classe B, estando devidamente representada na equação 24.

É evidente que haverá uma diminuição na eficiência em relação à operação em classe B devido à potência consumida pelos elementos de polarização. A classe AB possui ganho de tensão aproximadamente unitário. Por isso, tem como principal finalidade a obtenção de ganho de corrente para a carga, aumentando a impedância relativa a estágios de amplificação de tensão anteriores a este. (FERREIRA, 2013)

2.3 Projeto e simulação

2.3.1 Amplificador classe A

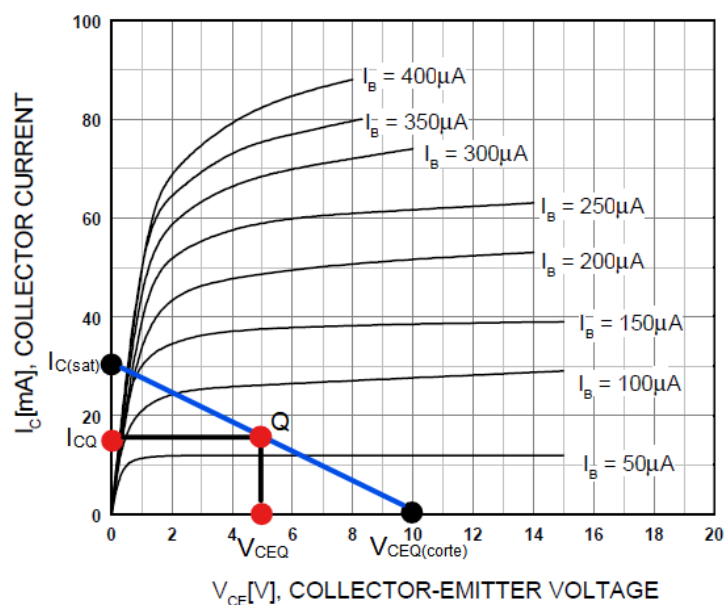
2.3.1.1 Modelagem

Para os projetos dos amplificadores será primeiramente estabelecida a fonte de alimentação e o transistor, pois com base neles serão tomados os pontos de operação. O valor da fonte de alimentação CC será de 10 V e o transistor BC548 da Fairchild Semiconductor® será escolhido pelo histórico de confiabilidade e por ser amplamente utilizado.

Com base nas considerações, é realizada uma especulação acerca de $I_{CQ(sat)}$, que por enquanto assumirá um valor de 30 mA. Os valores podem ser devidamente reajustados no decorrer do projeto para atingir os parâmetros requeridos. O valor de $V_{CE(corte)}$ assume o mesmo da fonte de alimentação CC (V_{CC}), que é de 10 V.

Com esses valores é possível determinar no gráfico $I_C \times V_{CE}$ do BC548 a reta de carga CC. O ponto de operação será colocado inicialmente no centro da reta de carga, ou seja, I_{CQ} igual a 15 mA e V_{CEQ} igual a 5 V. A figura 19 mostra a representação dos pontos referidos.

Figura 19 – Gráfico $I_C \times V_{CE}$ do BC548 com a representação da reta de carga

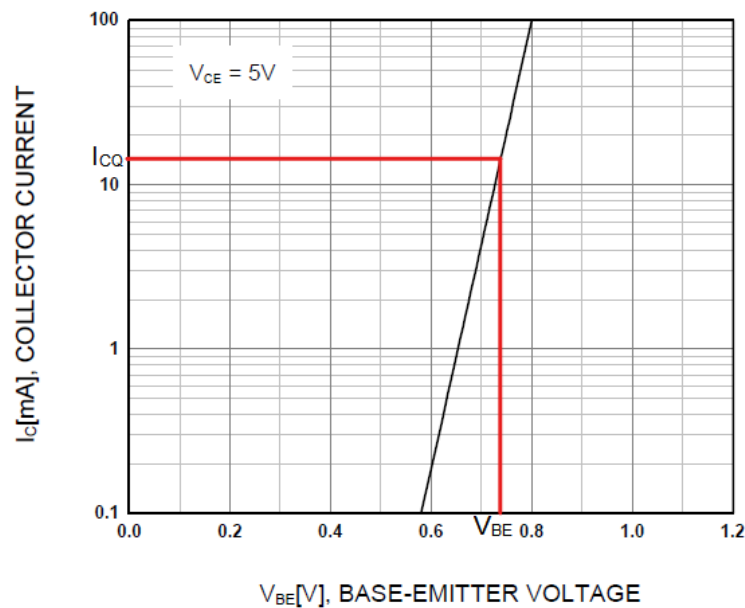


Fonte: Adaptado de Fairchild Semiconductor® (2002)

Observando a posição do ponto Q na figura 19, é possível deduzir um valor para I_{BQ} a partir da distância entre as curvas de 50 e 100 μA , que proporcionalmente é um valor próximo de 60 μA . Com I_{CQ} e I_{BQ} calcula-se o valor de β que será de 250. Por esse valor ser muito alto, a corrente de coletor será considerada a mesma que a de emissor.

A folha de dados do transistor disponibiliza a curva $V_{BE} \times I_C$ para V_{CE} igual a 5 V. Assim, ao invés de utilizar o valor típico de 0,7 V para V_{BE} , é possível obter seu valor na curva a partir da corrente de coletor do ponto de operação (15 mA). A figura 20 mostra a projeção do valor de I_{CQ} na curva e o valor aproximado de V_{BE} equivalente, que é aproximadamente de 0,74 V.

Figura 20 – Curva $V_{BE} \times I_C$ do BC548 com a projeção de V_{BE} e I_{CQ} na curva



Fonte: Adaptado de Fairchild Semiconductor® (2002)

O modelo de amplificador será o mesmo mostrado na figura 5, sendo, entretanto, retirado o capacitor de desvio C_3 . Com isso, R_E será considerado na impedância de base e, conseqüentemente, também no ganho de tensão. A nova impedância de base pode ser vista na equação 27. A escolha de retirar o capacitor se deve ao fato de manter um ganho de tensão mais estável, estando menos sujeito às variações da corrente quiescente e às variações de temperatura.

$$Z_{in(base)} = \beta(r'e + R_E) \quad (27)$$

O ganho de tensão para um amplificador classe A com carga pode ser descrito pela equação 28, sendo r_c uma associação em paralelo entre R_L e R_C . Esta equação foi obtida a partir dos valores de v_{out} e v_{in} . (BOYLESTAD, 2013)

$$A_v = -\frac{r_c}{r'_e + R_E} \quad (28)$$

Como mencionando anteriormente, para que o amplificador classe A tenha o máximo rendimento, o ponto Q deve excursionar por toda reta de carga CA. Malvino (2016) afirma que 'para que isso aconteça, R_E deve obedecer a igualdade da equação 29.

$$R_E = \frac{R_C + r_c}{\frac{V_{CC}}{V_E} - 1} \quad (29)$$

Para este projeto, será estabelecido um ganho de tensão com carga mínimo de -15. O valor de V_E é escolhido por uma regra de projeto, geralmente de porcentagem em relação a V_{CC} . Entretanto, para que o ponto de operação CC não se altere é preciso deixar V_E em função de V_{CEQ} e I_{CQ} , conforme a equação 30. Ela foi derivada da lei de Kirchoff das tensões aplicada à malha do coletor, vista na equação 6.

$$V_E = V_{CC} - I_{CQ}R_C - V_{CEQ} \quad (30)$$

O valor de r'_e pode ser calculado a partir da equação 7. Considerando que a corrente de coletor é igual a de emissor, obtém-se um valor de $1,67 \Omega$. O valor da carga será de $1 \text{ k}\Omega$, valores baixos são inviáveis de serem aplicados em amplificadores classe devido a fatores anteriormente explicados. Baseando-se nisso, poderão ser encontrados os valores de R_E e R_C por meios da manipulação das equações 28, 29 e 30.

Isolando-se R_E na equação 28, obtém-se:

$$R_E = \frac{-r_c}{A_v} - r'_e \quad (31)$$

Igualando-se a equação 29 com a nova equação para R_E , obtém-se a equação 31. Os valores foram devidamente substituídos pelos escolhidos.

$$\frac{-r_c}{A_v} - r'_e = \frac{R_C + r_c}{\frac{V_{CC}}{V_E} - 1} \quad (32)$$

$$\frac{-r_c}{A_v} - r'_e - \frac{R_C + r_c}{\frac{V_{CC}}{V_E} - 1} = 0 \quad (33)$$

$$-\frac{\frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L}}{A_v} - \frac{R_C + \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L}}{\frac{V_{CC}}{V_{CC} - I_{CQ} R_C - V_{CEQ}} - 1} - r'_e = 0 \quad (34)$$

$$-\frac{\frac{R_C \cdot (1000)}{R_C + (1000)}}{(-15)} - \frac{R_C + \frac{R_C \cdot (1000)}{R_C + (1000)}}{\frac{(10)}{(10) - (15 \cdot 10^{-3}) R_C - (5)} - 1} - (1,67) = 0 \quad (35)$$

Para facilitar o cálculo e a manipulação de equações, podem ser empregados softwares para este fim. Neste caso será usado o Microsoft Excel para atribuir valores inteiros a R_C a fim de que o lado esquerdo da equação seja igual a zero. A raiz se encontra em um valor no intervalo 316 e 317 Ω . O valor inteiro para R_C , para o qual a equação mais se aproxima de zero, é o de 317 Ω . Esse valor é aplicado na equação 28 para se encontrar a resistência de R_E , que é de 14,38 Ω .

A coordenação das equações 29, 30 e 31 teve como objetivo dimensionar R_C e R_E para obter a máxima eficiência possível para um ganho de tensão com carga pré-determinado, sem que houvesse modificação do ponto de operação CC, assim as informações da folha de dados sobre V_{BE} para um V_{CE} de 5 V continuam válidas, fazendo com que os valores sejam mais coerentes.

É impossível manter o ponto de operação no centro das duas retas de carga sem que elas sejam coincidentes. Os valores não se encontram otimizados para a máxima eficiência, pois isso alteraria o ganho de tensão do projeto e mudaria o ponto de operação CC para um valor de

V_{CE} , cujo a fabricante do transistor não fornece informações acerca de V_{BE} , diminuindo a precisão dos valores finais. A operação realizada não posicionou o ponto Q no centro da reta de carga CA, mas a modelou para que seu centro se aproximasse da reta CC, obtendo-se um equilíbrio entre eficiência e coerência para o projeto.

Analizando o ramo do divisor de tensão, é sabido que R_2 deve obedecer a equação 3 para que a corrente de base cause um efeito pequeno na divisão, então este resistor deve ser menor que $359,5 \Omega$. O valor de tensão sobre ele (V_{R_2}) deve ser o equivalente à soma de V_{BE} e V_E . Para o R_E encontrado ($14,38 \Omega$) e considerando a corrente de emissor igual à de coletor (15 mA), obtém-se um valor para V_E de 0,22 V. Portanto, V_{R_2} deve ser igual a 0,96 V. Para um valor comercial de R_1 de $1 \text{ k}\Omega$, R_2 precisa ter um valor aproximado de 106Ω para gerar a tensão necessária. Essa resistência é menor do que $359,5 \Omega$ e, portanto, obedece à equação 3.

Esses valores de resistência são inviáveis para aplicação em um modelo real, pois seus valores não são comerciais. Por isso a tabela 1 mostra as resistências calculadas e seu valor comercial mais próximo, juntamente com sua tolerância. O resistor R_2 será substituído por um potenciômetro, cujo ajuste poderá compensar a mudança de valores sofrida por R_C e R_E . Ele deve ser ajustado para um valor de aproximadamente $103,75 \Omega$ para isso.

Tabela 1– Valores calculados e comerciais das resistências de polarização

Resistor	Valor calculado	Valor comercial
R_1	$1 \text{ k}\Omega$	$1 \text{ k}\Omega \pm 1 \%$
R_2	106Ω	Potenciômetro $1 \text{ k}\Omega$
R_E	$14,38 \Omega$	$15 \Omega \pm 1 \%$
R_C	317Ω	$330 \Omega \pm 1 \%$

Fonte: Autoria própria (2020)

A mudança provocou uma alteração em I_{CQ} e $I_{CQ(sat)}$ que agora apresentam respectivamente os valores de 14,49 mA e 28,99 mA, mas V_{CEQ} foi preservado, continuando igual a 5 V. O valor de $I_{CQ}r_c$ é igual a 3,59 V, sendo menor do que V_{CEQ} . É previsível que o sinal sofrerá ceifamento na saída caso o sinal seja maior que $I_{CQ}r_c$, então a maior tensão pico a pico que poderá haver na saída será o dobro deste valor, ou seja, MPP é igual a $7,18 V_{PP}$.

Os valores de $i_{c(sat)}$ e $v_{ce(corte)}$ podem ser encontrados a partir das equações 12 e 13, e são respectivamente 34,64 mA e 8,59 V. A partir desses dois pontos é possível traçar a reta

de carga CA. As equações 36 e 37 representam respectivamente as retas de carga CC e CA. Como já era esperado, o coeficiente angular da reta CA é maior em relação à CC.

$$I_C(V_{CE}) = -2,90 \cdot 10^{-3} V_{CE} + 28,99 \cdot 10^{-3} \quad (36)$$

$$i_c(v_{ce}) = -4,03 \cdot 10^{-3} v_{ce} + 34,64 \cdot 10^{-3} \quad (37)$$

Com a obtenção dos parâmetros de corrente contínua, podem ser calculados os parâmetros para corrente alternada, que definirão as características de amplificação do sinal. A impedância de entrada de base, obtida a partir da equação 27, possui valor de $4,04 \text{ k}\Omega$, conforme mostram os cálculos. Com os valores dos resistores comerciais r_e' é $1,73 \text{ }\Omega$ e β é $241,5$.

A $Z_{in(estágio)}$ é equivalente ao paralelo entre os resistores do divisor de tensão e da impedância de entrada de base. O valor obtido foi de $91,86 \text{ }\Omega$, que é baixo, o que se espera de uma operação em classe A.

$$Z_{in(estágio)} = R_1 || R_2 || Z_{in(base)} \quad (38)$$

$$Z_{in(estágio)} = 1 \text{ k}\Omega || 103,75 \Omega || 4,04 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{in(estágio)} = 91,86 \text{ }\Omega$$

A corrente de entrada (i_{in}) pode ser colocada em função da corrente de base (i_b), uma vez que a primeira é proporcionalmente maior que a segunda, já que existe uma parte da corrente de entrada é desviada pelo divisor de corrente existente entre o paralelo dos resistores da malha de polarização de base e da impedância de entrada de base. A equação 39 é derivada da típica equação de divisão de corrente e mostra a relação entre i_{in} e i_b . Os cálculos explicitam que i_{in} é 43,98 vezes maior que i_b .

$$i_{in} = \frac{(R_1 || R_2) + Z_{in(base)}}{(R_1 || R_2)} i_b \quad (39)$$

$$i_{in} = \frac{(94) + (4,04 \cdot 10^3)}{(94)} i_b$$

$$i_{in} = 43,98 i_b$$

A tensão de entrada v_{in} é aquela que é entregue diretamente a $Z_{in(estágio)}$, por isso pode ser obtida pela aplicação da lei de Ohm, como mostra a equação 40

$$v_{in} = i_{in} \times Z_{in(estágio)} \quad (40)$$

$$v_{in} = (43,98 i_b) \times (91,86)$$

$$v_{in} = 4040 i_b$$

É importante ressaltar que os cálculos realizados não levaram em consideração a resistência interna (R_G) da fonte do sinal, pois esse parâmetro pode variar conforme a aplicação do amplificador. A resistência interna atenua o sinal na entrada, diminuindo o ganho de tensão. (BOYLESTAD, 2013)

Os parâmetros de saída serão calculados duas vezes, pois é importante que sejam obtidos os valores de operação com e sem carga acoplada. A corrente de saída sem carga ($i_{out(NL)}$) e a tensão de saída sem carga ($v_{out(NL)}$) são relativos unicamente a R_C , uma vez que não existe efeito de R_L . Já a corrente de saída com carga ($i_{out(L)}$) e a tensão de saída com carga ($v_{out(L)}$) são relativos a R_L .

As equações 41 e 42 são utilizadas para a obtenção de $i_{out(NL)}$ e $v_{out(NL)}$. A corrente de saída é igual a i_c , e, conforme a lei de Ohm, a tensão é o produto desta corrente com a impedância de saída (Z_{out}), ou seja, R_L .

$$i_{out(NL)} = i_c = \beta i_b \quad (41)$$

$$i_{out(NL)} = 241,5 i_b$$

$$v_{out(NL)} = -i_{out(NL)} \times Z_{out} \quad (42)$$

$$v_{out(NL)} = -(241,5 i_b)(330)$$

$$v_{out(NL)} = -79.695 i_b$$

Com o acoplamento da carga, R_C passa a estar em paralelo com R_L , diminuindo a corrente e a tensão de saída. As equações 43 e 44 provam tal colocação, elas se baseiam na divisão de corrente entre os resistores R_C e R_L .

$$i_{out(L)} = \beta \cdot i_b \frac{R_C}{R_C + R_L} \quad (43)$$

$$i_{out(L)} = (241,5) \cdot i_b \frac{(330)}{(330) + (1 \cdot 10^3)}$$

$$i_{out(L)} = 59,92 i_b$$

$$v_{out(L)} = -i_c \cdot Z_{out(L)}, \text{ sendo } Z_{out(L)} = R_C // R_L \quad (44)$$

$$v_{out(L)} = -\beta \cdot i_b \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L}$$

$$v_{out(L)} = -(241,5) \cdot i_b \frac{(330)(1 \cdot 10^3)}{(330) + (1 \cdot 10^3)}$$

$$v_{out(L)} = -59.921,05 i_b$$

Com os parâmetros de entrada e saída, os ganhos de corrente e tensão podem ser obtidos, conforme anteriormente mostrado nas equações 9 e 10. O ganho de tensão com carga (A_{vL}) apresentou um valor de -14,83, que é bastante aproximado do projetado (-15). Como esperado o ganho de corrente com carga (A_{iL}) é baixo em relação ao de tensão, apresentando um valor de 1,36. A tabela 2 mostra o valor relativo a cada ganho.

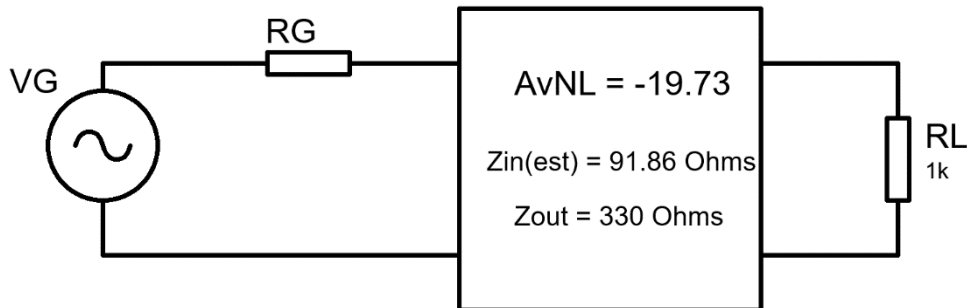
Tabela 2 – Ganhos do amplificador classe A

Ganho	Valor
A_{vNL}	-19,73
A_{iNL}	5,49
A_{vL}	-14,83
A_{iL}	1,36

Fonte: Autoria própria (2020)

É possível representar o pré-amplificador como um bloco unitário para facilitar uma futura abstração, mostrando somente as informações necessárias para os cálculos dos ganhos, independente da carga ou fonte que seja utilizada. O bloco é representado na figura 21.

Figura 21 – Representação em bloco do amplificador classe A



Fonte: Autoria própria (2020)

A eficiência do amplificador será determinada pelo consumo de potência da fonte de alimentação (P_S) e pela potência entregue à carga (P_L), conforme mencionado anteriormente pela equação 18. A corrente demandada (I_S) pela fonte é a soma da corrente do divisor de tensão (I_1) com a corrente de coletor (I_{CQ}).

$$I_1 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{10}{1 \cdot 10^3 + 103,75} = 9,06 \text{ mA}$$

$$I_S = I_1 + I_{CQ}$$

$$I_S = (9,06 \text{ mA}) + (14,49 \text{ mA}) = 23,55 \text{ mA}$$

A potência consumida será, portanto, o produto da tensão da fonte pela corrente demandada.

$$P_S = V_{CC} \times I_S$$

$$P_S = (10 \text{ V}) \times (23,55 \text{ mA}) = 0,24 \text{ W}$$

A potência entregue à carga pode variar conforme a tensão de entrada. Para a maior eficiência possível, o valor da tensão na carga deve ser igual a *MPP*. Dessa forma, o valor da

máxima potência que pode ser entregue à carga pode ser calculado conforme foi mostrado na equação 14.

$$P_L = \frac{(MPP)^2}{8R_L}$$

$$P_L = \frac{(7,18)^2}{8(1000)} = 6,44 \text{ mW}$$

A eficiência será a razão entre P_L e P_S , como já foi explicitado pela equação 18.

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} \times 100\%$$

$$\eta = \frac{6,44 \cdot 10^3}{0,24} \times 100\% = 2,68\%$$

Assim como foi mostrado na equação 15, a potência dissipada pelo transistor (P_D) é simplesmente o produto dos parâmetros do ponto de operação, ou seja, V_{CEQ} e I_{CQ} .

$$P_D = V_{CEQ} \times I_{CQ}$$

$$P_D = (5 \text{ V}) \times (14,49 \text{ mA}) = 72,45 \text{ mW}$$

Os capacitores utilizados podem ser calculados conforme foi mostrado na equação 19. O capacitor de acoplamento de entrada (C_1) deve possuir uma reatância menor ou igual a 10% do valor da impedância de entrada de estágio, pelos motivos anteriormente explicados na análise teórica. Já o capacitor de acoplamento de saída (C_2) deve imprimir uma reatância equivalente a 10% do valor da carga. A frequência do circuito será de 1khz, um valor típico de sistemas de áudio.

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f X_C}, \text{ sendo } X_C = 0,1 \cdot Z_{in(estágio)}$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi(1\text{khz})(9,89)} = 16,09 \text{ mF}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f X_C}, \text{ sendo } X_C = 0,1R_L$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi(1\text{khz})(100)} = 1,59 \text{ mF}$$

Os valores de capacitância são os mínimos necessários para o acoplamento, portanto, qualquer valor acima desses pode ser usado. A capacitância comercial mais próxima de C_1 é a de 18.000 μ F. Para evitar o uso de capacitores diferentes, serão aplicados dois com esse mesmo valor, já que ele é suplanta C_2 .

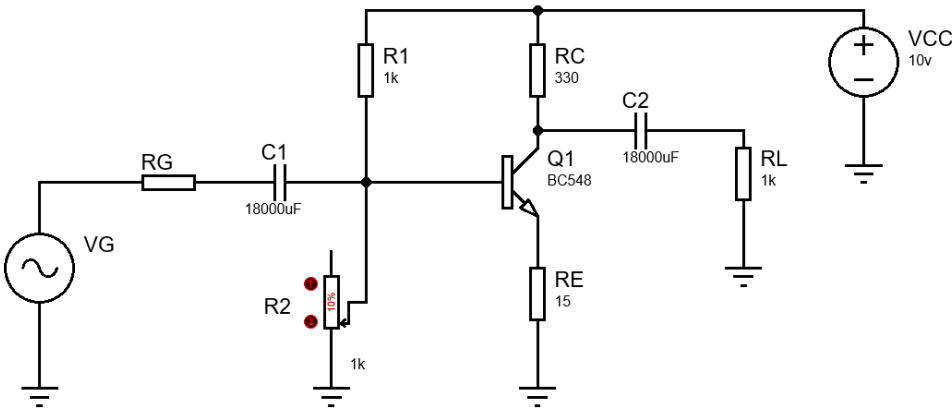
Os componentes necessários para a montagem do circuito são listados na tabela 3, escolhidos com base nos parâmetros trabalhados até então. O circuito completo é representado na figura 22.

Tabela 3 – Componentes do amplificador classe A

Componente	Símbolo	Potência (mW)	Identificação comercial	Uni.
Resistor superior do divisor de tensão	R_1	82,08	$1\text{ k}\Omega \pm 1\%$; 1/8 W	1
Resistor inferior do divisor de tensão	R_2	8,52 (103,75 Ω)	Potenciômetro 1 k Ω	1
Resistor de emissor	R_E	3,15	$15\text{ }\Omega \pm 1\%$; 1/8W	1
Resistor de coletor	R_C	69,29	c	1
TJB NPN	Q1	72,45	BC548 – Fairchild Semiconductor®	1
Capacitor de acoplamento	C_1, C_2	-	18.000 μ F; 25 V	2

Fonte: Autoria própria (2020)

Figura 22 – Circuito do amplificador classe A projetado



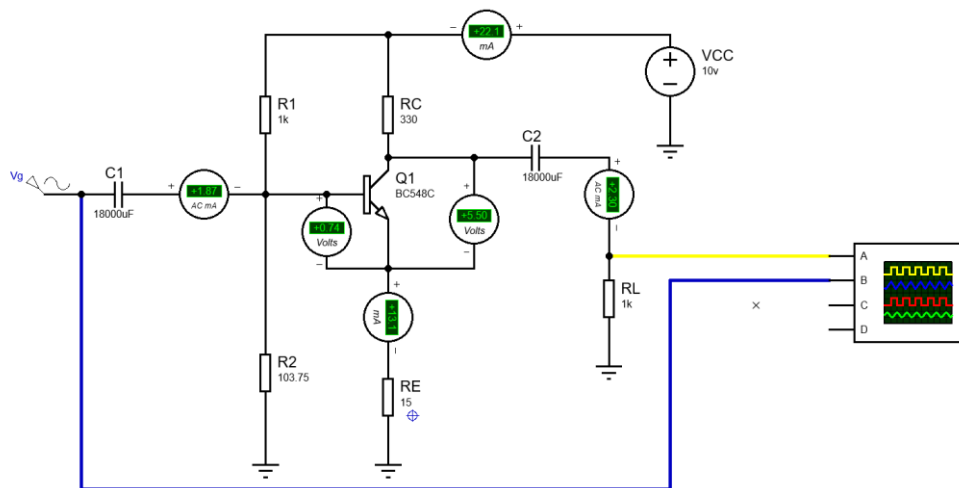
Fonte: Autoria própria (2020)

2.3.1.2 Simulação

A simulação foi realizada no software Proteus Design Suite versão 8.6 desenvolvido pela Labcenter Electronics ©. O circuito foi montado conforme mostrado na figura 22. Para alcançar o MPP de $7,18 V_{PP}$, a tensão de entrada deve ser este valor dividido por A_{vL} , ou seja, V_G deve ser igual a $0,484 V_{PP}$. Desta forma, o amplificador se encontra no limiar do ceifamento por $I_{CQ}r_c$.

Entretanto, como a unidade mínima de regulagem do potenciômetro do simulador é de 1%, a resolução do dispositivo é de 10Ω (1% de $1k\Omega$). Com essa resolução, o valor mais próximo possível de $103,75 \Omega$ (valor ideal de R_2) é de 100Ω . Por menor que seja a diferença entre o valor ideal e o alcançado pelo potenciômetro, a diferença nos resultados foi considerável quando comparado ao efeito de um resistor de valor teórico de $103,75 \Omega$ que foi colocado no lugar do dispositivo. A tensão de pico de saída, por exemplo, aumentou em $0,25 V$ ao fazer a substituição. Por isso, a simulação será realizada com o resistor teórico, resultado no esquema da figura 23.

Figura 23 – Esquema de simulação do amplificador Classe A

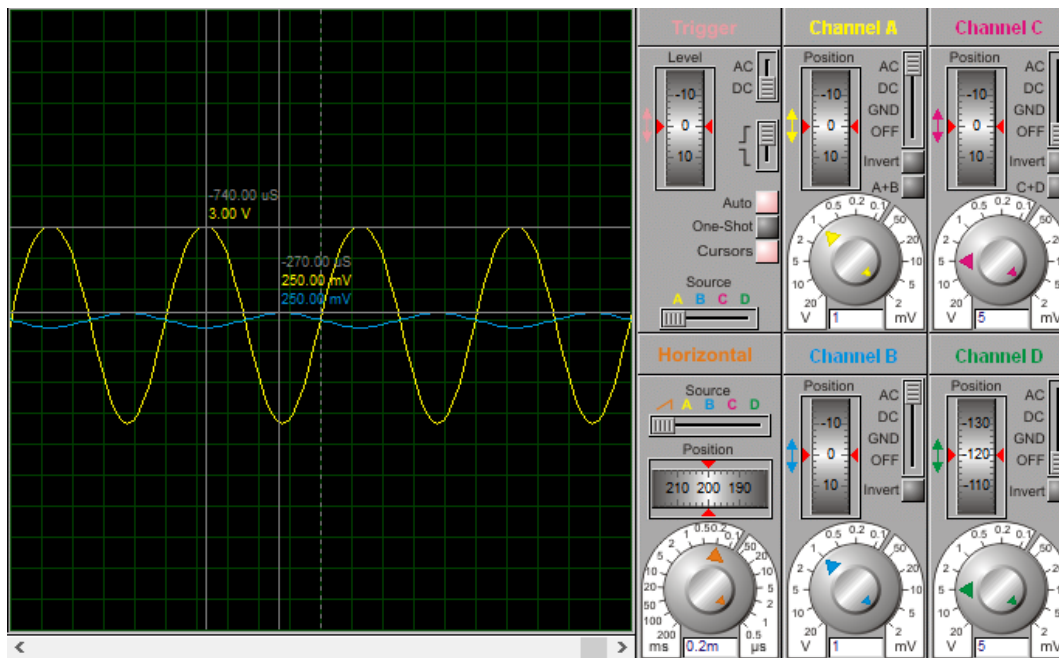


Fonte: Autoria própria (2020)

Como pode ser visto no esquema, foram colocados voltímetros e amperímetros para a medição dos principais parâmetros. O canal A, conexão de cor amarela, do osciloscópio foi

ligado à saída e o canal B, cor azul, foi ligado diretamente à entrada. As formas de onda resultante podem ser vistas na figura 24.

Figura 24 – Leitura do osciloscópio virtual do amplificador classe A



Fonte: Autoria própria (2020)

A tensão de pico a pico da fonte de sinal foi de $0,484 V_{pp}$, equivalente a uma tensão de $0,242 V_p$. O osciloscópio, por ter uma menor resolução, fez uma leitura de $0,25 V_p$. Já a tensão de saída foi de $3,00 V_p$, acusando um A_{vL} de $-12,00$. O sinal negativo se dá pela defasagem de 180° entre os sinais, que fica explícita na figura 24. Pelos amperímetros, pode ser visto que A_{iL} foi aproximadamente de 1,23.

Em comparação com os valores projetados na etapa de modelagem, podem ser notados os desvios existentes. A tabela 4 compara os valores calculados e os obtidos da simulação, dando os respectivos erros relativos aos valores calculados. O projeto tomou algumas considerações que admitiam um determinado erro, tais como a aproximação do divisor de tensão, o valor da reatância capacitiva, I_C igual a I_E , dentre outras. Tudo isso leva à acumulação do erro nos processos de modelagem. Além de que o simulador tem uma base dados mais precisa sobre os parâmetros do transistor, os dados retirados para modelagem foram aproximações da análise dos gráficos.

Tabela 4 – Comparação entre os valores da modelagem e simulação

Parâmetro	Valor calculado	Valor da simulação	Erro relativo (%)
A_{vL}	-14,83	-12,00	19,08
A_{iL}	1,36	1,23	10,29
V_{CEQ}	5,00 V	5,50 V	10,00
I_{CQ}	14,49 mA	13,1 mA	9,59

Fonte: Autoria própria (2020)

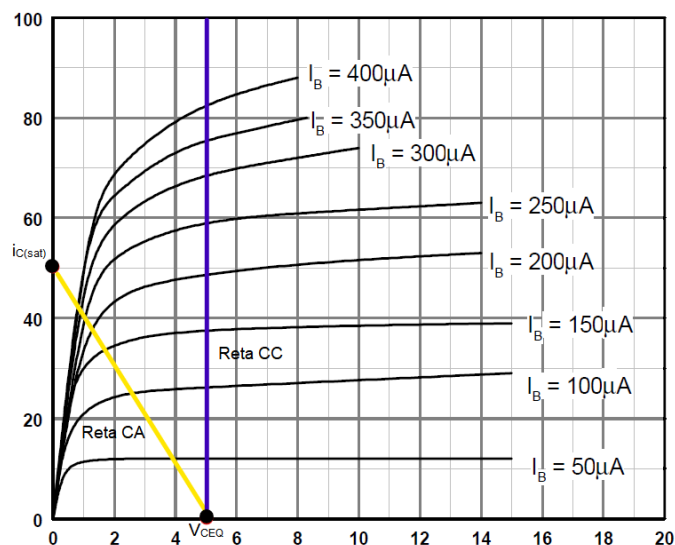
2.3.2 Amplificador classe B

2.3.2.1 Modelagem

Amplificadores classe B operam na região de corte da reta de carga CC. A primeira consideração para este projeto será fixar seu ponto de operação. É importante lembrar de que o projeto será em configuração de *push-pull*, ou seja, envolve um par de transistores complementares. Por isso, as considerações feitas para o transistor de lógica positiva (NPN) valem também para a lógica negativa (PNP).

A fonte CC utilizada será simétrica (+5 V e – 5 V) para evitar deformações no sinal. Será utilizado o mesmo transistor NPN (Q_1), o BC548 da Fairchild Semiconductor®. O transistor complementar (Q_2) será o BC558 da mesma fabricante. A carga escolhida será de 100 Ω , um valor menor em relação à da classe A. Os parâmetros de corte e saturação foram calculados conforme visto no subtópico 2.2.3 na análise teórica de amplificadores classe B. As retas de carga CA e CC podem ser vistas na figura 25, sendo representadas respectivamente pelas cores amarela e azul.

Figura 25 – Retas de carga CA e CC do amplificador Classe B projetado



Fonte: Adaptado de Fairchild Semiconductor® (2002)

A corrente de saturação CA ($I_{C(sat)}$) será de 50 mA e V_{CEQ} será 5 V. Não é possível definir um valor para β nesta situação, uma vez que inexistente polarização e ele irá variar conforme a corrente de entrada assim como os outros parâmetros que também dependem dele, como $Z_{in(estágio)}$ e A_{iL} .

A folha de dados do BC548 e do BC558 só fornecem informações acerca do β relativas à operação na região ativa, sendo inadequadas para serem utilizadas com os valores de corte e saturação já obtidos. Por isso, com o auxílio da simulação, poderão ser analisados os demais parâmetros e realizados os devidos cálculos.

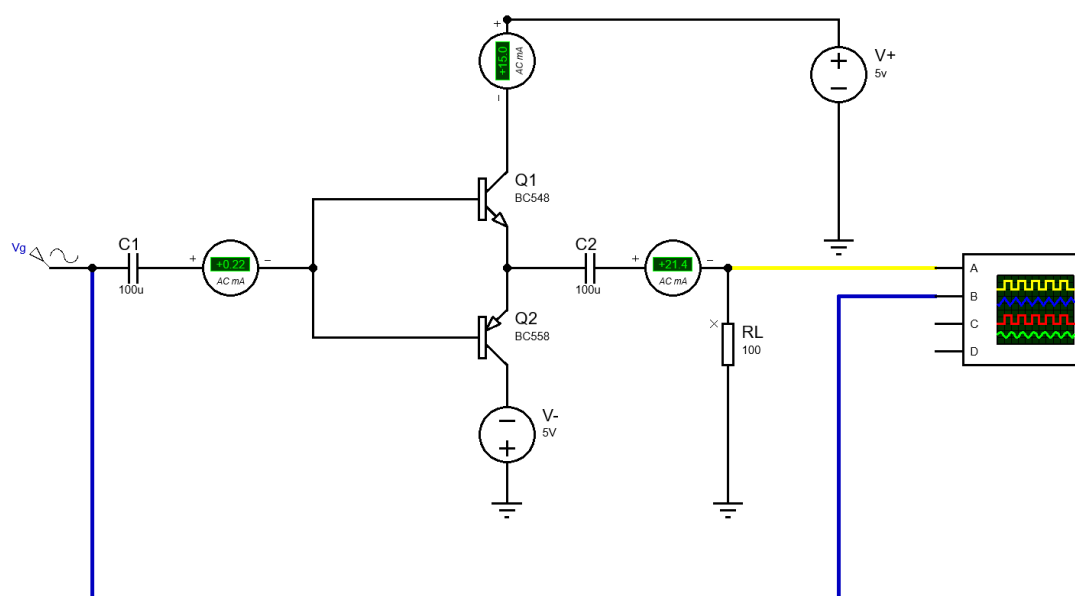
A corrente média consumida pela fonte CC é calculada a partir da equação 22 e, com os dados obtidos até então, possui o valor de 15,91 mA. Deduzindo-se então que a potência consumida pela mesma fonte é de 159,10 mW. A máxima potência que pode ser entregue à carga alcançada quando a tensão de saída é igual a MPP , que ao aplicar seu valor na equação 21, obtém-se 125 mW. Já a máxima potência dissipada por cada transistor, calculada com a equação 22, é de 25 mW, valor suportado pelo BC548 e pelo BC558, segundo suas folhas de dados

Obtidas as potências da carga e da fonte de tensão CC, a eficiência máxima atingida pelo amplificador é de 78,62 %. Ela é ligeiramente maior que a teórica (78,5 %) devido às aproximações de casas decimais.

2.3.2.2 Simulação

Assim como foi mencionado na análise teórica, é possível deduzir *MPP* como sendo igual a V_{CC} , neste caso igual a 10 V. Porém, as primeiras simulações apresentaram deformação do sinal quando se aplicava este valor de tensão. Para evitar a utilização de valores flutuantes, a simulação será realizada utilizando um sinal de 8 V_{PP} e 1kHz. A figura 26 mostra o circuito montado. Como para o amplificador classe A, o software utilizado para simulação foi o Proteus Design Suite versão 8.6.

Figura 26 – Esquema de simulação do amplificador Classe B



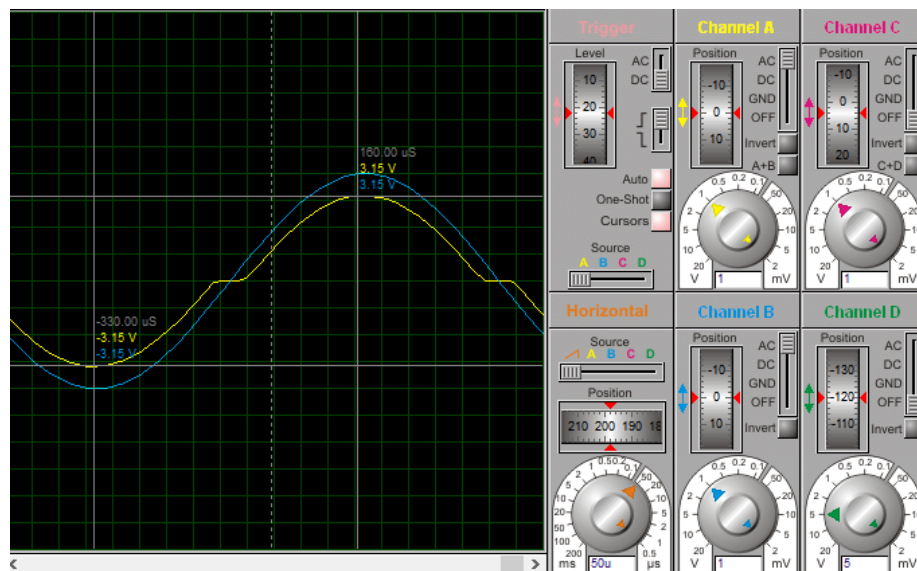
Fonte: Autoria própria (2020)

Como não se havia conhecimento sobre o valor da impedância de entrada, os capacitores colocados foram escolhidos a partir do aumento gradual da capacitância, até que não houvesse interferência de sinal contínuo sobre a carga. Nesta condição, o amperímetro da entrada acusa um valor de corrente de 0,22 mA, deduzindo-se então que a corrente de base de cada transistor é aproximadamente de 0,11 mA. Como o amperímetro no coletor do Q_1 aponta um valor de

15,0 mA, o β tem um valor de 136,36. Como mostra a equação 20 da análise teórica, $Z_{in(base)}$ será 13,64 k Ω .

O ganho de corrente do amplificador (A_{iL}) é de 97,27 e o ganho de tensão com carga (A_{vL}) é de 0,63, como é presumível a partir da análise do sinal de saída da figura 27. O sinal não apresentou deslocamento de fase, por isso o ganho de tensão é positivo. Entretanto, como era esperado, ele apresentou distorção por cruzamento. A potência na carga passa a ser igual a 49,61 mW e a eficiência cai para 31,18 %.

Figura 27 – Leitura do osciloscópio virtual do amplificador classe B



Fonte: Autoria própria (2020)

A tabela 5 mostra os componentes necessários para a montagem do circuito com seus valores de potência requisitada e identificação comercial.

Tabela 5 – Componentes do amplificador classe B

Componente	Símbolo	Potência (mW)	Identificação comercial	Uni.
TJB NPN	Q1	25	BC548 – Fairchild Semiconductor®	1
TJB PNP	Q2	25	BC558 – Fairchild Semiconductor®	1
Capacitor de acoplamento	C ₁ , C ₂	-	100 µF; 25 V	2

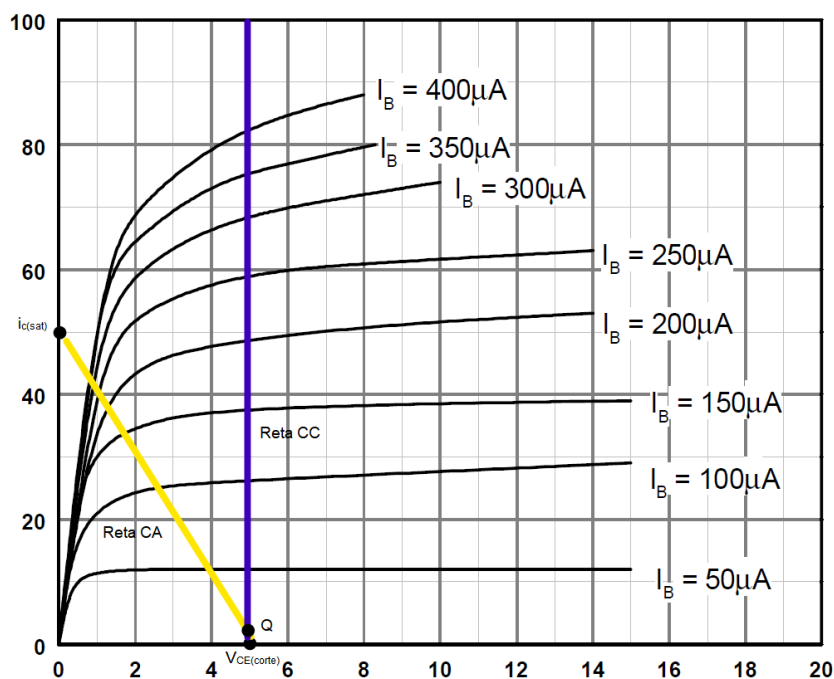
Fonte: Autoria própria (2020)

2.3.3 Amplificador classe AB

2.3.3.1 Modelagem

Assim como nos outros amplificadores, o processo de modelagem se inicia com o posicionamento do ponto Q. Em relação à classe B, o ponto de operação é levemente elevado para que o ângulo de condução seja superior a 180° . Dessa forma, a corrente de coletor (I_{CQ}) para a análise CC foi definida como sendo 1% de $i_{C(sat)}$. Utilizando-se de uma fonte de alimentação contínua de 10 V e uma carga de $100\ \Omega$, $i_{C(sat)}$ será 50 mA e, portanto, I_{CQ} será 0,5 mA, com V_{CEQ} aproximadamente igual a 5 V. A figura 28 mostra as retas de carga CA e CC, com as cores amarela e azul respectivamente. Os transistores escolhidos foram novamente o par complementar BC548 e BC558 da Fairchild Semiconductor®.

Figura 28– Retas de carga CA e CC do amplificador Classe AB projetado



Fonte: Adaptado de Fairchild Semiconductor® (2002)

Conforme a Malvino (2016), a corrente de polarização (I_{bias}) é igual a I_{CQ} . Dessa forma, a equação 25 pode ser usada para encontrar os valores dos resistores superior e inferior (R). Considerando um V_{BE} típico igual a 0,7 V, para o diodo emissor de ambos os transistores,

ambos os resistores devem ter 8,6 k Ω . Sabendo-se que inexistem resistores comerciais deste valor, será utilizado o mais próximo, que é de 8,2 k Ω .

A polarização por diodo é a mais adequada para uma regulação mais precisa, deixando a operação do amplificador minimamente imune às variações de temperatura. Entretanto, as dificuldades em seu projeto se dão devido à disponibilidade comercial de dispositivos (diodos e transistores) que possuam a curva de V_{BE} idênticas, sendo um método mais viável para circuitos integrados, que não são objetos de estudo deste trabalho. Por isso, um potenciômetro será colocado no lugar dos diodos, sendo possível realizar o ajuste para que se obtenha 1,4 V (duas vezes V_{BE}) sobre ele.

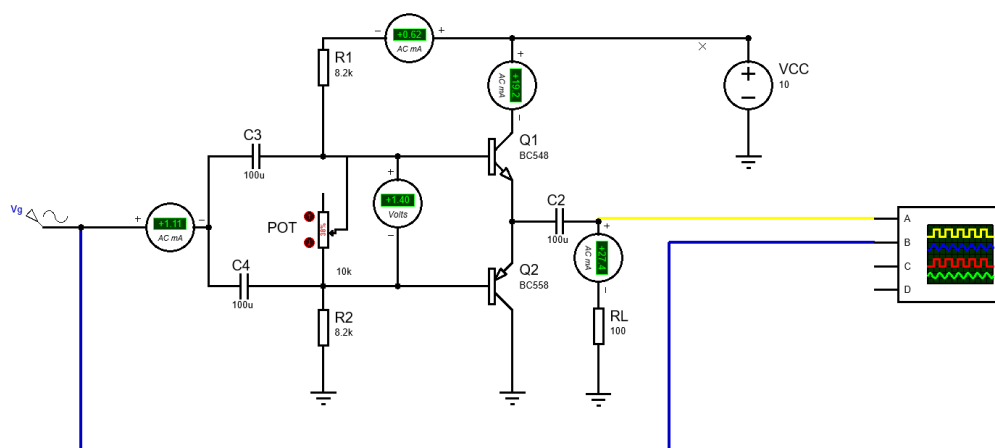
A corrente demandada pela fonte será a soma da corrente média nos coletores dos transistores (I_{av}) com a corrente de polarização (I_{bias}), sendo igual a 16,41 mA. Dessa forma a potência na fonte será de 164,1 mW. Como V_{CC} é igual a 10 V, então MPP será igual a 10 V_{PP} . Sendo assim, a máxima potência consumida pela carga será de 125 mW, e a máxima potência dissipada em cada transistor de 25 mW. Nestas condições, a máxima eficiência possível do amplificador é de 76,17 %.

Novamente, não é possível realizar os cálculos que necessitem de β devido à grande influência do sinal alternado. Portanto, os cálculos dos demais parâmetros relacionados serão realizados após a análise da simulação.

2.3.3.2 Simulação

O software utilizado para a simulação foi novamente o Proteus. Os capacitores utilizados foram estabelecidos por aumento gradual entre os valores comerciais, até que não houvesse atraso da onda ou interferência de sinal contínuo na saída. A figura 29 mostra o esquema de ligação montado no simulador.

Figura 29 – Esquema de simulação do amplificador Classe AB

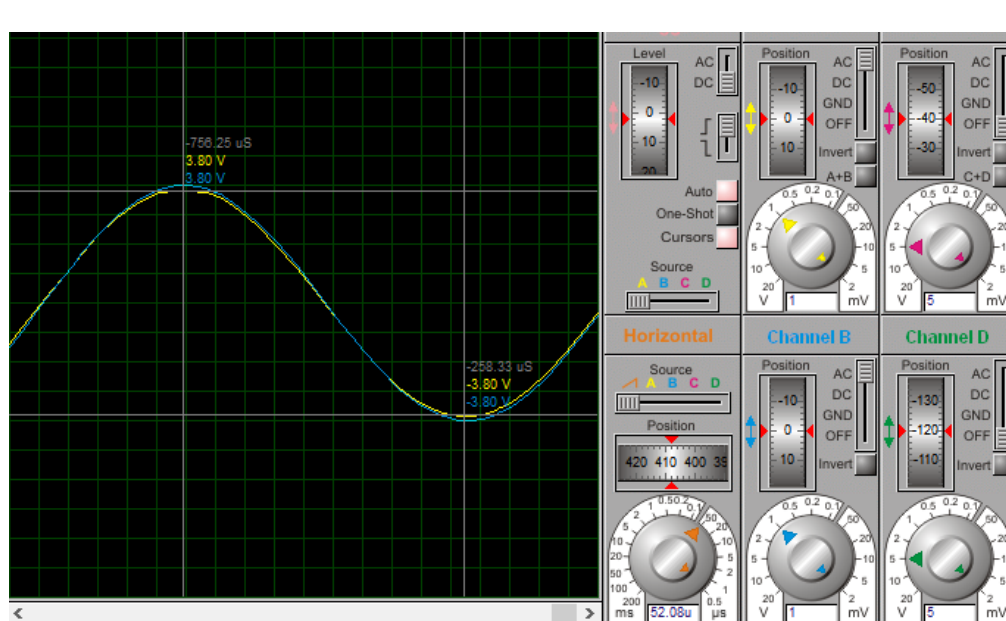


Fonte: Autoria própria (2020)

Ao ser colocado o sinal equivalente ao MPP ($10V_{PP}$), houve novamente uma deformação no sinal. Desta forma, diminui-se a amplitude para $8V_{PP}$ a uma frequência de 1kHz, evitando o uso de valores flutuantes. Nesta configuração, o amperímetro de entrada mostra uma corrente de 1,11 mA, o que levar a uma dedução de 0,55 mA em cada base. O coletor superior consome 19,2 mA. Com estas informações o β de cada transistor é de 34,91 e, por consequência, $Z_{in(base)}$ é 3,49 k Ω .

Uma vez que a corrente na carga é de 27,4 mA, o A_{iL} é 24,68. A figura 30 mostra as formas de onda da entrada e da saída, respectivamente nas cores azul e amarelo. Constata-se que a forma de onda de saída apresenta $7,6V_{PP}$ o que leva a A_{vL} de 0,95. Como era de se esperar, as formas de onda estão em fase, sem distorção de cruzamento. Porém, a diminuição da tensão sobre a carga levou a uma consequente queda em sua potência e eficiência do amplificador, que agora são de 72,2 mW e 44 %. A tabela 6 mostra os componentes necessários para montagem do amplificador com sua devida identificação comercial.

Figura 30 – Leitura do osciloscópio virtual do amplificador classe AB



Fonte: Autoria própria (2020)

Tabela 6 – Componentes do amplificador classe AB

Componente	Símbolo	Potência (mW)	Identificação comercial	Uni.
TJB NPN	Q1	25	BC548 – Fairchild Semiconductor®	1
TJB PNP	Q2	25	BC558 – Fairchild Semiconductor®	1
Resistor superior e inferior	R	2,25	8,2 k Ω $\pm$ 1 %; 1/8W	2
Potenciômetro de polarização de base	Pot	0,73	Potenciômetro 10 k Ω	1
Capacitor de acoplamento	C ₁ , C ₂	-	100 μ F; 25 V	2

Fonte: Autoria própria (2020)

2.4 Análise Comparativa

Os circuitos simulados apresentaram características bastante similares às remetidas pela teoria, o que mostra a coesão dos métodos utilizados para modelagem. Para efeito comparativo, a tabela 7 mostra alguns parâmetros de cada classe de amplificador de

acordo com os dados obtidos, tais como, eficiência, ganho de tensão com carga, ganho de corrente com carga e fidelidade da forma de sinal.

Tabela 7 – Parâmetros de análise dos amplificadores

Classe	Eficiência (%)	A_{vL}	A_{iL}	Fidelidade do sinal
A	2,68	-12,00	1,23	Boa
B	31,18	0,63	97,27	Ruim
AB	44	0,95	24,68	Boa

Fonte: Autoria própria (2020)

É inconcludente comparar os amplificadores isoladamente por parâmetros únicos, assim a melhor comparação se dá pelas suas aplicações. Além disso, como já mencionado anteriormente, em muitos sistemas as classes de amplificadores são utilizadas em cascata. Como este trabalho se baseia no estudo em baixas frequências, as aplicações utilizadas como exemplos são em modelos de áudio.

Amplificadores classe A são ideais para estágios iniciais de sistemas que necessitam de fidelidade do sinal e cujo consumo energético não seja um problema, como amplificadores de áudio profissionais ligados à rede de energia. A classe B é mais bem aplicada para estágios finais de projetos que não prezam tanto pela qualidade do sinal, mas pelo ganho de potência, como megafones e outros aparelhos de comunicação sonora em massa. Já a classe AB pode ser utilizada em modelos em que o consumo energético é relevante, mas ainda assim precisam de uma boa qualidade de sinal, como fones de ouvido sem fio, sistemas de áudio automotivo, entre outros modelos alimentados à bateria.

3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

É imensurável a relevância que a eletrônica tem no mundo contemporâneo. A maneira como os amplificadores evoluíram dentro deste campo, desde os modelos valvulados aos integrados, mostram cada vez mais uma tendência global do avanço tecnológico na diminuição do consumo energético e da ocupação espaço físico.

Como foi visto neste trabalho, cada classe de amplificador estudada possui características únicas e que as torna ideais para determinados tipos de aplicação, sendo inviável a utilização unânime de uma delas para todos os fins. É papel do engenheiro, projetista ou pesquisador levantar informações sobre o sistema a ser empregado, reconhecendo suas prioridades e meio de operação, para então decidir o modelo ideal para tal.

Os objetivos foram concluídos com sucesso, os métodos utilizados em cada etapa apresentaram coesão entre si, mostrando a validade do material de pesquisa utilizado. Outra etapa que poderia ter sido empregada para análise seria a de testes em laboratório, com componentes reais, o que não foi possível devido às limitações da pandemia do COVID-19. Possíveis erros podem estar associados ao número de casas decimais utilizados, erro no banco de dados do simulador, bem como a sua divergência com a folha de dados dos componentes.

O estudo foi baseado em sistemas mais simples e elementares, com empregos mais facilmente associado à área de áudio devido à baixa potência e frequência. Porém, é reconhecido que na região de atuação dos profissionais formados pela UFERSA, os sistemas de potência são o principal objeto de trabalho, não só atualmente, mas à longo prazo. Neste aspecto, a aplicação de amplificadores é muito utilizada por sistemas de aferição de diversos parâmetros importantes, tais como ruído de motores, análises de sinais na rede de alimentação (para identificação de harmônicas, por exemplo), sistemas de telecomunicação, dentre outros.

De maneira geral, a maioria dos aparelhos utilizados para estes fins são produzidas por empresas de tecnologia exterior. Dotar o profissional que irá trabalhar com sistemas de potência com conhecimentos de eletrônica (não somente da área de amplificadores), o tornará capaz de desenvolver soluções mais aplicáveis à sua realidade, além de promover a produção de material tecnológico nacional, que apesar dos grandes esforços da comunidade acadêmica, ainda apresenta grandes barreiras para se igualar ao de países mais desenvolvidos.

REFERÊNCIAS

BOYLESTAD e NASHELSKY. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. 8ª. Prentice Hall. 2004.

CIPELLI, A. M. V.; MARKUS, O. **Teoria e desenvolvimento de projetos de circuitos eletrônicos**. 23.ed. São Paulo. Érica. 2007.

FERREIRA, L. F. G.; **Estudo sobre desempenho e consumo energético de amplificadores de áudio automotivos**. Monografia (Graduação em Engenharia Mecatrônica) – Colegiado de Graduação em Engenharia Mecatrônica, Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais. Divanópolis. 2013.

MAIA, M. J; **Amplificadores – EL66E**. Curitiba, 2018. (Apostila)

MALVINO, A. P.; BATES, D. J. **Eletrônica**. 4ª Edição. v.1 São Paulo: McGraw-Hill, 2009.

MALVINO, A. P.; BATES, D. J. **Eletrônica**. 4ª Edição. v.2 São Paulo: McGraw-Hill, 2009.

MALVINO, A. P.; BATES, D. J. **Eletrônica**. 8ª Edição. v.1 São Paulo: McGraw-Hill, 2016.

SELF, D.; **Audio Power Amplifier Design Handbook**. 3ª ed. Woburn. Newnes, 2002.