



Universidade de Brasília – UnB  
Faculdade UnB Gama – FGA  
Engenharia Eletrônica

**Projeto de um Amplificador de Potência para  
Aplicação em Sistemas de Comunicação  
Through The Earth de Curtas Distâncias**

Autor: Gabriel Teixeira Brasil  
Orientador: Prof. Dr. Wellington Avelino do Amaral

Brasília, DF  
2019



Gabriel Teixeira Brasil

**Projeto de um Amplificador de Potência para Aplicação  
em Sistemas de Comunicação Through The Earth de  
Curtas Distâncias**

Monografia submetida ao curso de graduação  
em Engenharia Eletrônica da Universidade  
de Brasília, como requisito parcial para ob-  
tenção do Título de Bacharel em Engenharia  
Eletrônica.

Universidade de Brasília – UnB

Faculdade UnB Gama – FGA

Orientador: Prof. Dr. Wellington Avelino do Amaral

Brasília, DF

2019

---

Gabriel Teixeira Brasil

Projeto de um Amplificador de Potência para Aplicação em Sistemas de Comunicação Through The Earth de Curtas Distâncias/ Gabriel Teixeira Brasil. – Brasília, DF, 2019-

65 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Wellington Avelino do Amaral

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade de Brasília – UnB  
Faculdade UnB Gama – FGA , 2019.

1. Palavra-chave01. 2. Palavra-chave02. I. Prof. Dr. Wellington Avelino do Amaral. II. Universidade de Brasília. III. Faculdade UnB Gama. IV. Projeto de um Amplificador de Potência para Aplicação em Sistemas de Comunicação Through The Earth de Curtas Distâncias

CDU 02:141:005.6

---

Gabriel Teixeira Brasil

# **Projeto de um Amplificador de Potência para Aplicação em Sistemas de Comunicação Through The Earth de Curtas Distâncias**

Monografia submetida ao curso de graduação em Engenharia Eletrônica da Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Trabalho aprovado. Brasília, DF, 16 de dezembro de 2020:

---

**Prof. Dr. Wellington Avelino do  
Amaral**  
Orientador

---

**Prof Dr. Adoniran Judson de Barros  
Braga**  
Convidado 1

---

**Prof. Dr. Leonardo Aguayo**  
Convidado 2

Brasília, DF  
2019

# Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus pelas oportunidades que me deu e pela sabedoria para aproveitá-las. Também sou grato à minha família que tem sido meu apoio durante a minha graduação e ao meu orientador professor Dr. Wellington Avelino do Amaral pelo apoio, incentivo e ensinamentos durante esta primeira etapa do Trabalho de Conclusão de Curso.

# Resumo

Os sistemas de comunicação Through the Earth são reconhecidamente resistentes em situações extremas e por isso, têm se tornado o foco de diversos projetos e estudos sobre aplicações em cenários pós- desastres envolvendo mineração e barragens de rejeitos de minério. Esses sistemas empregam sinais de baixa frequência, geralmente abaixo de 30KHz, para atravessar o solo, rochas e outros obstáculos entre o transmissor e o receptor, apesar das grandes perdas de potência nesse tipo de canal. Nesse contexto, esse trabalho apresenta primeiramente o embasamento teórico para o projeto de um transmissor aplicado a sistemas de comunicação TTE de curtas distâncias. A partir disso, o projeto e simulação do circuito amplificador de potência do transmissor TTE. E finalmente, a implementação, em placa de circuito impresso, do PA aplicado à transceptores em sistemas de comunicação Through the Earth para curtas distâncias. Outros trabalhos de conclusão de curso apresentados na Universidade de Brasília discorrem sobre os módulos que compõem o projeto completo do transceptor.

**Palavras-chaves:** Comunicação Through the Earth de Curtas Distâncias. Amplificador de Potência. Transceptor. Verilog-AMS.

# Abstract

Through the Earth (TTE) communication systems are admittedly robust when it comes to extreme situations, that said many projects and studies are currently focusing attention on how to apply it to post-disaster environments involving mining and tailings dams. Those sorts of systems work based on the fact that low-frequency signals, below 30KHz, are more likely to traverse soil, rocks and some other kinds of hindrances between the transmitter and receiver, despite the amount of power loss along the way. In this sense, the present essay starts by developing a theoretical basis on how to design a power amplifiers and transmitters applicable to a TTE system. Followed by the design and simulation of the amplifier circuit and testing to characterize the behavior of the power amplifier system. Finally, these results are used as the building blocks for the implementation of the short-distances TTE communication PA's printed circuit board. Other compositions presented at the University of Brasília, discuss the building blocks of the entire transceiver design.

**Key-words:** Short-Distance Through the Earth Communication Systems. Power Amplifier. transceiver Verilog-AMS.

# Lista de ilustrações

Figura 1 – Representação de um sistema TTE (NIOSH, 2010). . . . .	21
Figura 2 – Estágio amplificador com carga indutiva(RAZAVI, 2011). . . . .	25
Figura 3 – Gráfico em grandes sinais da transcondutância do transistor. . . . .	26
Figura 4 – Amplificador Classe A (RAZAVI, 2011). . . . .	27
Figura 5 – Corrente de coletor no amplificador classe B(SEDRA; SMITH, 2014). . . . .	28
Figura 6 – Corrente no transistor classe AB (SEDRA; SMITH, 2014). . . . .	28
Figura 7 – Formas de onda da corrente e tensão no transistor de saída do amplificador (KEE, 2002). . . . .	29
Figura 8 – Esquema demonstrando conceitualmente o amplificador Classe F (KEE, 2002). . . . .	29
Figura 9 – Circuito do amplificador Classe D juntamente com a forma de onda da tensão e corrente de saída (KEE, 2002). . . . .	30
Figura 10 – Topologia básica do amplificador Classe E. (GREBENNIKOV; SOKAL, 2007). . . . .	31
Figura 11 – Forma de onda da corrente e tensão sobre o transistor de saída no amplificador Classe E. (KEE, 2002). . . . .	32
Figura 12 – Análise conceitual de potência em sistemas TTE (NIOSH, 2010). . . . .	33
Figura 13 – Descrição da pinagem do CI LM2876 (TI, 2013). . . . .	36
Figura 14 – Circuito do amplificador projetado (TI, 2013). . . . .	36
Figura 15 – Esquemático do <i>testbench</i> da simulação AC. . . . .	42
Figura 16 – Simulação AC do projeto. . . . .	43
Figura 17 – <i>Testbench</i> para a simulação Transiente. . . . .	44
Figura 18 – Resultados da simulação Transiente. . . . .	44
Figura 19 – Esquema elétrico do amplificador. . . . .	45
Figura 20 – Placa de circuito impresso do amplificador. . . . .	46
Figura 21 – Placa de circuito impresso do amplificador vista 3D. . . . .	46
Figura 22 – Estrutura geral do transmissor. . . . .	48
Figura 23 – Descrição abstrata de um quadripolo . . . . .	49
Figura 24 – Sinal recebido nos domínios do tempo e frequência . . . . .	49
Figura 25 – Resposta em frequência para diferentes tensões de entrada . . . . .	50
Figura 26 – Resposta em frequência para diferentes distâncias de transmissão . . . . .	51
Figura 27 – Comparação com amplificador comercial . . . . .	51
Figura 28 – Parâmetro de transmissão direta em função da tensão de entrada . . . . .	52
Figura 29 – Máxima magnitude do parâmetro de transmissão direta em função da tensão de entrada . . . . .	52
Figura 30 – Circuito base para construção do modelo. . . . .	54

Figura 31 – Símbolo do amplificador. . . . .	58
Figura 32 – Bancada de teste do circuito amplificador com <i>single-supply</i> . . . . .	58
Figura 33 – Bancada de teste do circuito amplificador com alimentação simétrica. . . . .	59
Figura 34 – Resposta AC do PA em 5kHz. . . . .	59
Figura 35 – Resposta AC do PA no ponto -3dB. . . . .	60
Figura 36 – Resposta Transiente da fonte de entrada do PA.. . . . .	60
Figura 37 – Resposta Transiente da saída do PA. . . . .	61

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Características das classes de PA . . . . .	32
Tabela 2 – Especificações iniciais do projeto. . . . .	35
Tabela 3 – Parâmetros de Projeto . . . . .	39
Tabela 4 – Lista de componentes do amplificador . . . . .	39
Tabela 5 – Componentes do amplificador com orçamento . . . . .	40

# Lista de abreviaturas e siglas

AC	Alternate Current
BOM	Bill of Materials
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BW	Bandwidth
CI	Circuito Integrado
DC	Direct Current
FFT	Fast Fourier Transform
GBW	Gain Bandwidth Product
NIDAq	National Instruments Data Acquisition
PA	Power Amplifier
PAE	Power Added Efficiency
PCB	Printed Circuit Board
RX	Receptor
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
TTE	Through The Earth
TX	Transmissor
Verilog	Verifying Logic
Verilog AMS	Verifying Logic Analog and Mixed Signals

# Lista de símbolos

$\phi$	Sinal modulado
$F_c$	Frequência da portadora
$\eta$	Eficiência
$P_{supp}$	Potência da fonte de alimentação
$P_L$	Potência dissipada na carga
$P_{in}$	Potência na entrada do amplificador
$P_{média}$	Potência média
$f_L$	Limite inferior para a frequência de atuação do amplificador.
$R_L$	Impedância da carga
$I_{out}$	Corrente de saída do amplificador
$V_{out}$	Tensão de saída do amplificador
$V_{alimentação}$	Tensão de alimentação do amplificador
$A_v$	Ganho da amplificador
$V_{in}$	Tensão do sinal da mensagem
$R_{f1}$	Resistor da malha de realimentação
$R_i$	Resistor que compõe definição do ganho do amplificador
$C_i$	Capacitor de realimentação
$\epsilon$	Constante dielétrica
$\tan \theta$	Tangente de perdas
$R_o$	Impedância de saída do amplificador
$S$	Parâmetros de espalhamento
$S_{11}$	Coefficiente de reflexão direto
$S_{22}$	Coefficiente de reflexão reverso

$S_{21}$	Coeficiente de transmissão direto
$S_{12}$	Coeficiente de transmissão reverso
$GM$	Coeficiente de transcondutância

# Sumário

	<b>Introdução</b> . . . . .	<b>15</b>
<b>I</b>	<b>ASPECTOS GERAIS</b>	<b>16</b>
<b>1</b>	<b>ASPECTOS GERAIS</b> . . . . .	<b>17</b>
<b>1.1</b>	<b>Objetivos</b> . . . . .	<b>18</b>
<b>1.2</b>	<b>Metodologia</b> . . . . .	<b>18</b>
<b>II</b>	<b>REFERÊNCIAL TEÓRICO</b>	<b>20</b>
<b>2</b>	<b>SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO THROUGH THE EARTH (TTE)</b>	<b>21</b>
<b>2.1</b>	<b>Descrição do sistema</b> . . . . .	<b>21</b>
2.1.1	Vantagens . . . . .	21
2.1.2	Limitações . . . . .	22
2.1.3	Estrutura . . . . .	22
<b>3</b>	<b>SISTEMAS DE TRANSMISSÃO E PRINCÍPIOS DE COMUNICAÇÃO DIGITAL</b> . . . . .	<b>24</b>
<b>3.1</b>	<b>Modulação</b> . . . . .	<b>24</b>
3.1.1	Modulação BPSK . . . . .	24
<b>3.2</b>	<b>Amplificador de Potência</b> . . . . .	<b>24</b>
3.2.1	Classificação dos amplificadores de potência . . . . .	26
3.2.1.1	Classes A, B e AB . . . . .	27
3.2.1.2	Classe F . . . . .	28
3.2.1.3	Classe D . . . . .	30
3.2.1.4	Classe E . . . . .	30
3.2.1.5	Comparativo entre as classes de amplificadores . . . . .	32
3.2.2	Aplicação em sistemas TTE . . . . .	32
<b>III</b>	<b>PROJETO</b>	<b>34</b>
<b>4</b>	<b>PROJETO DO AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA</b> . . . . .	<b>35</b>
<b>4.1</b>	<b>Especificações do projeto</b> . . . . .	<b>35</b>
<b>4.2</b>	<b>Topologia do projeto</b> . . . . .	<b>35</b>
<b>4.3</b>	<b>Procedimentos de projeto</b> . . . . .	<b>37</b>

4.3.1	Resumo dos resultados de projeto . . . . .	39
4.4	Orçamento e lista de materiais . . . . .	39
<b>IV</b>	<b>RESULTADOS</b>	<b>41</b>
5	SIMULAÇÕES . . . . .	42
5.1	Verificação do circuito com Modelo SPICE . . . . .	42
6	IMPLEMENTAÇÃO DO PROJETO . . . . .	45
6.1	Verificação do circuito com testes em laboratório . . . . .	47
6.2	Verificação do circuito com testes no sistema de transmissão TTE . . . . .	48
<b>V</b>	<b>CONSTRUÇÃO DO MODELO COMPORTAMENTAL</b>	<b>53</b>
7	DESENVOLVIMENTO DO MODELO DO PROJETO . . . . .	54
7.1	Modelo abstrato . . . . .	54
7.2	Códificação do modelo . . . . .	55
<b>VI</b>	<b>CONCLUSÕES</b>	<b>62</b>
8	CONCLUSÃO . . . . .	63
	REFERÊNCIAS . . . . .	64

# Introdução

Este documento apresenta o Trabalho de Conclusão de Curso 1 de Graduação em Engenharia Eletrônica pela Universidade de Brasília, Campus Gama.

Esta dissertação apresenta, de forma concisa, o processo de projeto e caracterização de um amplificador de potência a ser aplicado em transmissores de sinais em sistemas Through the Earth de curtas distâncias. Esse projeto tem em vista a viabilidade de comunicação e monitoramento locais de difícil acesso, como minas e barragens de rejeitos.

Parte I

Aspectos Gerais

# 1 Aspectos Gerais

No Brasil e no mundo, a mineração desempenha um papel fundamental para a economia e para o desenvolvimento tecnológico. Historicamente o Brasil tem um economia fortemente baseada nas atividades de extração mineral, desde o período colonial, com as expedições que ficaram conhecidas como "Entradas e Bandeiras", e até hoje a riqueza mineral brasileira alimenta a indústria mineradora. Segundo o instituto Brasileiro de mineração (IBRAM), a soma de todos os bens minerais, não incluindo petróleo e gás, no Brasil chegou a US\$ 24 bilhões somente em 2017 (IBRAM, 2017).

Apesar desse contexto de crescimento, do aperfeiçoamento das técnicas de extração e do desenvolvimento de equipamentos e ferramentas que aumentaram o desempenho das atividades da indústria extrativa, o setor de mineração ainda é um dos mais perigosos do mundo para se trabalhar segundo a organização internacional do trabalho (OIT) (OIT, 2015). As condições do ambiente são um dos fatores que contribuem para essa elevada classificação de periculosidade, pois as minas subterrâneas são locais muito úmidos e que oferecem diversos riscos, como: exposição a gases tóxicos ou explosivos, desenvolvimento de doenças respiratórias, ou ainda, soterramento (SANTOS, 2012). Este último pode se concretizar em acidentes e levar a situações de difícil resgate, que podem durar meses, como no caso da mina San José na região do Atacama no Chile, em 2010. Além disso, desastres como os ocorridos nos municípios de Mariana, em 2015, e Brumadinho, em 2019, ambas no estado Brasileiro de Minas Gerais, têm chamado a atenção para os riscos ambientais e às vidas das pessoas, decorrentes do descarte de rejeitos da mineração em barragens a montante.

Diante disso, observa-se um crescimento da legislação envolvendo esse tema e um aumento da demanda dos investidores por medidas que busquem prevenir ou remediar situações de risco. Assim, justifica-se o desenvolvimento da comunicação *Through the earth* (TTE), ("Através da terra", em tradução livre), que tem sido estudada como uma forma de tecnologia que pode viabilizar a comunicação em ambientes extremos durante emergências. Além disso, as aplicações dessa forma de comunicação podem incluir o monitoramento de barragens e a localização de indivíduos soterrados. Entendendo-se a importância e as aplicações desse tema, esse trabalho visa desenvolver uma revisão da literatura e uma metodologia de projeto para construção de transmissores aplicados ao contexto da comunicação TTE de curta distância.

## 1.1 Objetivos

Entendendo-se a importância e as aplicações desse tema foram estabelecidos os seguintes objetivos gerais e específicos para o desenvolvimento do projeto:

Objetivo Geral:

Desenvolver, caracterizar e modelar um transmissor para comunicação TTE em curtas distâncias.

Objetivos Específicos:

- Estudar as características e requisitos da transmissão através de um canal TTE;
- Desenvolver um circuito amplificador de potência que satisfaça os requisitos de potência de transmissão definidos para o sistema de comunicação TTE;
- Facilitar a simulação computacional do sistema, através da implementação do código de descrição do comportamento do circuito transmissor em verilogAMS.

## 1.2 Metodologia

Para o presente trabalho de conclusão de curso, foram definidas as seguintes etapas de projeto:

1. Estudo e construção do referencial teórico sobre o tema, com enfoque também na topologia do sistema TTE atual;
2. Projeto e prototipagem do circuito amplificador de potência do transmissor;
3. Caracterização do circuito amplificador de potência: primeiramente isolado em bancada, e em seguida, dentro do sistema de comunicação TTE existente;
4. Simulação e levantamento das características do comportamento do circuito como preparação teórica para o desenvolvimento de códigos comportamentais.
5. Construção de um modelo do projeto em verilog-AMS para futuras simulações do circuito construído.

Esse documento está dividido em cinco partes. A primeira discorre sobre os aspectos gerais do projeto, apresentando o contexto, a motivação e justificativa, os objetivos, e a metodologia do trabalho. Na segunda parte são descritos os conceitos e análises teóricas estudados para a construção e compreensão do projeto. Nessa parte, o capítulo 2 detalha os princípios que norteiam os sistemas de comunicação Through-the-Earth (TTE) e o capítulo 3 detalha os sistemas de transmissão em geral, com destaque para os amplificadores de potência. A terceira parte do texto aborda o

projeto do amplificador de potência, incluindo a metodologia de trabalho e a lista de materiais utilizada para construção do sistema. A quarta parte se dedica à discussão dos resultados simulados e dos obtidos no sistema de transmissão TTE. Finalmente, a penúltima parte esclarece os métodos e a lógica utilizada no desenvolvimento do código descritivo do circuito em Verilog-A. A última sumariza os resultados obtidos e detalha às conclusões do trabalho.

## Parte II

### Referencial Teórico

## 2 Sistemas de comunicação Through-the-Earth (TTE)

### 2.1 Descrição do sistema

A comunicação sem fio em sistemas TTE é um difícil desafio imposto pela necessidade de transmissão de informações, em situações de emergência em minas ou em ambientes de difícil acesso, como barragens de rejeitos da mineração. Assim, pesquisas sobre esse tema têm objetivado o desenvolvimento de balizas de localização e sistemas de monitoramento em locais onde o ambiente torna difícil a transmissão de sinais via rádio. Os sistemas TTE, em geral, possuem uma estrutura formada por transmissor, canal e receptor, na qual a transmissão e a recepção são baseadas em indução magnética, e onde o canal é o conjunto das camadas de terra entre o receptor e o transmissor (Fig. 1). Além disso, esses sistemas precisam atuar em baixas frequências, na faixa entre 10Hz e 10kHz, para alcançar maiores distâncias através da terra (YAN et al., 2013).

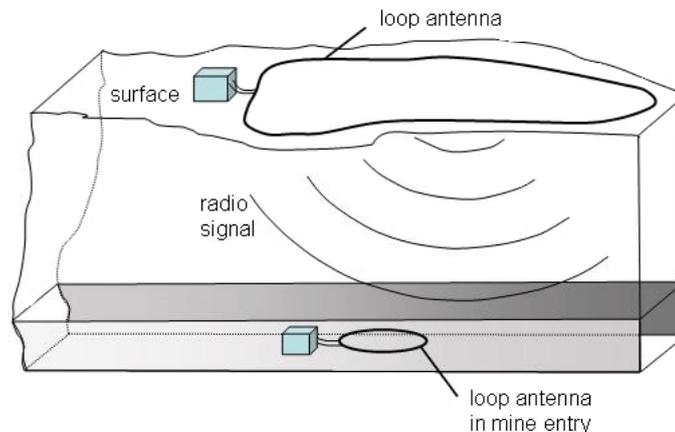


Figura 1 – Representação de um sistema TTE (NIOSH, 2010).

#### 2.1.1 Vantagens

Uma das maiores vantagens desse tipo de sistema de comunicação é a maior robustez em casos de acidentes, comparada à resiliência de outros sistemas de comunicação nas mesmas condições. Desastres, como explosões, soterramentos ou inundações podem danificar fios em sistemas de comunicação *through the wire* (TTW) ("através de fios", em tradução livre), ou ainda bloquear a passagem de ar, principal canal em sistemas *through the air* (TTA) ("através do ar", em tradução livre) (YAN, 2014). Assim, sinais TTE, cujo

canal é a terra, oferecem mais confiabilidade em estabelecer a comunicação em ambientes extremos, o que permite diversas aplicações, como: radio localização, monitoramento de regiões abaixo da superfície e pesquisa geofísica (GIBSON, 2003).

### 2.1.2 Limitações

Uma vez que o principal canal nesse tipo de sistema é composto pelas camadas de terra entre o transmissor e o receptor, as características elétricas do canal sofrem grandes variações com o clima, com as estações e em diferentes regiões. Isso implica que o desempenho do sistema como um todo depende de fatores cujo efeito real sobre o sinal transmitido ainda é pouco conhecido, como a estratigrafia específica da região e condutividade do solo (YAN et al., 2015). Essa variação das características elétricas do canal é um dos maiores desafios no contexto TTE.

Além disso, sistemas de comunicação que utilizam ondas eletromagnéticas de baixa frequência, como o sistema TTE, enfrentam uma grande limitação de taxa de transmissão de dados, uma vez que essa taxa aumenta de acordo com o aumento da frequência do sinal portador da mensagem, que é limitada à faixa de frequências VLF (3-30kHz) para evitar uma maior distorção sofrida pelo sinal transmitido, segundo (CARREÑO et al., 2016). Por isso o sistema TTE é limitado à transmissão de voz, texto ou um sinal de localização pré-programado dependendo da profundidade.

Outra limitação decorrente da operação em baixas frequências é observada na relação sinal-ruído na recepção. O sinal em baixas frequências é afetado por ruídos atmosféricos e antrópicos: este gerado pelas harmônicas em linhas de transmissão e interferências de equipamentos eletrônicos podendo ser caracterizados através de amostras de ruído obtidas in loco ou em minas laboratório como descrito em (NEVES, 2017); Aquele caracterizado por modelos matemáticos segundo (CARREÑO et al., 2016). Ambos tornam mais difícil extrair a mensagem a partir do sinal recebido.

Outras limitações podem ser elencadas no sistema TTE: a velocidade da comunicação, a necessidade de potência de transmissão e o uso de baterias, o alinhamento e as dimensões das antenas. Devido a essas limitações, os sistemas TTE não são utilizados como meio de comunicação primária em mineração, porém são apropriados para aplicações em comunicações secundárias.

### 2.1.3 Estrutura

Os sistemas TTE mais simples, utilizados apenas para enviar mensagens desde a superfície, podem ser construídos com um transmissor e um receptor, onde aquele é composto de uma fonte de alimentação, um modulador, uma antena e uma interface para definir a mensagem a ser transmitida. Já o receptor é formado por uma antena *loop*, um

demodulador e uma fonte de alimentação. Por outro lado, em sistemas com comunicação em dois sentidos são utilizados transceptores, uma combinação das funções de transmissão e recepção no mesmo componente. (NIOSH, 2010). Para aplicações em monitoramento de construções, é interessante a construção de uma estrutura de rede de transceptores para a ampliação da área coberta, dado que as informações transmitidas tem modulação digital, como descreve (NIOSH, 2010). A ideia é montar estações repetidoras de sinal entre a região a ser monitorada e o receptor final, de forma a deixar as estações próximas o suficiente para que os pulsos do sinal digital possam ser detectados antes que a distorção e o ruído deformem a informação acima de um limite pré-determinado. A estação repetidora então processa o sinal e retransmite a mensagem original sem ruído para a próxima estação, que por sua vez, repete o procedimento. Dessa forma é possível transmitir o sinal TTE por longas distâncias mantendo-se uma boa relação sinal-ruído.

## 3 Sistemas de transmissão e princípios de comunicação digital

Em geral, os sistemas de comunicação são formados por três elementos principais: transmissor, canal e receptor. Assumindo-se que a informação a ser transmitida é uma sequência binária previamente definida a partir de um sinal analógico, o transmissor tem a função de preparar o sinal para a passagem pelo canal e é basicamente formado por um codificador, um modulador, um amplificador de potência e uma antena. Já o canal é uma abstração do meio que liga o transmissor e o receptor, que tanto atenua quanto expõe o sinal transmitido à ruídos indesejáveis. O papel do receptor então é encontrar a mensagem originalmente enviada com o mínimo de erro, a partir do sinal distorcido recebido.

### 3.1 Modulação

A modulação é o processo, pelo qual, um sinal mensagem é traduzido sobre um sinal portador, esse procedimento busca adaptar o sinal transmitido às condições do canal de transmissão. O conjunto de escolhas possíveis para realização dessa tarefa é relativamente vasto e a decisão deve considerar pelo menos dois critérios: A largura de banda ocupada pelo sinal para alcançar a taxa de transmissão de bits requerida, e a relação sinal-ruído necessária para alcançar uma taxa de erro de bits pré-determinada. Alguns exemplos de modulações digitais são: PAM (*pulse amplitude modulation*), ASK (*Amplitude Shift Keying*), PSK (*Phase Shift Keying*), FSK (*Frequency Shift Keying*) e QAM.

#### 3.1.1 Modulação BPSK

A modulação BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) é feita em dois símbolos possíveis com fases opostas, como descreve a equação 3.1. Em decorrência disso, esse tipo de modulação possui potência média de transmissão constante e demodulação síncrona (HAYKIN; MOHER, 2008).

$$\phi_{BPSK} = \begin{cases} p(t)\cos(2\pi F_c t), & \text{se bit} = 1 \text{ for enviado} \\ -p(t)\cos(2\pi F_c t), & \text{se bit} = 0 \text{ for enviado} \end{cases} \quad (3.1)$$

### 3.2 Amplificador de Potência

Os amplificadores de potência (PA) são sistemas responsáveis por otimizar a potência do sinal transmitido para compensar a atenuação do sinal através do canal e possibilitar

a detecção no receptor. Esses circuitos são, geralmente, o último bloco do transmissor antes da antena e exigem fontes de tensões maiores. Para um bom desempenho, o projeto desse tipo de amplificador deve considerar requisitos, como: viabilizar a máxima transferência de potência através do casamento de impedância, obter ganho suficiente para suprir o orçamento de potência desejado, estabilidade, linearidade, adequar o circuito às limitações da fonte de alimentação, boa eficiência e robustez (RAZAVI, 2011). Comumente, essas características devem se adequar a uma solução de compromisso para atender às necessidades do projeto de forma satisfatória.

A ideia que norteia o funcionamento dos amplificadores operacionais de forma geral, pode ser analisada através do circuito na figura 2. Analisando-se qualitativamente o ponto marcado com “X” na Fig. 2, observa-se que a corrente aplicada pela fonte equivale à soma das correntes sobre o transistor,  $M_1$ , e sobre a carga,  $R_L$ , o que evidencia que toda a potência utilizada para fornecer o ganho de potência na saída provém da fonte (Vdd). Além disso, assumindo-se que a tensão de entrada,  $V_{in}$ , diminua, é possível inferir que a corrente entre o dreno e a fonte do transistor,  $I_{ds}$ , diminuiria e se afastaria das condições de polarização enquanto a corrente, a tensão sobre a carga e sobre o dreno do transistor ( $V_{ds}$ ) aumentariam. Da mesma forma, uma variação positiva na tensão de entrada causaria um aumento da corrente  $I_{ds}$  do transistor levando a uma diminuição da corrente e tensão sobre a carga. O problema, a partir disso, é que devido à polarização do circuito, o amplificador não só dissipa potência na carga, mas também no próprio dispositivo.

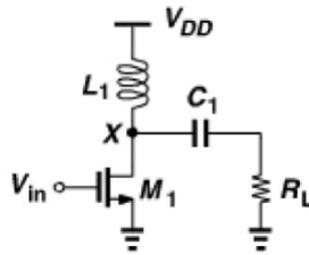


Figura 2 – Estágio amplificador com carga indutiva (RAZAVI, 2011).

Diante disso, desenvolve-se o conceito de eficiência, uma medida de quanto da potência total fornecida pela fonte é dissipada sobre a carga em função do sinal de entrada. Essa grandeza pode ser definida com pelo menos duas métricas diferentes. A primeira é a razão algébrica entre a potência dissipada na carga e a potência fornecida pela fonte de alimentação como descrito na Eq.3.2 (RAZAVI, 2011).

$$\eta = \frac{\text{Potência fornecida para a carga}}{\text{Potência total fornecida pela fonte}} \quad (3.2)$$

Já a segunda métrica, chamada em inglês *Power added Efficiency* (PAE), relaciona as potências na fonte de alimentação ( $P_{supp}$ ), na carga ( $P_L$ ) e na entrada do amplificador

( $P_{in}$ ) de acordo com a Eq.3.3 (RAZAVI, 2011).

$$PAE = \frac{P_L P_{in}}{P_{supp}} \quad (3.3)$$

A partir da medida de eficiência, o desafio do projeto é definir o ponto de operação em que o transistor será polarizado para aumentar a porcentagem total da potência fornecida à carga, sem comprometer outras das características já mencionadas, que podem ser relevantes dependendo da aplicação.

A potência média no amplificador pode ser calculada, no domínio do tempo e com aplicação de sinais senoidais, através da equação fasorial 3.4, a qual indica que enquanto houver corrente e tensão sobre o transistor este dissipará parte da potência total fornecida ao circuito. Por isso, uma forma de aumentar a eficiência do amplificador seria polarizar o circuito de forma que o transistor de saída esteja desligado por um período de tempo com relação ao entrada em grandes sinais, impedindo a passagem de corrente e consequentemente diminuindo a potência dissipada no transistor, como mostra a Fig.3.

$$P_{média} = \frac{1}{8} V_{pp} I_{pp}^* = \frac{1}{2} V_p I_p^* \quad (3.4)$$

A partir disso, define-se outra métrica importante para compreensão do comportamento do amplificador, o “ângulo de condução”. Essa grandeza é uma medida de durante quanto do período do sinal o transistor permanece ligado e é calculada como o produto entre a porcentagem desse período ativo e  $360^\circ$  (RAZAVI, 2011).

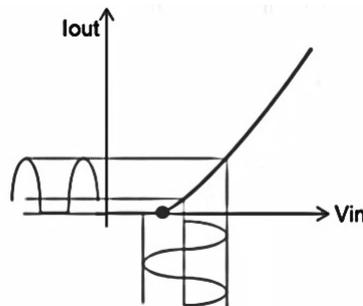


Figura 3 – Gráfico em grandes sinais da transcondutância do transistor.

### 3.2.1 Classificação dos amplificadores de potência

Os amplificadores de potência podem ser separados em classes de acordo com as medidas de eficiência, ângulo de condução e a forma de onda da tensão de saída. Nesse sentido os amplificadores chamados clássicos: A, B, AB e C possuem a característica de que ambos os sinais de entrada e saída são considerados senoidais (RAZAVI, 2011). Esta seção descreve algumas das principais classes de amplificadores evidenciando suas vantagens e desvantagens à luz do contexto de comunicação TTE.

### 3.2.1.1 Classes A, B e AB

Os amplificadores clássicos, classe A, B e AB diferem entre si apenas pela polarização dos transistores de saída com relação à corrente. Logo, é possível mudar a classe de operação utilizando a ideia de que se o transistor for desligado por um período de tempo, então durante esse intervalo não há corrente nem dissipação de potência sobre o transistor o que melhora a eficiência em detrimento da linearidade e do ganho do circuito.

Para a construção de um amplificador Classe A, é necessário que as condições de polarização sejam maiores que a corrente de pico do sinal para garantir que o transistor não desligará em nenhum momento durante a excursão do sinal (RAZAVI, 2011). A Figura 4 mostra uma topologia de circuito capaz de implementar esse amplificador juntamente com as condições de polarização.

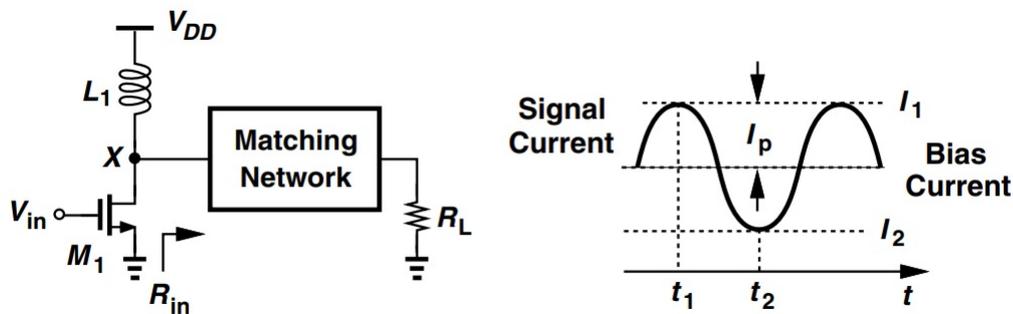


Figura 4 – Amplificador Classe A (RAZAVI, 2011).

Nessa classe de amplificadores, o ganho em pequenos e em grandes sinais são equivalentes e o ângulo de condução é de  $360^\circ$ , dado que o transistor permanece ligado durante a excursão do sinal. Além disso, o amplificador classe A tem a maior linearidade comparado às outras classificações, apesar de possuir apenas 50% de eficiência teórica (Eq.3.5).

$$\eta = \frac{\text{Potência fornecida para a carga}}{\text{Potência total fornecida pela fonte}} = \frac{\frac{V_{DD}^2}{2R_{in}}}{\frac{V_{DD}^2}{R_{in}}} \times 100 = 50\% \quad (3.5)$$

Os amplificadores Classe B, funcionam da mesma forma, porém é utilizada uma polarização sobre a tensão de limiar do transistor o que leva à retificação de meia onda da corrente de saída e o circuito passa a conduzir apenas durante metade do período do sinal. Logo o ângulo de condução desse amplificador é de  $180^\circ$ . A representação da corrente que atravessa o transistor na classe B pode ser vista na Fig.5. Nesse caso, o lado negativo da senoide é dado por um segundo transistor também em classe B, mas com entrada defasada de  $180^\circ$ .

Já a eficiência dessa classe de amplificadores tem um máximo teórico de aproximadamente 79% (RAZAVI, 2011), porém, devido à retificação de meia onda da senoide

da corrente, o ganho em grandes e pequenos sinais dessa classe de amplificadores cai 6dB comparado ao ganho do amplificador classe A para uma mesma tensão dc de saída.

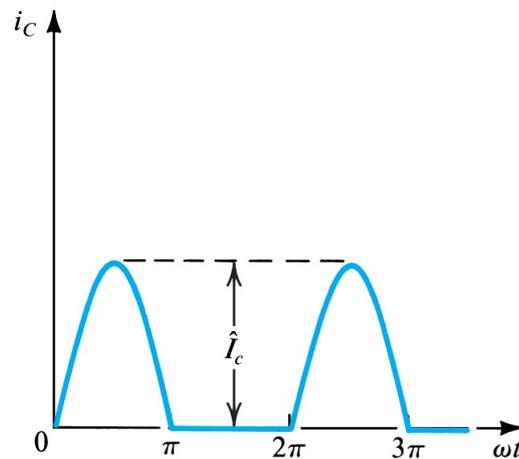


Figura 5 – Corrente de coletor no amplificador classe B (SEDRA; SMITH, 2014).

Buscando um equilíbrio entre a linearidade dos amplificadores classe A e a eficiência dos classe B, existem os amplificadores de classe AB, cujo ângulo de condução está entre  $360^\circ$  e  $180^\circ$  e a eficiência entre 50% e 79%. A polarização nesse tipo de amplificador é feita com uma corrente dc não nula, mas ainda abaixo da corrente de pico do sinal senoidal da entrada (Fig 6). (SEDRA; SMITH, 2014).

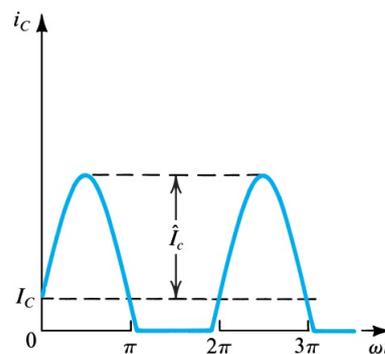


Figura 6 – Corrente no transistor classe AB (SEDRA; SMITH, 2014).

### 3.2.1.2 Classe F

Os amplificadores de potência clássicos apresentados possuem tensão e corrente sobre os transistores de saída na forma de onda senoidal, e a única forma de melhorar a eficiência é controlando a corrente de polarização. Porém uma outra forma de aumentar a eficiência do sistema é mudando a forma de onda da tensão de saída, de maneira a diminuir a sobreposição entre voltagem e corrente no tempo, reduzindo assim o consumo de potência. Essa ideia é aplicada em circuitos classe F, cuja tensão de saída tem forma

quadrada e idealmente pode chegar a uma eficiência de 100%, desconsiderando-se a potência dissipada em outros componentes do circuito amplificador. Conceitualmente, esse amplificador pode ser construído a partir de um circuito classe B, em que a ideia básica é adicionar harmônicas ímpares na forma de onda da tensão de saída, para que esta se torne cada vez mais próxima de uma onda quadrada (Fig.7).

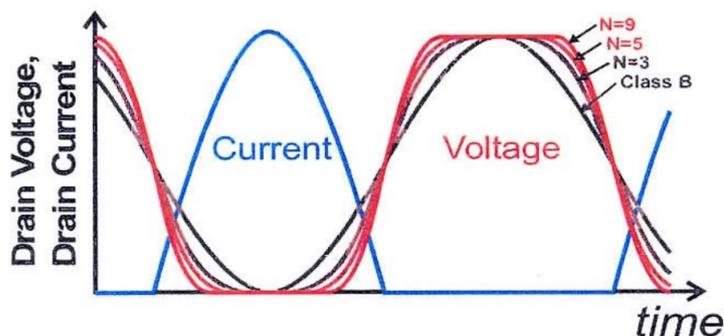


Figura 7 – Formas de onda da corrente e tensão no transistor de saída do amplificador (KEE, 2002).

Nesse sentido, a partir da  $N$ -ésima harmônica obtém-se a aproximação da forma de onda quadrada. Porém, uma vez que o espectro da forma de onda da corrente retificada do circuito classe B não possui harmônicas ímpares, a impedância nas raias espectrais adicionas deve aproximar um circuito aberto, para permitir harmônicas na forma de onda da tensão sem incluí-las no espectro da corrente. Da mesma forma, a impedância das harmônicas pares são como um curto para evitar a dissipação de potência (Fig.8) (KEE, 2002).

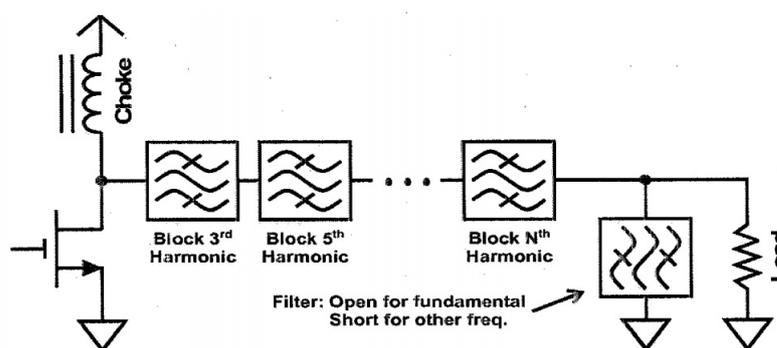


Figura 8 – Esquema demonstrando conceitualmente o amplificador Classe F (KEE, 2002).

Apesar da maior eficiência, os amplificadores classe F apresentam limitações, como a dificuldade de se ter controle além da quinta harmônica e uma vez que os ressonadores utilizados consomem potência, esses circuitos adicionados podem representar diminuição da eficiência (KEE, 2002).

### 3.2.1.3 Classe D

Os amplificadores classe D são semelhantes aos sistemas do tipo F, no sentido em que os amplificadores classe D implementam o caso limite da curva de tensão dos amplificadores classe F através de uma topologia tipo push/pull (KEE, 2002). Nesse sistema o transistor de saída é polarizado para operar como chave, dado que, por definição as chaves não possuem tensão e corrente simultaneamente, não há dissipação de potência e conseqüentemente a eficiência é idealmente 100%.

A Figura 9 apresenta o circuito do amplificador classe D com duas chaves entra a fonte de alimentação e o referencial de terra. Nesse sistema a chave ligada a  $2V_{DC}$  fica ativa durante meio período e em seguida a segunda chave é ligada durante o resto do período, forçando uma onda quadrada na tensão  $V_S$ . A frequência fundamental desse sinal,  $f_0$ , é filtrada através do filtro tanque LC em série fazendo com que a corrente adquira forma senoidal com meia onda em cada chave, resultando na forma de onda mostrada na Fig. 9.

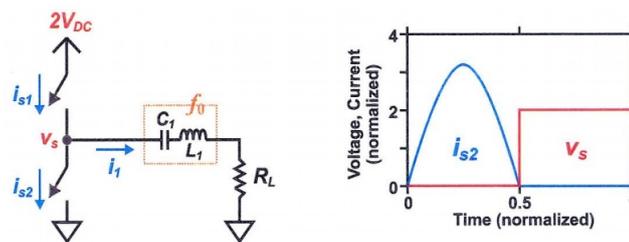


Figura 9 – Circuito do amplificador Classe D juntamente com a forma de onda da tensão e corrente de saída (KEE, 2002).

Esse circuito encontra aplicações em baixas frequências, onde a resposta aproxima o resultado de um amplificador classe F, porém em altas frequências esse sistema básico enfrenta problemas com as capacitâncias de saída das chaves, que aumentam as perdas de potência no circuito(KEE, 2002).

### 3.2.1.4 Classe E

Os amplificadores classe E foram desenvolvidos como um aprimoramento dos circuitos classe D, pois buscam eliminar os efeitos das propriedades parasitas dos dispositivos ativos utilizados. Além disso, os amplificadores classe E também operam com os transistores de saída funcionando como chaves, seguindo o princípio de que em uma chave nunca há corrente e tensão simultaneamente, por isso não há dissipação de potência sobre o transistor permitindo que a eficiência teórica desse tipo de amplificador chegue a 100%. O circuito que representa essa topologia está descrito na Fig.10, onde o transistor de saída foi representando como uma chave.

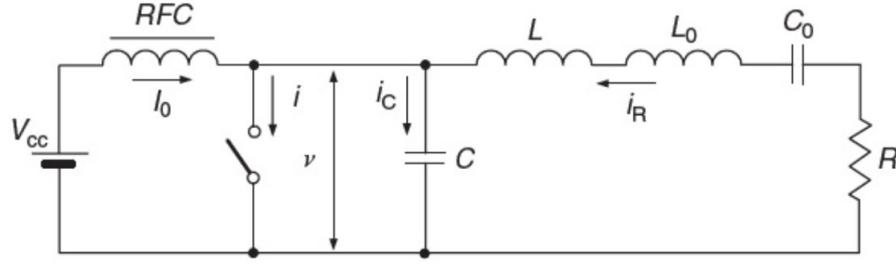


Figura 10 – Topologia básica do amplificador Classe E. (GREBENNIKOV; SOKAL, 2007).

Na Figura 10, a tensão sobre o transistor é nula quando a chave é ligada e o ciclo de trabalho é idealmente de 50%. Além disso o circuito de ressonância está sintonizado à frequência de operação da chave ( $f_0$ ). O capacitor,  $C$ , adicionado em paralelo com a chave absorve a capacitância de saída do transistor. Já a função do filtro LC formado por  $C_0$  e  $L_0$  é a mesma do circuito amplificador classe D, filtrar harmônicas e permitir uma corrente senoidal. Assume-se também que o dispositivo RFC funcione como um “choke” de corrente AC ideal e permita apenas corrente DC (GREBENNIKOV; SOKAL, 2007).

Dessa forma, a corrente total sobre o transistor e o capacitor  $C$  é a soma das correntes  $I_0$  e  $I_R$ , composta de uma parte contínua e uma parte senoidal. Essa corrente atravessa alternadamente ou o transistor ou o capacitor dependendo do estado da chave. Se a chave estiver fechada, a tensão sobre o transistor se torna nula permitindo que a corrente  $I_0 + I_R$  atravessasse o transistor, caso contrário, toda a corrente carrega o capacitor  $C$  (KEE, 2002):

$$i = \begin{cases} I_0 + \alpha \cos(\theta) + \beta \sin(\theta), & 0 < \theta < \pi \\ 0, & \pi < \theta < 2\pi \end{cases}, \quad (3.6)$$

$$i_C = \begin{cases} 0, & 0 < \theta < \pi \\ I_0 + \alpha \cos(\theta) + \beta \sin(\theta), & \pi < \theta < 2\pi \end{cases}, \quad (3.7)$$

Nas equações 3.6 e 3.7,  $\alpha$  e  $\beta$  são constantes e  $\theta$  representa a posição da chave, assumindo-se que a chave está fechada em  $\theta = 0$ . Nesse cenário, a tensão sobre o transistor com a chave aberta é dada pela integral da corrente sobre o capacitor. Assim, aplicando-se  $\alpha = -I_0$  e  $\beta = \frac{\pi}{2}I_0$  para satisfazer as condições de chaveamento do amplificador Classe B, obtém-se as formas de onda da tensão e corrente sobre o transistor (KEE, 2002):

$$i_S = \begin{cases} I_0 + \left(\frac{-2+\pi}{2}\right) \cos(\theta), & 0 < \theta < \pi \\ 0, & \pi < \theta < 2\pi \end{cases} \quad (3.8)$$

$$v_S = \frac{I_{DC}}{2\pi f_0 C} \begin{cases} 0, & 0 < \theta < \pi \\ \theta - \sin(\theta) - (\pi/2)\cos(\theta) - (3\pi/2), & \pi < \theta < 2\pi \end{cases}, \quad (3.9)$$

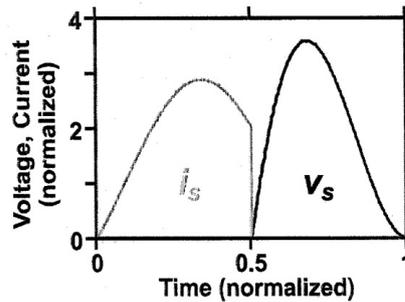


Figura 11 – Forma de onda da corrente e tensão sobre o transistor de saída no amplificador Classe E. (KEE, 2002).

### 3.2.1.5 Comparativo entre as classes de amplificadores

A Tabela 1 apresenta, de forma resumida, as características dos amplificadores de potência destacadas até esse ponto. É importante enfatizar que tanto eficiência quanto linearidade são requisitos importantes no que diz respeito à transmissão de sinais em sistemas de comunicação TTE.

Tabela 1 – Características das classes de PA

Classe	Operação	Forma de Onda	Eficiência teórica Máxima
A	Linear	Senoidal	50%
B	Linear	Senoidal	78,5%
AB	Linear	Senoidal	entre 50% e 78,5%
F	Não Linear	Quadrada	100%
D	Não Linear	Quadrada	100%
E	Não Linear	Senoidal	100%

## 3.2.2 Aplicação em sistemas TTE

Nos sistemas de comunicação TTE, circuitos amplificadores de potência são essenciais devido ao grande nível de atenuação do sinal causado pela estrutura do canal. É possível desenvolver uma análise qualitativa do orçamento de potência para a transmissão TTE levando em consideração, a potência dissipada em cada etapa da transmissão após o amplificador de potência até a recepção. Primeiramente assume-se uma alta potência de transmissão ( $P_t$ ), como mostra a figura 12. Em seguida, considera-se as perdas de potência na antena de transmissão ( $L_t$ ), no canal através da terra ( $L_p$ ), onde a potência cai aproximadamente com o quadrado da distância, e na antena de recepção ( $L_r$ ), nesse ponto a potência transmitida inicialmente já foi severamente atenuada resultando na potência recebida ( $P_r$ ) (NIOSH, 2010).

Esse tipo de análise mostra como a potência de transmissão é atenuada durante a comunicação destacando que a potência de transmissão deve ser alta, porém há limitações

da aplicação que tornam inviáveis o uso de baterias potentes em regiões como minas ou barragens. Por isso, o projeto de amplificadores deve ajustar a potência transmitida de acordo com o estudo dos valores de cada um desses parâmetros.

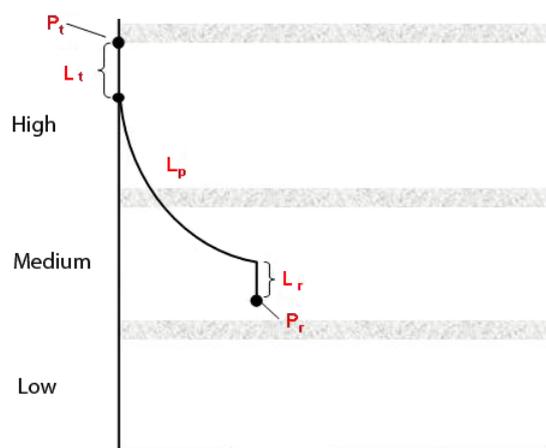


Figura 12 – Análise conceitual de potência em sistemas TTE (NIOSH, 2010).

Parte III

Projeto

## 4 Projeto do Amplificador de Potência

### 4.1 Especificações do projeto

Para o desenvolvimento do protótipo inicial do projeto foram considerados parâmetros, como: relação sinal ruído do bloco amplificador de potência, linearidade da resposta do circuito, potência de saída desejada, impedância de carga da antena e distorção harmônica total. A Tabela 2 apresenta de forma quantitativa algumas dessas especificações:

Tabela 2 – Especificações iniciais do projeto.

Parâmetros Iniciais		
$R_L$	14,791 $\Omega$	
Potência Desejada	3W	35 dBm
$I_{out}$	500mA(rms)	707.1068mA(pico)
BW	20Hz	10kHz

Onde “ $R_L$ ” indica a impedância de carga do amplificador, dada pela antena conectada. Esse valor foi definido a partir da média das medidas de resistência da antena nas frequências de 1kHz e 10kHz esperando-se aproximar a resistência em 5Hz, frequência de operação do projeto. Nesse contexto, “ $I_{out}$ ” representa a corrente máxima suportada pela antena, formada por espiras de cobre. Além disso, têm-se também a a potência desejada, baseada em testes de potência no laboratório, e a largura de banda de operação do circuito amplificador.

Há ainda as especificações definidas pelas limitações do sistemas de comunicação TTE descritas anteriormente, em que o amplificador deve possuir alta eficiência e linearidade, evitando o uso de baterias muito potentes para alimentação do sistema.

### 4.2 Topologia do projeto

Escolheu-se então o circuito integrado LM2876, cuja pinagem é descrita na Fig. 13. Esse circuito é um amplificador classe AB com relação sinal ruído mínima de 96dB. Além disso, esse CI possui capacidade teórica de fornecer a potência de saída média necessária para viabilizar a transmissão TTE para curtas distâncias.

A partir da escolha do circuito integrado, foi definida a topologia da Fig. 14 para implementação do amplificador com alimentação não simétrica, dado que o sistema será alimentado por uma bateria.

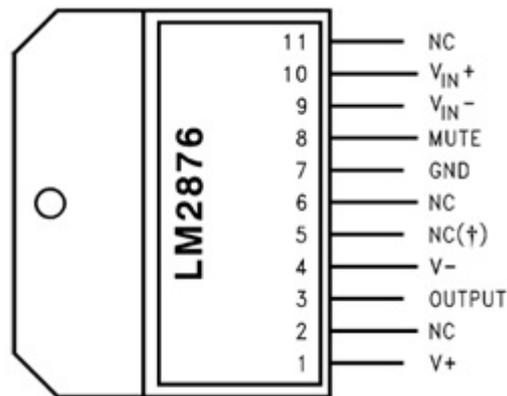


Figura 13 – Descrição da pinagem do CI LM2876 (TI, 2013).

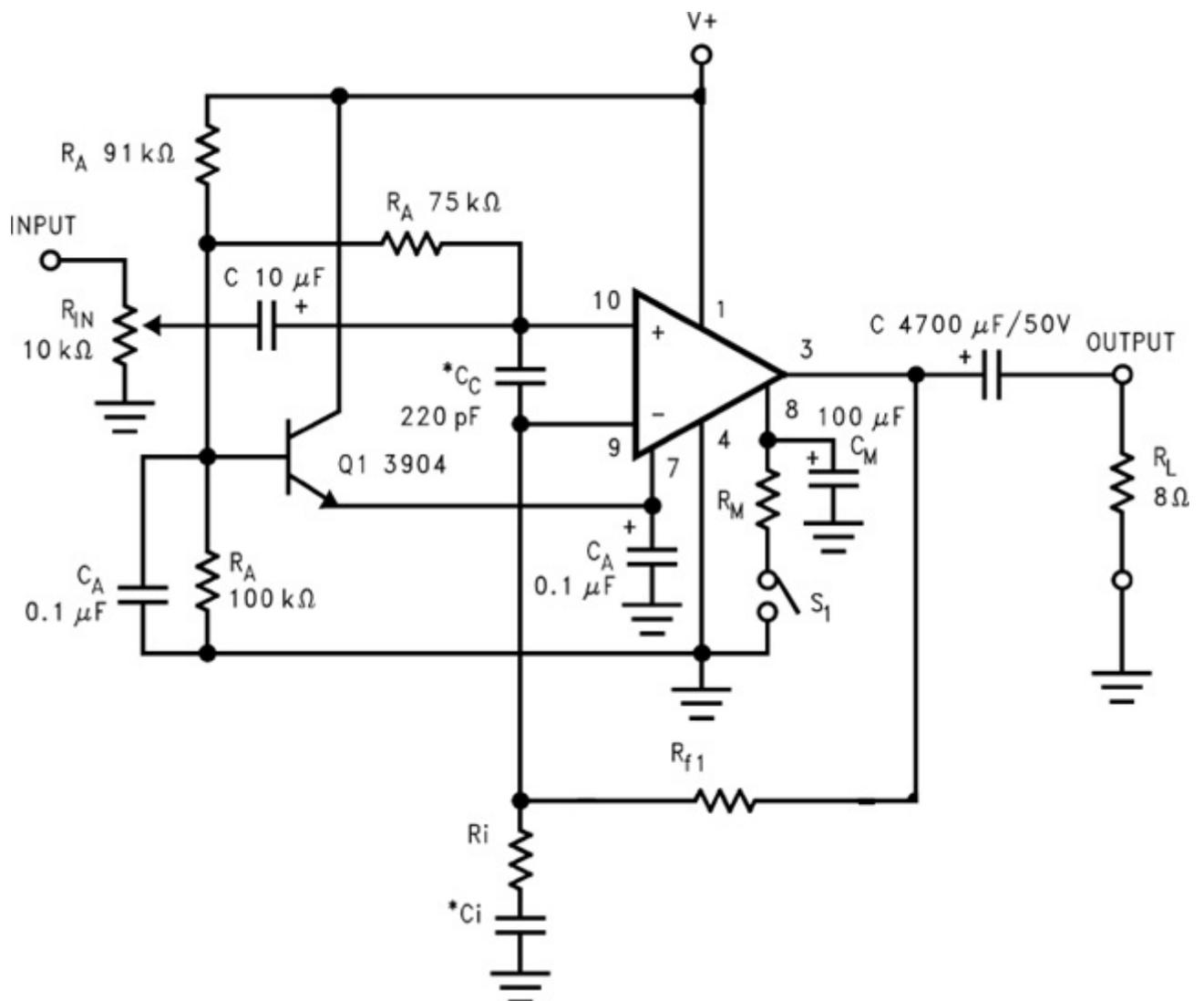


Figura 14 – Circuito do amplificador projetado (TI, 2013).

No circuito da Figura 14, o pino 7 do CI, que funciona como referência elétrica para circuito interno do amplificador LM2876, é ligado a um transistor de forma a mudar a

referência percebida pelo CI e possibilitar a alimentação não simétrica do amplificador. À entrada do circuito também foi ligado um potenciômetro, “ $R_{IN}$ ” para controle da tensão aplicada, através da divisão de tensão sobre “ $R_{IN}$ ”(TI, 2013).

Ligados à entrada e à saída do CI amplificador, estão os capacitores “C”, cuja função é prover o acoplamento capacitivo do circuito, filtrando componentes DC dos sinais de entrada e saída. Já os capacitores nomeados com “ $C_A$ ” fazem o papel de filtros para polarização, atenuando espectros de frequências indesejadas na polarização dos componentes ativos do circuito. Além disso, o sistema possui o capacitor “ $C_M$ ”, que controla a função *mute* do CI, e o capacitor “ $C_i$ ” de realimentação, que define não só o ganho unitário em regime DC, mas também representa um polo de baixa frequência,  $f_c$  (Eq.4.1), conjuntamente com o resistor “ $R_i$ ”, na função de transferência do sistema. Esse polo deve ser projetado para satisfazer os requisitos de largura de banda do projeto.

$$f_c = \frac{1}{(2\pi R_i C_i)} \quad (4.1)$$

Acrescenta-se também que para definir o ganho AC, são utilizados os resistores “ $R_i$ ” e “ $R_{f1}$ ” de realimentação, conectados ao terminal inversor do amplificador integrado. Por isso, os valores desses resistores devem ser projetados levando em consideração o ganho mostrado na Eq.4.2.

$$A_v = \frac{R_{f1}}{R_i} + 1 \quad (4.2)$$

Por outro lado, os resistores denominados “ $R_A$ ” garantem as tensões DC de polarização para a operação do circuito com alimentação não simétrica. Além de proporcionarem a corrente de polarização para o terminal positivo do CI LM2876 (TI, 2013).

### 4.3 Procedimentos de projeto

A partir das especificações de projeto (Tab.2) e das definições dos componentes utilizados, iniciou-se o projeto do amplificador. Primeiramente foram definidos a corrente e tensão necessárias para alcançar a potência desejada, dados pelas Eqs. 4.3 e 4.4, abaixo:

$$V_{op} = \sqrt{2R_L P_o} \quad (4.3)$$

$$I_{op} = \sqrt{\frac{2P_o}{R_L}} \quad (4.4)$$

Onde  $V_{op}$  se refere à tensão de pico na saída do amplificador, aplicada sobre a carga  $R_L$ . Da mesma forma,  $I_{op}$  é a corrente de pico nas mesmas condições, enquanto  $P_o$  diz respeito à potência de saída desejada. Nessas condições obtém-se uma tensão de pico ( $V_{op}$ ) de 10,4587V(pico) e uma corrente de 707,1068mA(pico).

Em seguida, foi definida a tensão de alimentação do circuito a partir do potencial de saída. Considerou-se uma queda de 4 volts sobre os transistores de saída do circuito interno do amplificador e foi possível aproximar a tensão de alimentação simétrica por 14,46V. Porém, para uma aproximação mais próxima à real resta considerar a regulação de tensão, arbitrada por volta de 15%, e outras condições de funcionamento, que somam mais 10%. A tensão de alimentação simétrica do circuito foi então definida como, 18,29V (Eq.4.5). Já para a fonte não simétrica é utilizado o dobro de tensão com relação à fonte simétrica, resultando em 36,58V.

$$V_{Simétrico} = (V_{op} + 4V) \times (1,15) \times (1,1) = 18,29V \quad (4.5)$$

Posteriormente, foi calculada a largura de banda de operação do amplificador(BW), considerando um fator de 5 para variação das as frequências máxima e mínima definidas nas especificações (Eq.4.6). Assim, a largura total foi de 50kHz.

$$\begin{aligned} f_L &= \frac{20Hz}{5} = 4Hz \\ f_H &= 10kHz \times 5 = 50kHz \end{aligned} \quad (4.6)$$

Uma vez calculada a largura de banda, utilizou-se o produto ganho banda mínimo (GBW) fornecido pelo *datasheet* do circuito LM2876 para calcular o ganho AC do sistema (Eq.4.7). Dado o produto ganho banda 2MHz e a largura de banda calculada, obtém-se o ganho  $A_v$  do circuito igual a 40V/V. Nesse sentido, o ganho e a potência de saída do circuito são diretamente proporcionais, porém o ganho é inversamente proporcional à largura de banda, por isso, o aumento do ganho incorre em uma maior potência de saída, mas menor velocidade de resposta.

$$A_v = \frac{GBW}{BW} \quad (4.7)$$

Na sequência, utilizando o ganho AC encontrado, calculou-se a tensão de entrada a ser aplicada ao amplificador através da Eq.4.8. A partir desse valor, determina-se a necessidade de um estágio pré-amplificador.

$$A_v \geq \frac{\sqrt{P_o R_L}}{V_{in}} \quad (4.8)$$

Conhecidas as condições de funcionamento geral do amplificador, resta definir os valores dos componentes para alcançar as especificações desejadas. Primeiramente assume-se “ $R_{f1}$ ” = 100K $\Omega$ , no circuito da Fig.14. Assim o resistor “ $R_i$ ”, dado pela Eq.4.9, tem o valor de 2,56k $\Omega$ .

$$R_i = \frac{R_{f1}}{A_v - 1} \quad (4.9)$$

Já para encontrar o valor da capacitância “ $C_i$ ”, aplica-se a Eq.4.10, baseada na relação do polo em baixas frequências definido pelo capacitor.

$$C_i \geq \frac{1}{2\pi R_i f_L} \quad (4.10)$$

### 4.3.1 Resumo dos resultados de projeto

Diante disso, foi montada a Tabela 3, que resume os resultados obtidos durante o projeto do amplificador.

Tabela 3 – Parâmetros de Projeto

Parâmetros Iniciais		
$R_L$	14,791 $\Omega$	
Potência Desejada:	3.6977W	35.679 dBm
BW	20Hz	10kHz
Parâmetros Calculados		
$I_{out}$	500mA(rms)	707.1068mA(pico)
$V_{out}$	7.395 V(rms)	10.4587V(pico)
$V_{alimentação}$	14.46V(simétrico)	28.92V(single-supply)
$V_{alimentação}$ (15%)	16.63V(simétrico)	33.25V(single-supply)
$V_{alimentação}$ (15% e <i>High Line</i> )	18.29V(simétrico)	36.58V(single-supply)
BW(total)	4Hz	50kHz
$A_v$	40V/V	
$V_{in}$	0.184875V(rms)	0.2614V(pico)
$R_{f1}$	100k $\Omega$	
$R_i$	2.56k $\Omega$	
$C_i$	15.54 $\mu$ F	22 $\mu$ F (Prática)

## 4.4 Orçamento e lista de materiais

Após o projeto completo do circuito amplificador de potência, visando a utilização no cenário TTE, foi construída também uma lista de materiais, BOM (*Bill of Materials*), do projeto, juntamente com um orçamento inicial dos componentes utilizados. Ambos detalhados nas tabelas 4 e 5, abaixo:

Tabela 4 – Lista de componentes do amplificador

Componente	Fabricante	Part Number
Resistor Header, 2-Pin	Vishay Bcomponents	PR03000209102JAC00
Polarized Capacitor (Radial) Capacitor	Vishay Sprague Kyocera AVX	173D106X9025W TAP105M035SCS
Plug 40W Power Amplifier	TI National Semiconductor	LM2876TF/NOPB
NPN General Purpose Amplifier	ON Semiconductor / Fairchild	2N3904TFR
Potentiometer	Bourns	3549H-1AC-103B

O orçamento dos componentes descritos na tabela 5 foi construído com os preços mais comuns encontrados no fornecedor Digi-Key para cada componente, com o objetivo de nortear o custo do projeto, porém esses valores dependem do fornecedor escolhido. Além disso, a tabela inclui a potência máxima dissipada sobre alguns dos componentes, para fins de comparação com a potência desejada na saída do amplificador.

Tabela 5 – Componentes do amplificador com orçamento

Componente	Potência	Quantidade	Fornecedor	Preço
Resistor	5W	6	Digi-Key	R\$2,22
Header, 2-Pin		4	Digi-Key	R\$0,68
Polarized Capacitor (Radial)		4	Digi-Key	R\$5,50
Capacitor		3	Digi-Key	R\$0,78
Plug		3	Digi-Key	R\$0,85
40W Power Amplifier	125W	1	Digi-Key	R\$47,00
NPN General Purpose Amplifier	625mW	1	Digi-Key	R\$1,10
Potentiometer	2W	1	Digi-Key	R\$20,43

Parte IV

Resultados

## 5 Simulações

Para os propósitos deste trabalho, o processo de verificação dos circuitos construídos, considerado nesse capítulo, possui 3 etapas: desenvolvimento da bancada de testes, simulação e compreensão dos resultados à vista das especificações requeridas.

### 5.1 Verificação do circuito com Modelo SPICE

Para a construção da bancada de testes do sistema aqui projetado, primeiramente foi utilizado o software Cadence Orcad e o modelo SPICE do circuito integrado LM2876 fornecido pelo fabricante.

A Figura 15 apresenta a bancada de teste desenvolvida para a análise AC do circuito. Dado que o modelo disponível não inclui a porta de referência do CI, optou-se pela construção da topologia com alimentação simétrica para fins de simulação. A fonte utilizada aplica uma tensão AC de magnitude unitária sem offset DC em substituição ao sinal de entrada. Os componentes ligados à entrada inversora e à saída do amplificador possuem os valores:  $R_2 = 100k\Omega$ ,  $R_5 = 2.56k\Omega$ ,  $R_6 = 1k\Omega$ ,  $C_2 = 22\mu F$ ,  $C_3 = 4700\mu F$ , previamente projetados, além disso, foi incluída também a carga de saída de 15 Ohms, representando a antena do transmissor.

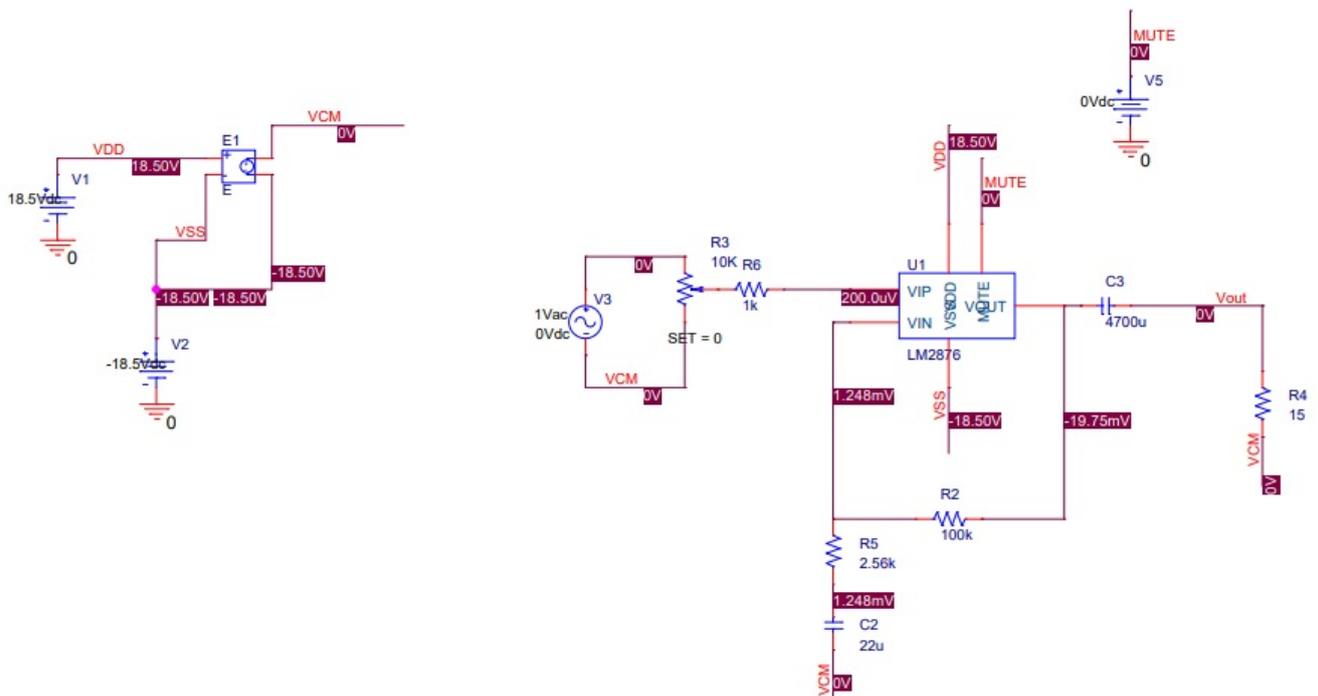


Figura 15 – Esquemático do *testbench* da simulação AC.

Os resultados obtidos na simulação AC do circuito estão descritos na figura 16. O gráfico da imagem, apresenta a tensão de saída sobre a carga de 15 Ohms em função da frequência do sinal variando entre 100mHz e 10MHz e representada em escala logarítmica, para construção do gráfico foi aplicada uma tensão de 1 volt AC.

Nesse ponto, dois fatores do projeto podem ser prontamente observados a partir dessa simulação: O ganho de malha fechada do circuito de 40V/V, que pode ser calculado através da Eq.4.2, e a banda passante do sistema, região do gráfico onde o sinal é amplificado. A tabela 3 mostra os valores de limite da largura de banda total variando entre 4Hz e 50kHz. Considerando uma queda de 3dB com relação valor do ganho de malha fechada, analisa-se que esses limites não foram ultrapassados no resultado da simulação.

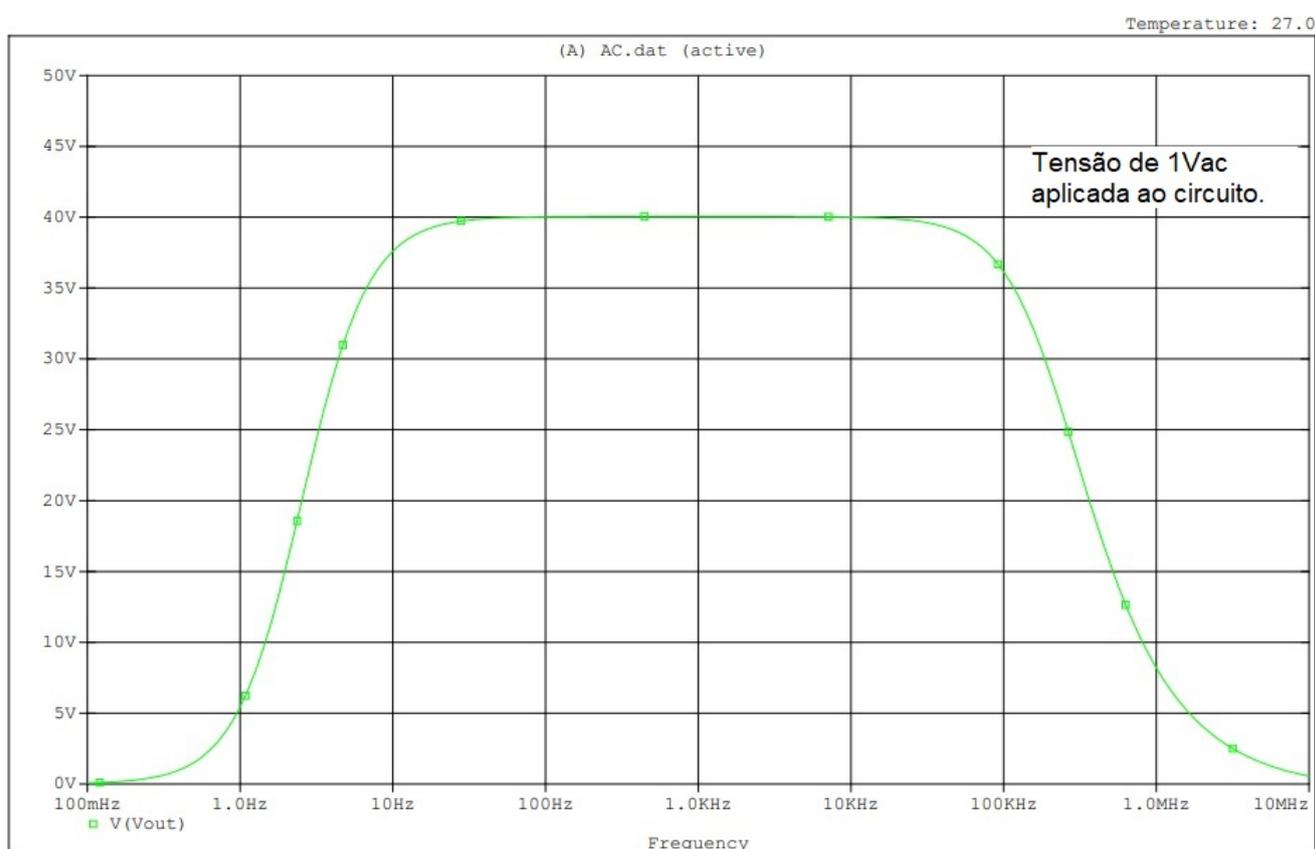


Figura 16 – Simulação AC do projeto.

Em seguida, foi desenvolvida também a bancada de teste, para a simulação em regime transiente do amplificador, apresentada na Fig. 17. Nesse circuito foi aplicada uma fonte senoidal com tensão de pico igual a 1mV e frequência de 5KHz. Uma vez que o ganho de malha é 40V/V para frequências próximas à aplicada, a saída, mostrada na Fig.18, tem valor de pico igual a 40mV. Outra propriedade importante do sistema que pode ser observada a partir dessa simulação é a forma de onda senoidal na entrada e saída através do amplificador classe AB.

Ambas as simulações descritas nessa seção ressaltam e confirmam os resultados

obtidos durante a fase de projeto descritos na Tab.3.

### Amplificador de Potência - Simulação Transiente

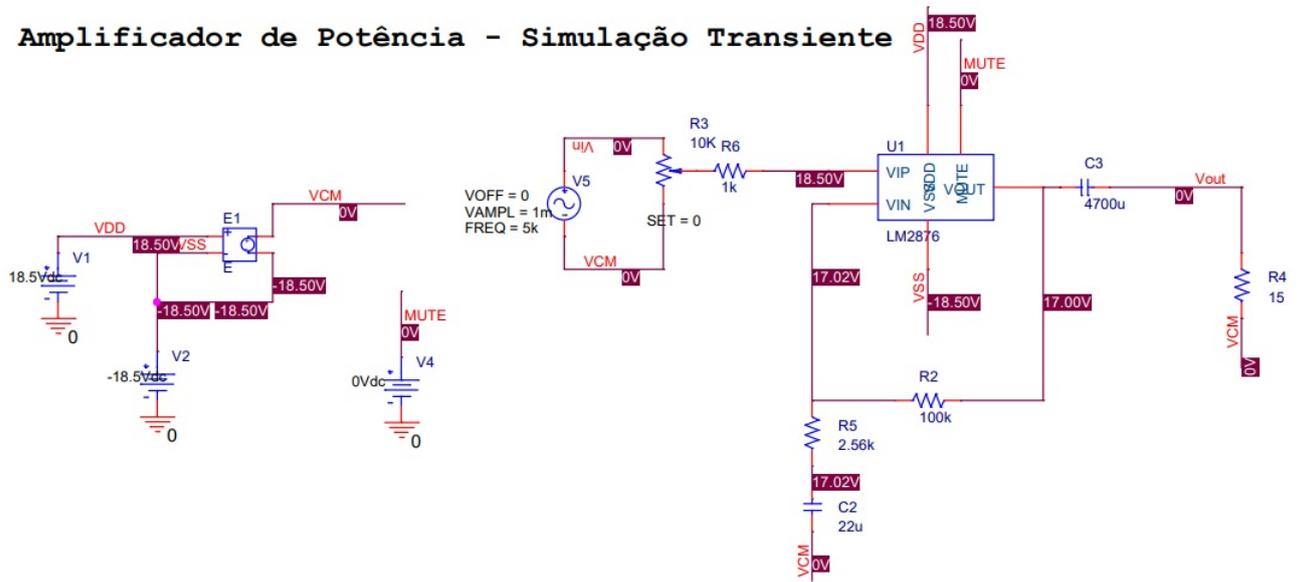


Figura 17 – Testbench para a simulação Transiente.

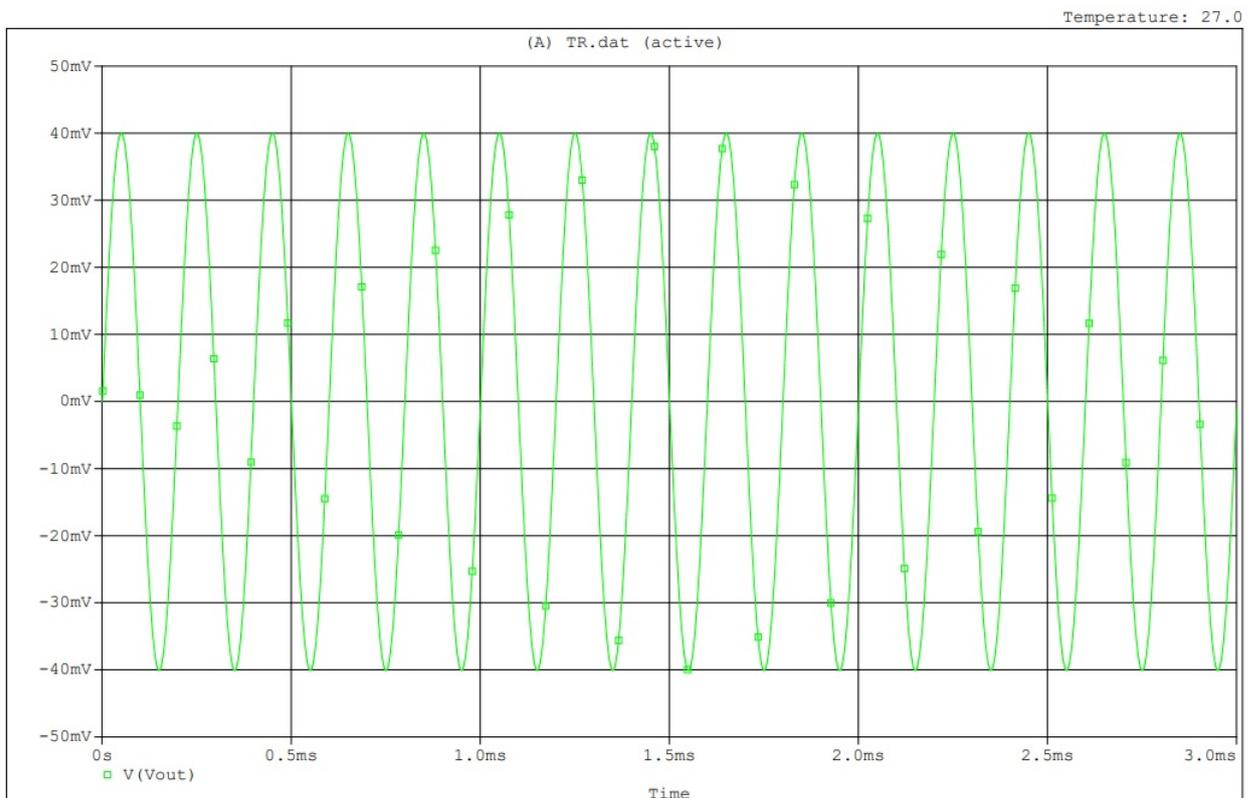


Figura 18 – Resultados da simulação Transiente.

## 6 Implementação do projeto

Após o desenvolvimento dos cálculos do projeto e da verificação do circuito por meio de simulação, foi construído o esquemático e a placa de circuito impresso para o projeto através do software *Altium Designer*. As placas de circuito impresso (PCB) projetadas, serão construídas sobre o substrato FR4, constituído de fibra de vidro, com constante dielétrica  $\epsilon_r = 4,2$  e tangente de perdas  $\tan \theta = 0,022$ , comumente utilizada em circuitos operando em até 1GHz. Esse material foi escolhido para evitar perdas dielétricas e obter integridade dos sinais na PCB na banda de operação do circuito.

A Figura 19 apresenta o esquema elétrico do amplificador, onde estão destacados as portas e conectores necessários para a caracterização individual do bloco. Além disso, o circuito foi projetado tanto com alimentação simples (*single supply*) quanto com alimentação simétrica, neste é empregada uma fonte de  $\pm 18V$  e naquele o fornecimento de energia é feito por bateria, através circuito com o transistor 2N3904 de junção bipolar. A placa de circuito impresso projetada para esse sistema amplificador de potência está descrita nas Fig.20 e 21.

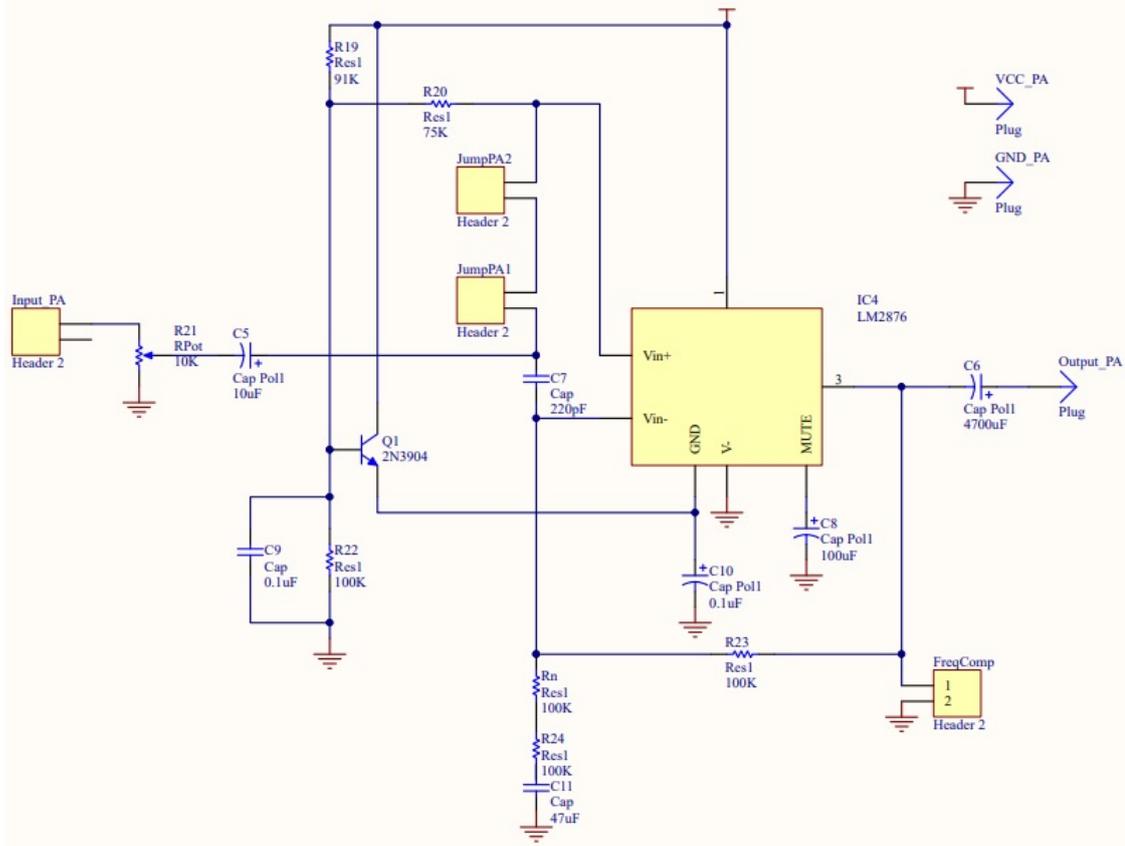


Figura 19 – Esquema elétrico do amplificador.

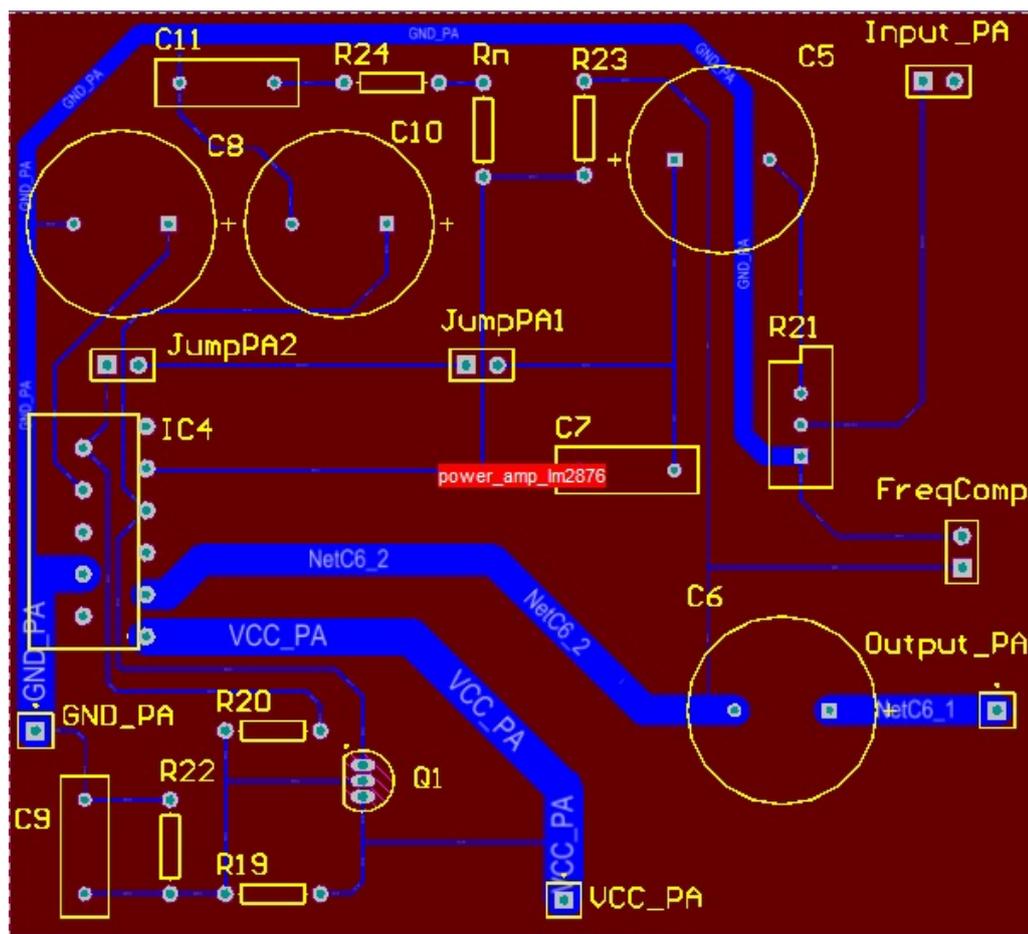


Figura 20 – Placa de circuito impresso do amplificador.

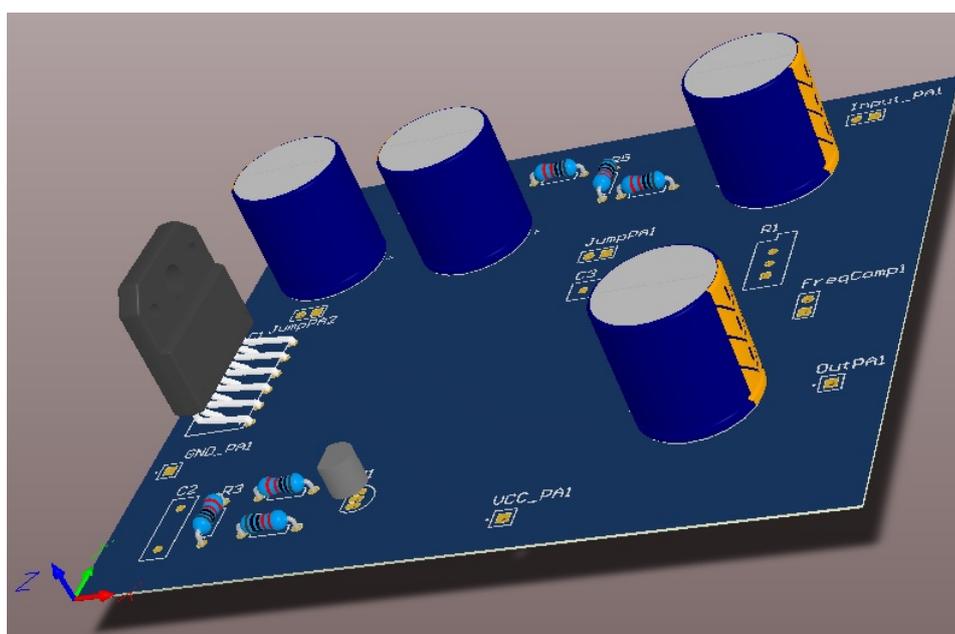


Figura 21 – Placa de circuito impresso do amplificador vista 3D.

## 6.1 Verificação do circuito com testes em laboratório

Para a caracterização do protótipo desenvolvido, foram utilizados: um gerador de funções para simular o sinal de entrada, que representa a mensagem, de frequência igual a 5040Hz; Uma fonte de alimentação de 25V para alimentar o circuito e um osciloscópio B&K Precision modelo 2530, para observar o sinal de saída. Esse experimento foi realizado no laboratório do curso de Engenharia Eletrônica no campus da Faculdade UnB Gama - FGA, da Universidade de Brasília.

Primeiramente, um sinal senoidal com frequência de 5,04 kHz e amplitude 260mV(pico) foi aplicado à entrada do circuito. Observou-se então o ganho sobre o sinal de saída, dado pela razão entre a amplitude de saída média, de 10,9V(pico), e a amplitude do sinal de entrada. O resultado médio do ganho, observado após 5 medições, foi de 42 V/V ou 32,46dB, esse valor é próximo ao ganho simulado anteriormente, de 40V/V. Destaca-se também que esse teste foi feito com uma resistência de 15Ω aplicada à saída do circuito simulando a impedância da antena no sistema de transmissão completo.

Em seguida, mediu-se também a impedância de saída do PA através da equação 6.1 abaixo.

$$R_o = R_L \times \left( \frac{V1}{V2} \right) - R_L \quad (6.1)$$

Nesse contexto,  $R_o$  indica a resistência de saída,  $R_L$  a impedância de carga, e  $V1$  e  $V2$  são medições da tensão de saída sem carga e com resistor na saída, respectivamente. Para esse teste, foi utilizado um resistor de 1 kΩ para a carga da saída. O resultado médio para  $R_o$  foi de 18,52Ω.

Observou-se ainda uma quantidade maior de ruído, já esperado na resposta transiente no osciloscópio em comparação com os resultados simulados, porém o sinal de saída permaneceu com pouca distorção.

Além disso, outros fatores como temperatura, saturação do sinal de saída e espessura das trilhas foram analisados, e foram adicionados ao projeto um dissipador de calor autoadesivo de alumínio para proteção do circuito integrado contra o superaquecimento, uma impedância de entrada para controle da amplitude do sinal da mensagem, e uma cobertura para proteção das trilhas na placa.

Em resumo, esses testes mostraram a compatibilidade do funcionamento do amplificador com os requisitos básicos do sistema de transmissão TTE, pois, apesar de apresentar ruído na saída, o ganho total é maior que o esperado inicialmente e a distorção adicionada ainda é muito baixa comparada à amplitude do sinal.

## 6.2 Verificação do circuito com testes no sistema de transmissão TTE

O passo seguinte foi caracterizar o comportamento do circuito acoplado ao sistema de transmissão já construído. A estrutura geral do transmissor com o amplificador está disposta na figura 22 abaixo. No desenvolvimento dos testes, feitos em colaboração com o doutorando Joshua Peña Carreño, foi utilizada a plataforma de aferição de dados da National Instruments, NIDAQ (*National Instruments Data Acquisition*), responsável pela medição elétrica dos sinais transmitidos. Também foram aplicados uma fonte com tensão simétrica de  $\pm 18V$ , um circuito de ressonância e duas antenas 'tag', a primeira com 2786 voltas, impedância de  $10,9\Omega$ , indutância de  $15.9mH$  e capacitância de  $62.133nF$  no transmissor, já na recepção a antenna utilizada possui 2761 voltas,  $10,8\Omega$  de impedância, indutância e capacitância de  $15.9mH$  e  $65.8nF$ , respectivamente.

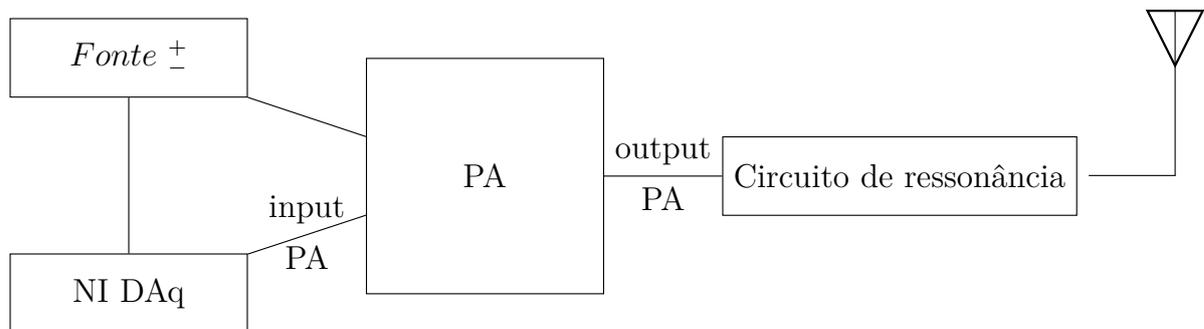


Figura 22 – Estrutura geral do transmissor.

Para fins de análise comportamental do amplificador inserido no sistema de transmissão, foram utilizados a transformada de fourrier do sinal recebido e os parâmetros de espalhamento do sistema modelado como um quadripolo (Figura 23). Nesse sentido, a matriz de espalhamento (equação 6.2), apresenta a relação entre as tensões incidentes e refletidas sobre a rede de duas portas (ORFANIDIS, 2002), e a transformada de fourrier apresenta, de forma visual, o sinal recebido e a relação deste com ruídos externos.

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

De forma geral, os parâmetros-S tem fácil aferição e são imprescindíveis para caracterização de circuitos de rádio-frequência. Assim, o primeiro parâmetro,  $S_{11}$ , chamado de coeficiente de reflexão, indica a proporção de sinal refletido na primeira porta da rede e está associado à impedância de entrada do circuito. Da mesma forma,  $S_{22}$  é o coeficiente de reflexão do sinal na segunda porta da rede e se relaciona à impedância de saída do quadripolo, figura 23. Por outro lado, os coeficientes de transmissão direto e reverso,  $S_{21}$  e  $S_{12}$  respectivamente, tem relação direta com o ganho de potência da rede (ORFANI-

DIS, 2002) e, por isso, são essenciais para caracterização do amplificador de potência em análise.

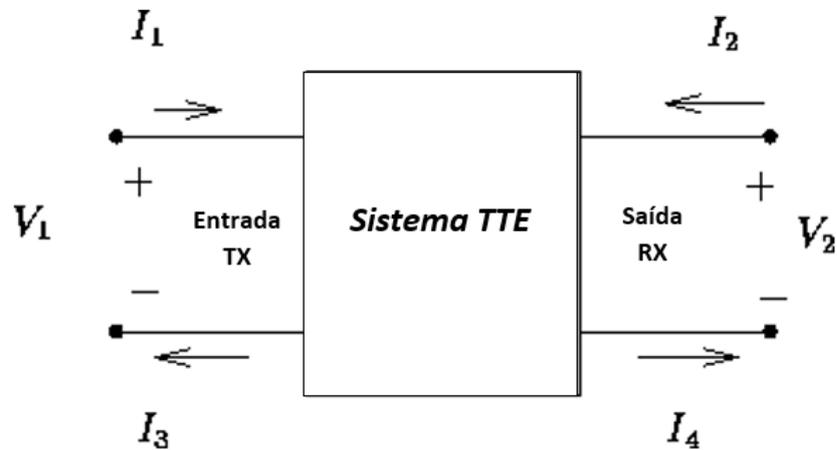


Figura 23 – Descrição abstrata de um quadripolo

Inicialmente, observou-se a resposta do sinal transmitido no domínio do tempo e da frequência, mostrados na figura 24, o sinal foi recebido com uma distância de 200 centímetros entre transmissor e receptor. Nesse ponto, destaca-se o efeito de interferências harmônicas à frequência do sinal da rede elétrica entre os picos da mensagem transmitida.

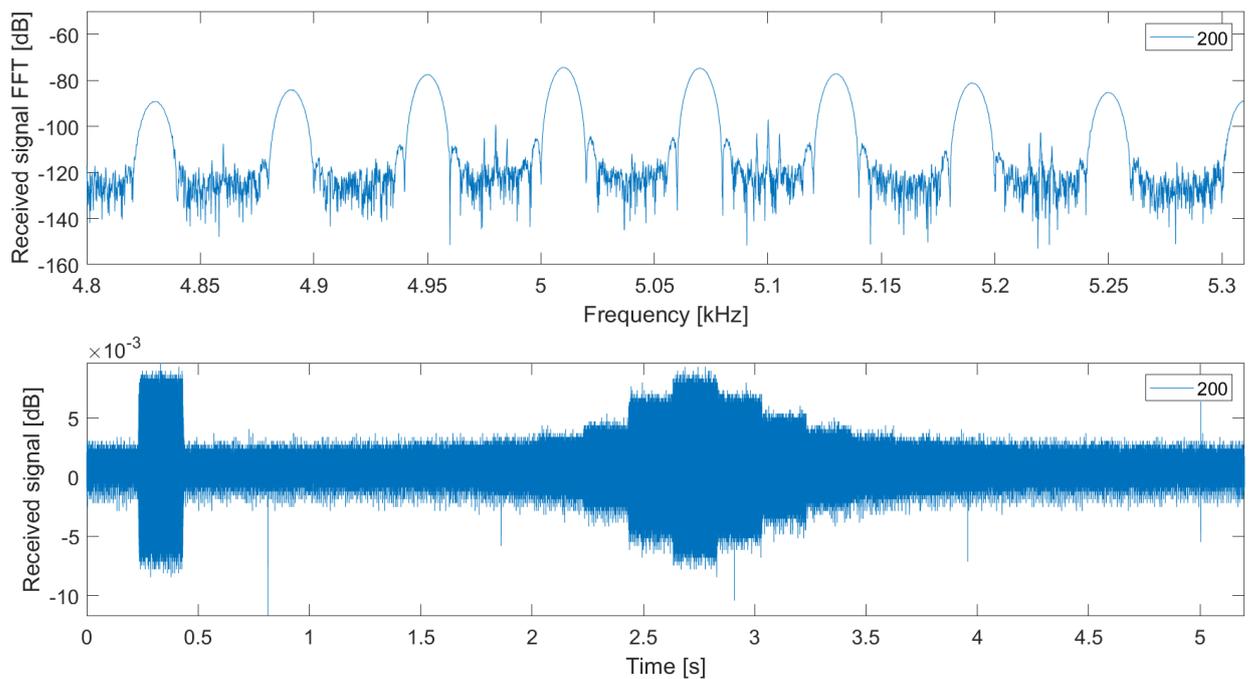


Figura 24 – Sinal recebido nos domínios do tempo e frequência

Esse teste em frequência também foi realizado variando-se a tensão do sinal de entrada desde 20 mV até 180 mV, como mostra a figura 25, obtida com uma distância de 400 centímetros entre transmissão e recepção.

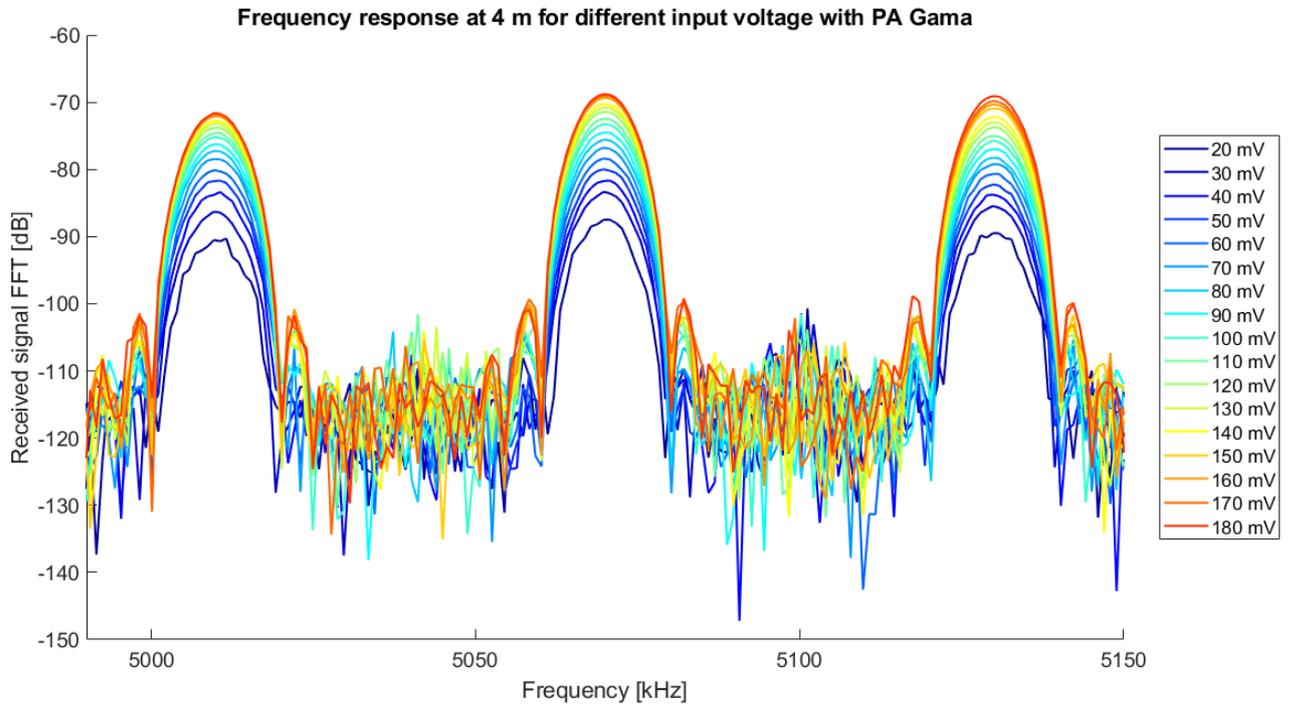


Figura 25 – Resposta em frequência para diferentes tensões de entrada

Da mesma forma, foi feito um teste com distâncias diferentes entre o transmissor e a recepção. As distâncias testadas variam entre 100 e 400 centímetros como descreve a figura 26. Esses resultados são uma indicação do funcionamento correto da transmissão e da eficiência do amplificador sobre a potência total transmitida.

Para fins de comparação, foi analisado também o máximo sinal recebido à uma distância de quatro metros e frequência de 5070Hz, utilizando-se o amplificador comercial Taramps TS250 e o PA projetado. Os resultados estão descritos na figura 27.

A sequência dos experimentos se baseou no parâmetro de transmissão direta,  $S_{21}$ , e na aferição do real ganho de potência no transmissor. Utilizando-se a configuração de transmissão a quatro metros de distância com relação à recepção e frequência do sinal igual a 5070Hz, foi calculado o parâmetro  $S_{21}$  do sistema para diferentes tensões de entrada, como descrito na figura 28.

Mediu-se ainda, a magnitude máxima do parâmetro  $S_{21}$  para tensões de entrada entre 20 e 180 milivolts. Observa-se através dos resultados obtidos (Figura 29), pouca variação desse parâmetro com relação a amplitude do sinal de mensagem, uma vez que os pontos de amplitude máxima e mínima destacados possuem aproximadamente 1dB de diferença.

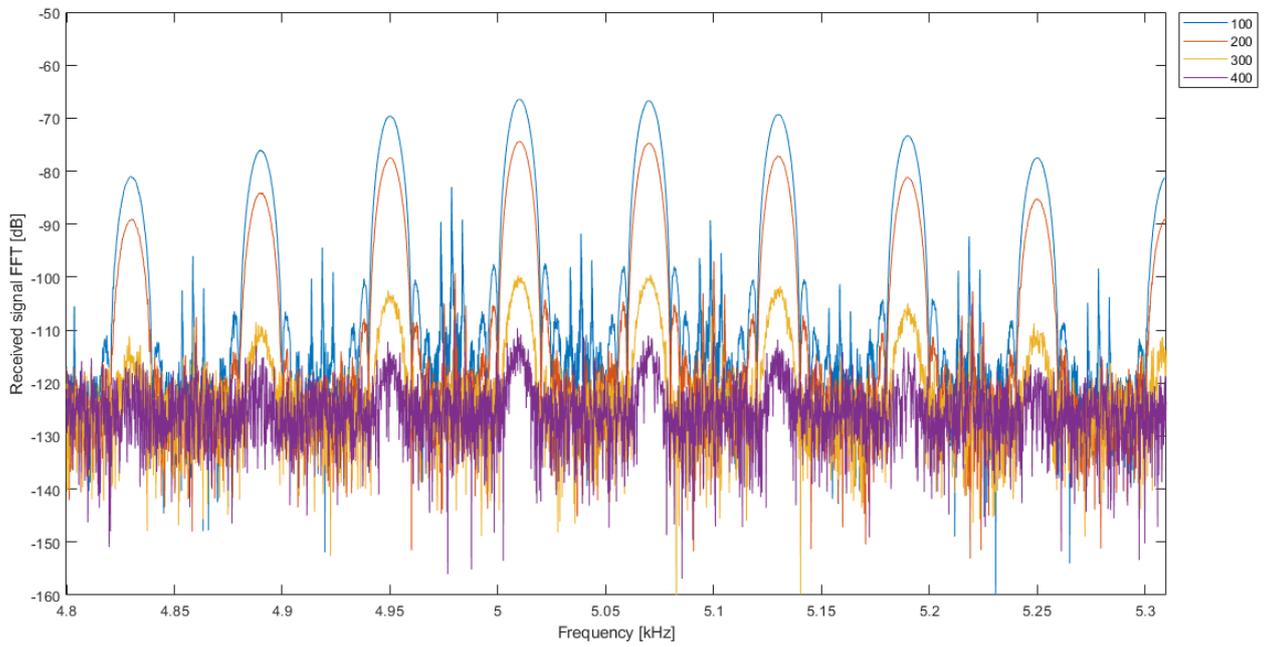


Figura 26 – Resposta em frequência para diferentes distâncias de transmissão

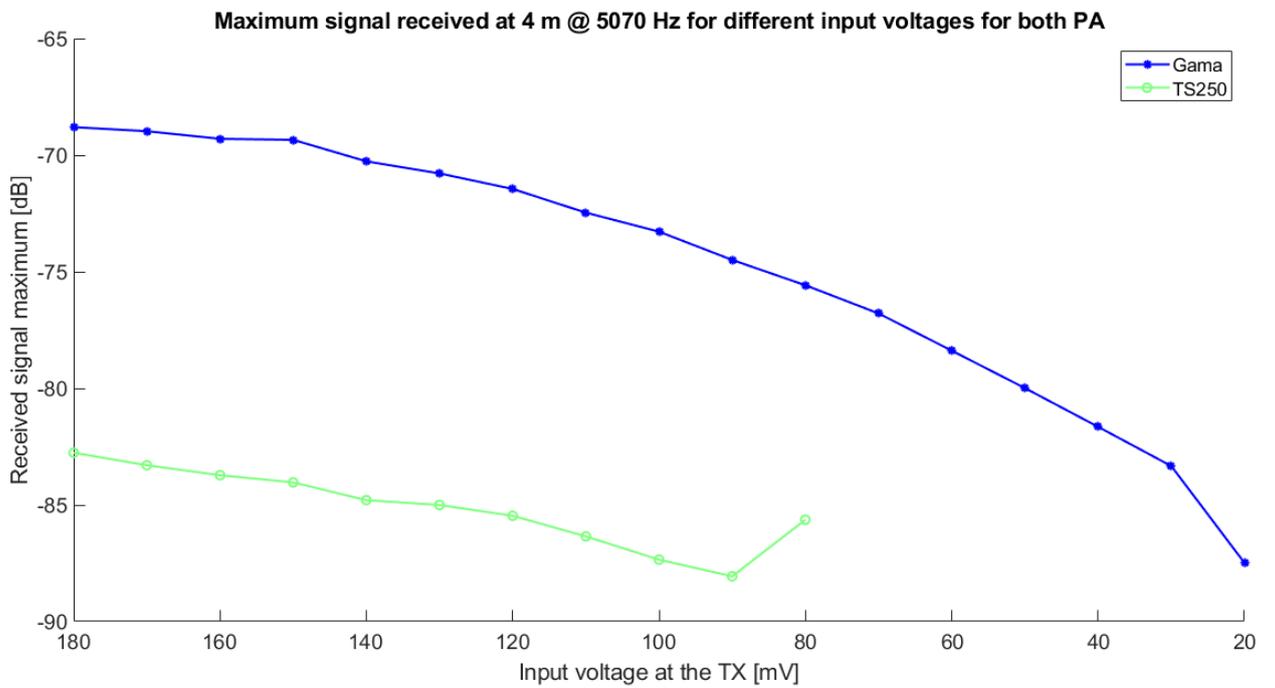


Figura 27 – Comparação com amplificador comercial

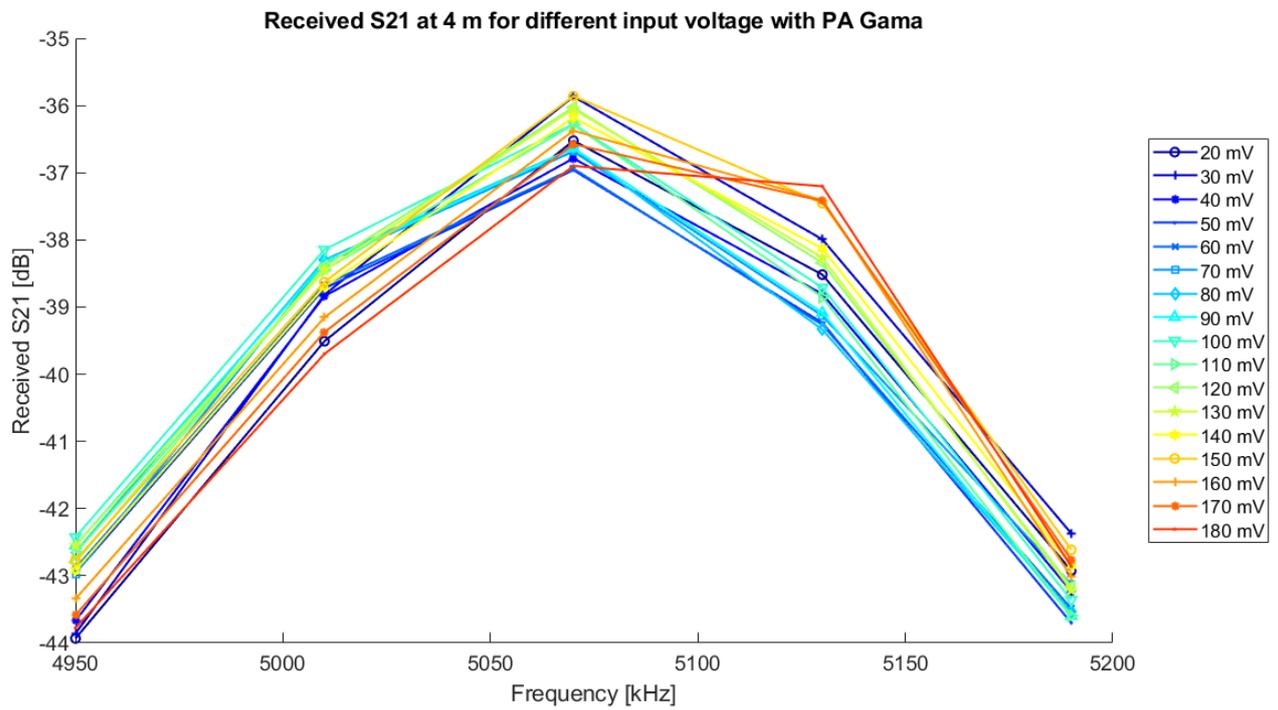


Figura 28 – Parâmetro de transmissão direta em função da tensão de entrada

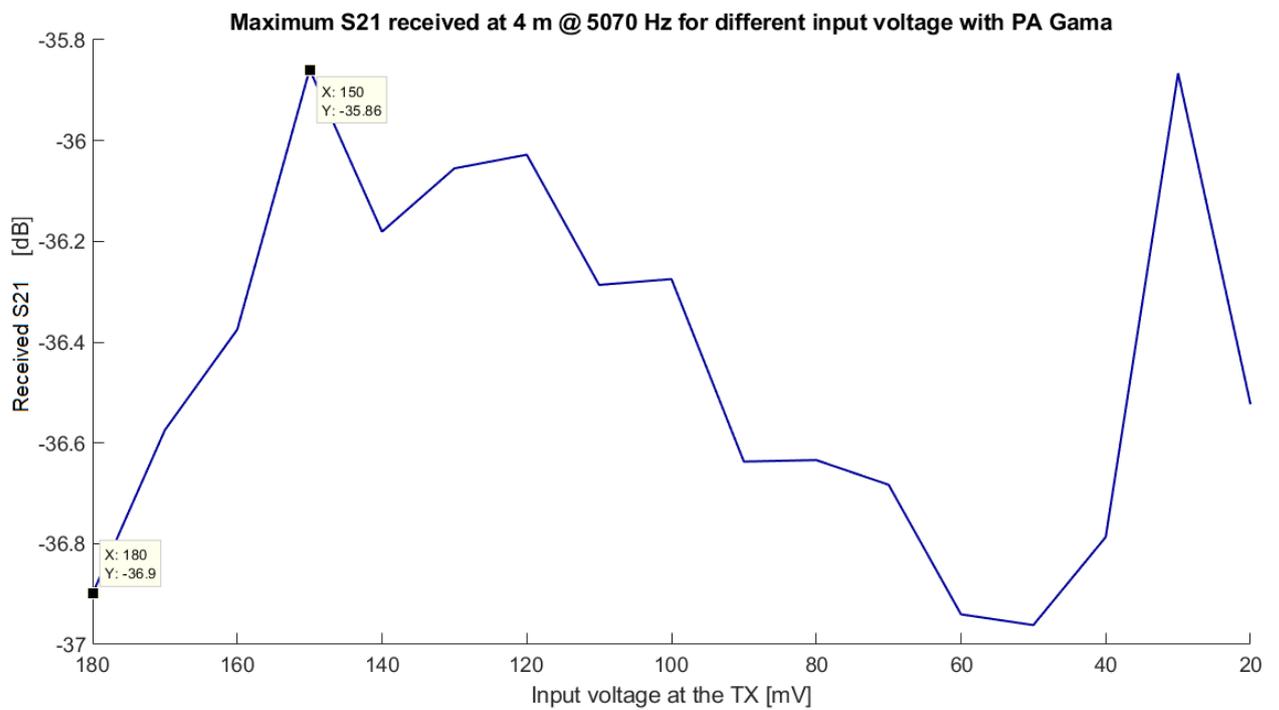


Figura 29 – Máxima magnitude do parâmetro de transmissão direta em função da tensão de entrada

## Parte V

# Construção do Modelo Comportamental

## 7 Desenvolvimento do modelo do projeto

Após a caracterização do projeto, o modelo do amplificador em verilog-A com o mesmo funcionamento viabiliza simulações computacionais precisas do comportamento do sistema completo. Para isso, foram utilizados o software Cadence Virtuoso, as informações fornecidas pelo datasheet do componente LM2876 e os resultados obtidos nos testes descritos nas seções anteriores.

### 7.1 Modelo abstrato

Verilog-A é uma linguagem rica em recursos para construção de modelos. É possível, por exemplo, construir filtros através de sua respectiva transformada de Laplace ou Z, definir atrasos ideais e eventos dependentes de determinados valores de tensão específicos (MCANDREW et al., 2015). Apesar de úteis, esses recursos geram situações fisicamente irrealizáveis, por isso, o modelo desenvolvido nessa seção tem por premissa não utilizar funções complexas, mas manter-se às equações matemáticas que governam o comportamento já observado nos experimentos anteriores. Assim foi construído o circuito equivalente do modelo, disposto na figura 30, para descrever o comportamento observado no amplificador.

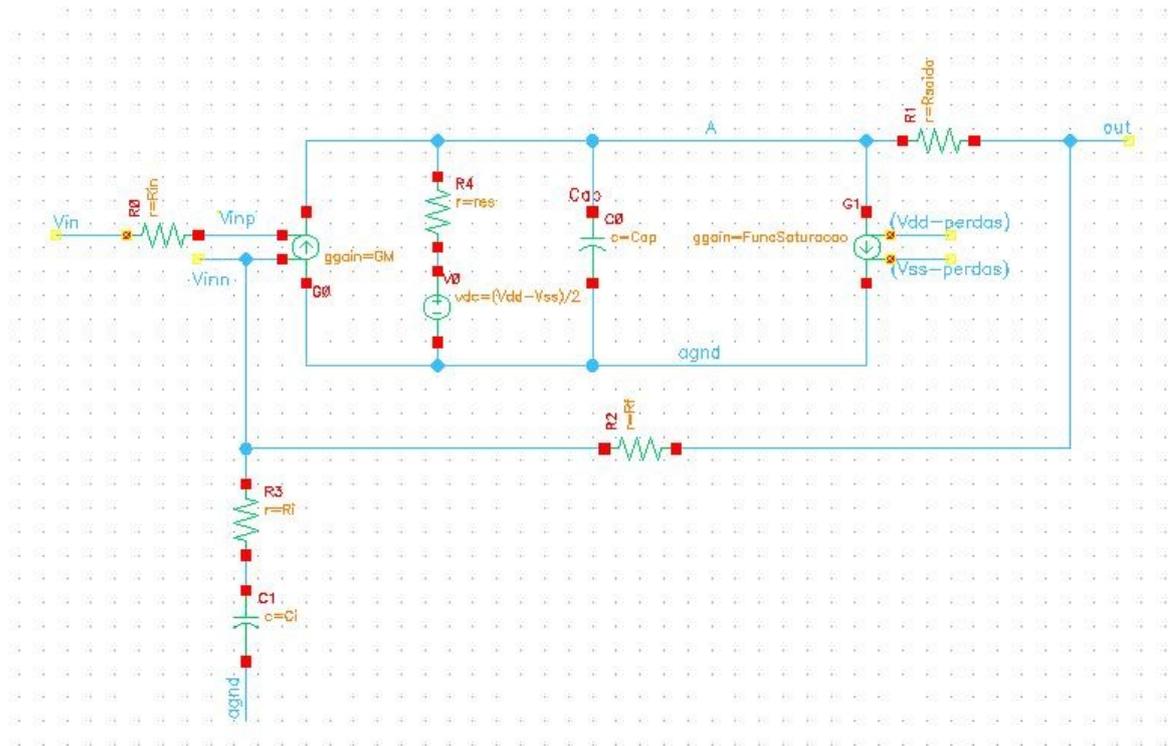


Figura 30 – Circuito base para construção do modelo.

## 7.2 Códificação do modelo

Além das simulações descritas anteriormente, foi construído, no software Cadence Virtuoso, o modelo do comportamento do amplificador projetado em Verilog-A a partir das informações fornecidas pelo *datasheet* do componente LM2876. Essa abordagem é importante para que se possa obter um modelo do comportamento real do circuito para futuras avaliações de seu funcionamento.

O modelo comportamental do circuito amplificador, baseado no sistema da figura 30, foi construído através do seguinte código em verilog A:

```
// VerilogA for TCC, BlocoEmVerilog, veriloga

`include "constants.vams"
`include "disciplines.vams"

module BlocoEmVerilog(Vin,SaidaPa, agnd, vdd, vss);
//pins declaration
output SaidaPa;
input Vin, agnd, vdd, vss;
electrical Vinp,Vinn,Vin,out,SaidaPa, agnd, vdd, vss,A,B;
//parameters declaration
parameter real Ganho=3.16e11,GBW=2e6,Rf=100e3,Ri=2.2e3,Ci=100e-6,
Rin=1e3,Rsaida=30,Cout=4700e-6;
//local variables declaration
real GM, res, Cap;
//Macro declaration
`define FuncSaturacao(V,isat,dV) isat*exp((V)/(dV))
analog begin
@(initial_step)begin
res=1;
GM=Ganho/res;
Cap=1/('M_TWO_PI*GBW/GM);
end
I(Vin,Vinp)<+ V(Vin,Vinp)/Rin;
I(A,agnd)<+-GM*V(Vinp,Vinn);
I(A,agnd)<+(V(A,agnd)-V(vdd,vss)/2)/res;
I(A,agnd)<+ddt(Cap*V(A,agnd));
I(A,agnd)<+'FuncSaturacao(V(A,vdd)+7.6,1,1e-4)-
'FuncSaturacao(V(vss,A)+7.6,1,1e-4);
```

```

I(A,out)<+V(A,out)/Rsaida;
I(out,Vinn)<+ V(out,Vinn)/Rf;
I(out,SaidaPa)<+Cout*ddt(V(out,SaidaPa));
I(Vinn,B)<+V(Vinn,B)/Ri;
I(B,agnd)<+Ci*ddt(V(B,agnd));
end
endmodule

```

O modelo comportamental traz em si uma maior abstração ao descrever o funcionamento do sistema através das relações entre tensões e correntes, que podem ser lineares ou não (CHEN et al., 2014), ao contrário dos modelos analógicos tradicionais que descrevem o circuito através de transistores e componentes físicos. Devido a isso, os modelos comportamentais podem descrever um grande número de características diferentes do amplificador. No modelo proposto, foram descritos o ganho de malha aberta, o *offset*, a resposta em frequência do polo dominante, a saturação do amplificador e as características da impedância de saída.

A descrição se inicia com a inclusão de constantes e disciplinas através das diretivas: "*constants.vams*" e "*disciplines.vams*". Esses são um conjunto de atributos, como: tolerâncias e funções, responsáveis pela declaração dos tipos de nós, malhas e conexões utilizadas no circuito (OPEN VERILOG INTERNATIONAL, 1996).

Em seguida, o módulo do programa foi declarado com a designação de "*BlocoEmVerilog*". Dentro dessa estrutura foram organizados o nome do componente, as portas de entrada e saída, informações de parâmetros e macros criadas, e a descrição comportamental do modelo para uso do simulador. As portas de entrada e saída do sistema, partindo do ponto de vista do circuito como bloco, foram denominadas: *Vin*, *SaidaPa*, *agnd*, *vdd* e *vss*.

As próximas declarações do código descrevem os valores atribuídos aos parâmetros criados. Primeiro foi o ganho de malha aberta (*Ganho*), seguido da impedância de saída (*Rsaida*) e do produto ganho banda do amplificador (*GBW*), todos obtidos no datasheet do circuito integrado LM2876. Os outros parâmetros: *Rf*, *Ri*, *Ci*, *Rin* e *Cout*, são oriundos do projeto e representam os componentes que formam a realimentação do amplificador.

A primeira parte da descrição comportamental é dada pela definição de uma macro que descreve a saturação do circuito. Esse aspecto foi modelado de forma a aproximar o comportamento nos testes em laboratório e é dado pela equação 7.1 (VERMA, 2015):

$$FuncSaturacao = i_{sat} \times \exp^{\frac{V}{\Delta V}} \quad (7.1)$$

A equação 7.1 descreve um comportamento semelhante ao de circuitos limitadores de tensão com diodos, onde a relação tensão-corrente varia exponencialmente quando a

tensão de saída se aproxima daquela referente à alimentação, consideradas também as perdas de potência projetadas para o circuito.

Iniciou-se a segunda parte da descrição comportamental com a inclusão de uma resistência  $R_{in}$  entre o sinal de entrada e o terminal não inversor do amplificador (Equação 7.2). Além disso, a fonte de corrente dependente da tensão de entrada relaciona linearmente o sinal a ser amplificado e a corrente de saída, considerando também o ganho definido nos parâmetros do código (Equação 7.3). Nesse sentido, o nó A é o ponto intermediário entre as características projetadas e a saída do amplificador.

$$I(V_{in}, V_{inp}) < +V(V_{in}, V_{inp})/R_{in}; \quad (7.2)$$

$$I(A, agnd) < + - GM * V(V_{inp}, V_{inn}) \quad (7.3)$$

A segunda característica descrita é o *offset*. A variável “res” indica o resistor que define o ganho dc do circuito. Logo, a Equação 7.4 descreve uma corrente independente da tensão de entrada, assim, quando a entrada diferencial é nula, a tensão DC de saída é o centro entre as tensões Vdd e Vss.

$$I(A, agnd) < +(V(A, agnd) - V(vdd, vss)/2)/res \quad (7.4)$$

Já a resposta em frequência do polo dominante é ajustada pelo capacitor “Cap”(Eq.7.5), cuja capacitância é estabelecida através da largura de banda da resposta do amplificador.

$$I(A, agnd) < +ddt(Cap * V(A, agnd)) \quad (7.5)$$

Em seguida, foi implementada a impedância de saída “Rout”(Eq.7.6), definida via parâmetro dentro do código, essa representa o estágio de saída final do amplificador.

$$I(A, out) < +V(A, out)/Rout \quad (7.6)$$

As últimas linhas de código do modelo se dedicam a construir o circuito de realimentação, como projetado. Nesse sentido, “Rf” refere-se à resistência entre a saída e o terminal negativo do amplificador, “Cout” diz respeito ao capacitor de desacoplamento na saída do sistema, já “Ri” é o resistor ligado ao terminal inversor do amplificador e permite a definição do ganho de malha fechada.

Após a descrição do modelo do amplificador, foi montado o símbolo do componente mostrado na Fig.31. O modelo completo possui ainda uma entrada de referência (agnd) que permite a construção de um *testbench* usando as topologias *single-supply* vista na figura 32, e com alimentação simétrica(Figura 33).

Em seguida, foram realizadas as simulações AC descritas nas figuras 34 e 35, que descrevem o comportamento AC do circuito enfatizando os pontos de 5kHz e 3dB de queda desde o ganho máximo respectivamente.

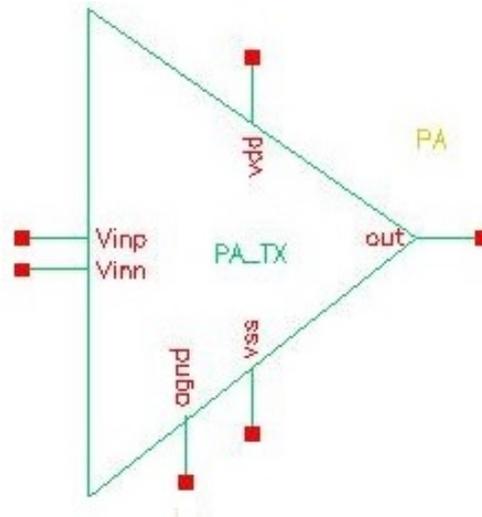


Figura 31 – Símbolo do amplificador.

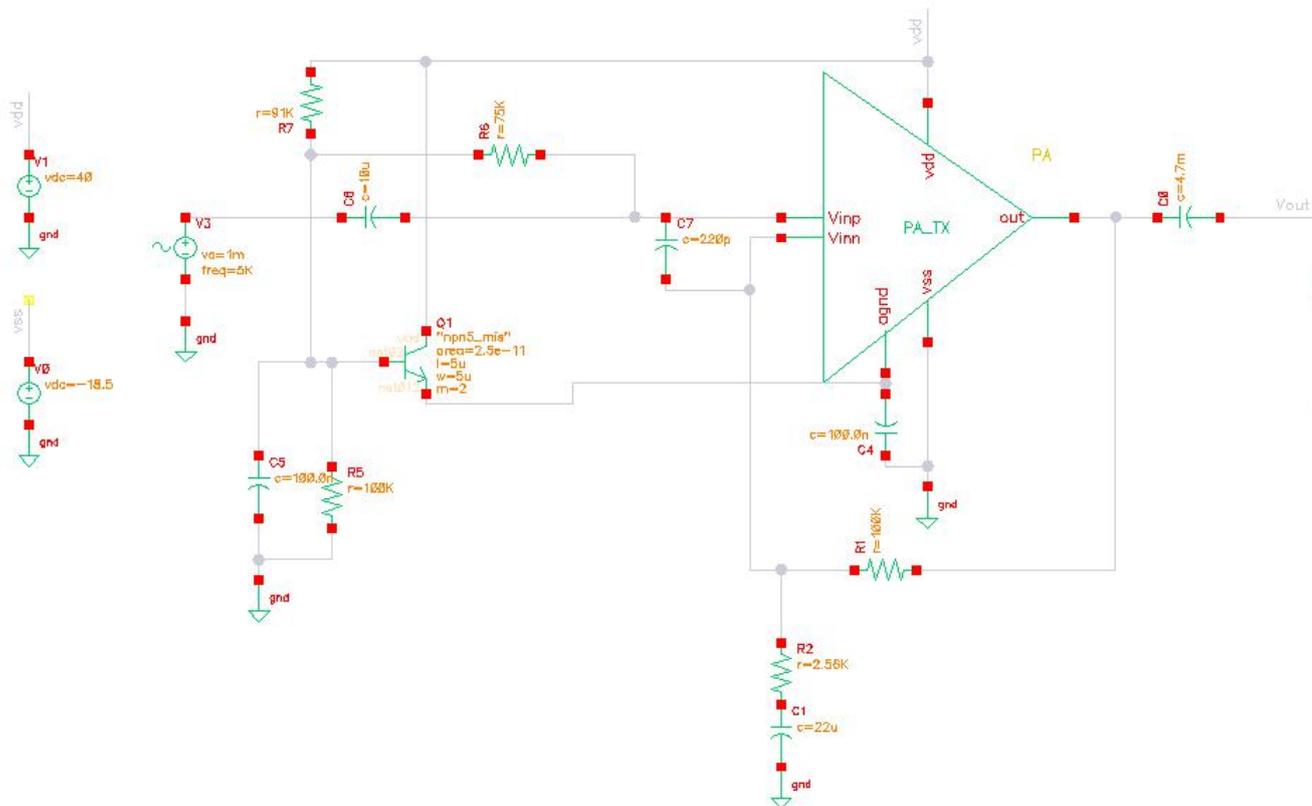


Figura 32 – Bancada de teste do circuito amplificador com *single-supply*.

Também foram desenvolvidas as simulações em regime transiente do sinal de entrada (Fig.36) e de saída(Fig.37). Como na simulação SPICE, uma entrada de 1mV de pico foi aplicada à entrada do circuito e a saída apresentou uma amplitude de 40mV. As simulações em regime transiente também tipificam a linearidade e a classe do amplificador utilizado.

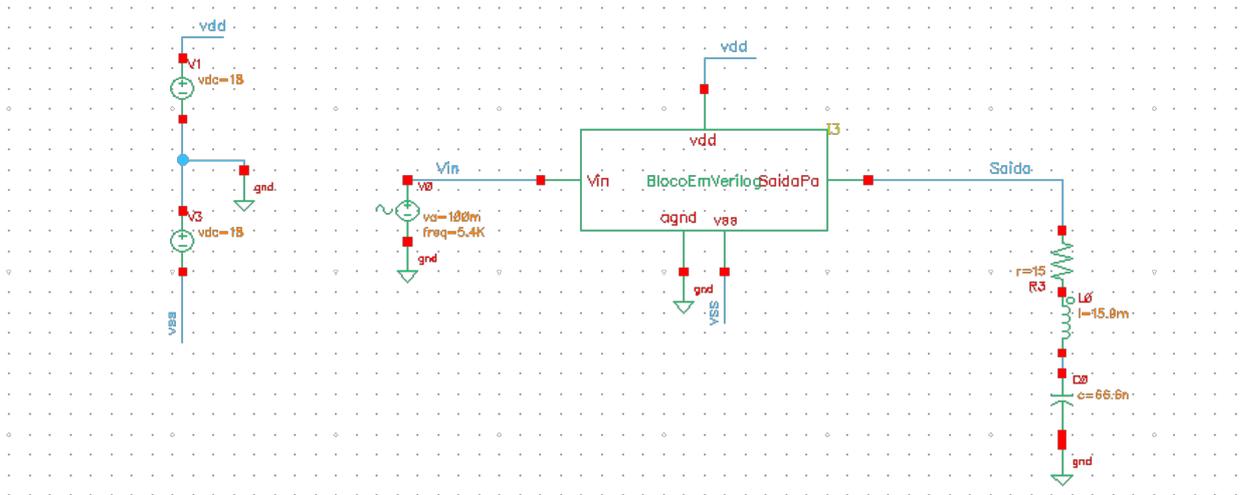


Figura 33 – Bancada de teste do circuito amplificador com alimentação simétrica.

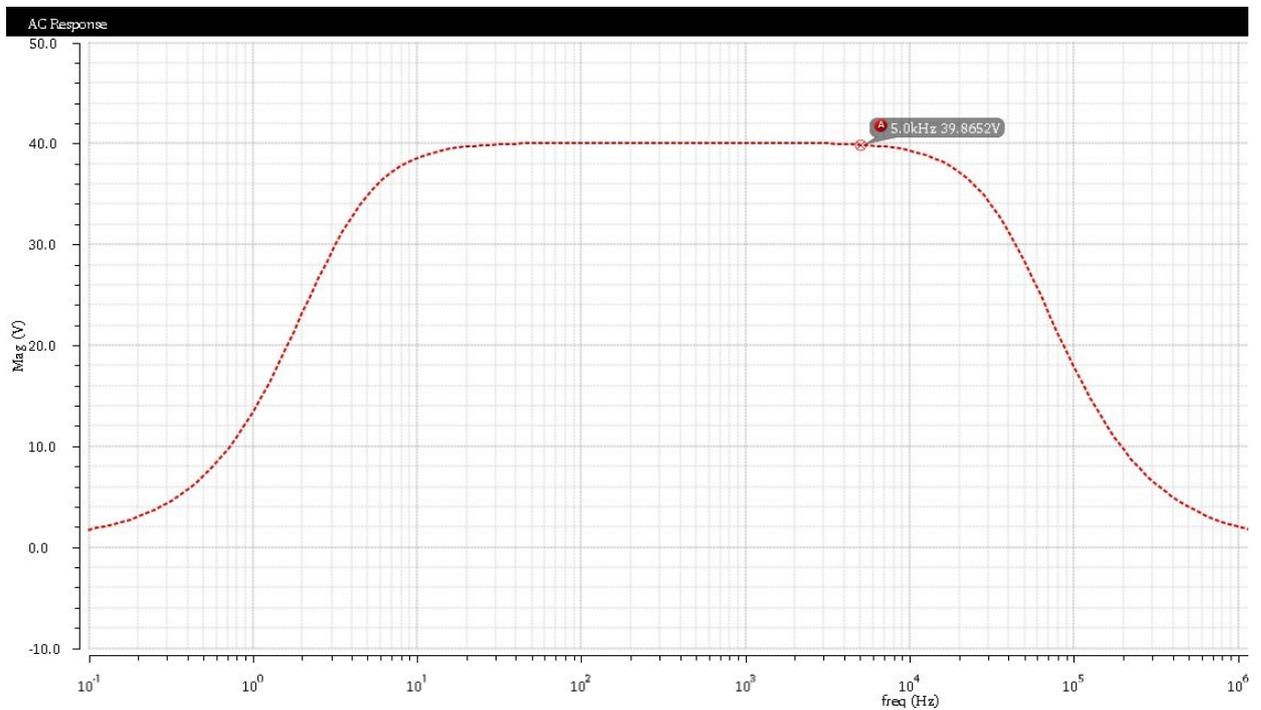


Figura 34 – Resposta AC do PA em 5kHz.

É possível perceber que resultados discutidos nessa seção são similares aos encontrados anteriormente, através do modelo SPICE do circuito e também confirmam as informações apresentadas na tabela 3.

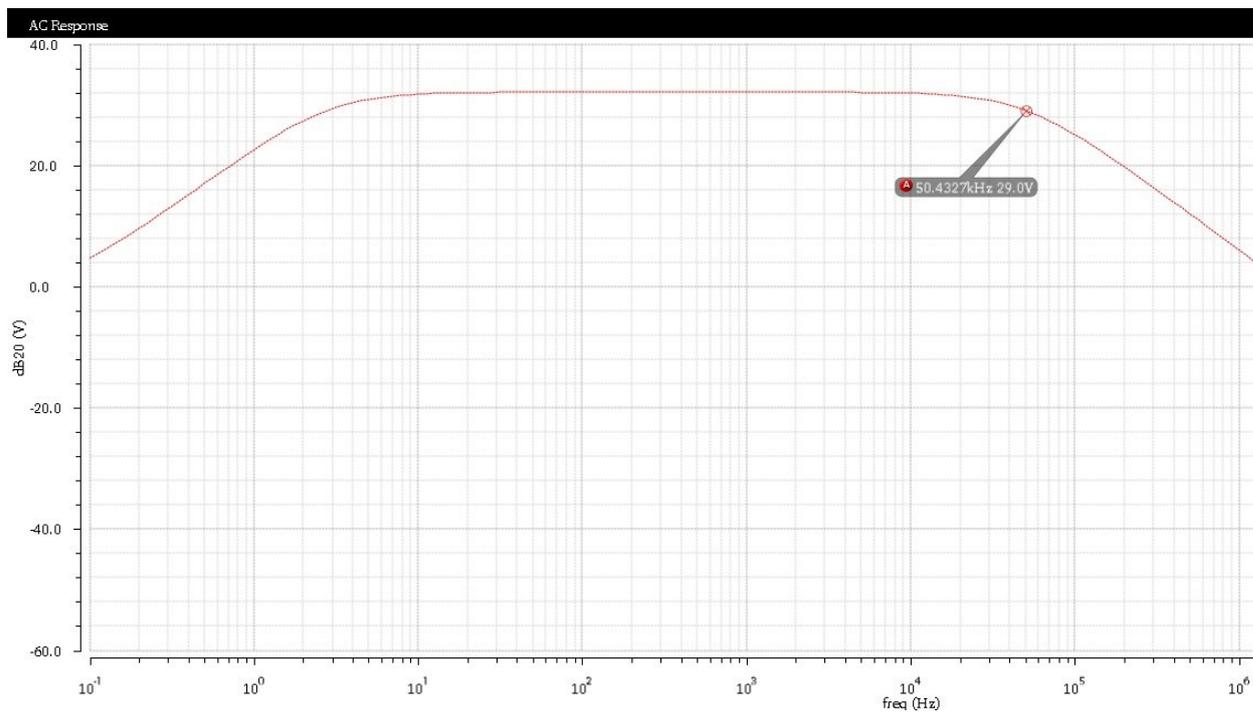


Figura 35 – Resposta AC do PA no ponto -3dB.

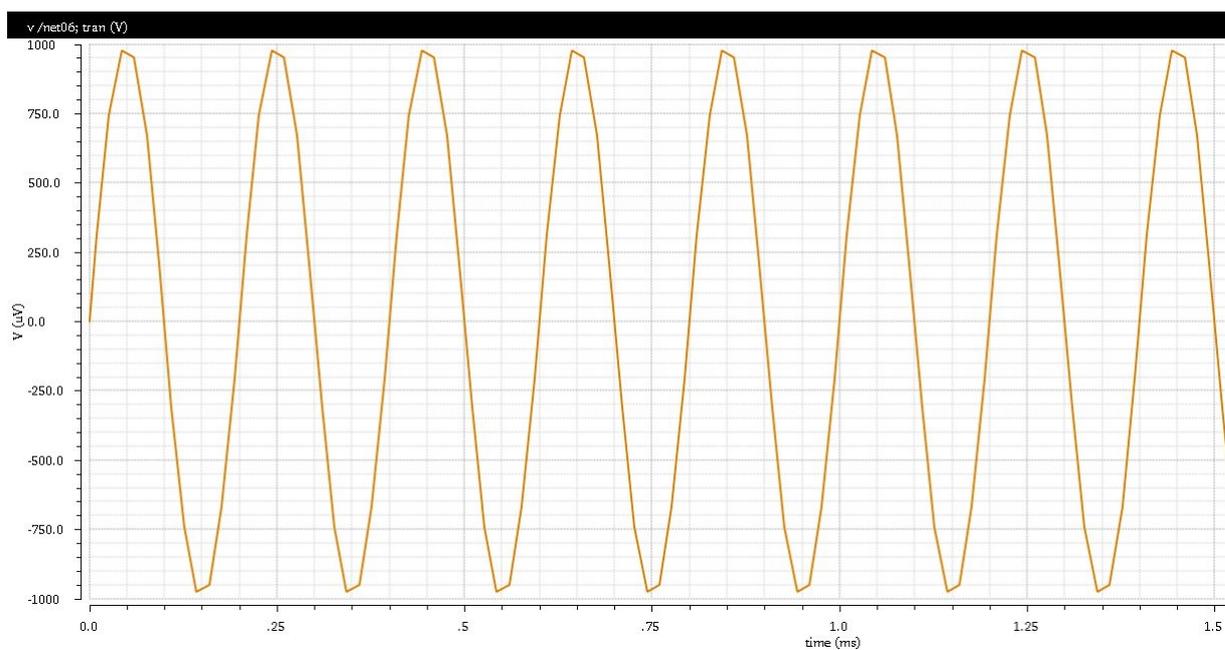


Figura 36 – Resposta Transiente da fonte de entrada do PA..

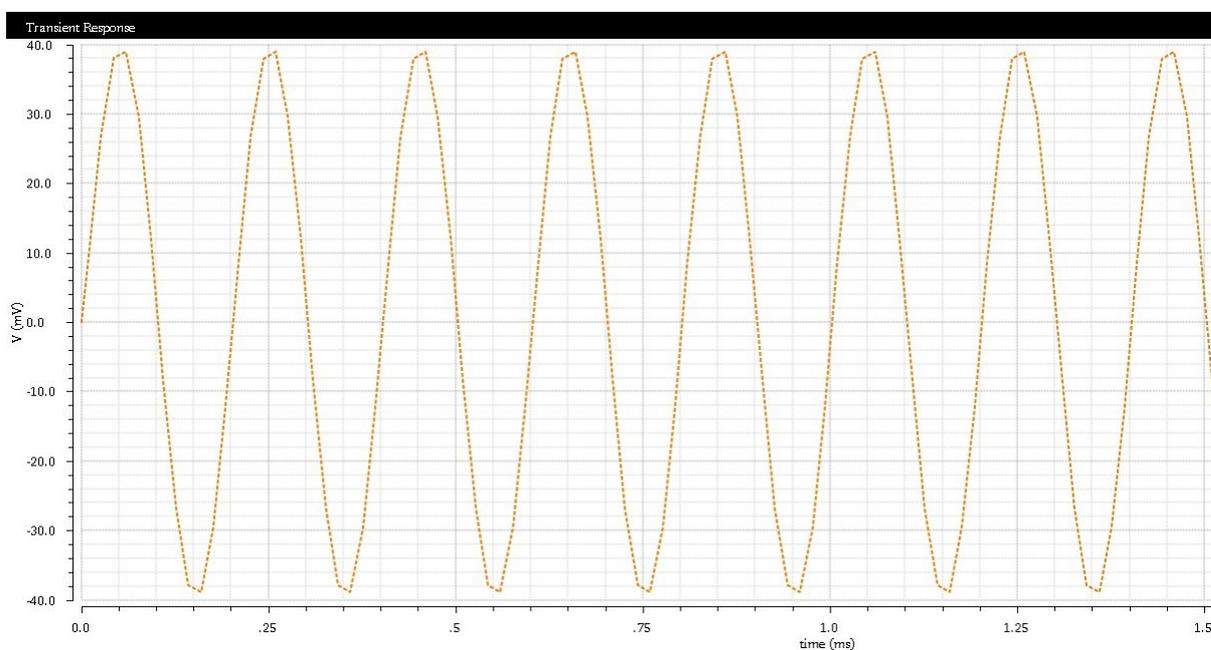


Figura 37 – Resposta Transiente da saída do PA.

Parte VI

Conclusões

## 8 Conclusão

Esse trabalho discorreu sobre os procedimentos seguidos no desenvolvimento e modelagem de um transmissor para comunicação TTE em curtas distâncias. Primeiramente foram descritos os requisitos e as características do sistema de transmissão e também foram traçadas as bases teóricas para o projeto de amplificadores de potência.

Em seguida, foi realizada a simulação do circuito e verificadas as funcionalidades e eficiência projetadas. Após a simulação o circuito foi implementado e completamente caracterizado em laboratório.

Então, com o circuito projetado, simulado e implementado, o projeto foi finalmente aplicado no sistema TTE de curtas distâncias e sua eficácia foi testada na transmissão de sinais. A partir do comportamento observado nesses testes, foi desenvolvido também o modelo comportamental do transmissor TTE em Verilog-AMS.

Diante disso, observou-se a importância da descrição comportamental de componentes para a efetividade e compreensão das simulações feitas através do aumento de abstração do sistema, abordagem demonstrada pela implementação de um amplificador em Verilog-A. Além disso, a partir deste trabalho foi possível verificar, de forma abrangente, o contexto de sistemas de comunicação TTE, suas principais vantagens e limitações.

Em suma, foi desenvolvido neste trabalho, um modelo simples, robusto e de alto nível lógico de um amplificador de potência, levando em consideração as características deste que mais influenciam no correto funcionamento de sistemas de comunicação através da terra. Para isso, foi analisado o comportamento do amplificador projetado em três estágios diferentes: simulação, laboratório e em conjunto com o sistema de comunicação TTE. Por fim, o modelo criado atingiu um ganho de 32dB, produto ganho-banda de aproximadamente 2MHz atuando em baixas frequências. Nesse sentido, e em comparação com o comportamento observado nos três estágios analisados, a simulação do modelo possui resultados semelhantes e fidedignos aos projetados.

# Referências

- CARREÑO, J. P. et al. Desafios para a transmissão de dados em um sistema de comunicação through-the-earth (tte). Universidade de Brasília, 2016. Citado na página 22.
- CHEN, J. et al. *Mixed-Signal Methodology Guide*. 1. ed. USA: Cadence Design Systems, 2014. ISBN 9781300035206. Citado na página 56.
- GIBSON, A. D. W. Channel characterization and system design for sub-surface communications. The University of Leeds, 2003. Citado na página 22.
- GREBENNIKOV, A.; SOKAL, N. O. *Switchmode RF Power Amplifiers*. 1. ed. USA: Newnes, 2007. ISBN 978-0-7506-7962-6. Citado 2 vezes nas páginas 7 e 31.
- HAYKIN, S.; MOHER, M. *INTRODUÇÃO AOS SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO*. 2. ed. Porto Alegre, Brasil: BOOKMAN, 2008. Citado na página 24.
- INSTITUTO BRASILEIRO DE MINERAÇÃO. *Produção Mineral Brasileira (PMB): Série histórica*. [S.l.], 2017. Citado na página 17.
- KEE, S. The class e/f family of harmonic-tuned switching power amplifiers. California Institute of Technology, 2002. Citado 5 vezes nas páginas 7, 29, 30, 31 e 32.
- MCANDREW, C. C. et al. Best practices for compact modeling in verilog-a. IEEE Journal of the Electron Devices Society, 2015. Citado na página 54.
- NEVES, S. O. de A. *Análise de Ruído e Simulação de Enlace em Comunicações Através da Terra*. 58 p. Dissertação (Mestrado) — Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, PPGEE.DM-669 2017. Citado na página 22.
- OPEN VERILOG INTERNATIONAL. Verilog-a language reference manual analog extensions to verilog hdl. USA Los Gatos, CA 95032, 1996. Citado na página 56.
- ORFANIDIS, S. J. *Electromagnetic Waves and Antennas*. 1. ed. Rutgers University 94 Brett Road: ECE Department, 2002. Disponível em: <[www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa](http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa)>. Citado 2 vezes nas páginas 48 e 49.
- ORGANIZAÇÃO INTERNACIONAL DO TRABALHO. Mining: a hazardous work. 2015. Disponível em: <[https://www.ilo.org/global/topics/safety-and-health-at-work/areasofwork/hazardous-work/WCMS\\_356567/lang--en/index.htm](https://www.ilo.org/global/topics/safety-and-health-at-work/areasofwork/hazardous-work/WCMS_356567/lang--en/index.htm)>. Citado na página 17.
- RAZAVI, B. *RF MICROELECTRONICS*. 2. ed. Castleton, New York: Prentice Hall, 2011. ISBN 978-0-13-713473-1. Citado 4 vezes nas páginas 7, 25, 26 e 27.
- SANTOS, Y. C. S. Segurança e saúde ocupacional na indústria da mineração: Monografia de especialização. UFES, Vitória, 2012. Citado na página 17.
- SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. K. *MICROELECTRONIC CIRCUITS*. 7. ed. USA: Oxford University Press, 2014. ISBN 978-0199339136. Citado 2 vezes nas páginas 7 e 28.

TEXAS INSTRUMENTS. Lm2876 overture™ audio power amplifier series high-performance 40w audio power amplifier w/mute. 2013. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2876.pdf>>. Citado 3 vezes nas páginas 7, 36 e 37.

THE NATIONAL INSTITUTE FOR OCCUPATIONAL SAFETY AND HEALTH. Advanced tutorial on wireless communication and electronic tracking: Communication system performance. 2010. Disponível em: <<https://www.cdc.gov/niosh/mining/content/emergencymanagementandresponse/commtracking/advcommtrackingtutorial2.html#25SecondaryCommunicationsThroughtheEarthSystems>>. Citado 5 vezes nas páginas 7, 21, 23, 32 e 33.

VERMA, R. Verilog-a modeling of advanced semiconductor devices. School of VLSI Design and Embedded Systems National Institute of Technology Kurukshetra, 2015. Citado na página 56.

YAN, L. Measurements and modeling of the electromagnetic fields in through-the-earth (tte) wireless communications. The University of New Mexico, Ann Arbor, 2014. Citado na página 21.

YAN, L. et al. Measurements and modeling of through-the-earth communications for coal mines. In: *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*. [S.l.: s.n.], 2013. v. 49, n. 5, p. 1979–1983. Citado na página 21.

YAN, L. et al. Antenna arrangement investigation for through the earth (tte) communications in coal mines. National Institute for Occupational Safety and Health, 2015. Citado na página 22.