

**Universidade de Brasília - UnB
Faculdade UnB Gama - FGA
Curso de Engenharia eletrônica
Trabalho de conclusão de curso II**

**DESENVOLVIMENTO DE UM TRANSMISSOR PARA
COMUNICAÇÃO ATRAVÉS DA TERRA**

**Autor: Daniely Amorim Neves e Lucas Viana Jorge
Orientador: Prof. Dr. Leonardo Aguayo**

**Brasília, DF
2016**



Daniely Amorim das Neves e Lucas Viana Jorge

**DESENVOLVIMENTO DE UM TRANSMISSOR PARA COMUNICAÇÃO ATRAVÉS
DA TERRA**

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.

Orientador: Prof. Dr. Leonardo Aguayo

**Brasília, DF
2016**

CIP – Catalogação Internacional da Publicação*

Daniely Amorim das Neves e Lucas Viana Jorge.

Desenvolvimento de um transmissor para comunicação através da terra / Daniely Amorim das Neves e Lucas Viana Jorge. Brasília: UnB, 2016. 25 p. : il.(algumas color) ; 30 cm.

Monografia (Graduação) – Universidade de Brasília
Faculdade do Gama, Brasília, 2016. Orientação: Leonardo Aguayo.

1. Modulação. 2. BPSK. 3. TTE I. Leonardo Aguayo. II. Universidade de Brasília. III. Faculdade UnB Gama. IV. Desenvolvimento de um transmissor para comunicação através da terra.

CDU Classificação



Daniely Amorim das Neves e Lucas Viana Jorge

**DESENVOLVIMENTO DE UM TRANSMISSOR PARA COMUNICAÇÃO ATRAVÉS
DA TERRA**

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.

Prof. Dr. Leonardo Aguayo
Orientador

Prof. Dr. Euler de Vilhena Garcia, UnB/ FGA
Membro Convidado

Prof. Dr. Wellington Avelino do Amaral, UnB/ FGA
Membro Convidado

Brasília, DF
2016

Dedico este trabalho a Deus por iluminar nossas vidas, as nossas famílias pelo incentivo, amor e carinho. E a todos que um dia poderão ser ajudados diretamente ou indiretamente por este projeto.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente gostaria de agradecer a Deus por me proporcionar uma vida cercada de pessoas maravilhosas e conquistas. À minha família, especialmente a meus pais Joelson Carlos e Romildes Rodrigues, que não mediram esforços para me possibilitar a melhor educação e instrução, a quem tenho como exemplos de coragem, honestidade e perseverança. E ao meu irmão Joelson Junior pela amizade e por me ensinar a levar a vida com tranquilidade e humildade. À meus amigos conquistados na faculdade Rhayanne Paixão, Ludmila Evangelista, Camila Justino e João Paulo pela ajuda, cumplicidade e presença em momentos diversos, que espero levar para toda a vida. Ao meu namorado Lucas Viana pelo companheirismo e cumplicidade em toda a graduação. E por último aos professores da instituição, especialmente ao Prof. Dr. Luis Filomeno, Prof. Dr Leonardo Aguayo, Prof. Dr Wellington Amaral, pela orientação e dedicação no decorrer do meu curso e nesta pesquisa, onde se tornaram modelos de pessoas e profissionais.

Daniely Amorim

Em primeiro lugar agradeço a Deus por me proporcionar uma vida cercada de pessoas maravilhosas. À toda minha família pelo apoio durante a minha graduação, especialmente a meus pais Antônio de Brito e Maria Zilma, que me proporcionaram a melhor educação, a quem tenho de exemplos de coragem, honestidade e perseverança, que me ensinaram a correr atrás de meus sonhos e nunca desistir diante dos obstáculos. Agradeço ao meu irmão Luiz Carlos pela amizade e sempre me incentivar e apoiar diante das dificuldades que enfrentei. Agradeço à minha namorada Daniely Amorim, por estar sempre comigo me apoiando durante esses anos da graduação e por sua amizade e cumplicidade. E a grandes amigos conquistados na faculdade: Rhayanne Paixão, Ludmila Evangelista e João Paulo Pires, cujo espero leva-los para toda a vida. Agradeço também aos professores da instituição, especialmente ao Prof. Dr. Luis Filomeno, Prof. Dr Leonardo Aguayo, Prof. Dr Wellington Amaral, pela orientação e dedicação no decorrer do meu curso e nesta pesquisa, onde se tornaram modelos de pessoas e profissionais.

Lucas Viana

RESUMO

Os sistemas de transmissão Through the Earth (TTE) apresentam-se como alternativa promissora para estabelecer a comunicação sem fio em minas subterrâneas, que é um tópico de grande importância para a indústria mineradora nacional. A comunicação TTE é realizada por meio de indução magnética em frequências de operação abaixo de 30 kHz, sendo capazes de promover comunicação entre a superfície e o subterrâneo da mina, rastrear pessoas e controlar equipamentos remotamente. Dadas as severas restrições de largura de banda e atenuação do canal, já que se utiliza a terra enlace, este trabalho busca a prototipagem do transmissor para comunicação TTE que consiga realizar a transmissão digital de dados. O projeto foi desenvolvido com o auxílio da ferramenta LT SPICE e Proteus proporcionando uma análise comportamental dos circuitos, bem como o osciloscópio e gerador de funções que proporcionaram uma análise física do funcionamento do sistema. A implementação dos circuitos foi realizada com o software Eagle implicando na confecção das Placas de Circuito Impresso correspondentes aos blocos do transmissor. Foram utilizados a modulação digital BPSK (Bit Pulse shift keying), porque apresenta baixa probabilidade de erro de bit e é robusto ao ruído, assim utilizou-se o software Matlab para enviar os dados via porta serial. O oscilador mostrou-se satisfatório variando-se a frequência de 1 kHz até 25 KHz e com ajuste de distorção. Com o embasamento teórico, comprovação prática dos circuitos e conceitos abordados na disciplina TCC1 realizou-se o protótipo final do transmissor; cujo este mostrou-se bastante eficiente na comunicação, transmitindo os dados digitais sem distorção significativa de modo que a segunda, terceira e quarta harmônicas contidas no sinal tiveram níveis de distorção em torno de 33%, 42% e 33% respectivamente da fundamental que não interferem significativamente na qualidade do sinal transmitido.

Palavras-chave: Modulação, BPSK, Comunicação e TTE.

ABSTRACT

The transmission systems through the Earth (TTE) show up as a promising alternative to establish wireless communication in underground mines, which is a topic of great importance to the national mining industry. TTE communication is performed by magnetic induction operating frequencies below 30 kHz, being able to promote communication between the surface and underground mine, underground track people and control equipment remotely. Given the severe restrictions of bandwidth and attenuation of the channel, since it uses the earth as a means of signal propagation, this research shows prototyping transmitter for TTE communication that can do digital data transmission. The project was developed with the help of LT SPICE tool and Proteus providing a behavioral analysis of circuits as well as the oscilloscope and function generator that provided a physical analysis of the system operation. The implementation of the circuits was created by the Eagle software resulting in the production of the corresponding printed circuit boards to the transmitter blocks. digital BPSK modulation was used (Bit Pulse Shift Keying), which exhibits a low error probability and it is robust to noise and its respective oscillation modules and mixer. then we have used the Matlab software to send data via serial port. The oscillator block was satisfactory varying the frequency of 1 kHz to 25 kHz and distortion adjustment. With theoretical and practical testing of circuits and concepts covered in the TCC1 the discipline was held transmitter prototype with BPSK modulation, which this proved to be so efficient in communicating, transmitting digital data without significant distortion in a way that the second, third and fourth harmonics contained in the signal distortion levels were around 33%, 42% and 33% respectively of the key, which these do not significantly interfere with the signal quality and transmission itself.

Keywords: Modulation, BPSK, Communication end TTE.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Sistemas de comunicação TTE (FOOSHANI, 2013).	3
Figura 2: Modulo da amplitude do canal TTE em função a frequência de operação (normalizada para ter energia unitária) (BARKAND, 2006).	4
Figura 3: Mina subterrânea do complexo de Corumbá da Vale mineradora (MINÉRIOS & MINERALES, 2015).	9
Figura 4: Elementos básicos de um sistema de comunicação (LATHI, 1993).	10
Figura 5: Diagrama de um transmissor.	10
Figura 6: (a) Multiplicação do sinal por uma senoide, (b) Operação equivalente no domínio da frequência (RAZAVI, 2010).	12
Figura 7: Modulação AM e FM (LATHI,1993).	13
Figura 8: Blocos fundamentais de um sistema de comunicação digital.	13
Figura 9: Exemplos de códigos de linhas. (a) ON-OFF (b) Polar (c) Bipolar (LATHI, 1993).	14
Figura 10: (a) Portadora, (b) Sinal Modulante, (c) modulação ASK (LATHI,1993).	15
Figura 11: (a) Sinal modulante, (b) Modulação PSK (LATHI,1993).	16
Figura 12: (a) Sinal modulante, (b) Modulação FSK (LATHI,1993).	16
Figura 13: Estrutura básica de um oscilador (BOYLESTAD, 2004).	17
Figura 14: Influência da localização dos polos no oscilador (SEDRA, 2000).	18
Figura 15: Bloco de características fundamentais em sistemas de comunicação (CIFUENTES, 2003).	19
Figura 16: Modelos de misturadores (a) desbalanceado, (b) balanceamento simples e (c) balanceamento duplo (GARCIA, 2015).	20
Figura 17: Diagrama do estágio de amplificação do transmissor TTE.	22
Figura 18: Dissipadores de potência (SAMRELLO, 2016).	25
Figura 19: Analogia térmica elétrica (BOYLESTAD, 2004).	25
Figura 20: Circuito transmissor com o casamento de impedância.	27
Figura 21: Rede L Série-Paralelo.	28
Figura 22: Tipos de redes de casamento de impedâncias (BALABANIAN, 1969).	28
Figura 23: Transmissão serial de 7 bits (ELECTRONIC INDUSTRIES ASSOCIATION, 2013).	30
Figura 24: Conversor USB-Serial (LEADERSHIP, 2015).	32
Figura 25: Modelo de foto transmitida.	33
Figura 26: Circuito oscilador por deslocamento de fase (SEDRA, 2000).	34
Figura 27: Deslocamento de fase de redes RC (FRANCO, 1988).	35
Figura 28: Oscilador deslocador de fase implementada no <i>LT Spice</i> .	36
Figura 29: Forma de onda na saída do oscilador por deslocamento de fase.	36

Figura 30: Espectro do oscilador por deslocamento de fase.	36
Figura 31: Oscilador em ponte de <i>Wien</i> com controle de frequência (FRANCO, 1988).	37
Figura 32: Oscilador por ponte de <i>Wien</i> com controle de frequência implementada em <i>LT Spice</i>	38
Figura 33: Resposta em regime transitório do oscilador por ponte de <i>Wien</i>	39
Figura 34: Espectro do oscilador por ponte de <i>Wien</i> com controle de frequência.	39
Figura 35: Oscilador por Ponte de <i>Wien</i> (FRANCO,1988).	40
Figura 36: Diagrama para cálculo do ganho de malha aberta (FRANCO,1988).	40
Figura 37: Oscilador por ponte de <i>Wien</i> implementada em <i>LT Spice</i>	42
Figura 38: Resposta em regime transitório do oscilador por ponte de <i>Wien</i>	42
Figura 39: Espectro do oscilador por ponte de <i>Wien</i>	42
Figura 40: Pinagem do CI MC1496 (MOTOROLA, 2015).	43
Figura 41: Modulador AM (MOTOROLA, 2015).	45
Figura 42: A configuração não-inversora (SEDRA, 2000).	46
Figura 43: Topologia de circuitos atenuadores (ELECTRONICS TUTORIAL, 2016).	47
Figura 44: Amplificador de diferenças (Sedra, 2000).	48
Figura 45: Diagrama de operação do circuito <i>push pull</i>	49
Figura 46: Curva de carga do amplificador <i>push pull</i> (DUNCAN, 1997).	49
Figura 47: Distorção <i>Crossover</i>	50
Figura 48: Bloco macro do amplificador de potência simulado no <i>Protheus</i>	52
Figura 49: Circuito amplificador classe B com polarização por diodos simulado em <i>Protheus</i>	52
Figura 50: Forma de onda de entrada (primeira) e saída (segunda) do amplificador classe B com polarização por diodos simulado em <i>Protheus</i>	53
Figura 51: Curva de correção do comprimento do dissipador (HS DISSIPADORES, 2016).	56
Figura 52: Dissipador de calor <i>HS 8620</i> (HS DISSIPADORES, 2016).	57
Figura 53: Interface de transmissão projetada no <i>software Matlab</i>	59
Figura 54: Transmissão de informações do cabo RS232.	60
Figura 55: Sequência de transmissão de informações do cabo RS232.	60
Figura 56: Transmissão de 3 (três) bytes.	61
Figura 57: Saída atenuada do cabo RS232.	62
Figura 58: Forma de onda obtida pelo oscilador por ponte de <i>Wien</i>	63
Figura 59: Espectro do oscilador implementado.	63
Figura 60: Forma de onda do oscilador atenuado.	64
Figura 61: Espectro do oscilador atenuado.	65

Figura 62: Diferença entre a forma de onda do gerador de funções e o oscilador desenvolvido.....	65
Figura 63: MC1496 configuração misturador.	66
Figura 64: Modulação BPSK com CI MC1496.	67
Figura 65: Modulação ASK com CI MC1496.....	67
Figura 66: Modulação AM-DSB com CI MC1496.	68
Figura 67: Forma de onda da saída do misturador.	68
Figura 68: Espectro do sinal de saída do misturador.	69
Figura 69: Sistema de modulação projetado.	70
Figura 70: Modulação BPSK com o sistema implementado, portadora e mensagem.....	71
Figura 71: Modulação BPSK com o sistema implementado, portadora.....	71
Figura 72: Saída do pré-amplificador de tensão.....	73
Figura 73: Espectro da saída do pré-amplificador.....	73
Figura 74: Saída modulada do pré-amplificador.....	74
Figura 75: Sistemas de pré-amplificação e amplificação projetados.	75
Figura 76: Forma de onda na saída do amplificador.	76
Figura 77: FFT da forma de onda da saída do amplificador.	76
Figura 78: Modulação BPSK na saída do amplificador.	78
Figura 79: Protótipo do transmissor projetado.....	79
Figura 80: Envio do caractere L.	79
Figura 81: Envio dos caracteres I e L.....	80
Figura 82: Envio dos caracteres I, L e F.....	80
Figura 83: Demodulação do caractere "L" pelo <i>Matlab</i>	81

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>AC</i>	<i>Alternating current</i>
<i>AM</i>	<i>Amplitude Modulation</i>
<i>ANATEL</i>	<i>Agência Nacional de Telecomunicações</i>
<i>ASCII</i>	<i>American Standard Code for Information Interchange</i>
<i>ASK</i>	<i>Amplitude Shift Keying</i>
<i>BPSK</i>	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
<i>CI</i>	<i>Circuit Integrate</i>
<i>CMOS</i>	<i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i>
<i>CMYK</i>	<i>Cian Magenta Yellow black</i>
<i>CTS</i>	<i>Clear To Send</i>
<i>D/A</i>	<i>Digital/ Analógico</i>
<i>DC</i>	<i>Direct Current</i>
<i>DSB</i>	<i>Double Sideband</i>
<i>DSB-SC</i>	<i>Double Sideband Suppressed Carrier</i>
<i>EIA</i>	<i>Eletronic Industries Association</i>
<i>FC</i>	<i>Fonte Comum</i>
<i>FFT</i>	<i>Fast Fourier Transform</i>
<i>FM</i>	<i>Frequency Modulation</i>
<i>FSK</i>	<i>Frequency Shift Keying</i>
<i>GND</i>	<i>Ground</i>
<i>ITU</i>	<i>União Internacional de Telecomunicações</i>
<i>LNA</i>	<i>Low Noise Amplifier</i>
<i>LSB</i>	<i>Lower Sideband</i>
<i>NRZ</i>	<i>No Return to Zero</i>
<i>RZ</i>	<i>Return to Zero</i>
<i>PC</i>	<i>Porta Comum</i>
<i>PM</i>	<i>Phase Modulation</i>
<i>PSK</i>	<i>Phase Shift Keying</i>
<i>RGB</i>	<i>Red Green Blue</i>
<i>RF</i>	<i>Rádio Frequência</i>
<i>RTS</i>	<i>Request To Send</i>
<i>Rx</i>	<i>Receptor</i>
<i>SNR</i>	<i>Signal to Noise Ratio</i>
<i>TTA</i>	<i>Through The Air</i>

<i>TTE</i>	<i>Through The Earth</i>
<i>TTW</i>	<i>Through The Wire</i>
<i>Tx</i>	<i>Transmissor</i>
<i>USB</i>	<i>Universal Serial Bus</i>
<i>ULF</i>	<i>Ultra Low Frequency</i>
<i>VLf</i>	<i>Very Low Frequency</i>
<i>VHF</i>	<i>Very High Frequency</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A	<i>Ganho em malha fechada</i>
A_T	<i>Área da seção transversal</i>
A_1	<i>Amplitude do espectro na frequência fundamental</i>
A_η	<i>Amplitude do espectro na η-ésima harmônica</i>
A_{VS}	<i>Ganho em baixa frequência do MC1496</i>
B	<i>Largura de banda</i>
\vec{B}	<i>Densidade de campo magnético</i>
C	<i>Capacitância</i>
C_{j0}	<i>Capacitância da junção</i>
\vec{dl}	<i>Diferencial de comprimento</i>
dB	<i>Decibéis</i>
dB_v	<i>Fator de atenuação</i>
f_{osc}	<i>Frequência de oscilação</i>
f_c	<i>Frequência da portadora</i>
i	<i>Corrente</i>
I_C	<i>Corrente no coletor</i>
I_D	<i>Corrente no dreno</i>
I_B	<i>Corrente na base</i>
I_{DC}	<i>Corrente DC</i>
I_{AC}	<i>Corrente AC</i>
I_L	<i>Corrente na carga</i>
I_{tx}	<i>Corrente no condutor em RMS</i>
L	<i>Indutância</i>
l	<i>Comprimento do enrolamento</i>
$M(f)$	<i>Espectro da mensagem</i>
M_d	<i>Momento magnético</i>
N_{tx}	<i>Número de voltas do condutor</i>
N	<i>Número de voltas</i>
P_D	<i>Potência dissipada</i>
P_{out}	<i>Potência de saída</i>
P_{DC}	<i>Potência fornecida pela fonte</i>
P_{AC}	<i>Potência entregue a carga</i>
P_{DISS}	<i>Potência dissipada</i>
R	<i>Resistência</i>
R_i	<i>Resistência de linha da rede de casamento</i>

R_E	<i>Resistência de entrada do MC1496</i>
R_b	<i>Largura de banda</i>
R_L	<i>Resistência da carga</i>
R_f	<i>Resistencia de realimentação</i>
R_s	<i>Resistencia em serie</i>
$R_{\theta JA}$	<i>Resistência térmica ambiente</i>
$R_{\theta JC}$	<i>Resistência térmica do invólucro</i>
S_{tx}	<i>Área do loop</i>
T_d	<i>Intervalo banda base</i>
T_j	<i>Temperatura de junção</i>
T_c	<i>Temperatura do invólucro</i>
T_A	<i>Temperatura do ambiente</i>
V_o	<i>Tensão de entrada da rede de casamento</i>
V_{BE}	<i>Tensão da base para o emissor</i>
V_{CE}	<i>Tensão do coletor para o emissor</i>
V_{cc}	<i>Tensão de alimentação</i>
X	<i>Comprimento do loop</i>
X_s	<i>Reatância em série da rede de casamento</i>
X_i	<i>Sinal de saída do oscilador</i>
X_s	<i>Reatância em serie da rede de casamento</i>
X_p	<i>Reatância em paralelo da rede de casamento</i>
X_l	<i>Reatância de linha da rede de casamento</i>
V_o	<i>Tensão de entrada da rede de casamento</i>
V_{out}	<i>Tensão de saída</i>
V_{in}	<i>Tensão de entrada</i>
Z_o	<i>Impedância de entrada do circuito de casamento</i>
Z_p	<i>Impedância em serie</i>
Z_s	<i>Impedância em paralelo</i>
μ_0	<i>Permeabilidade magnética no vácuo</i>
K	<i>Constante de Boltzmann</i>
K	<i>Ganho do elemento ativo</i>
β	<i>Malha de realimentação</i>
η	<i>Eficiência</i>
ω_0	<i>Frequência de oscilação</i>
θ_{JA}	<i>Resistência térmica total</i>
θ_{JC}	<i>Resistencia térmica do transistor</i>

θ_{CS} *Resistencia térmica de isolação*
 θ_{SA} *Resistencia térmica do dissipador*

SUMÁRIO

Capítulo 1	1
Introdução.....	1
1.1. Aspectos Gerais da Comunicação em Minas.....	2
1.2. Sistema TTE.....	3
1.3. Justificativa.....	5
1.4. Objetivo.....	5
1.5. Abordagem Utilizadas.....	6
1.6. Organização do Trabalho.....	7
Capítulo 2	8
Fundamentação Teórica.....	8
2.1. Aspectos Gerais	9
2.2. Modelo de um Sistema de Comunicação	10
2.3. Recursos da Comunicação.....	11
2.4. Largura de Banda e Potência do Sinal.....	11
2.5. Modulações e suas Variantes.....	12
2.5.1. Modulações Digitais	13
2.5.2. Modulações Binárias	15
2.6. Osciladores.....	17
2.7. Misturadores.....	19
2.8. Atenuadores	20
2.9. Amplificador de Baixo Ruído.....	21
2.9.1. Amplificadores de Potência.....	22
2.9.2. Dissipador de Calor.....	24
2.10. Pré-Amplificadores.....	26
2.11. Casamento de Impedâncias	27
2.12. Caracterização da Antena <i>Loop</i>.....	28
2.13. Porta Serial	29
Capítulo 3	31
Projeto do Sistema	31
3.1. Abordagem do Projeto.....	32
3.2. Transmissor Serial	32
3.3. Projeto do Oscilador	33
3.3.1. Oscilador por Deslocamento de Fase	34

3.3.2.	Oscilador de Ponte de <i>Wien</i> com Controle de Frequência	37
3.3.3.	Osciladores por Ponte de <i>Wien</i>	39
3.4.	Projeto do Misturador	43
3.5.	Projeto do Pré-Amplificador	46
3.6.	Projeto do Atenuador	47
3.7.	Projeto do Amplificador de Potência	48
3.7.1.	Distorção de Cruzamento	50
3.7.2.	Distorções do Amplificador	51
3.7.3.	Modelagem do Amplificador de Potência	52
3.8.	Projeto do Dissipador de Potência	55
Capítulo 4	58
Resultados Experimentais	58
4.1.	Transmissão Serial dos Dados.....	59
4.2.	Validação do Oscilador	62
4.3.	Validação do Misturador	66
4.4.	Teste de Modulação	70
4.5.	Validação do Pré-Amplificador.....	72
4.6.	Caracterização do Modelo da Antena	74
4.7.	Validação do Amplificador.....	75
4.8.	Teste de transmissão.....	78
Capítulo 5	82
Considerações Finais	82
5.1.	Conclusões	83
5.2.	Trabalhos futuros.....	84
Referências	85
ANEXO I	Tabela de conversão de fios esmaltados	90
ANEXO II	Características térmicas do circuito integrado TIP141 e TIP147	92
ANEXO III	Código da interface para o envio dos dados em Matlab	94
Anexo IV	Função para transmitir um dado (caractér)	98
ANEXO V	Função para Transmitir uma foto	100
ANEXO VI	Função para conectar o dispositivo serial ao PC automaticamente	102
Anexo VII	Layouts.....	104

ANEXO VIII LISTA DE COMPONENTES E FERRAMENTAS..... 119

Capítulo 1

Introdução

1.1. Aspectos Gerais da Comunicação em Minas

Comunicar é um ato essencial para toda vida em sociedade e utilizada por todos os seres vivos de diferentes maneiras, sendo esta uma ferramenta de integração, instrução e desenvolvimento. O processo de comunicação consiste na transferência de dados por meio de um transmissor e a decodificação deste pelo receptor através de um código, entre estes módulos está o meio de propagação da mensagem (FOROOSHANI, 2013).

Diante da importância do ato de comunicar, torna-se necessário a busca por meios que a propiciem em diversos locais e situações. As mineradoras globais movimentam cerca de 962 bilhões de dólares por ano, detendo o Brasil a quarta posição no ranking mundial, e grande parte de suas operações são subterrâneas, envolvendo equipamentos e trabalhadores especializados. Logo, o sistema de comunicação tem um papel vital para segurança nas minas subterrâneas e a otimização do processo (SCHIFFBAUER, 2006).

Há um grande interesse das mineradoras em prover comunicação entre a superfície e o subterrâneo da mina, seja para rastrear trabalhadores em casos de acidentes ou garantir comunicação entre os diferentes equipamentos. Logo, este sistema deve ser bidirecional, sem fio e em tempo real garantindo assim comunicação em casos de desastres (explosões, inundações, incêndios e soterramentos). No entanto, a maioria dos sistemas de comunicações utilizadas em minas subterrâneas no mundo são compostos por cabos coaxiais e de fibra ótica (BARKAND, 2006).

Em uma mina existem três mecanismos de comunicação, *Through the Earth* (TTE) de frequência abaixo de 30 kHz e realizada pela propagação de ondas eletromagnéticas, *Through the Wire* (TTW) de frequência da ordem de 10 MHz realizada por cabeamento e a *Through the Air* (TTA) de alta frequência também realizada por cabeamento em pontos estratégicos. Portanto, a comunicação TTE é uma alternativa promissora em substituição as tecnologias cabeadas, porém pouca explorada devido as suas limitações técnicas (MURPHY, 1978).

1.2. Sistema TTE

Os sistemas de comunicação TTE transmitem um sinal de baixa frequência no solo por meio de uma antena de loop, a fim de permitir comunicação sem fio de em áreas confinadas como túneis, minas e cavernas, como representado na figura 1. Este método de comunicação engloba aplicações como o controle de máquinas remotamente, acionamento de explosivos, monitoramento da mina, comunicação por dados e voz, ou seja, o controle em tempo real da mina (PATRI, 2013). Isto propicia a comunicação em qualquer local onde existe uma obstrução, como por exemplo uma camada de rocha e concreto, que impeça o uso de comunicação tradicional. Diante disto, o sistema TTE mostra-se uma tecnologia promissora para a indústria de mineração, motivando a produção científica nesta área (RAAB, 1995).

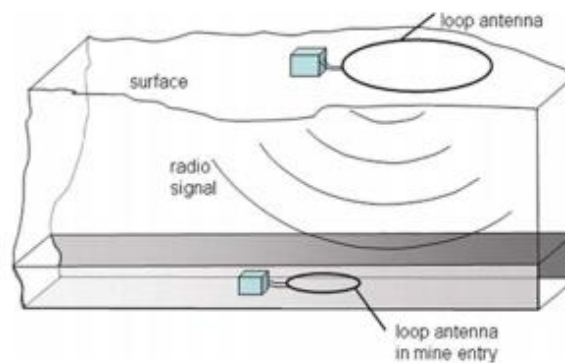


Figura 1: Sistemas de comunicação TTE (FOOSHANI, 2013).

Grande parte dos sistemas de comunicação sem fio utilizam antenas radiantes e topologias em Rádio Frequência (RF), tendo meio de propagação com características próximas ao vácuo, operando na faixa de 500 kHz e não penetram distâncias significativas com interfaces rochosas (figura 2). Portanto ineficientes para comunicação TTE, a solução mais empregada é induzir ondas magnéticas de baixa frequência, inferiores a 30 kHz que penetram profundamente na terra (PATRI, 2013).

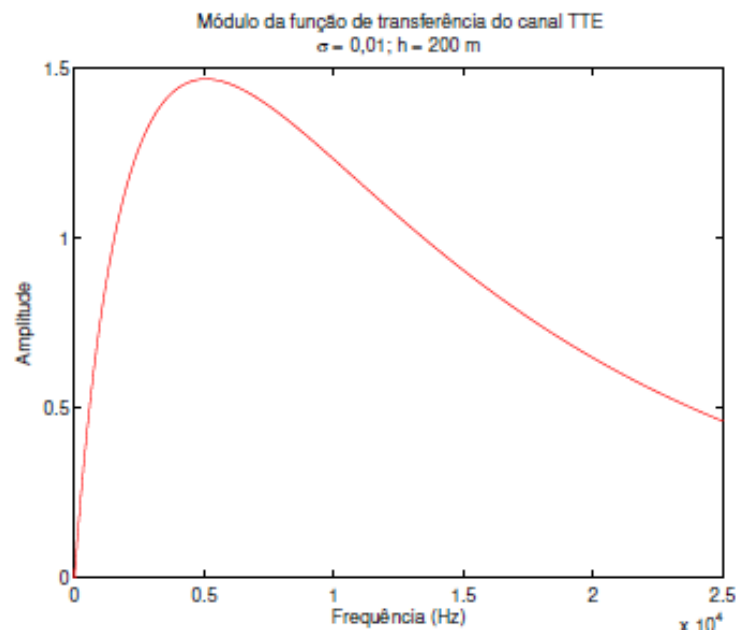


Figura 2: Módulo da amplitude do canal TTE em função a frequência de operação (normalizada para ter energia unitária) (BARKAND, 2006).

As ondas eletromagnéticas se propagam através das rochas por condutividade. Como as ondas em altas frequências neste meio são atenuadas pelo efeito de pelicular, faz-se necessária técnica de comunicação digital de baixa frequência de transmissão. Nesta técnica, a transmissão é realizada por indução magnética na antena provocada pela alta corrente circulante; e assim a variação do campo magnético é captada pelo receptor. Diante disto, tem-se que encontrar um enlace na seleção da frequência e um amplificador de baixo ruído com ganho de corrente (MURPHY, 1978).

Os sistemas de comunicação TTE são mais propensos a sobreviverem a explosões subterrâneas ou danificações nas estruturas, onde a rede de comunicação convencional é a primeira a ser comprometida, propiciando comunicação ininterrupta e em tempo real com a superfície para trabalhadores presos. Os sistemas semi-duplex fornecem comunicações em ambos os sentidos, mas apenas numa direção em um determinado período de tempo (não é simultâneo) na qual podem transmitir dados de áudio, texto e sinal de luz que podem ser detectados na superfície (RAAB, 1995).

O regulamento *Mine Improvement and New Emergency Response Act* (MINER ACT) do congresso americano exige um sistema de comunicação de emergência em

minas subterrâneas que opere em casos de necessidade, devendo ser sem fio, bidirecional e capaz de localizar os soterrados. Logo, há regulamentação que impulsiona o desenvolvimento da tecnologia TTE (YENCHEK, 2012).

1.3. Justificativa

A motivação desse projeto vem justamente da necessidade de solucionar os problemas existentes da comunicação entre a superfície e as minas, ou seja, busca a implementação de um sistema que seja robusto ao ponto de não necessitar de cabeamento estruturado, bem como qualquer outro tipo de periférico. Desde modo, com o advento da atual importância da indústria de mineração para a economia brasileira e sua rápida evolução tecnológica aliada a pequena produção científica dos sistemas de comunicação para este mercado; este trabalho traz um estudo, modelagem e prototipagem dos equipamentos em torno das comunicações subterrâneas sem fio.

Este trabalho é parte integrante de um contexto maior, composto por outros integrantes com o objetivo de modelar e realizar a construção de um transmissor, antena e receptor para comunicação usando como enlace o subsolo. Diante disto, esse projeto traz contribuições tecnológicas para um campo pouco explorado.

1.4. Objetivo

O objetivo geral deste trabalho é projetar o transmissor de um sistema TTE de comunicação entre a superfície e o subsolo de uma mina, realizando uma transmissão digital.

A partir do objetivo geral pôde-se definir os seguintes objetivos específicos:

- Estudo do ambiente nas minas subterrâneas e compreensão das restrições e vantagens do canal para realizar a comunicação TTE, necessárias para o desenvolvimento do projeto;
- Estudo e caracterização dos blocos do sistema de transmissão, dadas as características do canal;

- Simulação e realização de testes laboratoriais nos blocos funcionais, tais como oscilador, misturador de frequências e amplificador;
- Realizar testes laboratoriais da integração dos blocos funcionais, ou seja, do transmissor.

Não é objetivo deste trabalho o desenvolvimento do receptor, antena e seus subsistemas.

1.5. Abordagem Utilizadas

O projeto será desenvolvido inicialmente através da delimitação do problema abordado e soluções disponíveis, através da revisão bibliográfica, estudo das modulações apropriadas; projeto dos blocos funcionais do transmissor; testes de verificações e validações. Portanto, será necessária a utilização de algumas ferramentas computacionais e laboratoriais para tais comprovações.

Dentre os programas utilizados neste projeto estão o *Matlab* utilizado para formatar e transferir a imagem armazenada no computador via porta serial, através de uma interface. Ferramentas de simulações de circuitos *LTspice* em que nele será desenvolvido o projeto do oscilador e misturador; e o *Proteus* utilizado como complemento ao *LTspice* para o projeto do amplificador e atenuador. E para o desenvolvimento das placas de circuito impresso o programa *Eagle*.

Dentre os equipamentos laboratoriais utilizados estão o osciloscópio utilizado para visualizar os sinais gerados pelo oscilador, misturador e amplificador; assim como os sinais modulados. A fonte de alimentação para prover alimentação convencional e simétrica. Um multímetro de bancada utilizado para medir resistência, indutância, corrente, tensão e condutividade. E o gerador de funções utilizado para gerar o sinal de entrada e portadora para serem moduladas, na fase de validações.

1.6. Organização do Trabalho

Para melhor entendimento, este documento é dividido em 4 (quatro) capítulos, sendo o primeiro capítulo de introdução. O segundo capítulo é a Fundamentação Teórica abordando o Levantamento bibliográfico de todos os assuntos pertinentes para alcançar o embasamento teórico necessário para a realização deste trabalho.

O terceiro capítulo é o Projeto do Sistema, apresentando as estratégias e métodos utilizados para o desenvolvimento do trabalho através de simulações.

O quarto capítulo consiste dos Resultados Experimentais apresentando das validações e verificações dos blocos funcionais separados e integrados, bem como o teste de transmissão e demodulação.

E o último capítulo consiste das Considerações Finais destinado a análise e conclusão dos resultados obtidos no capítulo 3 e trabalho futuro planejado.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

2.1. Aspectos Gerais

A mineração é uma atividade, processo e indústria que tem como objetivo a extração de substâncias minerais de seus respectivos depósitos; que são permanentemente aperfeiçoadas. Podem-se identificar cerca de dez métodos de lavra principais, ressaltando que existem mais de trezentas variações, os métodos são limitados pela disponibilidade e desenvolvimento dos equipamentos (MUTMANSKY, 2002).

A umidade relativa do ar pode chegar à 90% nas minas subterrâneas, além de conter gases tóxicos e explosivos, poeira e água corrosiva. A figura 3 apresenta uma mina subterrânea em Caetité Bahia. Assim, tornando-se um ambiente de alta periculosidade, insalubridade e penosidade para os operários e diminuindo assim a vida útil dos equipamentos utilizados (MUTMANSKY, 2002). Tal cenário assemelha-se em situações como tuneis e metrô, no entanto em condições ambientais mais brandas. Logo, a aplicabilidade do sistema de comunicação estudada extravasa a esfera das minas subterrâneas.

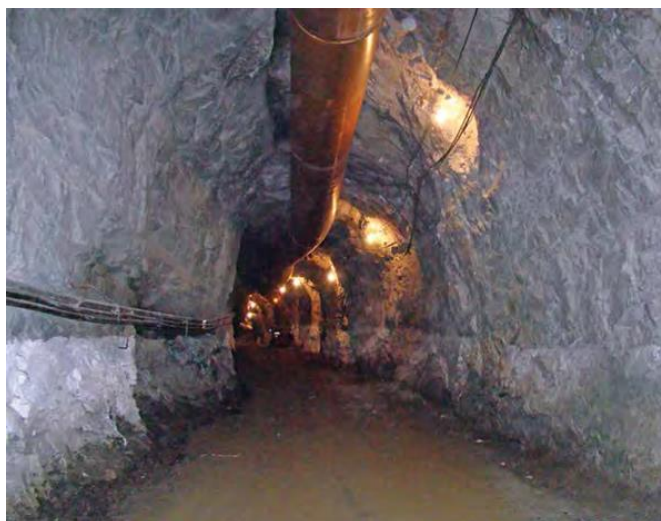


Figura 3: Mina subterrânea do complexo de Corumbá da Vale mineradora (MINÉRIOS & MINERALES, 2015).

2.2. Modelo de um Sistema de Comunicação

Todo sistema de comunicação pode ser elaborado por cinco elementos básicos, como apresentado na figura 4 (LATHI, 1993).

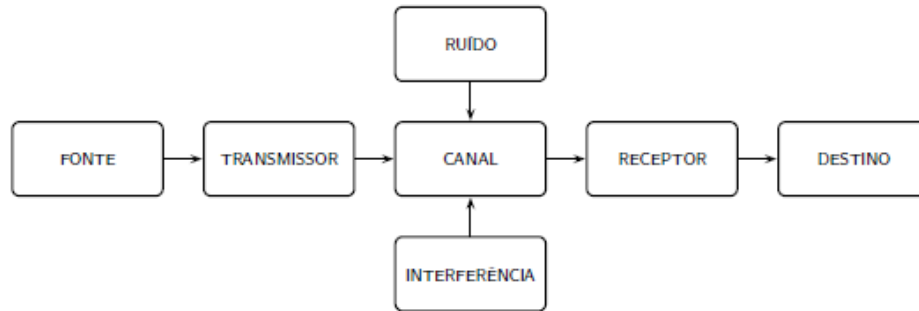


Figura 4: Elementos básicos de um sistema de comunicação (LATHI, 1993).

A fonte de informação pode ser uma mensagem de áudio, texto, foto ou vídeo; ser analógica ou digital; sendo denominada assim sinal em banda base. O transmissor adequa as características da mensagem as restrições no meio de transmissão. Assim, modificando o sinal banda base para a propagação: consiste de um conversor D/A, codificador e modulador (LATHI, 1993).

Basicamente o transmissor é composto pelo conversor digital para analógico, misturador, amplificador e o canal de transmissão, como ilustrado na figura 5.

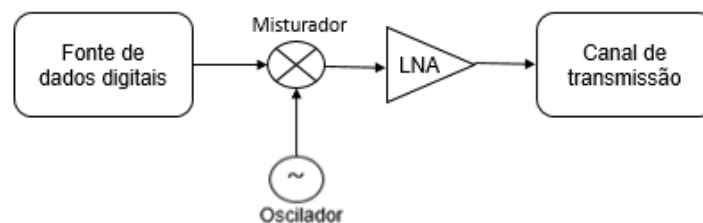


Figura 5: Diagrama de um transmissor.

O canal é o meio de propagação do sinal gerado pelo transmissor, como por exemplo o cabo coaxial é o canal de transmissão para comunicações de telefonia e internet. E o receptor processa o sinal recebido pelo canal, e realiza as operações inversas do transmissor. Logo, o receptor realiza a conversão A/D, decodificação e demodulação (LATHI, 1993).

O destino consiste na máquina ou pessoa que recebe a mensagem da fonte: cujo objetivo é que os dados transmitidos sejam recebidos com mínimo grau de interferências e distúrbios. No entanto, os sinais que passam pelo canal sofrem distorções devido as características do enlace, interferências externas e perturbações denominadas ruídos que se acumulam ao longo do percurso (LATHI, 1993).

2.3. Recursos da Comunicação

As principais características impostas em um sistema de comunicação são:

- Seleções das formas de onda a serem transmitidas: elementos como tempo, frequência, código, espaço e polarização;
- Potência, ou largura de banda;
- Efeito de ruído e interferência sobre a informação recebida;
- Custo do sistema.

2.4. Largura de Banda e Potência do Sinal

A largura de banda do sinal transmitido é o intervalo de frequência que o sistema é capaz de transmitir eficientemente, quanto maior frequência de transmissão maior a largura de banda. Logo, para o transmissor a largura de banda do canal deve ser maior que a do sinal (LATHI, 1993).

A potência de um sinal está relacionada a qualidade de transmissão, uma vez que a qualidade dos sistemas de comunicação é medida pela Relação Sinal Ruído (SNR) o aumento da potência diminui o SNR. Portanto, para uma boa precisão e taxa de transmissão da informação o valor de potência e largura de banda deve ser cuidadosamente calculado (LATHI, 1993).

2.5. Modulações e suas Variantes

A modulação é o processo que desloca a mensagem para a banda desejada de frequência, ou seja, consiste em usar o sinal em banda base para modificar parâmetros da portadora. Entretanto, qualquer tipo de informação digital ou analógica é passível de transmissão em uma onda eletromagnética (ALLEN, 2002).

O transmissor adiciona a informação numa onda básica de tal forma que poderá ser recuperada no receptor por um processo chamado demodulação. Este processo consiste em multiplicar o sinal por uma senoide, cujo espectro é um impulso centrado em f_c (frequência da portadora). Como a multiplicação no domínio do tempo corresponde a convolução no domínio da frequência o espectro simplesmente é deslocado para $\pm f_c$, como representado na figura 6, com a frequência de 20 KHz correspondente a banda de voz (ALLEN, 2002).

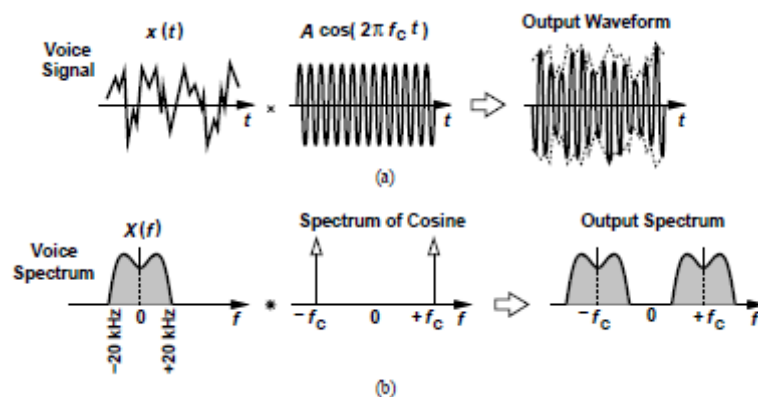


Figura 6: (a) Multiplicação do sinal por uma senoide, (b) Operação equivalente no domínio da frequência (RAZAVI, 2010).

Logo, aplicando-se um filtro passa baixas na largura de banda de $2*B$ (Hz) centrado em $\pm f_c$ para encontrar o sinal de interesse, a mensagem (ALLEN, 2002).

Na modulação analógica a portadora é uma senoide de grande frequência, gerada por um oscilador, e no processo de modulação são modificados a frequência, fase ou amplitude da mesma, como pode-se verificar na figura 7. Desta forma tem-se modulações:

- AM modulação em amplitude;
- FM modulação em frequência;
- PM modulação em fase.

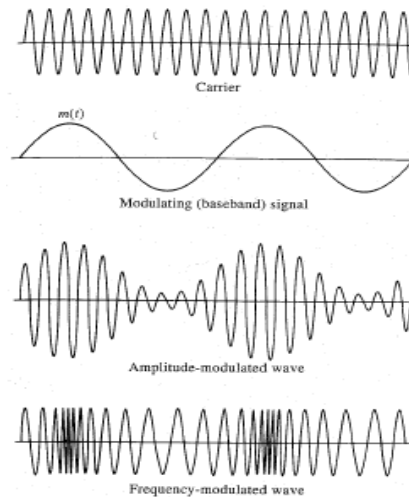


Figura 7: Modulação AM e FM (LATHI,1993).

Os sinais analógicos podem ser convertidos em digitais por meio de um conversor A/D (analógico para digital) através de amostragem e quantização; e assim serem modulados digitalmente.

2.5.1. Modulações Digitais

A comunicação digital é composta por diversos blocos funcionais, ilustrados na figura 8:

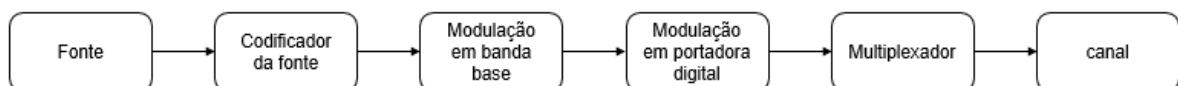


Figura 8: Blocos fundamentais de um sistema de comunicação digital.

O codificador de linha consiste em representar um sinal digital em uma forma mais adequada de transmissão, ou seja, dados binários através de uma linha ou canal. Assim, para uma menor taxa de erros de detecção a largura de banda tende a ser a menor possível. Sendo os principais tipos:

- Polar: No bit 1 é transmitido o pulso $p(t)$ e no bit 0 ocorre a inversão do mesmo $-p(t)$. Esta sinalização é eficiente em consumo de potência, mas contém largura de banda alta e baixa capacidade de detecção e correção de erros (LATHI, 1993);
- ON-OFF: No bit 1 é transmitido o pulso $p(t)$ e no bit 0 é caracterizado pela ausência do pulso $p(t)$, tem baixa imunidade a ruído e utiliza o dobro de potência requerida pela sinalização polar (LATHI, 1993);
- Bipolar: No bit 0 ocorre a ausência do pulso e no bit 1 é transmitido $p(t)$ ou $-p(t)$ dependendo se o bit anterior foi $-p(t)$ ou $p(t)$. Esta sinalização tem várias vantagens como capacidade de detecção de erro isolado e baixa largura de banda (LATHI, 1993).

Na figura 9 estão representados todos os códigos de linha.

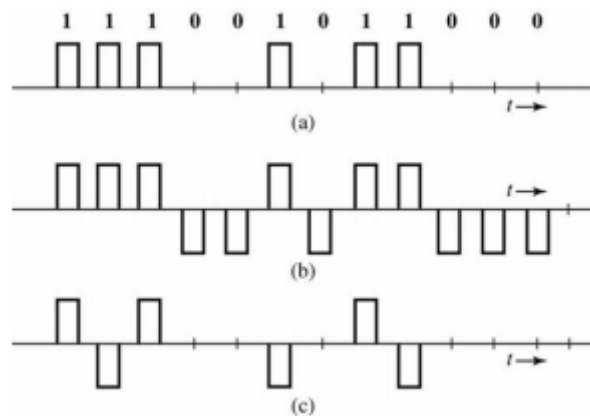


Figura 9: Exemplos de códigos de linhas. (a) ON-OFF (b) Polar (c) Bipolar (LATHI, 1993).

Nas modulações binárias em banda base os bits são transmitidos num intervalo de T_d segundos, então a taxa de transmissão é de $1/T_d$ Bits por segundo, sendo a relação de taxa de transmissão e largura de banda R_b :

$$R_b = \frac{1}{T_d} \quad (2.1)$$

O teorema da amostragem estabelece que a taxa de amostragem do sinal deve ser maior ou igual a taxa de *Nyquist*, no qual estabelece que a uma dada largura de banda B a maior taxa de sinal que poderá ser suportada por esta largura de banda é $2.B$ para reconstruir o sinal sem perdas ou distorções (LATHI,1993).

2.5.2. Modulações Binárias

Há basicamente dois tipos modulações digitais: em amplitude e em ângulo. A modulação em amplitude o sinal banda base é variada de acordo com a amplitude da mesma, denominada ASK (*amplitude shif keying*) apresentada na figura 10 (LATHI, 1993).

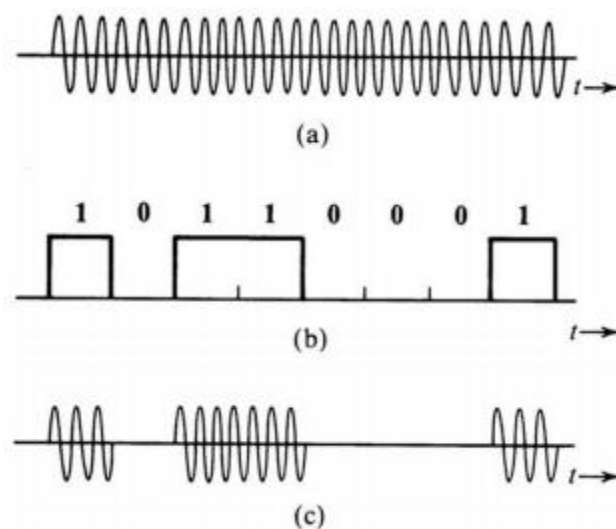


Figura 10: (a) Portadora, (b) Sinal Modulante, (c) modulação ASK (LATHI,1993).

Quando a codificação em linha é polar, tem-se a modulação PSK (*pulse shift keying*) consistindo em uma inversão de fase na transição de bits, utilizada na comunicação por satélite e ilustrada na figura 11.

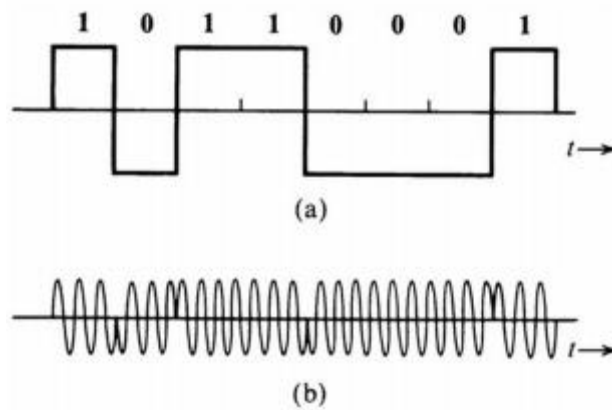


Figura 11: (a) Sinal modulante, (b) Modulação PSK (LATHI,1993).

Em suma quando a modulação é realizada por variação de frequência, tem-se a modulação FSK (*Frequency shift keying*) consistindo na transmissão de diferentes frequências para os bits 0 e 1 (figura 12).

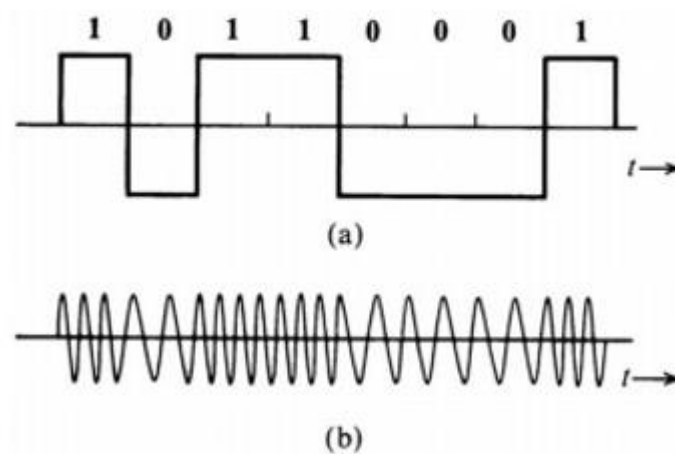


Figura 12: (a) Sinal modulante, (b) Modulação FSK (LATHI,1993).

A modulação PSK é mais eficaz em termo de complexidades na demodulação e imunidade a ruído; além de necessitar de uma menor largura de banda do que a modulação FSK. Portanto, dentre as modulações apresentadas a modulação PSK é mais recomendada para à aplicação desejada, além de ser reportada pela literatura (LATHI,1993).

2.6. Osciladores

Um oscilador consiste basicamente de um amplificador e uma malha de realimentação positiva, capaz de produzir um sinal sem a necessidade de aplicação de uma fonte externa; portanto, transforma energia contínua em energia alternada (BOYLESTAD, 2004).

Existem diversos tipos de osciladores como por deslocamento de fase (*Shift Phase*), por ponte de *Wien*, oscilador com redes LC, *Colpitts*, *Hartley* entre outros e com uma variedade de sinais gerados triangular, senoidal e quadrado; para as mais variadas aplicações (BOYLESTAD, 2004).

O oscilador deve possuir um componente ativo capaz de proporcionar um ganho, bem como uma malha de estabilidade de frequência e controle de amplitude. Logo, sua estrutura básica constitui de um elo de realimentação positiva e uma malha seletiva em frequência como apresentado na figura 13 (BOYLESTAD, 2004).

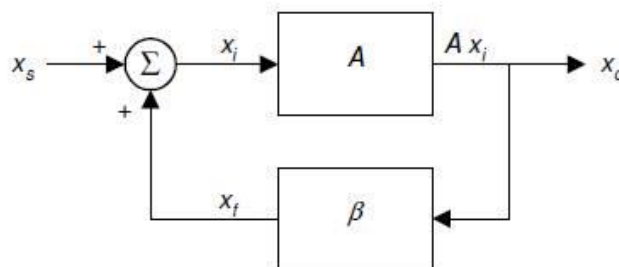


Figura 13: Estrutura básica de um oscilador (BOYLESTAD, 2004).

Para a oscilação do circuito é necessário atender o critério de *Barkhausen*, em que o ganho de malha aberta deve ser unitário $A(S) * \beta(S) = 1$ e sua fase deve ser zero. Deste modo quando a condição de ganho de malha aberta unitário é atingida, o ganho de malha fechada vai para infinito, como pode ser visto por inspeção da equação 2.2 (BOYLESTAD, 2004).

$$A_f(S) = \frac{A(s)}{1 - A(s)\beta(s)} \quad (2.2)$$

Os polos da equação 2.2 estão localizadas no denominador desta função de transferência, para que o circuito produza oscilações sustentáveis na frequência ω_0 , as raízes devem estar localizadas em $s = \pm j\omega_0$ como ilustrado na figura 14 (BOYLESTAD, 2004).

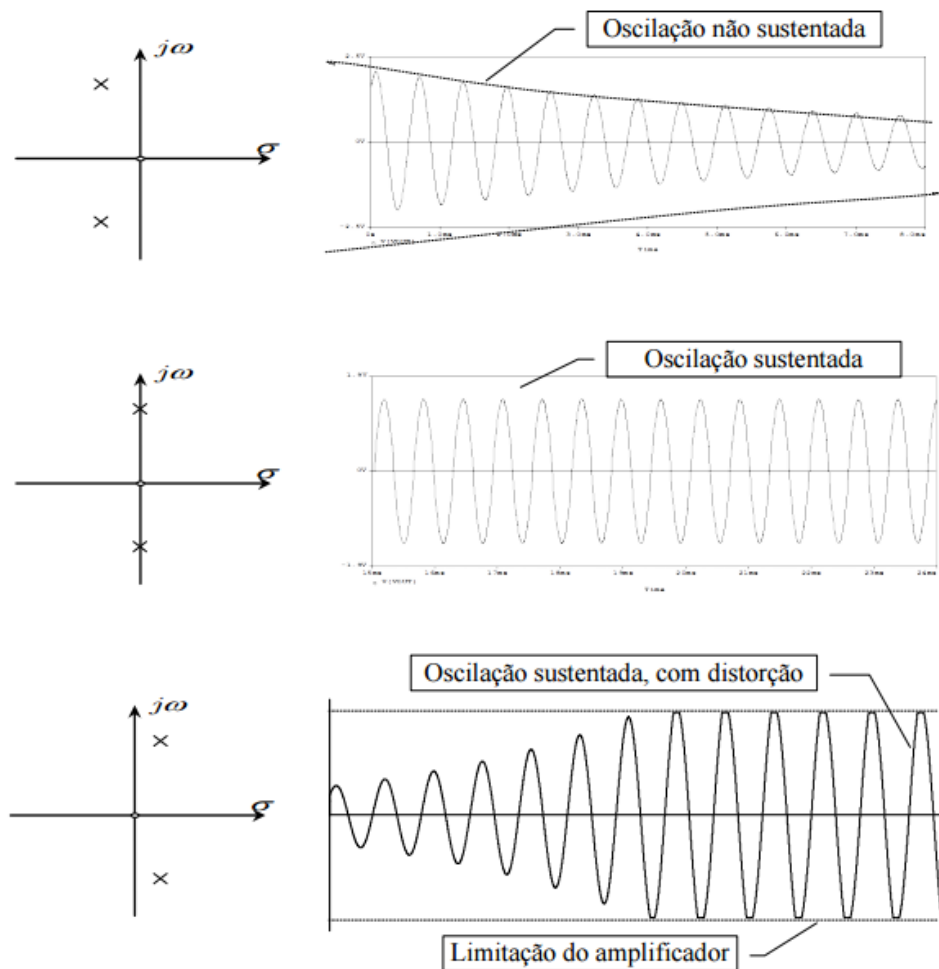


Figura 14: Influência da localização dos polos no oscilador (SEDRA, 2000).

A análise de *Fourier* é usada para caracterizar a distorção do oscilador, na qual descreve qualquer forma de onda periódica em componentes de frequência (fundamentais e múltiplas delas), denominados componentes harmônicas. A frequência original é chamada de frequência fundamental a qual não é considerada um harmônico, porém os múltiplos inteiros são considerados harmônicos.

Desta maneira, para desenvolver um oscilador senoidal necessita-se de um mecanismo de controle de ganho do amplificador de modo a garantir que o

circuito sempre oscilará. Portanto, a malha de realimentação terá que ser maior que a frequência de referência e o ganho de malha aberta sempre unitário (SEDRA, 2000).

2.7. Misturadores

Um misturador de frequência é usado em sistemas de recepção e transmissão, consistindo em um mecanismo capaz de multiplicar a portadora e a mensagem, como mostrado na figura 15. Tais sistemas exigem características como ganho de conversão, boa linearidade, isolamento entre terminais, ampla faixa dinâmica de operação e baixo consumo de potência (GARCIA, 2015).

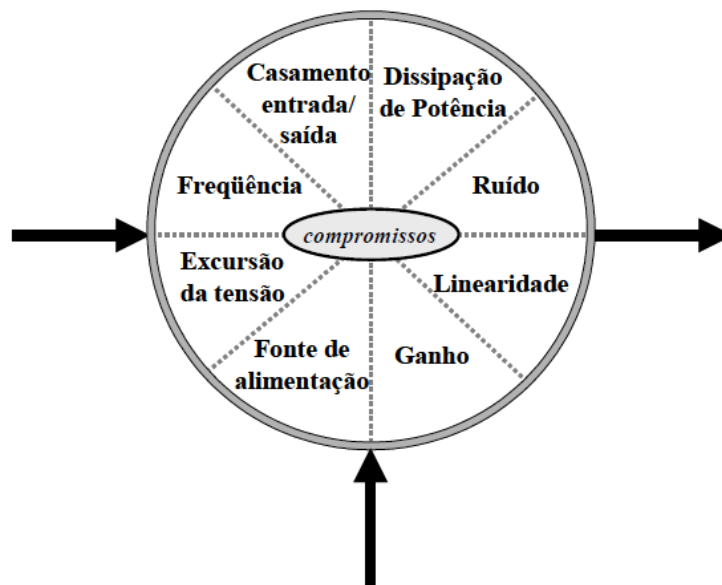


Figura 15: Bloco de características fundamentais em sistemas de comunicação (CIFUENTES, 2003).

Essa multiplicação é realizada no domínio do tempo acarretando na translação nas frequências, ou seja, ocorre o deslocamento do sinal contido em uma frequência baixa para uma frequência alta. Entretanto, interferência intersimbólica, intermodulação, bem como o aparecimento natural de sinais espúrios são detectados. Existe basicamente três tipos de misturadores:

- Misturador desbalanceado;
- Misturador balanceado simples;
- Misturador de balanceamento duplo.

Pode-se observar na figura 16 que os elementos que fazem as multiplicações efetivamente dos sinais são os dispositivos não-lineares (diodos e transistores); de modo que os mais estáveis são os misturadores balanceados. Isso ocorre porque estes possuem uma alta isolação entre os terminais do oscilador e saída do misturador, bem como a eliminação de sinais espúrios e supressão de harmônicos de ordem par em função da simetria do circuito (GARCIA, 2015).

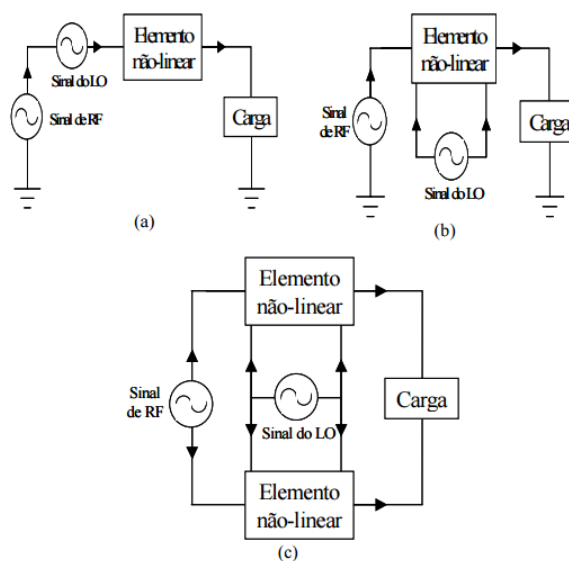


Figura 16: Modelos de misturadores (a) desbalanceado, (b) balanceamento simples e (c) balanceamento duplo (GARCIA, 2015).

Isto posto, os misturadores são componentes importantes em sistemas de comunicação de rádio frequência, e são comumente usados para transferir sinais de uma faixa de frequência para outra de conveniência na transmissão. Portanto, o misturador é utilizado neste projeto com o intuito de modular os dados para serem enviados (FRANCO, 1988)

2.8. Atenuadores

Dispositivo eletrônico usado para atenuar o sinal de entrada para um nível desejado a carga; utilizado geralmente em sistema de rádio e transmissão de linha. Com a finalidade de reduzir os efeitos ruidosos nos terminais de entradas/saídas, fornecendo isolamento entre os diferentes blocos do circuito através das impedâncias dos osciladores e amplificadores (ELECTRONICS

TUTORIAL, 2016). Assim, a quantidade de atenuadores utilizados depende da relação de entrada/saída.

O atenuador é um dispositivo de quatro terminais que reduz a amplitude ou potência de um sinal sem distorção, introduzindo uma certa quantidade de perda. Um atenuador é o inverso de um amplificador, sendo que o amplificador proporciona ganho enquanto um atenuador fornece perda (MIRANDA, 2002).

O fator de atenuação é normalmente expressa em decibéis (dB), ou seja, ele leva 10 decibéis para fazer um Bel . Em seguida, por definição , a relação entre o sinal de entrada (V_{in}) e um sinal de saída (V_{out}) é dada em decibéis como:

$$dB_v = 20 \cdot \log_{10} \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (2.3)$$

Tabela 1: Perda por atenuação (ELECTRONICS TUTORIAL, 2016).

Vout/Vi n	1	0.7071	0.5	0.25	0.125	0.0625	0.3125	0.01563	0.00781
dB	0	-3	-6	-12	-18	-24	-30	-36	-42

2.9. Amplificador de Baixo Ruído

A finalidade de um amplificador é a de aumentar a tensão, corrente ou o nível de potência de um sinal a fim de operar um dispositivo de saída. Os amplificadores de tensão são projetados para produzir alta tensão de saída através da carga no circuito de coletor. Já os amplificadores de potência são projetados para garantirem grandes quantidades de potência do circuito no coletor e conseqüentemente alta de corrente; pois a potência é o produto da resistência pelo quadrado da corrente (BOYLESTAD, 2004).

No receptor o primeiro bloco funcional é o LNA, no qual amplifica o sinal proveniente da antena e depois entrega ao misturador, a relação sinal ruído SRN tende a ser o ponto crítico do projeto. Já no transmissor a função de um LNA é amplificar o sinal proveniente do misturador fornecendo um ganho com o mínimo

de ruído, através do casamento de impedâncias de entrada com a saída com alta linearidade e baixo consumo de potência (RAZAVI, 2010).

A lei de Ampère estabelece a relação da densidade de campo magnético e a corrente resultante passando através da superfície envolvida por um contorno. Onde dl é o diferencial de comprimento e μ permeabilidade magnética no vácuo. Logo, quanto maior a corrente maior a intensidade de fluxo magnético (SADIKU, 2004).

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 \cdot i \quad (2.4)$$

Uma vez que a antena do transmissor TTE necessita-se de alta corrente para produzir um intenso campo magnético com alto poder de penetração, os amplificadores de potência são mais adequados já que operam na faixa de áudio frequência de 20Hz a 20 kHz com alta corrente no coletor. Assim a configuração do estágio de amplificação do sinal é representada na figura 17.



Figura 17: Diagrama do estágio de amplificação do transmissor TTE.

2.9.1. Amplificadores de Potência

Um circuito amplificador é constituído principalmente por um dispositivo de ganho, casamento de impedâncias na entrada e saída e acoplamento entre redes são bloco importantes em transmissores de radiofrequência. Diante disto, os amplificadores de potência lineares são classificados de acordo com a variação do sinal de saída para um ciclo completo de entrada. Como representado na tabela 2.

Tabela 2: Comparação de classes de amplificadores (BOYLESTAD, 2004).

Classe	A	AB	B	C	D
Ciclo de operação	360°	180° a 360°	180°	Menor que 180°	Operação por pulsos
Eficiência de potência	25% a 50%	Entre 25% (50%) e 78,5%	78,5%	-	Acima de 90%
Linearidade	Excelente	Boa	Boa	Moderada	-
Potência de saída	Média	Média	Média	Baixa	Alta

Na classe A o sinal de saída varia um ciclo completo de 360°, necessitando de polarização que varie em torno de um ponto Q. Praticamente não possui distorção, porém tem alto consumo energético e baixo rendimento teórico. Portanto, indicado para amplificadores de baixa potência e que necessitam de extrema linearidade, como em circuitos de entrada em receptores de RF e pré-amplificadores de áudio (BOYLESTAD, 2004).

Na classe B apresenta-se um ângulo de condução da corrente em 180°, ou seja, metade do ângulo de condução da classe A. Assim necessitando de dois amplificadores, um para fornecer a saída durante o meio ciclo positivo e outro negativo, e a combinação fornece um ciclo completo de operação. Logo, os amplificadores desta classe não consomem tanta energia quanto os da classe A, mas há distorção em pequenos sinais devido a tensão de operação dos transistores. São frequentemente utilizados em amplificadores sintonizados de RF e áudio de baixa qualidade como moduladores de AM (BOYLESTAD, 2004).

Os amplificadores de classe AB são polarizados ligeiramente acima do ponto de corte, assim a corrente no coletor deixa de ser zero eliminando a distorção no crossover, com oscilação entre 180° e 360°. Diante disto, há duas maneiras de se polarizar os transistores de classe AB por diodos ou por multiplicador de tensão base-emissor. Portanto, consomem menos energia e em pequenos sinais praticamente não há distorção, utilizados na maioria dos amplificadores lineares comerciais de HF, bem como os estágios finais de transceptores SSB e amplificadores de áudio de alta fidelidade, aliada a forte realimentação negativa (BOYLESTAD, 2004).

Os amplificadores de classe C fornecem um ciclo completo de operação com sincronização, aplicados essencialmente em circuitos sincronizados tais como rádio e comunicação. Sendo um amplificador não linear e os transistores são polarizados abaixo da região de corte. Logo, esta topologia é muito utilizada em transmissores de FM, onde a amplitude é constante ou em estágios finais de AM (BOYLESTAD, 2004).

Contudo, os amplificadores de classe D são utilizados para sinais pulsados (digitais) variando sobre um ciclo completo, assim o amplificador é ligado em curtos intervalos resultando numa alta eficiência (BOYLESTAD, 2004).

Em suma, objetiva-se projetar um estágio de amplificação de potência promovendo um ganho de corrente na carga (antena). Em aplicação ao transmissor TTE, a antena dissipa esta energia em forma de radiação de ondas eletromagnéticas, sendo a impedância da mesma puramente indutiva. Desta forma, o amplificador classe AB é mais adequado pois há a necessidade do compromisso de linearidade e eficiência.

2.9.2. Dissipador de Calor

Os circuitos integrados de aplicações em alta potência têm a característica em dissiparem calor pelo dispositivo provocando o aumento da temperatura na sua junção. Assim, requerem técnicas apropriadas para dissipação de potência permitindo uma operação em torno da metade da potência nominal máxima (BOYLESTAD, 2004). Logo, para algumas aplicações a potência média dissipada pode ser aproximada como:

$$P_D = V_{CE} \cdot I_C \quad (2.5)$$

Os transistores de potência são projetados em grandes capsulas de metal para transferirem o calor gerado, mas ainda assim pode restringir severamente a relação nominal de potência do dispositivo. Portanto, necessitando de um dissipador cujo objetivo é diminuir a temperatura do invólucro do transistor

dissipando potência devido à grande área em contato com o ar. No entanto, mesmo com um bom dissipador o transistor não opera em temperatura ambiente, a seguir apresenta-se alguns modelos de dissipadores (BOYLESTAD, 2004).

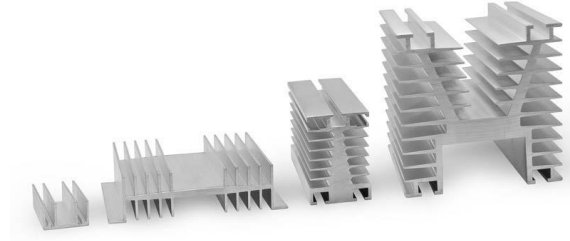


Figura 18: Dissipadores de potência (SAMRELLO, 2016).

A seleção de um dissipador adequado envolve o estudo dos pontos apresentados a analogia na figura 19, tais como os relacionados com a capacidade do dispositivo em dissipar calor:

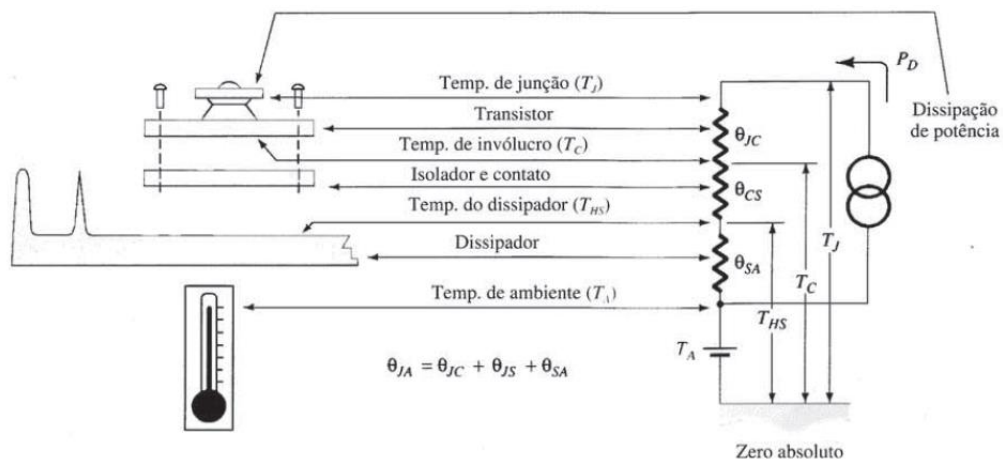


Figura 19: Analogia térmica elétrica (BOYLESTAD, 2004).

Resistência térmica total θ_{JA}

Resistencia térmica do transistor θ_{JC}

Resistencia térmica de isolamento θ_{CS}

Resistencia térmica do dissipador θ_{SA}

Usando analogia elétrica para a resistências térmicas tem-se as seguintes equações:

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA} \quad (2.6)$$

Aplicando-se a lei de *kirchoff*;

$$T_S = P_D \cdot (R_{Jc} + R_{Js}) + T_A \quad (2.7)$$

Quanto mais alta a temperatura ambiente, menor o valor permitido para dissipação de potência do dispositivo. Assim, o fator térmico θ fornece a informação sobre a variação de temperatura em certa quantidade de potência dissipada (BOYLESTAD, 2004).

2.10. Pré-Amplificadores

Em sua grande maioria, o ganho de potência em amplificadores é aumentado com a introdução de um estágio de pré-amplificação. Como a potência é favorecida no estágio de saída, faz-se necessário o uso desse estágio para aumentar o ganho total do amplificador de potência (SEDRA, 2000).

A saída do pré-amplificador é conectada na entrada do amplificador de potência, fornecendo uma tensão na carga adequada para a amplificação. Como a carga do circuito é uma antena produzida com loops de fio de cobre, a corrente AC produzida deverá ser em função da tensão e resistência do material.

Para realizar a pré-amplificação pode-se utilizar transistores na topologia emissor comum, amplificadores operacionais na configuração não-inversora fornecendo um ganho de tensão positivo. Em suma, objetiva-se adequar o sinal da saída do misturador, fornecendo um ganho de tensão, para o estágio de amplificação.

2.11. Casamento de Impedâncias

Para que o circuito proporcione a máxima transferência de potência entre a fonte e a carga, realiza-se o casamento de impedância. Diante disto, deve-se utilizá-lo no enlace do LNA com a antena (BOWICK, 1982).

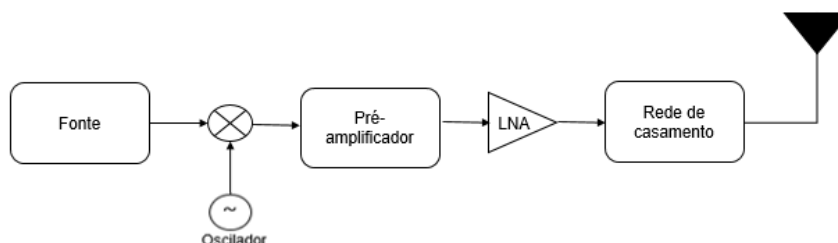


Figura 20: Circuito transmissor com o casamento de impedância.

Consiste em um sistema linear de duas portas, teoricamente sem perdas, que proporciona que fonte de entrada consiga entregar a máxima potência a uma carga complexa sem distorcer o sinal de entrada. Essa rede é de fundamental importância em sistemas de comunicação, de modo que uma das especificações mais importantes é projetar um amplificador de potência capaz de elevar o sinal, sem tirar as características do mesmo e reduzindo assim as possíveis distorções ocasionadas por multipercurso, *overshoot* e *undershoot*, a um nível de potência considerável para ser realizado a transmissão (BOWICK, 1982).

As redes de casamento são comumente utilizadas em linhas de transmissão, misturadores de frequência, antenas entre outros dispositivos; podendo a rede ser do tipo pi, T ou L. A figura 21 representa a rede de casamento L com componentes serie e paralelo. A combinação das impedâncias da carga com a rede de casamento deverá resultar no cancelamento da parte reativa, ou seja, da parte imaginária da impedância o que implicara na entrega da máxima transferência de potência para a carga (BOWICK, 1982).

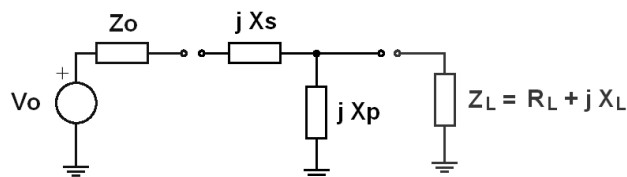


Figura 21: Rede L Série-Paralelo.

Na figura 22 estão representadas as diversas combinações possíveis para rede tipo L utilizando elementos passivos.

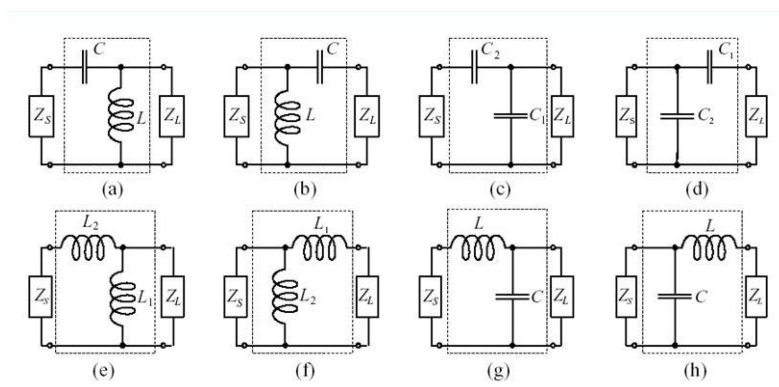


Figura 22: Tipos de redes de casamento de impedâncias (BALABANIAN, 1969).

2.12. Caracterização da Antena Loop

A antena é um enrolamento de material condutor elétrico ao redor da estrutura circular, podendo ser pequena a antena *loop* (ou *Loop* magnético) com a circunferência inferior de um comprimento de onda, ou a antena *loop* ressonante com uma circunferência aproximadamente igual ao comprimento de onda (MECATRONICAFACIL, 2011).

Na antena *loop* magnético tem uma distribuição de corrente uniforme, sendo utilizada em baixas frequências, e uma frequência diretamente proporcional ao tamanho físico da antena. Já a antena *loop* ressonante é comumente utilizada em aplicações em altas frequências como VHF e UHF tendo tamanho físico inviável para este projeto. Portanto, o loop magnético é mais adequado para este projeto devido suas propriedades em baixa frequência (MECATRONICAFACIL, 2011).

A geometria da antena e material de fabricação influenciam diretamente no momento magnético; a antena loop tem alcance moderado inferior a 300 m podendo ser fabricada de alumínio ou de cobre (MECATRONICAFACIL, 2011). O momento magnético (m_d) é representado pela equação abaixo:

$$m_d = N_{tx} \cdot I_{tx} \cdot S_{tx} \quad (2.8)$$

Sendo que N_{tx} representa o número de voltas do loop, I_{tx} a corrente em RMS fluindo sobre o *loop* e S_{tx} a área do loop (MECATRONICAFACIL, 2011).

Para desenvolvimento deste projeto é importante o conhecimento da resistividade e indutância do *loop* de antena. A resistividade (R) por unidade de comprimento pode ser calculada como:

$$R = \frac{R_x \cdot X}{1000} \quad (2.9)$$

Onde R_x é valor em ohms por quilometro de fio utilizado, padronizado e encontrado na tabela em anexo I, X é o comprimento do fio loop (MECATRONICAFACIL, 2011).

Para cálculo da indutância do loop, dada o comprimento do enrolamento (l), área da seção transversal (A_T) e o número de espiras (N) pode-se calcular como:

$$L = \frac{\mu \cdot N^2 \cdot A_T}{l} \quad (2.10)$$

Sendo μ a constante de permeabilidade magnética $4\pi \times 10^{-7}$ H / m (MECATRONICAFACIL, 2011).

2.13. Porta Serial

Toda informação contida no computador é codificada em sequência de bits, esta pode ser transferida de diversas formas ao transmissor, como computadores, celulares, câmeras fotográficas dentre outras. Para o computador identificar qual o caractere que está sendo transmitido é necessário determinar quando termina o envio de um caractere e inicia o envio do seguinte. Na comunicação assíncrona, a sequência de bits que formam o caractere é iniciada por um sinal de envio (*start bit*) avisando o computador que um novo dado serial está disponível, seguido dos bits de dados, um bit opcional de paridade (*parity*) e um ou mais bits de parada (*stop bits*) podem ser configurados para serem utilizados na transmissão (figura 23). Vale salientar que primeiro ocorre a transmissão do bit menos significativo (LSB) e depois os bits mais significativos (MSB) (ELECTRONIC INDUSTRIES ASSOCIATION, 2013).

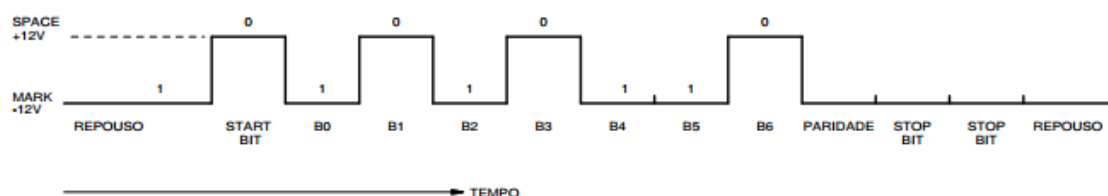


Figura 23: Transmissão serial de 7 bits (ELECTRONIC INDUSTRIES ASSOCIATION, 2013).

O protocolo para o envio dos dados supracitados é o RS-232, cujo o padrão é definido pela EIA (*Electronic Industries Association*) para os dispositivos usados na comunicação serial. Este possui uma ampla faixa de voltagem disponível para operação para os níveis lógicos como apresentado na tabela 3. Vale salientar que para esse tipo de comunicação o cabo não pode ter mais que 8 metros de comprimento, com relação ao computador no qual está conectado, sem que ocorra perda de dados (ELECTRONIC INDUSTRIES ASSOCIATION, 2013).

Tabela 3: Relações entre a faixa de tensão e os níveis lógicos para o cabo RS-232 (ELECTRONIC INDUSTRIES ASSOCIATION, 2013).

Tensão (V)	Níveis lógicos
-3 à -12	1
3 à 12	0
-3 à 3	Inválido

Capítulo 3

Projeto do Sistema

3.1. Abordagem do Projeto

Para que todo o sistema de transmissão da comunicação através da terra funcione adequadamente é necessário que se tenha uma série de circuitos funcionando de maneira adequada para que a informação seja transmitida corretamente. Tendo em vista a necessidade de circuitos tais como: osciladores, misturadores, atenuadores, pré-amplificadores, amplificadores e dissipadores.

3.2. Transmissor Serial

A imagem digital será manipulada usando o *software Matlab*, o qual condicionará os dados binários para serem enviados através da porta serial. Entretanto, necessita-se de um dispositivo para realizar a conexão serial com computador. Dessa forma, o mecanismo utilizado será um cabo conversor USB-Serial, onde a imagem será encaminhada do computador via USB para um conversor e do mesmo para porta serial, o qual irá trabalhar de acordo com o protocolo RS-232.



Figura 24: Conversor USB-Serial (LEADERSHIP, 2015).

Todavia, não basta apenas o conversor para transmitir os dados via serial, é necessário também um método capaz de interpretar a foto (como uma sequência de bits), de modo a configurar e direcionar os mesmo para a porta onde está plugado o conversor. Utilizando ferramentas do *Matlab* é possível visualizar a foto como um *array* RGB, aonde os diferentes níveis de cor estão compreendidos na faixa de 0 (em decimal) e 255 (em decimal) em uma matriz tridimensional.

Desta maneira, também é possível configurar quantos bits de dados serão utilizados na transmissão tais como a taxa de transmissão, bit de paridade, bit de início e bit de parada; de modo que para cada byte de dados existe bits de início e fim.

Contudo, o mesmo não consegue enviar a imagem como um formato de *array*, mas como elementos pontuais. Desta maneira buscou-se um mecanismo capaz de converter a matriz correspondente a imagem em uma série de elementos pontuais; no qual o código de implementação encontra-se em anexo. Onde transforma a matriz (imagem) em um conjunto de vetores de números inteiros de 8 bits sem sinal. A figura 25 representa a imagem configurada para ser enviada pela porta serial através do código em anexo IV.

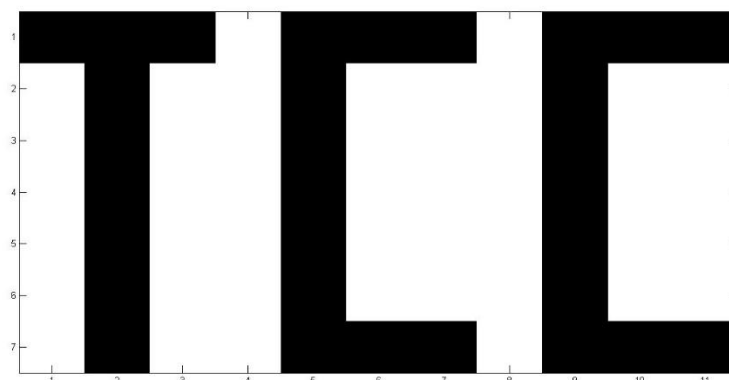


Figura 25: Modelo de foto transmitida.

Em suma, o cabo conversor USB-Serial atende as necessidades do projeto, sendo essencial para a transferência da imagem realizada pelo transmissor.

3.3. Projeto do Oscilador

O oscilador é um dos elementos fundamentais de um transmissor, com a funcionalidade de gerar a portadora que carregará a mensagem. As principais características objetivadas são a forma de onda, frequência e magnitude da oscilação. Assim para a aplicação objetivada, a frequência de oscilação deve variar de 1kHz a 30 kHz, ou seja, baixa frequência. No entanto, também é importante ressaltar características de segunda ordem como estabilidade de

frequência, tensão de alimentação, elementos parasitas e relação da amplitude e frequência que afetem direta ou indiretamente as características de primeira ordem.

Diante disto, levantou-se as principais topologias de osciladores e avaliou-se as potencialidades e limitações de cada um dentro da aplicação desejada; utilizou-se o *software LT SPICE* para simular e avaliar cada topologia. A seguir estão apresentadas as topologias estudadas.

3.3.1. Oscilador por Deslocamento de Fase

O oscilador por deslocamento de fase consiste em uma malha de realimentação composta por uma rede passiva de resistores (R) e capacitores (C) interligadas em um elemento ativo como um amplificador operacional ou um transistor. Para o circuito funcionar é preciso que o ganho do elemento ativo seja negativo (-K) bem como o produto entre o ganho do amplificador com a sua respectiva realimentação seja unitário (SEDRA, 2000).

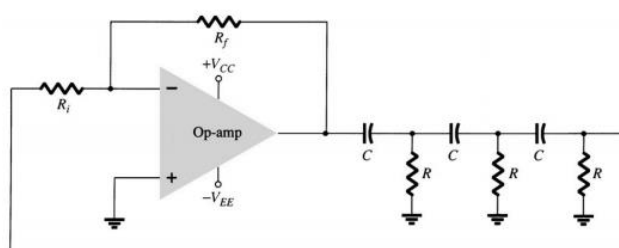


Figura 26: Circuito oscilador por deslocamento de fase (SEDRA, 2000).

Cada rede RC é capaz de proporcionar um deslocamento no sinal de 60° , porém para ter um ciclo senoidal completo é preciso de 3 (três) redes totalizando um deslocamento de 180° ; além de um amplificador que proporciona um ganho e um deslocamento de 360° no sinal, representado na figura 26. Portanto, o circuito irá oscilar na frequência do deslocamento, de acordo com as redes RC como pode-se verificar na figura 27 (SEDRA, 2000).

Observa-se que para a oscilação do circuito é necessário que se tenha um ganho maior que 29, de acordo com a equação 3.1, de modo que as

oscilações sejam mantidas. Contudo, a amplitude aumenta proporcionalmente ao ganho, fazendo necessário um mecanismo de controle da mesma (SEDRA, 2000).

$$A = \frac{R_f}{R_i} > 29 \quad (3.1)$$

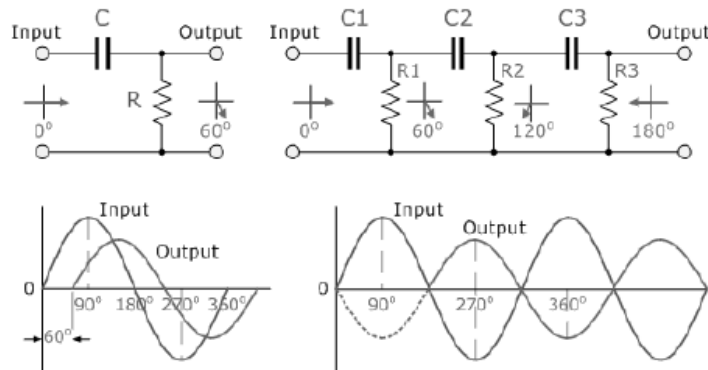


Figura 27: Deslocamento de fase de redes RC (FRANCO, 1988).

A função de transferência no domínio da frequência, equação 3.2, pode ser obtida através malha de realimentação da figura 26 e igualando a parte imaginária a zero para que atenda critério de *Barkhausen* (SEDRA, 2000).

$$\frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = \frac{(j\omega)^3 \cdot (R \cdot C)^3}{(j\omega)^3 \cdot (R \cdot C)^3 + 6 \cdot (j\omega)^2 \cdot (R \cdot C)^2 + 5 \cdot j\omega \cdot R \cdot C + 1} \quad (3.2)$$

Desenvolvendo a equação 3.2 e igualando a parte imaginária igual a zero, obtém-se:

$$(1 - 6 \cdot \omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2) = 0$$

$$f_{osci} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C \cdot \sqrt{6}} \quad (3.3)$$

Implementou-se no *software LTSpice*, a topologia representada na figura 28, com a frequência de oscilação de 1 kHz seguidas da forma de onda de FFT, onde pode-se avaliar seu funcionamento.

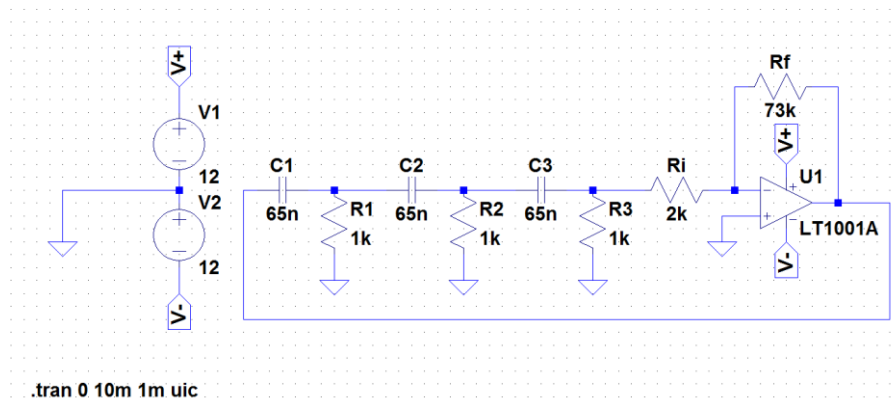


Figura 28: Oscilador deslocador de fase implementada no *LT Spice*.

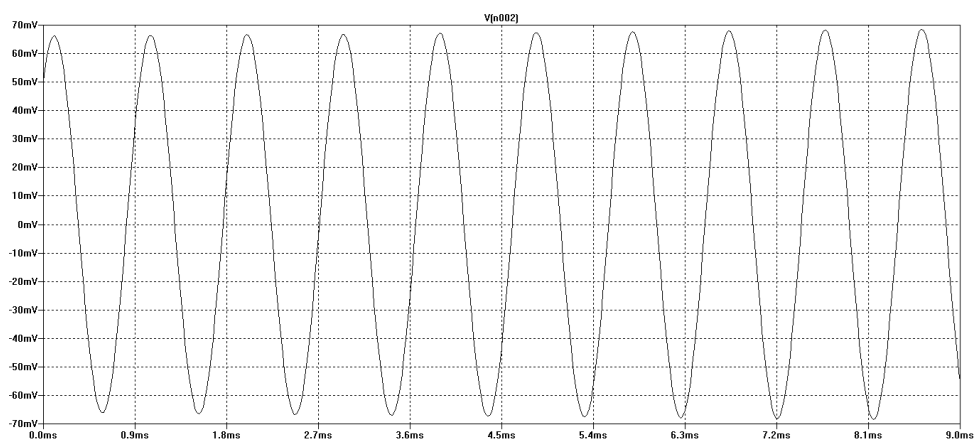


Figura 29: Forma de onda na saída do oscilador por deslocamento de fase.

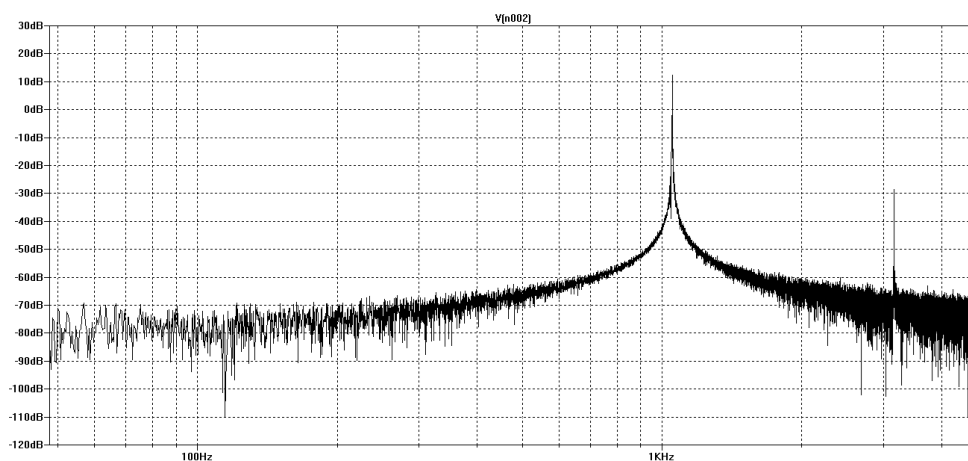


Figura 30: Espectro do oscilador por deslocamento de fase.

Desta forma, a implementação do circuito mostrou-se simples e prática com resposta em frequência satisfatória. No entanto, ocorre distorções com a mínima variação de frequências além do espectro em frequências apresentar-se

ruidoso em altas frequências, sendo necessário mudar os elementos passivos para a estabilização.

3.3.2. Oscilador de Ponte de Wien com Controle de Frequência

No oscilador por ponte de *Wien* com controle de frequência consiste numa realimentação positiva feita pela associação em série do resistor R_1 e capacitor C_1 ; que juntamente com o resistor R_2 e o capacitor C_2 formam a ponte de Wien, como apresentada na figura 31 (FRANCO, 1988).

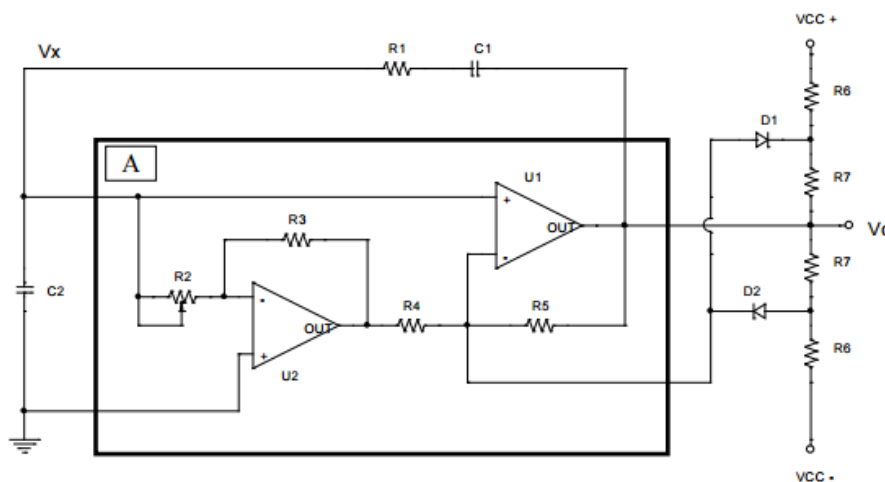


Figura 31: Oscilador em ponte de *Wien* com controle de frequência (FRANCO, 1988).

Desta forma a frequência oscilação consiste em:

$$f_{osci} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}} \quad (3.4)$$

E o ganho em malha fechada será:

$$A = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad (3.5)$$

O sinal de saída V_0 pode ser obtido aplicando-se superposição, ou seja, o sinal de saída será a soma das contribuições de V_x amplificado em cada um dos ramos (FRANCO, 1988).

$$A_v = \frac{V_0}{V_x} = 1 + \frac{R_3}{R_2} + \frac{R_5}{R_4} + \frac{R_5}{R_4} \quad (3.6)$$

Por inspeção, verifica-se que a escolha conveniente de R_3 , R_4 e R_5 fará que o ganho em malha aberta ajustado no amplificador seja sempre igual ao ganho em malha fechada da condição de oscilação (FRANCO, 1988). Diante disto, variando-se o resistor R_2 a condição de oscilação é mantida enquanto a frequência de oscilação varia, desde que o fator de ajuste siga os seguintes critérios:

$$\text{Critério 1} \quad \frac{R_5}{R_4} = \frac{C_2}{C_1} \quad (3.7)$$

$$\text{Critério 2} \quad R_3 \cdot \frac{R_5}{R_4} = R_1 \quad (3.8)$$

Na simulação da topologia de ponte de *Wien*, figura 32, pode-se controlar a frequência e amplitude variando o resistor R_2 sem distorções na forma de onda. Assim para controlar a amplitude e combater a saturação da onda utilizou-se diodos.

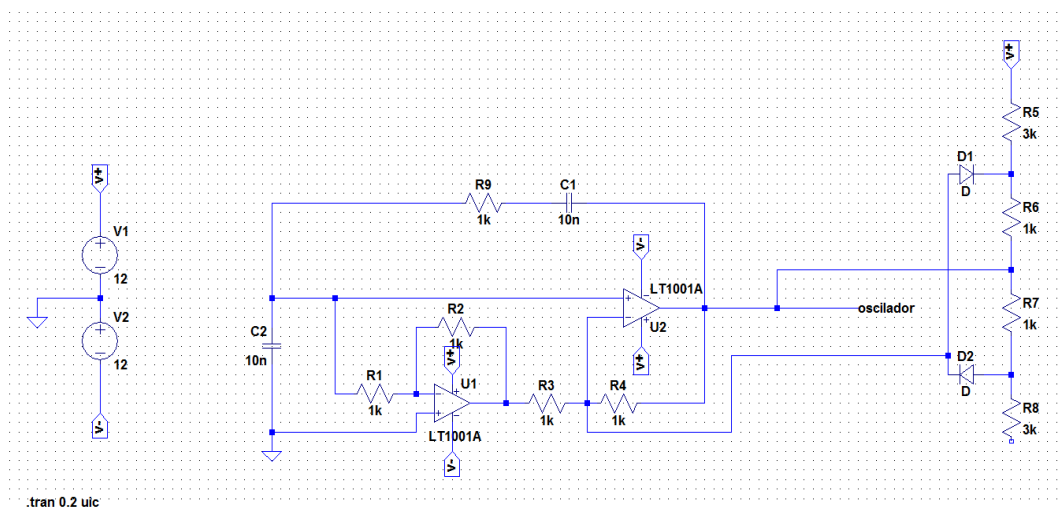


Figura 32: Oscilador por ponte de *Wien* com controle de frequência implementada em *LT Spice*.

Na figura 33 pode-se verificar que a forma de onda gerada com frequência de oscilação em 15 kHz, e na figura 34 a FFT do sinal de saída podendo-se observar grande quantidade de ruído em altas frequências.

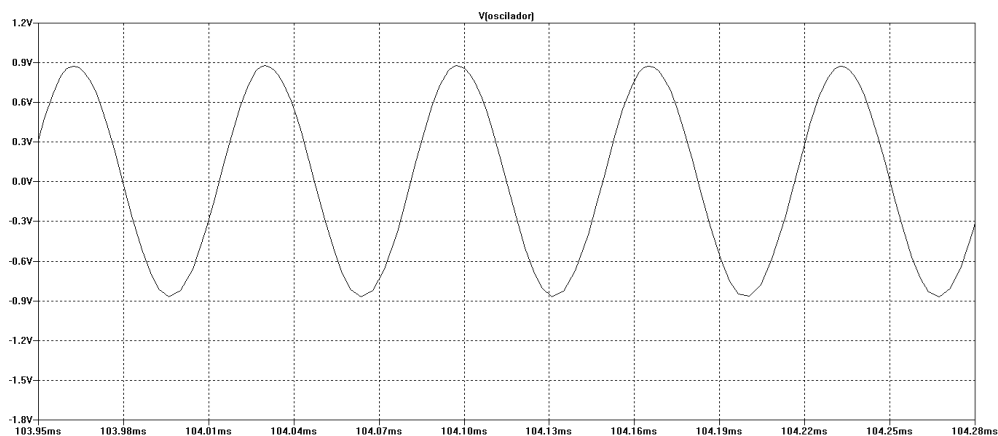


Figura 33: Resposta em regime transitório do oscilador por ponte de *Wien*.

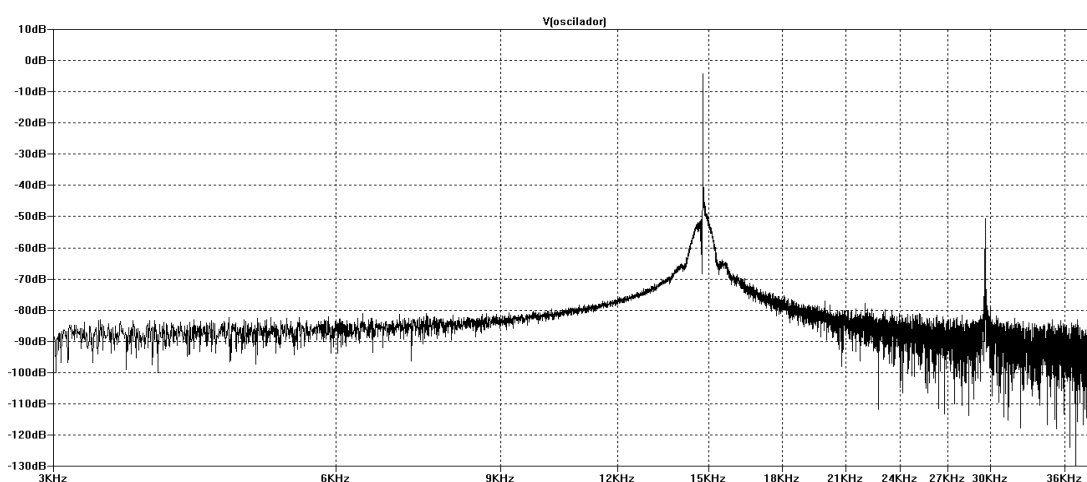


Figura 34: Espectro do oscilador por ponte de *Wien* com controle de frequência.

Verifica-se que a forma de onda senoidal apresentou-se satisfatória, mas o seu espectro mostra uma relativa quantidade de ruído em baixas e altas frequências. Assim, se torna necessário o projeto de filtros que eliminem esse ruído.

3.3.3. Osciladores por Ponte de *Wien*

O oscilador por ponte de *Wien* é constituído de uma realimentação positiva (rede β) que depende da sintonia da frequência e uma realimentação negativa independente da frequência somente para garantir o ganho (rede A); como representado na figura 35 (SEDRA, 2000).

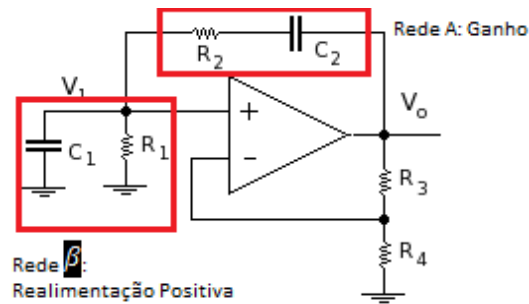


Figura 35: Oscilador por Ponte de *Wien* (FRANCO,1988).

Deste modo, precisa-se analisar o circuito no domínio da frequência para verificar as relações e condições necessárias de oscilação, bem como a frequência com que ocorrem essas oscilações (FRANCO,1988). Primeiramente, a relações das impedâncias Z_P (impedância paralela) e Z_S (impedância em série):

$$Z_S = R_2 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2} \quad (3.9)$$

$$Z_P = \frac{R_1}{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1}} = \frac{R_1}{1 + j \cdot \omega \cdot R_1 \cdot C_1} \quad (3.10)$$

Portanto, pode-se calcular o ganho de malha aberta ($A \cdot \beta$) pelo diagrama de blocos da figura 36 (FRANCO,1988), obtendo as seguintes equações:

$$V_r = V_o \cdot \frac{Z_P}{Z_P + Z_S} = A \cdot V_t \cdot \frac{Z_P}{Z_P + Z_S} \quad (3.11)$$

$$A\beta = \frac{V_r}{V_t} = A \cdot \frac{Z_P}{Z_P + Z_S} \quad (3.12)$$

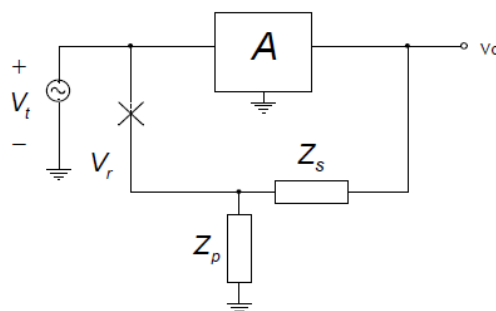


Figura 36: Diagrama para cálculo do ganho de malha aberta (FRANCO,1988).

Logo, substituindo as equações 3.9 e 3.10 na equação 3.12, obtém-se o ganho de malha aberta:

$$A\beta = A \cdot \frac{\frac{R_1}{1 + j \cdot \omega \cdot R_1 \cdot C_1}}{\frac{R_1}{1 + j \cdot \omega \cdot R_1 \cdot C_1} + R_2 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2}} \quad (3.13)$$

$$A\beta = A \cdot \frac{j \cdot \omega \cdot R_1 \cdot C_2}{(j \cdot \omega) \cdot (R_1 \cdot C_2 + R_2 \cdot C_2 + R_1 \cdot C_1) - \omega^2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 + 1} \quad (3.14)$$

$$A\beta = \frac{A}{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot R_1 \cdot C_2} + j \cdot \omega \cdot R_2 \cdot C_1 + \frac{R_2 + C_1}{R_1 + C_2} + 1} = \frac{A}{j \cdot \left(\omega \cdot R_2 \cdot C_1 - \frac{1}{\omega \cdot R_1 \cdot C_2} \right) + \frac{R_2 + C_1}{R_1 + C_2} + 1} \quad (3.15)$$

Aplicando o critério de *Barkhausen* ($A(j\omega) * \beta(j\omega) = 1$) na equação 3.15 e para que a fase seja nula, basta fazer com que a sua parte imaginária também seja nula. Desta forma obtém-se a frequência de oscilação:

$$f_{osc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}} \quad (3.16)$$

Da maneira similar ao procedimento anterior, pode-se obter a condição para que as oscilações comecem:

$$|A\beta| = \frac{A}{\frac{R_2 + C_1}{R_1 + C_2} + 1} = 1$$

$$A = \frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1}{C_2} + 1 \quad (3.17)$$

O oscilador por ponte de *Wien* implementado no *LT Spice* com frequência de oscilação de 16 kHz, apresentado na figura 37, onde utilizou-se diodos para limitar a amplitude de saída.

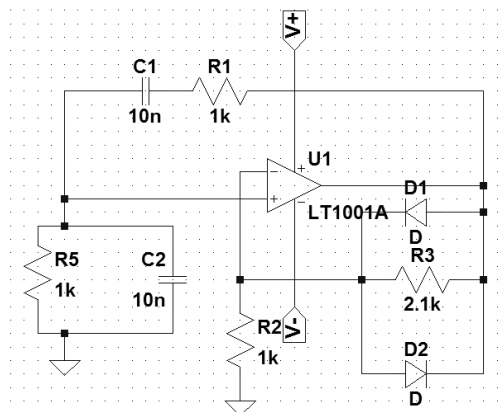


Figura 37: Oscilador por ponte de *Wien* implementada em *LT Spice*.

Pode-se verificar na figura 38 a forma de onda da saída do oscilador, e na figura 39 a FFT do mesmo centrado na frequência da portadora.

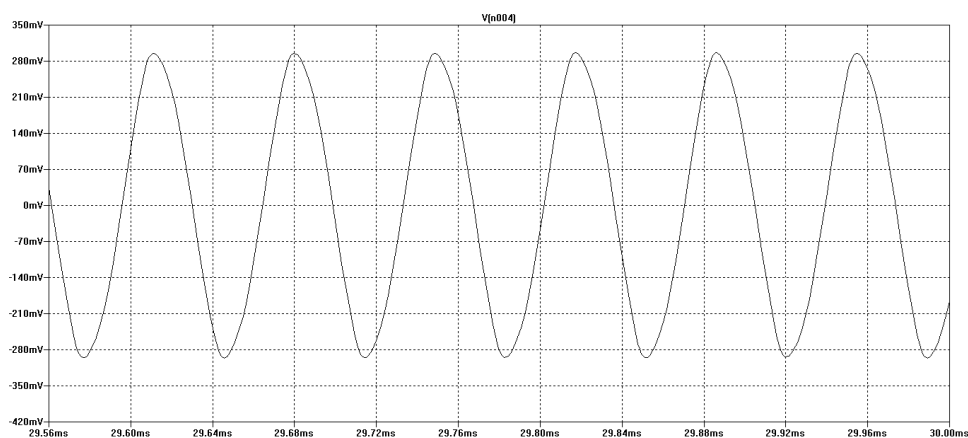


Figura 38: Resposta em regime transitório do oscilador por ponte de *Wien*.

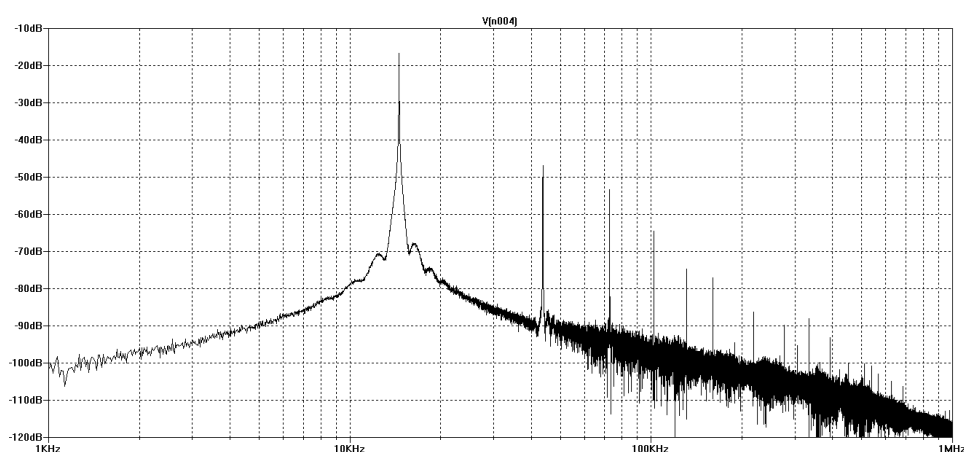


Figura 39: Espectro do oscilador por ponte de *Wien*.

Verifica-se que a forma de onda senoidal apresenta-se satisfatória, mas o seu espectro mostra uma relativa quantidade de componentes espúrios em altas frequências. Entretanto, a frequência utilizada na transmissão TTE é abaixo de

30 kHz, e em baixas frequências esta arquitetura mostrou-se menos ruidosa comparado as arquiteturas anteriores. Diante disto, o oscilador por ponte de Wien mostrou-se mais adequada para a aplicação desejada, pelo seu comportamento em baixas frequências além da possibilidade de variação frequência de oscilação através das resistências da entrada positiva.

3.4. Projeto do Misturador

No misturador, a tensão de saída consiste basicamente do produto da tensão de entrada (sinal) pelo oscilador (portadora). Diante disto, o bom casamento dos elementos é fundamental, pois afeta diretamente o sincronismo.

Objetivando o comportamento adequado na frequência de trabalho e o cancelamento do dispositivo indesejados por simetria do circuito, optou-se em estudar o circuito integrado MC1496, cujo aplicações englobam modulação com portadora suprimidas, detecção síncrona, detecção FM dentre outras; com as seguintes características:

- Ganho ajustável e manipulação de sinal;
- Entradas e saídas balanceadas;
- Modo Comum de alta rejeição -85 dB típica;
- Contém 8 Transistores ativos.

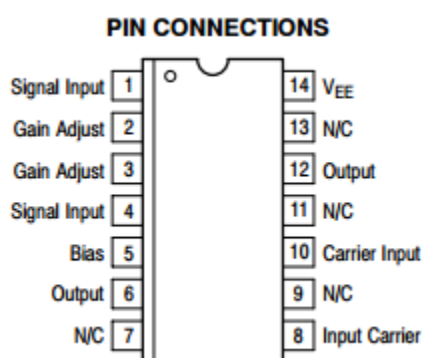


Figura 40: Pinagem do CI MC1496 (MOTOROLA, 2015).

Uma potência DC é aplicada ao terminal da portadora para acionar os transistores, formando um cascode. Sendo a amplitude de saída igual ao produto

das amplitudes de entrada, a tensão de entrada máxima de operação é linear cerca de 25 mV pico (MOTOROLA, 2015). Portanto, o ganho do sinal em baixas frequências é definido como o seguinte ganho de tensão:

$$A_{VS} = \frac{V_0}{V_S} = \frac{R_L}{R_e + 2 \cdot r_r} \quad (3.19)$$

A tensão de entrada máxima para operação linear pode ser aproximada a partir da equação abaixo, podendo ser usado para calcular o mínimo R_E . (MOTOROLA, 2015).

$$V = I_5 \cdot R_E \cdot V_{pp} \quad (3.20)$$

A dissipação de energia pode ser calculada como a soma de tensão em cada ponto:

$$P_d = 2 \cdot I_5 \cdot V_5 [(V_6 - V_4) + 15] - V_{14} \quad (3.21)$$

Assumindo que:

- $V_{12} = V_6$
- $I_5 = I_6 = I_{12}$

Para utilizar o CI em outras tensões de alimentação de entrada além das recomendadas nas instruções, necessita-se calcular os parâmetros dos componentes passivos (MOTOROLA, 2015). Assumindo que:

- $I_5 = I_6 = I_{12}$
- $I_C \gg I_B$
- $\phi = 0,75$ com $T_A = + 25 \text{ }^\circ\text{C}$
- $I_5 = 1 \text{ mA}$

Então a resistência R_5 é dada pela equação:

$$R_5 = \frac{V - (-\phi)}{I_5} - 500 \Omega \quad (3.22)$$

E as tensões nos terminais 6 e 12 são dadas pela equação:

$$V_6 = V_{12} = V_+ - I_5 \cdot R_2 \quad (3.23)$$

O sinal de saída é um fator do produto dos sinais de entrada, portadora e mensagem, e seus espectros estão centrados em $\pm fc$. Na aplicação deste circuito integrado como modulador AM o ajuste no potenciômetro modifica o índice de modulação com portadora ou portadora suprimida (MOTOROLA, 2015). Como pode se verificar na figura 41:

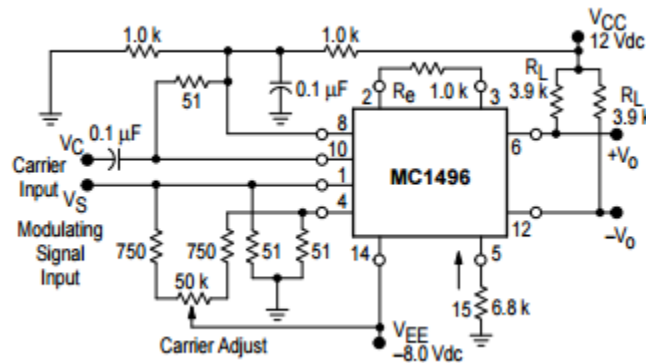


Figura 41: Modulador AM (MOTOROLA, 2015).

Deve-se calcular os valores de resistências para a utilização do misturador. Assim, de acordo com a equação 3.21 e considerando $I_5 = 1 \text{ mA}$ se tem uma resistência no pino 5 (MOTOROLA, 2015).

$$R_5 = \frac{12 - 0.75}{1 \times 10^{-3}} = 11 \text{ k}\Omega \quad (3.24)$$

Assumindo $V_8 = V_{10} = 5 \text{ V}$ e a corrente em 1 mA tem-se os seguintes valores de resistência (MOTOROLA, 2015).

$$R_1 + R_2 = \frac{12}{1 \times 10^{-3}} = 12 \text{ k}\Omega \quad (3.25)$$

$$R_2 = \frac{R_2}{I_{R1}} = \frac{5}{1 \times 10^{-3}} = 5 \text{ k}\Omega \quad (3.26)$$

$$R_1 = 12 \text{ k}\Omega - 5 \text{ k}\Omega = 7 \text{ k}\Omega \quad (3.27)$$

Para $V_6 = V_{12} = 8 \text{ V}$

$$V_6 = V_{12} = V_+ - I_5 \cdot R_L = 12 - (1 \times 10^{-3}) * R_L \quad (3.28)$$

$$R_L = 4 \text{ k}\Omega \quad (3.29)$$

Como já visto para a transmissão TTE é realizada a modulação BPSK, então deve-se utilizar um misturador capaz de gerar o produto do oscilador com o sinal de dados. Diante disto, o MC1496 na sua configuração modulação AM sem o potenciômetro, ou seja, ajustando o índice de modulação para infinito funciona como misturador duplamente balanceado.

3.5. Projeto do Pré-Amplificador

A função de um pré-amplificador é amplificar um sinal de baixo nível para um sinal de nível de linha, ou seja, para uma posterior amplificação. Para a transmissão TTE o pré-amplificador deve fornecer tensão para o estágio de amplificação de corrente.

Uma das formas de pré-amplificação é através da configuração não-inversora do amp-op; cujo sinal de entrada (V_1) é aplicado diretamente ao terminal positivo do amplificador, enquanto o terminal da resistência (R_1) é conectada ao terra, como mostrado na figura 42 (SEDRA, 2000).

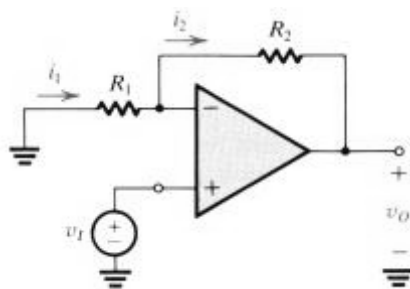


Figura 42: A configuração não-inversora (SEDRA, 2000).

O ganho obtido pelo circuito pode ser expresso como:

$$V_{out} = V_1 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (3.30)$$

3.6. Projeto do Atenuador

Um atenuador é qualquer dispositivo de quatro terminais que reduz a amplitude ou potência de um sinal sem distorção, introduzindo uma certa quantidade de perda. As três principais configuração de atenuadores são “L”, “T” e “Pi”, podendo ser balanceado ou desbalanceado, como mostrados na figura 42. No entanto ainda pode-se construir atenuadores de circuitos subtratores, inversores dentre outros.

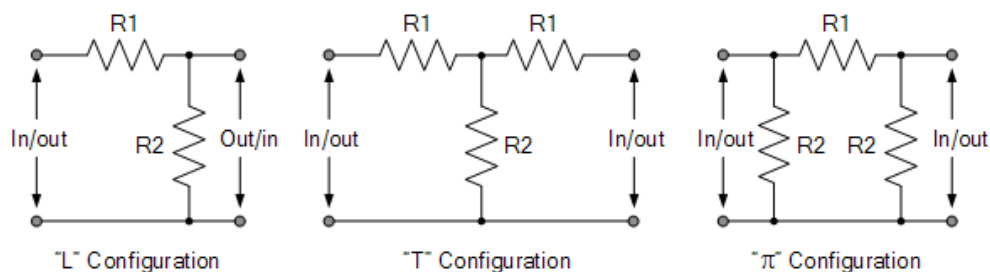


Figura 43: Topologia de circuitos atenuadores (ELECTRONICS TUTORIAL, 2016).

Nos atenuadores desbalanceados, os elementos resistivos são conectados a um lado da linha de transmissão apenas enquanto o outro lado está ligado à terra para evitar fugas a frequências mais elevadas. Geralmente o lado ligado à terra da rede do atenuador não tem elementos resistivos e portanto, é chamada a "linha comum".

Em uma configuração balanceada do atenuador, o mesmo número de elementos resistivos está ligado igualmente para cada lado da linha de transmissão com o solo situado em um ponto central criado pelas resistências paralelas equilibradas. Geralmente, as redes de atenuador equilibrado e desequilibrado não podem ser ligados entre si, pois resulta em metade da rede equilibrada resultando no curto para a terra através da configuração desequilibrada (ELECTRONICS TUTORIAL, 2016).

Para todas as configurações os valores de resistências são calculados de acordo com o fator de atenuação e impedâncias em série e em paralelo. Um

amplificador de diferenças também pode ser utilizado como atenuador, aplicando uma tensão zero na entrada V_1 .

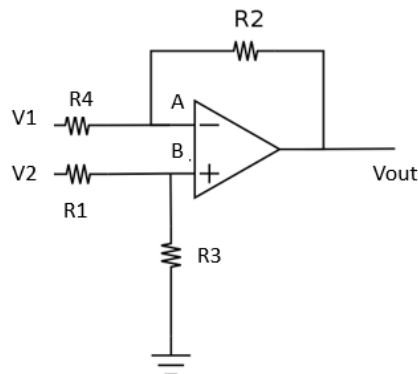


Figura 44: Amplificador de diferenças (Sedra, 2000).

A equação de saída pode ser representada como:

$$V_{out} = \left(\frac{R_3}{R_3 + R_1} \right) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_4} \right) \cdot V_2 - \frac{R_2}{R_4} \cdot V_1 \quad (3.31)$$

Considerando $R_1 = R_4$ e $R_2 = R_3$ a equação pode ser simplificada:

$$V_{out} = \left(\frac{R_2}{R_2 + R_1} \right) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_4} \right) \cdot V_2 - \frac{R_2}{R_1} \cdot V_1 \quad (3.32)$$

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_2 - V_1) \quad (3.33)$$

Pode-se observar pela equação 3.33 que conectando a entrada inversora V_1 ao terra a tensão de entrada V_2 é atenuada em função da razão R_2/R_1 , como apresentado abaixo:

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} \cdot V_2 \quad (3.34)$$

3.7. Projeto do Amplificador de Potência

Este é uma variação do amplificador de potência de classe B, o qual é polarizado em uma região que mantém o transistor cortado até que seja aplicado um sinal na entrada. Deste modo, o transistor conduz corrente somente por meio ciclo do sinal, ou seja, para gerir um ciclo completo do sinal de saída é preciso usar dois transistores complementares classe B, de modo que cada um opera

em semi-ciclos opostos, como na figura 45. Esse processo é chamado de circuito *push pull* em qual os transistores conduzem corrente alternadamente de modo que torna-se necessária uma tensão V_{BE} de 0.7 V (BOYLESTAD, 2004).

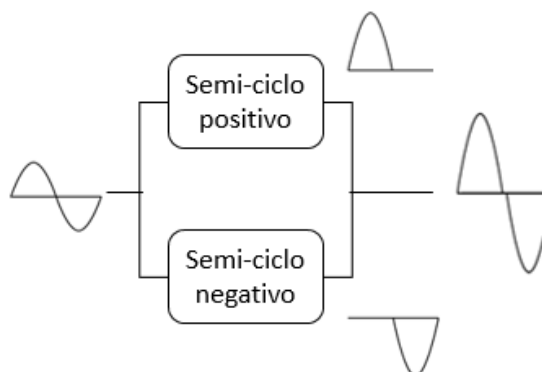


Figura 45: Diagrama de operação do circuito *push pull*.

Na figura 46 está representada a curva de carga para o funcionamento da topologia acima citada. Como não existe nenhum dispositivo para controlar a corrente de coletor e emissor dos transistores, a corrente DC drenada pela carga é teoricamente infinita, ou seja, a reta de carga será na vertical (1-3) (BOYLESTAD, 2004). Entretanto, para descobrir os extremos da reta de carga AC, deve-se seguir os seguintes passos:

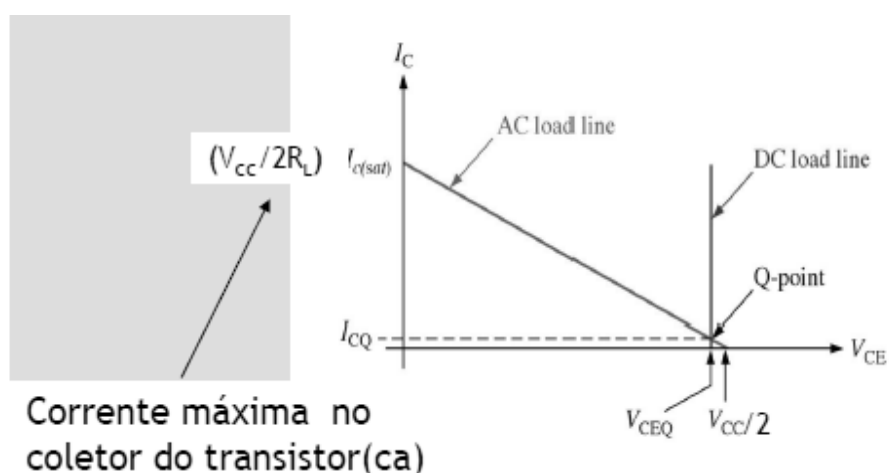


Figura 46: Curva de carga do amplificador *push pull* (DUNCAN, 1997).

- Transistores em Corte:

$$I_C = 0$$

$$2. V_{CE} = V_{CC}$$

$$V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2} \quad (3.35)$$

- Transistores em Saturação:

$$\begin{aligned} V_{BE} &= 0+ \\ I_C \cdot (R_L + R_L) - V_{CC} &= 0 \\ I_C &= \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_L} \end{aligned} \quad (3.36)$$

3.7.1. Distorção de Cruzamento

Na topologia *push-pull* o transistor NPN (T_1) irá conduzir quando a tensão de polarização na base tiver um valor próximo de 0,7 V e transistor PNP (T_2) em um valor próximo de - 0,7 V. Assim, existe um intervalo de tensão de entrada entre - 0,7 V e + 0,7 V em que os transístores neste tipo de topologia não conduzem, o que origina uma distorção na saída, denominada *distorção crossover*, representado na figura 47 (DUNCAN, 1997).

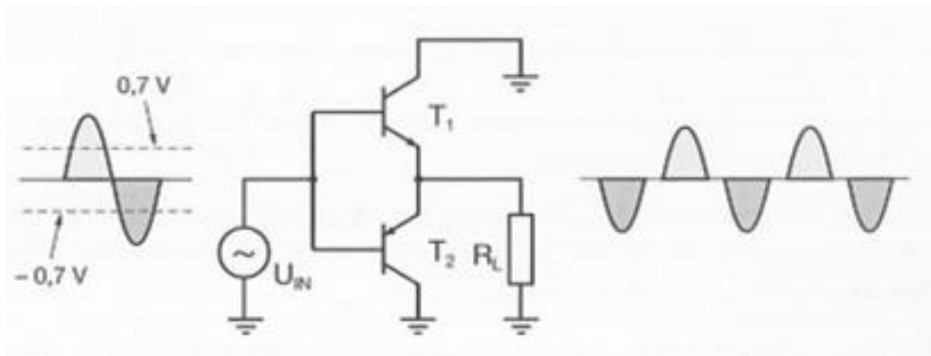


Figura 47: Distorção Crossover.

Para resolver esse problema, polariza-se ligeiramente os transistores de modo a garantir que este continue conduzindo por um pouco mais de meio ciclo do sinal.

3.7.2 Distorções do Amplificador

Um sinal que varia menos de 360° é considerado como tendo distorção, um amplificador ideal é capaz de fornecer um sinal senoidal puro sem distorção. As distorções ocorrem devido as características não-lineares dos dispositivos, pois cada elemento tem diferentes respostas de acordo com a frequências. Portanto, quando ocorre distorção a saída não representa uma duplicata exata do sinal de entrada (DUNCAN, 1997).

Quando um sinal de entrada é composto não só de componentes de frequências fundamentais mais também de frequências harmônicas, considera-se que há distorção do sinal (DUNCAN, 1997). Se a frequência fundamental tem amplitude A_1 e a η -ésima componente de frequência tem amplitude A_η a distorção pode ser definida como:

$$\% \eta - \text{ésima distorção harmônica} = \frac{A_\eta}{A_1} \times 100\% \quad (3.37)$$

Para amplificadores de classe AB e B as distorções devem ocorrer principalmente nos harmônicos pares, no qual os componentes do segundo harmônico é o maior e mais crítico. Portanto, quando há distorção a potência de saída deve ser recalculada devido os componentes fundamentais do sinal distorcido (DUNCAN, 1997).

$$P_{out} = \frac{I_1^2 \cdot R_C}{2} \quad (3.38)$$

A potência devido os componentes harmônicos do sinal distorcido também pode ser calculada (DUNCAN, 1997).

$$P = (I_1 + I_2 + I_3 + \dots + I_\eta) \cdot \frac{R_C}{2} \quad (3.39)$$

Em termos de distorção:

$$P = (D_1^2 + D_2^2 + D_3^2 + \dots + D_\eta^2) \cdot I_1 \cdot \frac{R_C}{2} \quad (3.40)$$

3.7.3. Modelagem do Amplificador de Potência

Os diodos promovem um ajuste de tensão aproximadamente igual a tensão de base-emissor (V_{BE}), além de possuir a mesma sensibilidade que os transistores com a variação de temperatura. Porém, não é possível ajustar a tensão entre as bases, pois resulta numa junção de diodos inapropriados para determinadas aplicações em elevada potência. A seguir encontra-se o circuito modelado no *software Protheus* e as formas de ondas amplificadas.

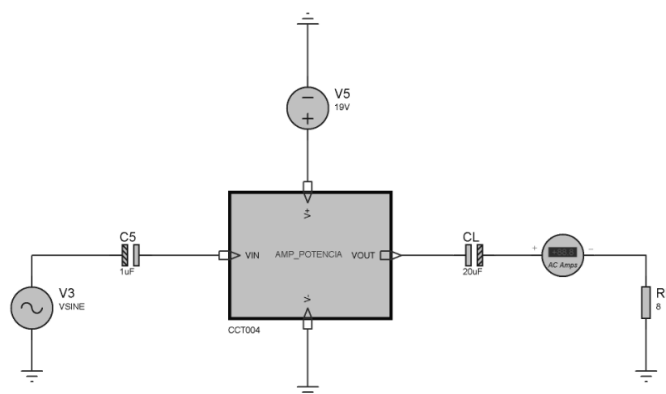


Figura 48: Bloco macro do amplificador de potência simulado no *Protheus*.

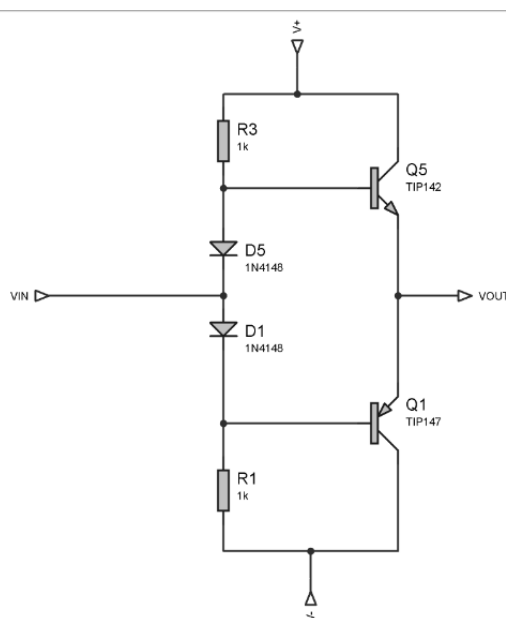


Figura 49: Circuito amplificador classe B com polarização por diodos simulado em *Protheus*.

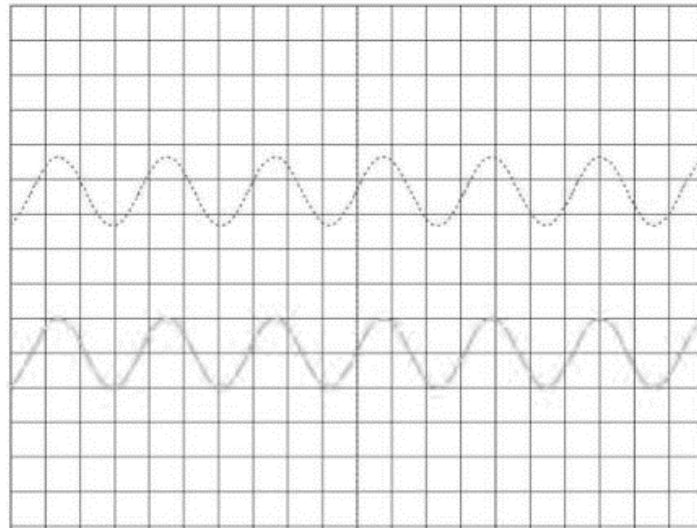


Figura 50: Forma de onda de entrada (primeira) e saída (segunda) do amplificador classe B com polarização por diodos simulado em *Protheus*.

Para implementar o amplificador de potência da figura 49, primeiramente é necessário fazer uma análise DC e AC do comportamento do circuito, de modo a mapear a resposta a determinadas variações na entrada (DUNCAN, 1997).

- Análise DC

Considerando a queda de tensão do diodo de 0.7 V e fazendo a análise no ponto quiescente (Q), constata-se que a corrente do diodo irá ser aproximadamente igual a corrente de coletor (BOYLESTAD, 2004).

$$I_C = I_D = \frac{V_{CC} - (V_{D1} + V_{D2})}{R_1 + R_2} \quad (3.41)$$

Considerando uma tensão de coletor de 10 mA e $R_1 = R_2 = R$:

$$R = \frac{20 - (0.7 + 0.7)}{2 \times 10 \times 10^{-3}} = 930 \, \Omega \quad (3.42)$$

Em seguida pode-se calcular a corrente de base e as tensões nas bases de T_1 e T_2 , através das equações a seguir:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{10 \times 10^{-3}}{1000} = 10 \, \mu A \quad (3.43)$$

$$V_{B1} = V_{CC} - I_D \times R_1 = 20 - (10 \times 10^{-3} \times 930) = 10.7 \text{ V} \quad (3.44)$$

$$V_{B2} = I_D \times R_2 = 10 \times 10^{-3} \times 930 = 9.3 \text{ V} \quad (3.45)$$

Como a tensão V_{BE} para ambos os transistores é a mesma (devido a polarização pelos diodos) a tensão no emissor será de $V_{CC}/2$ e conseqüentemente a tensão V_{CE} de cada transistor será $V_{CC}/2$ (BOYLESTAD, 2004).

- Análise AC

Quando for aplicado um sinal na entrada, T_1 irá conduzir e conseqüentemente T_2 irá entrar na região de corte; o que implicará em uma saída positiva. Dessa forma, o capacitor C_L será carregado com $V_{CC}/2$ e o mesmo irá alimentar o T_2 (BOYLESTAD, 2004).

Esta topologia funciona basicamente como um seguidor de emissor, assim o ganho de tensão será aproximadamente unitário. Ou seja, a tensão de pico da carga será aproximadamente igual a tensão de pico do sinal de entrada (BOYLESTAD, 2004). Portanto, a corrente de pico entregue a carga é dada por:

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} \quad (3.46)$$

Como a resistência do fio de cobre referente a antena é de 8Ω e a tensão de pico do sinal é de 10 V:

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{10}{8} = 1.25 \text{ A}$$

Para conseguir entregar a corrente AC (I_L) na carga, os transistores precisam drenar a seguinte corrente DC das fontes:

$$I_{DC} = \frac{2}{\pi} \times I_L = \frac{2}{\pi} \times 1.25 = 0.8 \text{ A} \quad (3.47)$$

Em seguida calcula-se a potência fornecida pela fonte, a potência entregue a carga e a respectiva eficiência do sistema:

$$P_{DC} = V_{CC} \times I_{DC} = 20 \times 0.8 = 16 \text{ W} \quad (3.48)$$

$$P_{AC} = \frac{(V_L)^2}{2 \times R_L} = \frac{10^2}{2 \times 8} = 6.25 \text{ W} \quad (3.49)$$

$$\eta = \frac{P_{AC}}{P_{DC}} \times 100 = \frac{6.25}{16} \times 100 = 39.06\% \quad (3.50)$$

O último item a calcular é a potência dissipada pelos dois transistores:

$$P_{DISS} = P_{DC} - P_{AC} = 9,75 \text{ W} \quad (3.51)$$

3.8. Projeto do Dissipador de Potência

Segundo o *datashet* dos transistores TIP142 e TIP147 pode-se obter os parâmetros de resistência térmica para o invólucro ($R_{\theta JC}$) de 1 C/W e para o ambiente ($R_{\theta JA}$) de $35,7 \text{ C/W}$ e o intervalo de temperatura de junção máxima do transistor (T_J) é -65 a 150°C ([ON SEMICONDUCTOR, 2016](#)). Assim, a resistência térmica do transistor, pode ser calculada como:

$$R_{\theta C} = R_{\theta JA} - R_{\theta JC} = 34,7^\circ \frac{\text{C}}{\text{W}} \quad (3.52)$$

Considerando uma temperatura ambiente de 25°C , a temperatura do invólucro do transistor será:

$$T_C = P_{DISS} \times R_{\theta C} + T_A = \frac{9.75}{2} \times 34.7 + 25 \quad (3.53)$$

$$T_C = 194.16 \text{ }^\circ\text{C}$$

Para diminuir a temperatura do transistor e prevenir eventuais danos por super-aquecimento, precisa-se utilizar um dissipador de calor. O dissipador mais adequado é o *HS 8620* (figura 50), possuindo resistência térmica de $2.91^{\circ}\text{C}/\text{W}/4''$. Este dissipador tem comprimento de 85 mm, então precisa-se corrigir essa resistência térmica através de um fator, cujo este é obtido por meio de interpolação da curva de correção de comprimento da figura 51 (HS, DISSIPADORES, 2016).

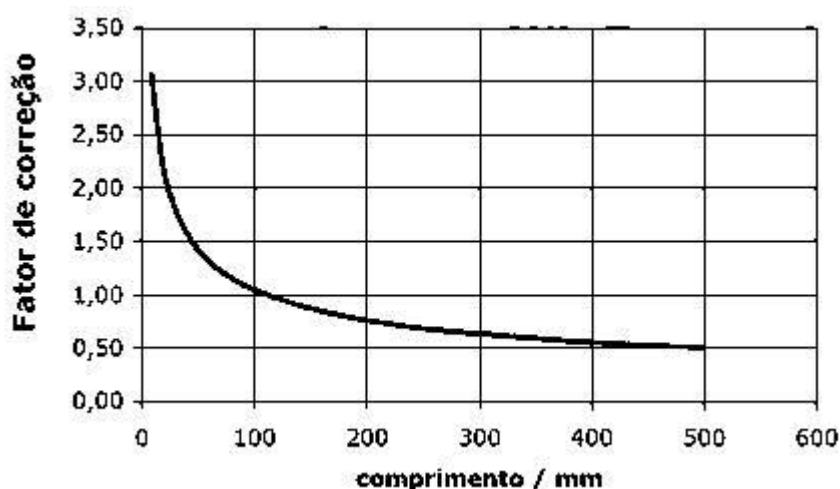


Figura 51: Curva de correção do comprimento do dissipador (HS DISSIPADORES, 2016).

Por meio dessa análise, o fator Q será de 1.16 e a resistência térmica corrigida do dissipador será:

$$\left(2.91^{\circ}\frac{\text{C}}{\text{W}}\right) \times 1.16 \Rightarrow R_{\theta D} = 3.38^{\circ}\text{C}/\text{W} \quad (3.54)$$

Aplicando novamente a equação para cálculo da temperatura do invólucro do transistor, porém sem considerar a resistência térmica da junção para o ambiente ($R_{\theta JA}$), pois agora o calor é dissipado no dissipador *HS 8620* (HS DISSIPADORES, 2016).

$$T_C = P_{DISS} \times (R_{\theta JC} + R_{\theta D}) + T_A = 4.875 \times (1 + 3.38) + 25 \quad (3.55)$$

$$T_C = 46.35^{\circ}\text{C}$$

Conclui-se então que a temperatura do invólucro do transistor com o dissipador será cerca de mais de 25% inferior a temperatura do mesmo sem o dissipador.

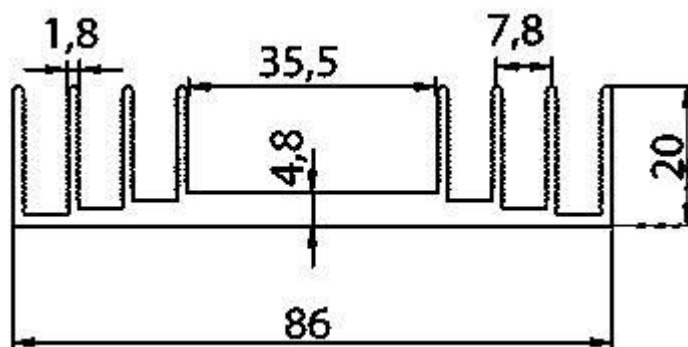


Figura 52: Dissipador de calor HS 8620 (HS DISSIPADORES, 2016).

Capítulo 4

Resultados Experimentais

4.1. Transmissão Serial dos Dados

Criou-se uma interface no *software Matlab* afim de otimizar a relação entre o usuário e o protótipo, como apresentado na figura 53 (Anexo III). Assim, o usuário através de seu computador tem a opção de mandar caracteres ou imagens; ajustar a taxa de transmissão e a quantidade de vezes a ser enviado aquela mesma informação.



Figura 53: Interface de transmissão projetada no *software Matlab*.

Enviou-se o caractere “L” a partir da interface e programa no anexo IV, codificado de acordo com a tabela *ASCII* (01001100) e observou-se a saída no osciloscópio. Porém, o cabo está configurado para que o bit menos significativo (LSB) seja enviado primeiro; logo a sequência binária será 00110010 (figura 54)

Vale salientar que foi possível verificar na figura 54 que a codificação do cabo RS232 tem sinalização NRZ, ou seja, o sinal não retorna a zero depois que ocorre uma transição entre o bit 1 e o bit 0 ou vice-versa.

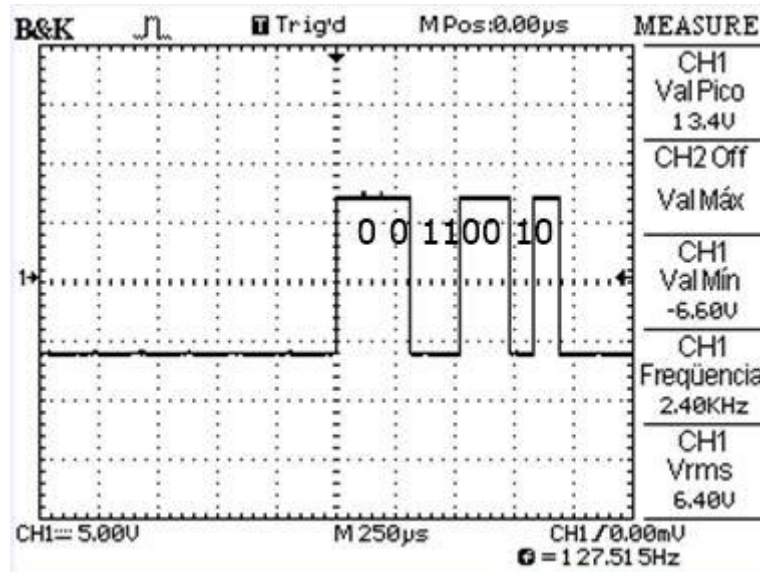


Figura 54: Transmissão de informações do cabo RS232.

Realizou-se o teste enviando-se inúmeras vezes o mesmo byte, onde pode-se verificar pela figura 55 os espaçamentos entre os grupos de bits. Assim, cada grupo de dados necessita de um bit de início e bit de parada para distingui-los do grupo.

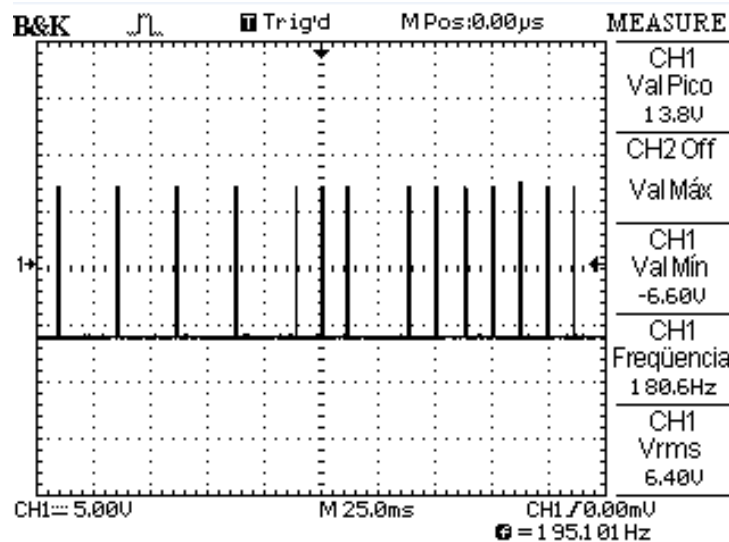


Figura 55: Sequência de transmissão de informações do cabo RS232.

Para identificar os dados que estão sendo enviados foi introduzido um byte de inicialização ('I') e um byte de finalização da transmissão ('F'), deste modo é possível distinguir aonde se encontra a informação útil, pois ela pode estar misturada com sinais espúrios. A figura 56 é um exemplo da

implementação dessa identificação, de modo que o dado 'L' foi identificado e a transmissão será portanto de 3 (três) bytes "ILF".

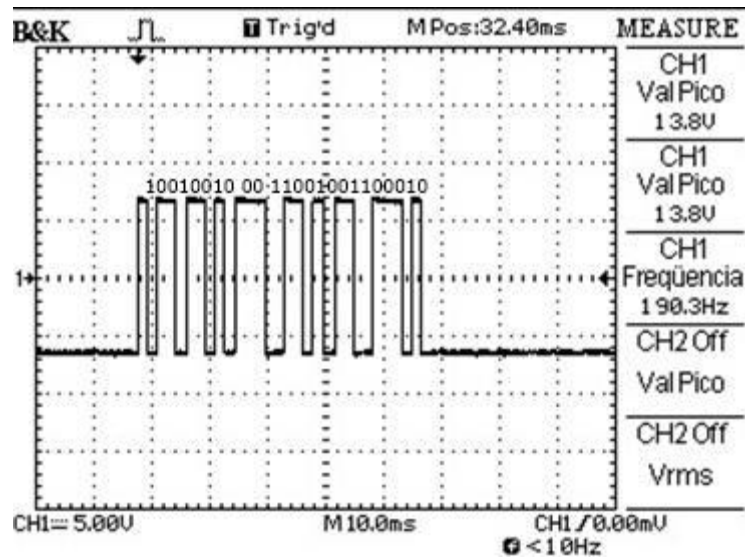


Figura 56: Transmissão de 3 (três) bytes.

Pode-se verificar a amplitude do sinal de saída do cabo está em torno de 13,8 Vpp (figura 56), no entanto o misturador MC1496 especifica que a entrada de dados deve estar em torno de 9 Vpp. Diante disto, o sinal deve ser atenuado para introduzir no misturador. Então o fator de atenuação deve ser de:

$$dB_v = 20 \cdot \log_{10} \cdot \frac{4,5}{13,8} \quad (4.1)$$

$$dB_v = -9,63$$

Para atenuar este sinal utilizou-se o amplificador da figura 44 aterrando a entrada inversora e aliado a um buffer de saída (Anexo VII), e com a seguinte tensão de saída:

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) = \frac{330}{1000} (13,8 - 0) \quad (4.2)$$

$$V_{out} = 4,55 \text{ V}$$

Na figura 57 pode-se verificar a tensão de saída do atenuador 4,48 V capturado pelo osciloscópio, validando assim o atenuador projetado para a entrada de dados.

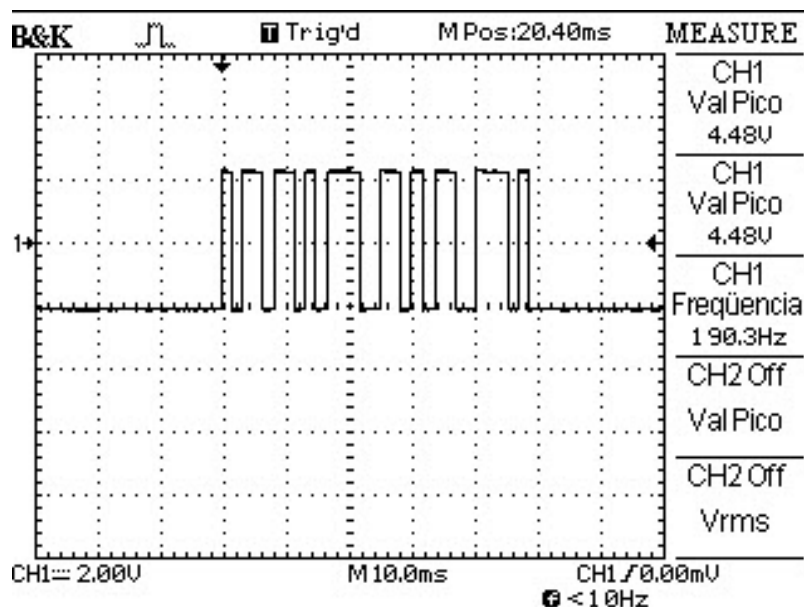


Figura 57: Saída atenuada do cabo RS232.

Em suma, a funcionalidade do cabo RS232 para transferência de dados junto com a codificação desenvolvida no *software matlab* validada para a finalidade deste projeto. No entanto, para a transmissão de uma imagem tem-se que representar a mesma como uma matriz e em seguida em vetores de acordo com o código do anexo V.

4.2. Validação do Oscilador

O oscilador de ponte de Wien com variação de frequência e controle de amplitude pelos diodos foi implementada (Anexo VII); assim ajustou-se o potenciômetro numa frequência da portadora de 2,26 kHz e obtendo-se a seguinte forma de onda capturada pelo osciloscópio:

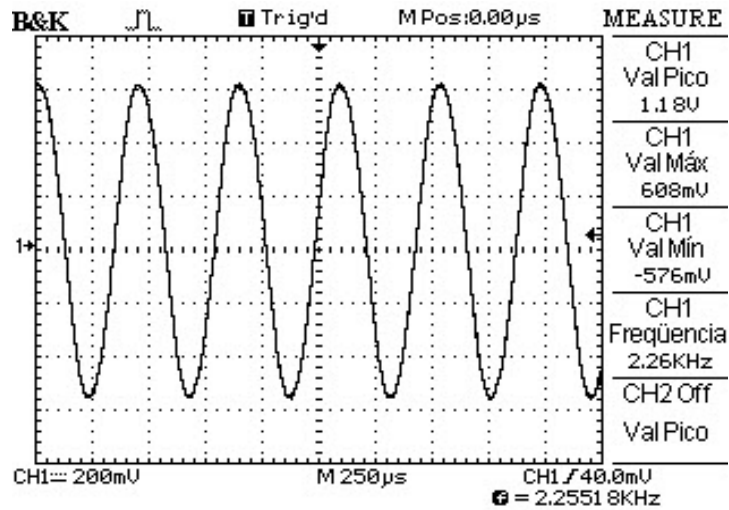


Figura 58: Forma de onda obtida pelo oscilador por ponte de *Wien*.

Com a análise do espectro no domínio da frequência verificou-se a presença de três harmônicas na frequência de $2.f_c$ Hz, $3.f_c$ Hz e $4.f_c$ Hz como pode-se verificar na figura 59 capturada pelo osciloscópio

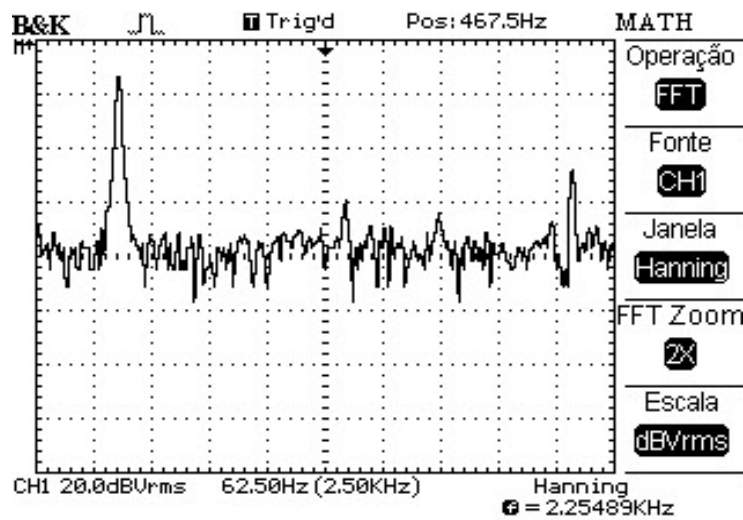


Figura 59: Espectro do oscilador implementado.

Como pode-se verificar na figura 58, a amplitude de saída do oscilador é de 1,18 Vpp independente da frequência, mas o misturador MC1496 permite uma tensão de entrada da portadora de até 500 mVpp. Portanto necessita-se de um circuito atenuador para adequar a portadora nos parâmetros do misturador, cujo fator de atenuação está apresentado abaixo:

$$dB_v = 20 \cdot \log_{10} \cdot \frac{0,389}{1,18} \quad (4.3)$$

$$dB_v = -9,64$$

Para atenuar este sinal utilizou-se o amplificador da figura 44 aterrando a entrada inversora e aliado a um buffer de saída (Anexo VII), e com a seguinte tensão de saída:

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) = \frac{330}{1000} (1,18 - 0) \quad (4.4)$$

$$V_{out} = 388 \text{ mV}$$

Na figura 60, pode-se observar que a amplitude do sinal de saída do atenuador está em 396 mVpp, cujo a entrada V_2 é a saída do oscilador. Comprovando assim a eficiência do atenuador projetado para o oscilador.

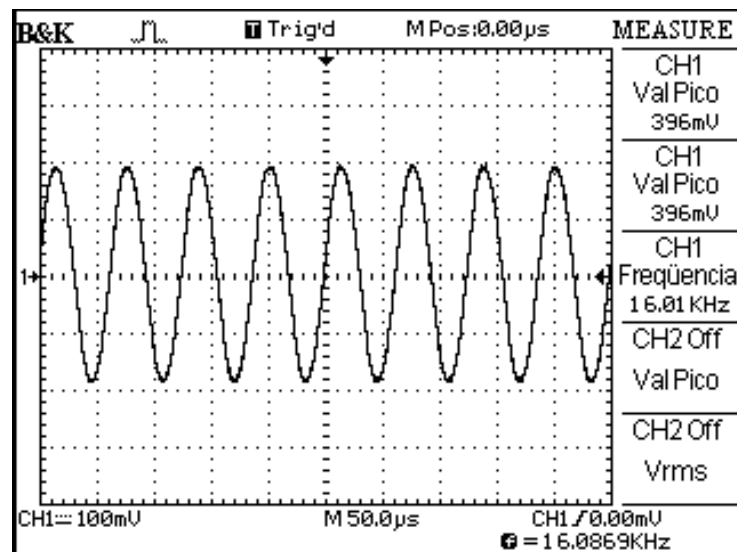


Figura 60: Forma de onda do oscilador atenuado.

Também pode-se analisar o espectro no domínio da frequência da saída do atenuador do oscilador; onde observa-se um aumento em amplitude da terceira harmônica simbolizando a entrada de ruído no circuito (figura 61). No entanto, a terceira harmônica encontra-se 40 dB abaixo da fundamental não comprometendo a funcionalidade e forma de onda da portadora.

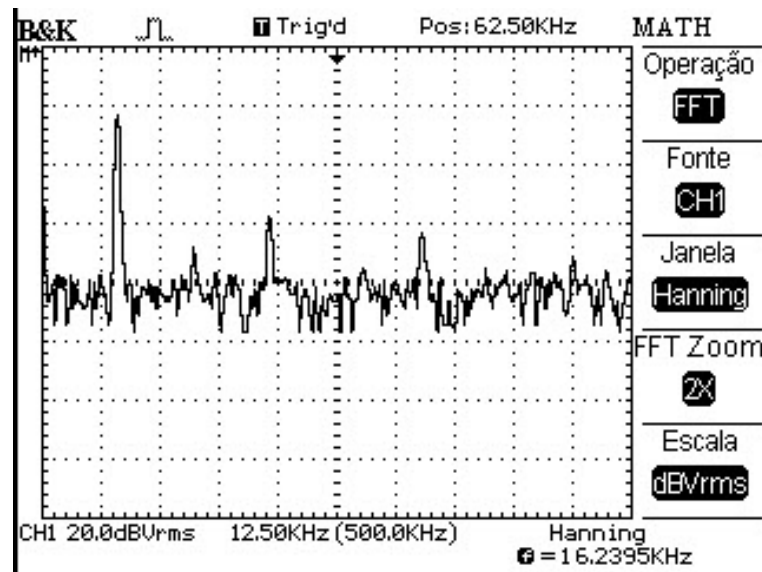


Figura 61: Espectro do oscilador atenuado.

A fim de validar o oscilador projetado, foi comparada uma onda senoidal de 16 kHz advinda do gerador de funções com o oscilador projetado ajustado para aproximadamente a mesma frequência; Através da funcionalidade diferença do osciloscópio pode-se observar as duas ondas sobrepostas (gerador de funções e oscilador projetado) e no meio a diferença entre as duas.

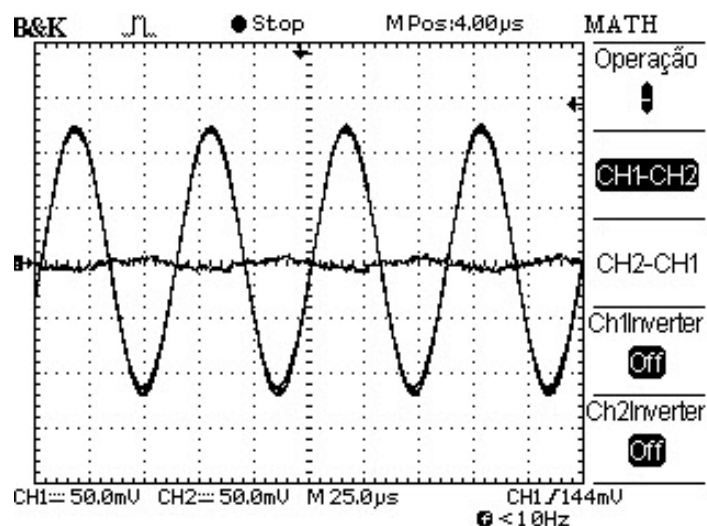


Figura 62: Diferença entre a forma de onda do gerador de funções e o oscilador desenvolvido.

Em suma o oscilador projetado pode gerar uma portadora com oscilação sustentada (simbolizando que as raízes dos polos estão localizadas em $s = \pm j\omega_0$), variando a frequência com o range de 1.5-25 kHz e controle de amplitude. No entanto, para o bloco seguinte, misturador, foi necessário a utilização de um

atenuador o que não afetou significativamente as características da portadora gerada.

4.3. Validação do Misturador

O circuito integrado MC1496 configurado como misturador duplamente balanceados, cujo entrada do sinal e portadora é introduzida nos pinos 1 e 10 respectivamente e a saída modulada capturada no pino 1; representado a configuração na figura 63 com os resistores e capacitores foram anteriormente calculados.

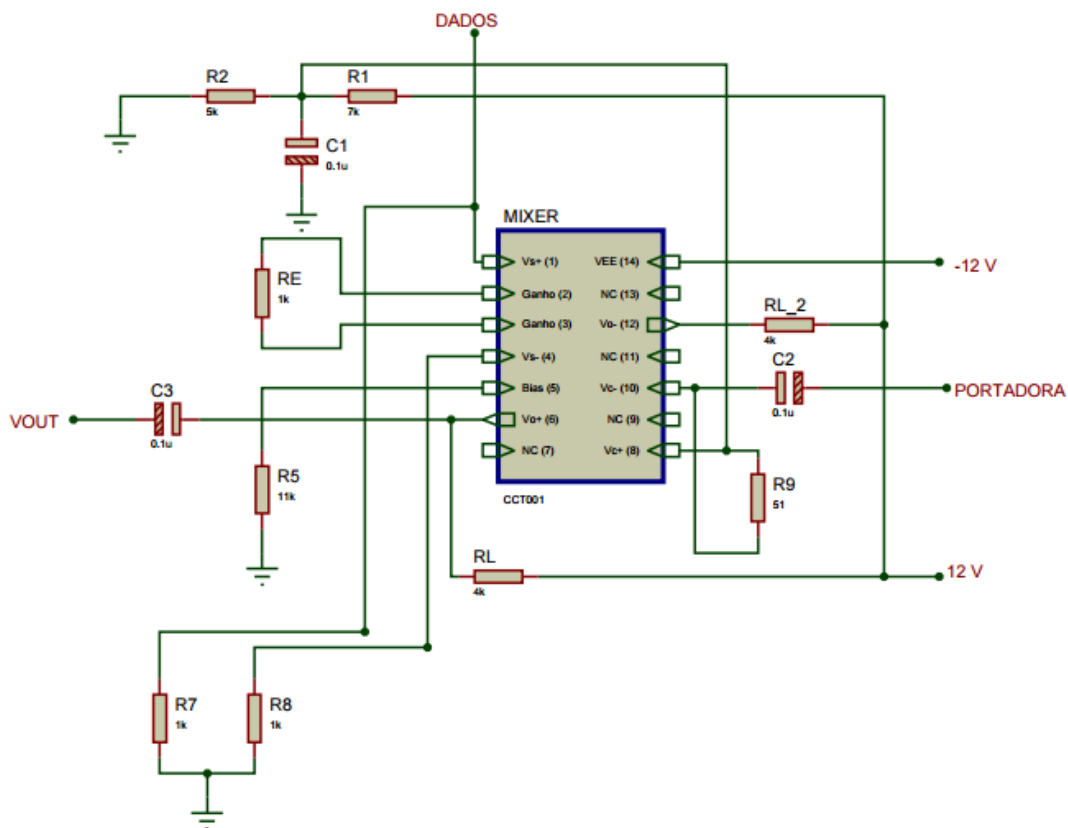


Figura 63: MC1496 configuração misturador.

Introduzindo com o gerador de funções uma onda quadrada como sinal de entrada e uma portadora na frequência de 16 kHz pode-se verificar através do osciloscópio a modulação BPSK na figura 64. Portanto, observa-se a mudança de fase entre 1s e 0s, comprovando a eficiência do circuito integrado como misturador.

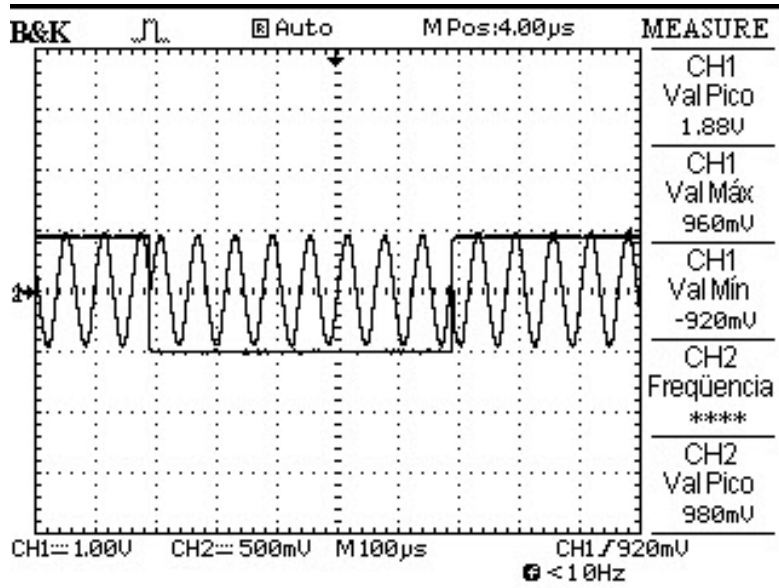


Figura 64: Modulação BPSK com CI MC1496.

Diante disto, realizou-se a verificação do misturador proposto para outras modulações, tais como a modulação ASK (figura 65) com portadora e sinal de entrada advinda do gerador de funções e saída capturada pelo osciloscópio.

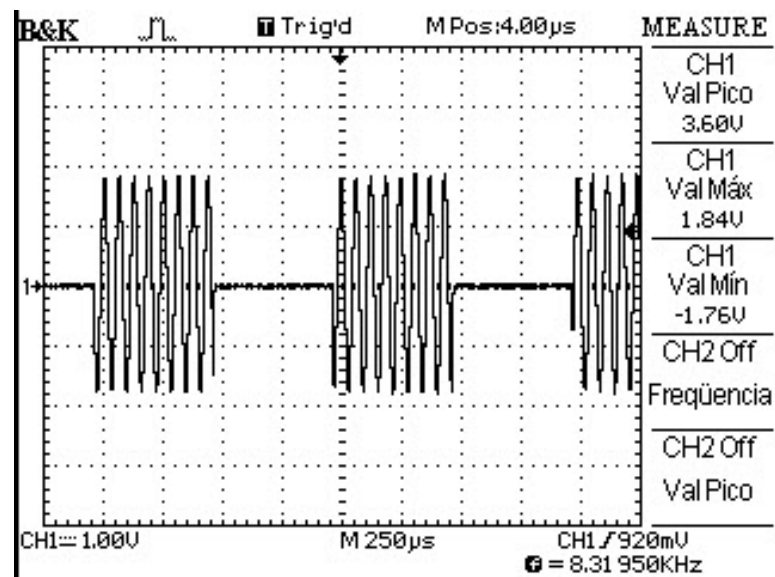


Figura 65: Modulação ASK com CI MC1496.

Para a modulação AM com portadora suprimida, introduziu-se com o gerador de funções um sinal de entrada senoidal na frequência de 500 kHz e 300 mV_{rms}; resultando na forma de onda modulada da figura 66 capturada pelo osciloscópio.

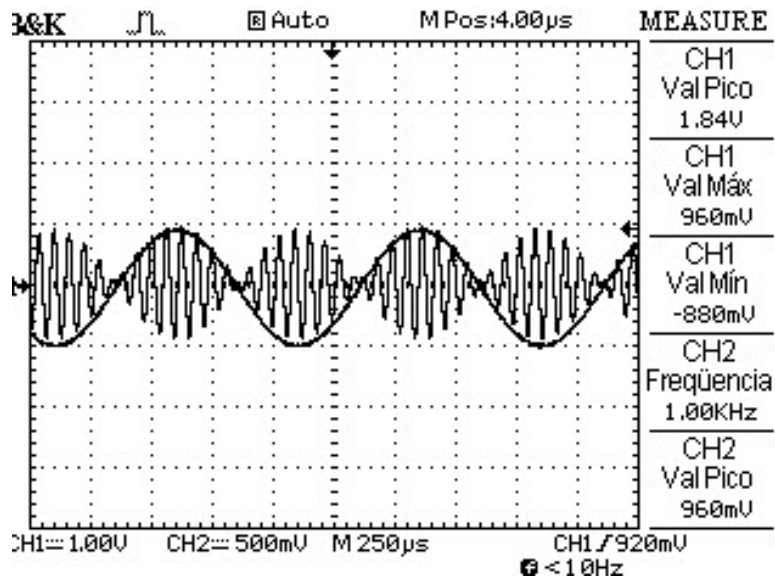


Figura 66: Modulação AM-DSB com CI MC1496.

Inserindo-se as saídas atenuadas do oscilador e do cabo serial, pode-se verificar que a saída do misturador está em torno de 5,5 Vpp, figura 67.

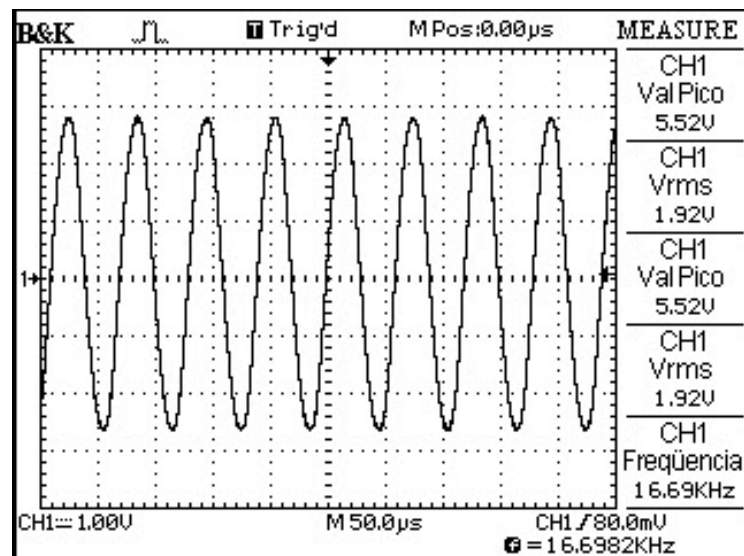


Figura 67: Forma de onda da saída do misturador.

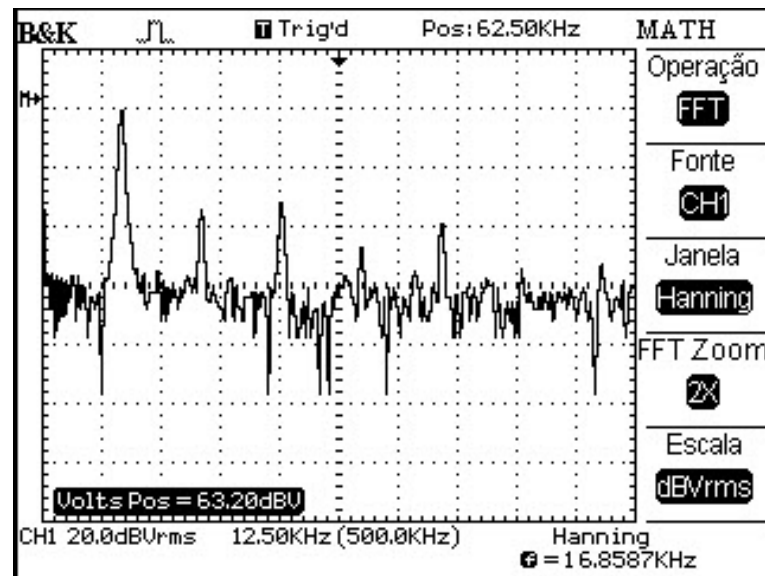


Figura 68: Espectro do sinal de saída do misturador.

Desta forma, concluiu-se que a mudança na frequência afeta a amplitude do sinal de saída, fator importante para o estágio de amplificação do mesmo. Assim, na tabela a seguir pode-se analisar a equação da amplitude de saída em função da frequência.

Tabela 4: Ganho em tensão e saídas em frequência (MOTOROLA 2015).

Sinal de Entrada Portadora (Vc)	Ganho de Tensão	Frequência do Sinal de Saída
Baixo nível - DC	$\frac{R_L \cdot V_c}{2 \cdot (R_E + 2 \cdot r_e) \cdot \left(\frac{K \cdot T}{q}\right)}$	f_M
Alto Nível - DC	$\frac{R_L}{R_E + 2 \cdot r_e}$	f_M
Baixo nível - AC	$\frac{R_L \cdot V_c(rms)}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \left(\frac{K \cdot T}{q}\right) \cdot (R_E + 2 \cdot r_e)}$	$f_C \pm f_M$
Alto Nível - AC	$\frac{0,637 \cdot R_L}{R_E + 2 \cdot r_e}$	$f_C \pm f_M, 3 \cdot f_C \pm f_M, 5 \cdot f_C \pm f_M$

K = Constante de Boltzmann's

T = Temperatura em Kelvin

q = Carga do elétron

R_L = Resistencia da carga

R_E = Resistencia entre Pins 2 e 3

r_e = Resistencia dinâmica do transmissor em 25°C

O circuito integrado MC1496 foi capaz de multiplicar a portadora e sinal de entrada com linearidade e com pouco ruído. Apesar do oscilador projetado ter frequência variável a tensão de saída é diretamente proporcional a frequência

da portadora no misturador, característica importante para o estágio de pré-amplificação e amplificação. Portanto, deve-se ajustar a frequência da portadora a níveis de tensão adequada ao pré-amplificador.

4.4. Teste de Modulação

Com o oscilador, misturador, atenuadores e entrada de dados definidos e projetados realizou-se testes de envio de dados através do circuito da figura 69, onde estão integrados os respectivos blocos. O potenciômetro presente é responsável pela variação de frequência do oscilador com ranger 1.5-25 kHz. Foi implementado também um *borner* de verificação para as saídas dos principais blocos na parte inferior direita.

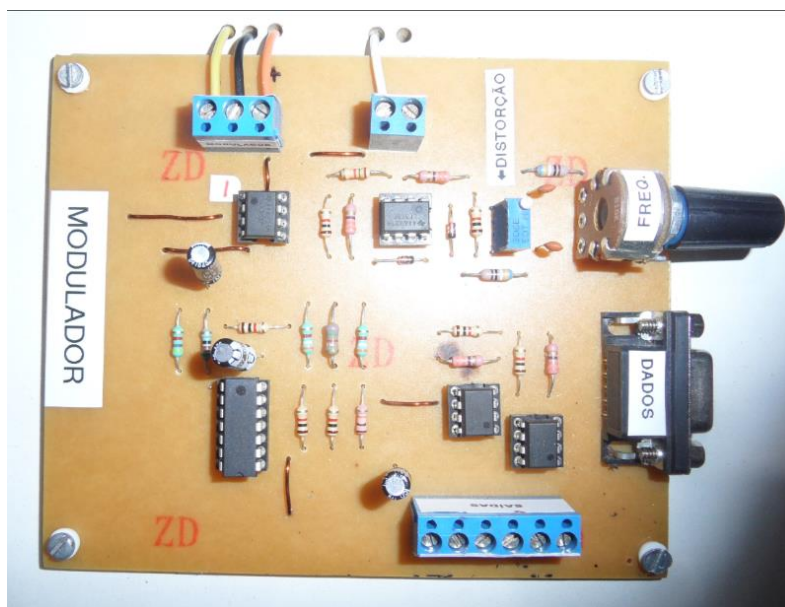


Figura 69: Sistema de modulação projetado.

Com o oscilador ajustado em 17 KHz enviou-se um dado qualquer introduzida na interface e transferida ao cabo serial pode-se verificar a modulação BPSK na figura 70 capturada pelo osciloscópio.

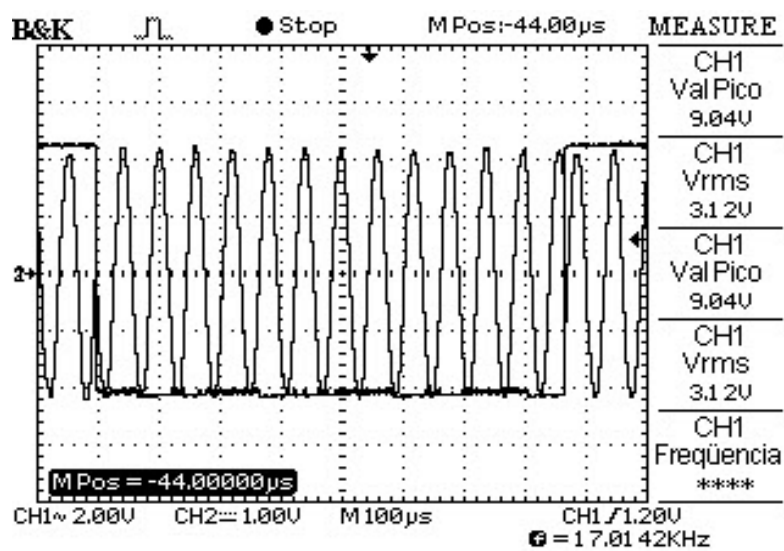


Figura 70: Modulação BPSK com o sistema implementado, portadora e mensagem.

Na figura 71 pode-se verificar que a inversão de fase ocorreu irregularmente, isto se deve porque o período do bit não contém um número inteiro de ciclos da portadora.

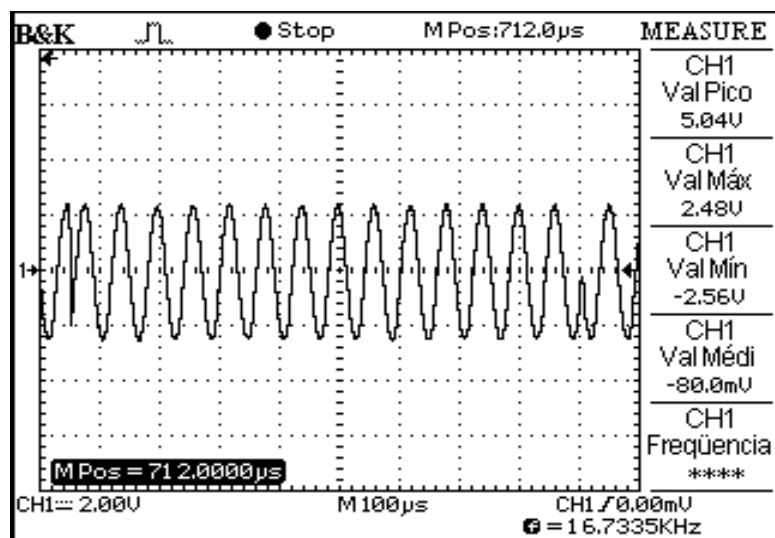


Figura 71: Modulação BPSK com o sistema implementado, portadora.

Apesar da peculiaridade na inversão de fase da portadora a modulação BPSK mostrou-se satisfatória, eficaz e menos susceptível ao ruído.

4.5. Validação do Pré-Amplificador

A função do pré-amplificador é amplificar o sinal modulado advindo da saída do misturador para a posterior amplificação. Assim, na saída do misturador a amplitude está entorno de 5,5 Vpp para uma frequência da portadora de 16 kHz, como já dito anteriormente, deve-se amplificá-la para no mínimo 8 Vpp afim de obter uma corrente de saída AC de 1 A. Sabendo-se que pode ocorrer perdas na amplificação, considerou-se a tensão de saída do pré-amplificador (V_{out_min}) em 9 Vpp. Portanto, pode-se obter o ganho do amplificador:

$$Ganho = \frac{V_{out_min}}{V_{in}} = \frac{9}{5,5} \quad (4.5)$$

$$Ganho = 1,60 \text{ V / V}$$

Pode-se colocar um potenciômetro em serie com R_2 e controlar o ganho no amplificador da figura 43, desta forma a tensão mínima na saída do pré-amplificador deverá ser 9 V e a máxima de 12 V.

$$V_{out} = V_1 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 1,60 \quad (4.6)$$

$$R_2 = R_1 \cdot 0,60 \quad (4.7)$$

Assumindo a V_{out_max} de 11 V para não saturar a forma de onda de saída, pois a alimentação é de 12V.

$$V_{out} = V_1 \cdot \left(1 + \frac{Pot + R_2}{R_1}\right) = 11 \quad (4.8)$$

$$Pot_max = 0,40 \cdot R_1 \quad (4.9)$$

Assumindo o potenciômetro de 1 k Ω , tem-se $R_1 = 2500 \Omega$ e consequentemente $R_2 = 1,5 \text{ k}\Omega$.

Em suma, calculando a tensão de saída com estes novos valores tem-se $V_{out_min} = 9,25 \text{ V}$ e $V_{out_max} = 11,75 \text{ V}$. Logo, ajustando o potenciômetro pode-se regular a tensão de saída do pré-amplificador; fator importante para o estágio de amplificação delimitando a corrente resultante. Por exemplo, na figura 72 obteve-se uma amplitude de $10,9 \text{ V}_{pp}$ na saída com frequência $16,9 \text{ kHz}$ capturada pelo osciloscópio.

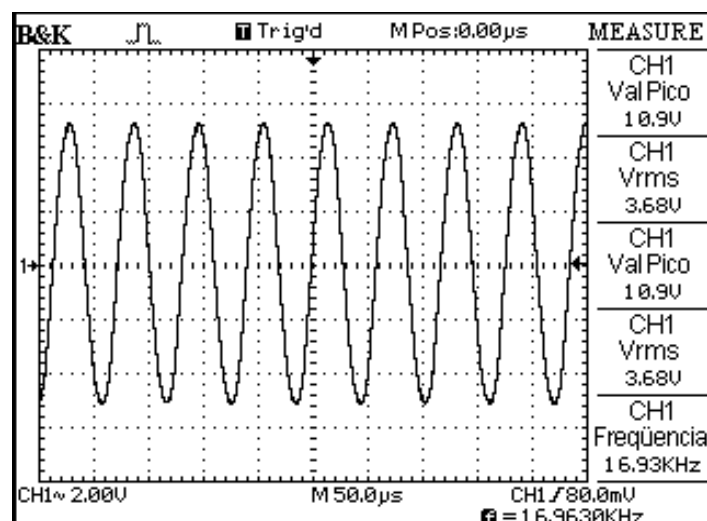


Figura 72: Saída do pré-amplificador de tensão.

Na figura 73 pode-se verificar o espectro do sinal de saída do pré-amplificador, onde a segunda harmônica encontra-se aproximadamente em 30 dB abaixo da fundamental.

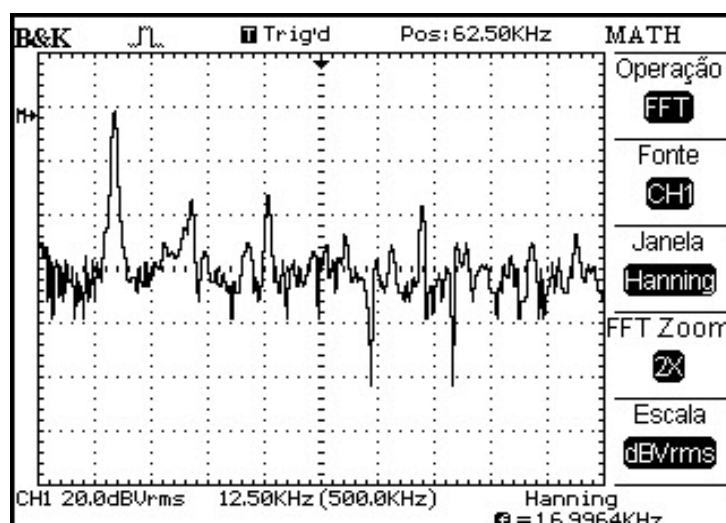


Figura 73: Espectro da saída do pré-amplificador.

Realizou-se a modulação BPSK e analisou-se a saída do pré-amplificador, concluindo que praticamente não houve mudança significativa na modulação com a inserção do novo bloco, figura 74.

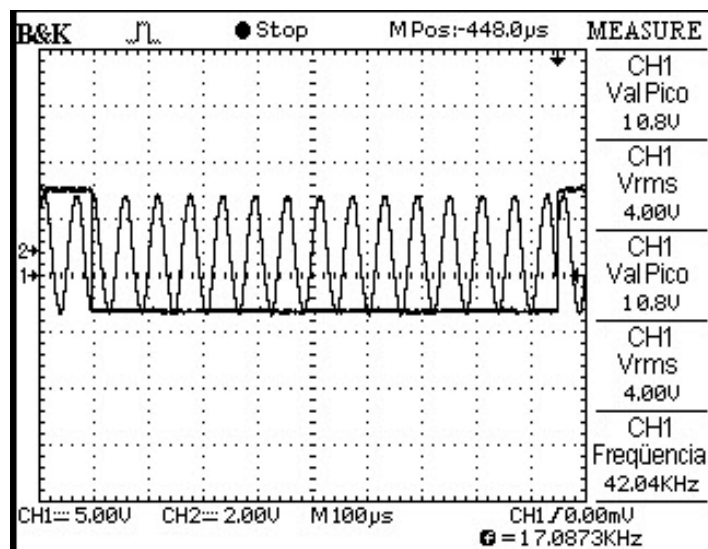


Figura 74: Saída modulada do pré-amplificador.

4.6. Caracterização do Modelo da Antena

Para desenvolvimento deste projeto é importante o conhecimento da impedância da antena que será conectada na saída do transmissor, assim optou-se em utilizar um modelo ideal. Sabendo-se que o fio escolhido pelo projetista da antena foi o AWG 11 com diâmetro de 2,305 mm e serão utilizados 31 m de fio (BERILLI, 2016).

Assim, pode-se calcular a resistividade (R) e a indutância (L) de acordo com as fórmulas (2.9) e (2.10) e os valores da tabela do anexo I, portanto considerando-se:

- Resistência por quilômetro do fio (Rx) 4,07 Ω /Km
- Área da seção transversal (A) 0,0169 m²
- Comprimento do enrolamento (L)= 4 m
- Permeabilidade magnética (μ) 4 π X 10⁻⁷ H/m
- Número de espiras (N) 34
- Comprimento do fio 31 m

$$R = \frac{R_x \cdot X}{1000} = \frac{4,07 \cdot 0,031}{1000} = 0,12617 \Omega$$

$$L = \frac{\mu \cdot N^2 \cdot A}{l} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \cdot 34^2 \cdot 0,0169}{0,04} = 0,614 \text{ mH}$$

Em vista disto, a impedância da antena é de $Z = 0,126117 + j \cdot 0,614$ ohm para trabalhar com valores comerciais assumiu-se a impedância em $Z = 1 + j \cdot 0,68$ ohm e assim pode-se inserir esses valores como carga para se analisar o circuito transmissor; uma vez que a implementação da antena não é o objetivo deste trabalho.

4.7. Validação do Amplificador

Com o pré-amplificador adequando o sinal para a faixa de tensão desejada, foi possível realizar o estágio projetado do amplificador classe AB e apresentado na figura 75.

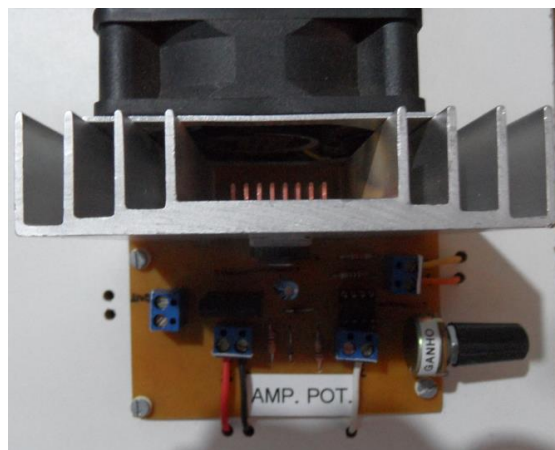


Figura 75: Sistemas de pré-amplificação e amplificação projetados.

A forma de onda de saída e respectivo espectro podem ser analisados e capturada pelo osciloscópio nas figuras 76 e 77.

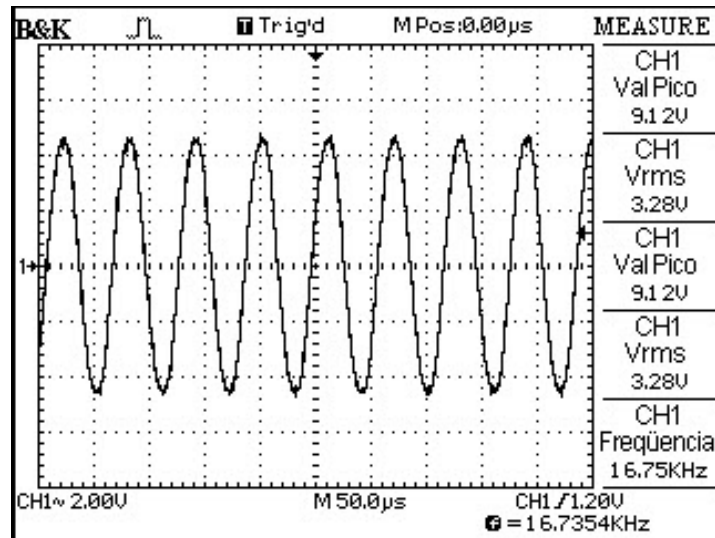


Figura 76: Forma de onda na saída do amplificador.

Com o espectro em frequências da forma de onda (figura 77), é possível calcular a distorção do sinal de saída com a equação 3.37, obtendo-se.

Tabela 5: Distorções das harmônicas com relação a frequência fundamental (na saída do amplificador).

Harmônicas	Distorção
2 ^a	33%
3 ^a	42%
4 ^a	33%

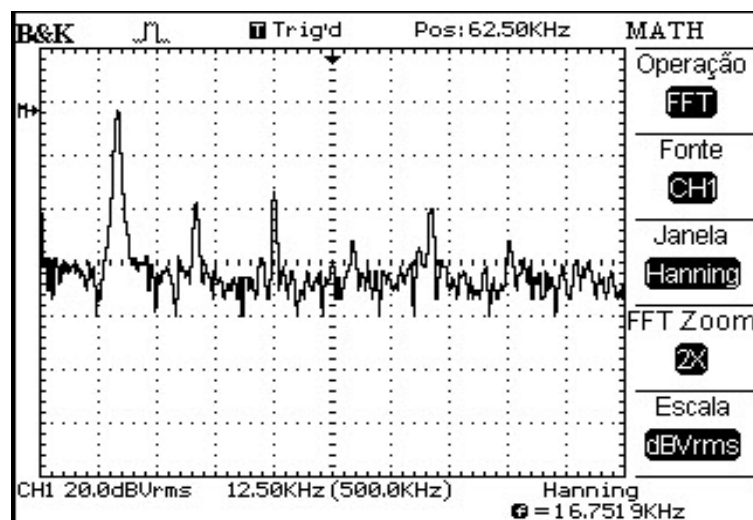


Figura 77: FFT da forma de onda da saída do amplificador.

Como a resistência do fio de cobre referente a antena é de 8Ω e a tensão de pico da saída do amplificador do sinal é de $9,12\text{ V}$, indicado na figura 76. Pode-se calcular a corrente AC gerada:

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{9,12}{8} = 1,14\text{ A} \quad (4.10)$$

Para conseguir entregar a corrente AC (I_L) na carga, os transistores precisam drenar a seguinte corrente DC das fontes:

$$I_{DC} = \frac{2}{\pi} \cdot I_L = \frac{2}{\pi} \cdot 1,14 = 0,72\text{ A} \quad (4.11)$$

Em seguida calcula-se a potência de saída, potência fornecida pela fonte, potência entregue a carga e a respectiva eficiência do sistema:

$$P_{out} = \frac{I_1^2 \cdot R_C}{2} = \frac{1,14^2 \cdot 8}{2} = 5,19\text{ W} \quad (4.12)$$

$$P_{DC} = V_{CC} \cdot I_{DC} = 20 \cdot 0,78 = 15,6\text{ W} \quad (4.13)$$

$$P_{AC} = \frac{(V_L)^2}{2 \cdot R_L} = \frac{9,12^2}{2 \cdot 8} = 5,19\text{ W} \quad (4.14)$$

$$\eta = \frac{P_{AC}}{P_{DC}} \cdot 100 = \frac{5,19}{15,6} \cdot 100 = 33,27\% \quad (4.15)$$

O último item importante a calcular é a potência dissipada pelos dois transistores, parâmetro importante para o projeto dos dissipadores:

$$P_{DISS} = P_{DC} - P_{AC} = 10,41\text{ W} \quad (4.16)$$

Diante disto, realizou-se o teste de transmissão sem carga afim de avaliar o bloco de amplificação, figura 78.

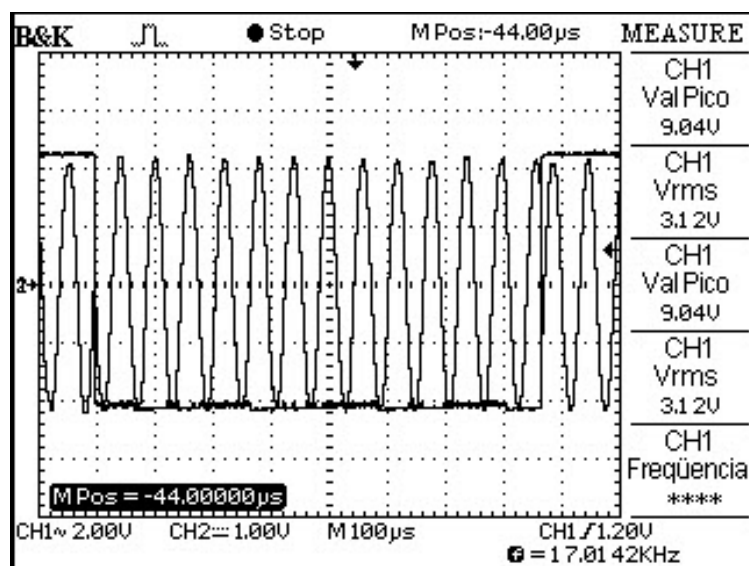


Figura 78: Modulação BPSK na saída do amplificador.

Em suma, o amplificador desenvolvido funciona satisfatoriamente uma vez que fornece a corrente AC objetivada, além de verificar que a segunda harmônica se encontra aproximadamente 30 dB abaixo fundamental, figura 77.

4.8. Teste de transmissão

Para validar o sistema para a transmissão digital completa, realizou-se o envio de alguns dados através da porta serial e com todos os blocos projetados e integrados como apresentado no protótipo final da figura 79 e capturados no osciloscópio.

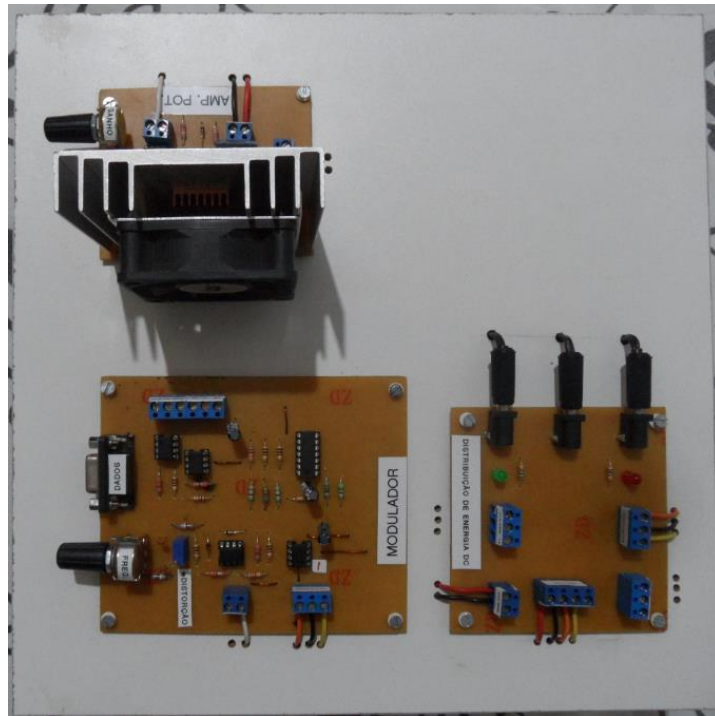


Figura 79: Protótipo do transmissor projetado.

Primeiramente enviou-se o caractere L cuja sequência binária é 01001100, na figura 80 pode-se verificar as inversões de fase da portadora exatamente na transição dos bits, enviando do bit menos significativo para o mais significativo com um bit de inicialização (START BIT).

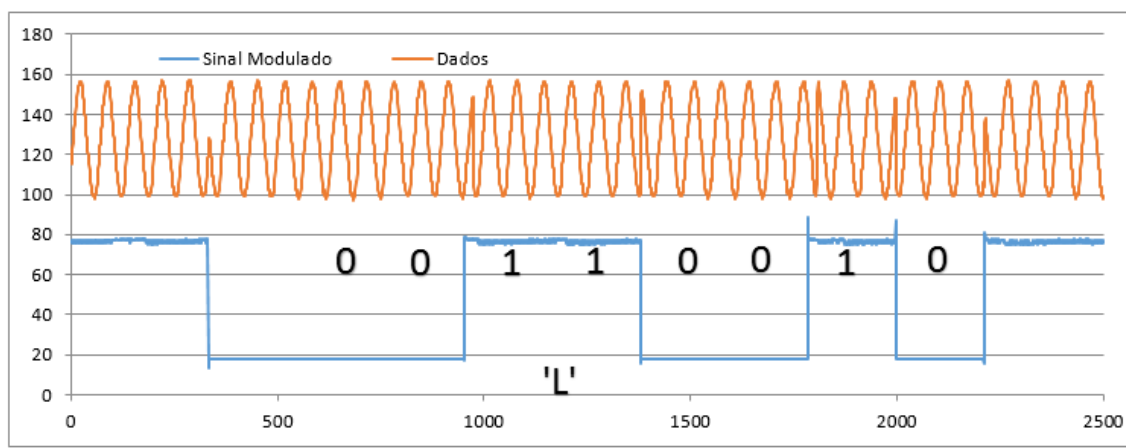


Figura 80: Envio do caractere L.

Enviou-se os caracteres I e L cujo sequência binária são respectivamente 01000110 e 01001100; representado na figura 81.

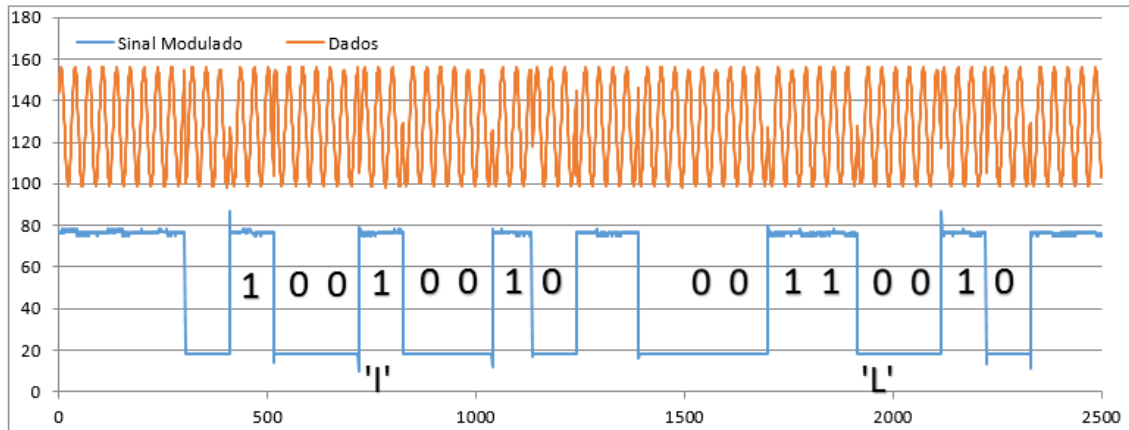


Figura 81: Envio dos caracteres I e L.

Por último, enviou-se os caracteres I, L e F cujo sequência binária são respectivamente 01001100, 01001001 e 01000110, representado na figura 82.

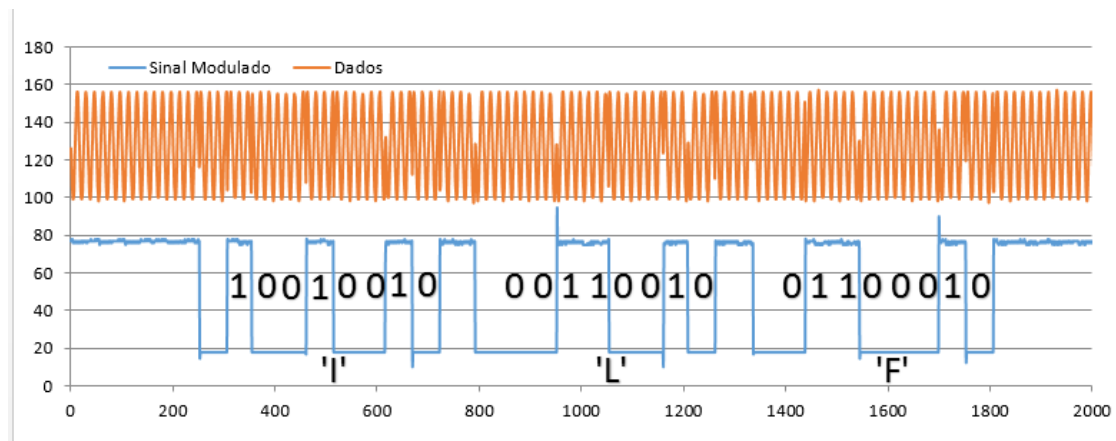


Figura 82: Envio dos caracteres I, L e F.

A seguir, na figura 83, apresenta-se a demodulação no *Matlab* do caractere “L”, bem como a recuperação do dado digital enviado capturada através de um conversor AD. Pode-se notar que a consistência entre o sinal demodulado e o sinal transmitido.

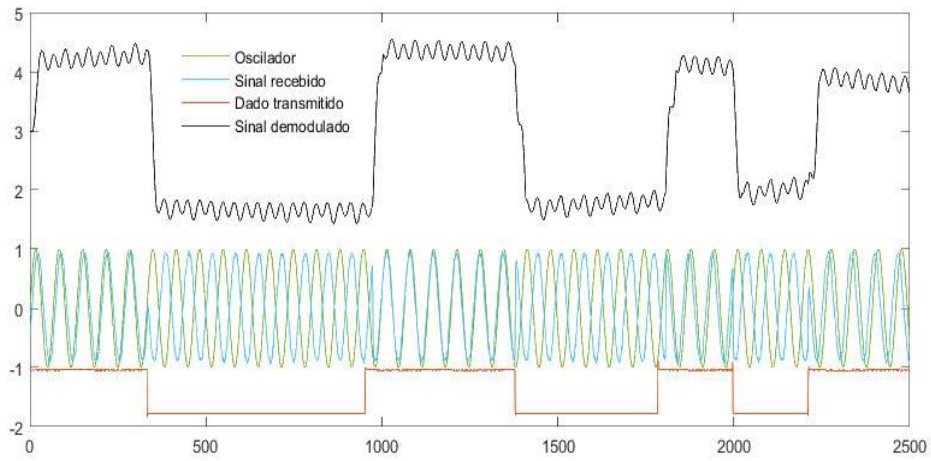


Figura 83: Demodulação do caractere "L" pelo *Matlab*.

Capítulo 5

Considerações Finais

5.1. Conclusões

Neste trabalho apresentou-se pontos chaves para a elaboração do projeto. Abordou-se informações sobre o sistema de comunicação TTE, funcionamento do transmissor, blocos funcionais, características e metodologia do projeto.

A partir da fundamentação teórica e baseando-se na aplicação em comunicações TTE, fez-se uma proposta de implementação dos blocos funcionais do transmissor. Assim, formou-se uma metodologia de projeto e levantou-se alguns parâmetros preliminares.

Em um segundo momento realizou-se o planejamento da implementação, definindo os aspectos detalhados de cada bloco. Posteriormente realizou-se simulações dos mesmos de maneira a validá-los no âmbito da aplicação.

Na sequência implementou-se fisicamente os blocos de transmissão serial, oscilador, misturador, pré-amplificador e amplificador e pode-se verificar a conformidade com o simulado.

No entanto, circuitos alternativos foram implementados e validados tais como o oscilador de ponte de *Wien* com variação de frequência, o misturador utilizando o circuito integrado MC1496 sem o ajuste de potenciômetro, o pré-amplificador e o amplificador de potência de topologia AB *push – pull*.

O oscilador de ponte de *Wien* projetado mostrou-se satisfatório variando-se a frequência de 1 kHz até 25 KHz e com ajuste de distorção. No entanto, o misturador MC1496 varia a tensão de saída com a frequência da portadora; fator importante para o modulo de pré-amplificação e amplificação, pois altera significativamente o ganho de corrente AC. Portanto, apesar do oscilador variar a frequência os blocos subsequentes são afetados, assim calculou-se uma frequência de operação ideal para o sistema em torno de 17 kHz.

O protótipo projetado realizou a transmissão digital de informações satisfatoriamente, comprovada pela demodulação de alguns bits apresentados sem perda de informação. No entanto, utilizou-se um modelo ideal da antena loop composta por um resistor e indutor, assim não foi necessário o casamento de impedância.

Portanto, pode-se dizer que o objetivo deste trabalho foi alcançado com sucesso, o projeto da transmissão serial, oscilador, misturador, pré-amplificador e amplificador geraram resultados razoáveis e sendo possível avaliá-los através de simulações e implementações na placa de contato.

5.2. Trabalhos futuros

A comunicação sem fio utilizando como meio de propagação o solo impõem severas restrições ao projeto do transmissor, mas a maior restrição imposta a este bloco é baixa frequência de transmissão.

Grande parte do transmissor foi projetado, no entanto pode-se aperfeiçoar e otimizar o transmissor. Tais como os seguintes pontos:

- Adaptar o transmissor para mandar fotos digitais de diferentes formas de obtenção tais como câmeras digitais e celulares.
- Casamento de impedância com a antena real.
- Desenvolvimento de um multiplicador analógico afim de evitar a mudança de amplitude com a variação de frequências.
- Controle automático de ganho, através do pré-amplificador.
- Desenvolvimento e implementação do receptor para testes efetivos de envio das mensagens.

6. Referências

ALLEN, P. E.; HOLBERG, D. R. "CMOS Analog circuit design". Oxford University 2. ed. 797 p. New York: Oxford University Press. New York, 2002. 797 p.

BALABANIAN, N.; BICKART, T. A. e SESHUS, S. "*Electrical Network Theory*", John Wiley & Sons, 1969.

BARKAND, T. D.; DAMIANO, N.W. "*Through-the-earth, two-way, mine emergency, voice communication systems*" in Industry Applications Conference, 2006.

BOWICK, C. "RF CIRCUIT DESIGN" H.W. Sams, 1982.

BOYLESTAD, R. L. e NASHELSKY, L. "*Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos*". 8. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 8. ed. 672 p. São Paulo, 2004.

CIFUENTES, R. D. E. "*Estudo e projeto de um misturador CMOS para RF*". 120 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. São Paulo, 2003.

D. N. DE PRODUÇÃO MINERAL. "*Código de mineração - capítulo I das disposições preliminares*". Disponível em: <http://www.dnmpmpe.gov.br/Legisla/cm_01.htm> acessado em 9 de outubro de 2015.

DUNCAN, B. "*High Performance Audio Power Amplifier*" New York, 1997.

ELECTRONIC INDUSTRIES ASSOCIATION. “*Interface Between Data Terminal Equipment and Data Communication Equipment Employing Serial Data Interchange EIA-RS-232-C*”. Washington, August 2013.

ELECTRONICS TUTORIAL. Disponível em: < <http://www.electronicstutorials.ws/category/attenuators>>. Acessado em 17 de maio de 2016.

FOROOSHANI, A. E.; BASHIR, S.; MICHELSON, D. G. and NOGHANIAN, N. “*A survey of wireless communications and propagation modeling in underground mine*” IEE communications surveys & tutorials, vol. 5, Nº 4. December 2013.

FRANCO, S. “*Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits, McGra*”. Hill, 1988.

GARCIA, A. “*Amplificadores Operacionais e seu uso na eletrônica*”. Disponível em: <<http://panamahitek.com/amplificadores-operacionales-y-su-uso-en-la-electronica/>> . Acessado em 15 de setembro de 2015.

HS DISSIPADORES. Disponível em: <<http://www.hsdissipadores.com.br>>. Acessado em 15 de abril de 2016.

MURPHY, J. N. and PARKINSON, H. E. “*Underground mine communications*” *Proc. IEEE*, vol. 66, no. 1, pp. 26–50, Janeiro, 1978.

JOSÈ, F. A. P. “*Valle, Sólón do, "Amplificadores de Áudio: Parâmetros Básicos e Alguns Nem Tão Básicos"* Revista Música & Tecnologia. Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto – FEUP. Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores. Porto, 2010.

LATHI, P. B. e DING, Z. “*Sistemas de comunicações analógicos e digitais modernos*”. Ed. 4. 1993.

LEADERSHIP, Conversor USB para serial. Disponível em: <[http://www.leadership.com.br/Conversor-USB Serial.html?codproduto=8430](http://www.leadership.com.br/Conversor-USB%20Serial.html?codproduto=8430)> . Acesso em: 7 de novembro. 2015.

MECATRONICAFACIL - Trabalhando com fio esmaltado. Disponível em: <[http://www.mecatronicaatual.com.br/educacao/ 1326-trabalhando-com-fios-esmaltados](http://www.mecatronicaatual.com.br/educacao/1326-trabalhando-com-fios-esmaltados)>. Acessado em 12 de maio de 2016.

MINÉRIOS & MINERALES. “*Licença da CNEN garante operação da mina subterrânea*”. São Paulo/sp: MinÉrios & Minerales, 2015. Disponível em: <http://www.revistamineros.com.br/EdicoesInt/943/28/Licenca_da_CNEN_garante_operacao_da_mina_subterranea.aspx>. Acesso em: 10 maio 2016.

MIRANDA, J. M.; SEBASTIAN, J. L.; SIENA, M. e MARGINEDA, J. “*Ingeniería de microondas*” Pearson educación, S.A. Madrid, 2002.

MOTOROLA. Datasheet: MC1496. Disponível em: <[www.datasheetcatalog.com. Ethernet Transceivers](http://www.datasheetcatalog.com/Ethernet%20Transceivers)>. Acessado em 5 de novembro de 2015.

MURPHY, H. C. “*Radio Communications in the Digital*”. Vol 1, pp 24-26, September 1996.

MUTMANSKY, H. L. H. J. M. “*Introductory Mining Engineering*”. [S.l.]: 2 ed, 2002.

OLIVEIRA, L. S.; FALCÃO, N. K. S. M. e ARRUDA, R. L. P. “*O Mundo das Cores, uma Abordagem Diferenciada no Ensino de Química*”. 2012. 8 f. TCC (Graduação) - Curso de Química, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba. João Pessoa, 2012.

ON SEMICONDUCTOR – Darlington complementary silicone power transistors. Disponível em: <http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/TIP140-D.PDF>. Acessado em 16 de maio de 2016.

PATRI, A.; NAYAK A. and JAYANTHU S. “*Wireless communication systems for underground mines—a critical appraisal*” *International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT)*, vol. 4, no. 7, pp. 3149–3153, 2013.

RAAB, F. H. and JOUGHIN, I. R. “*Signal processing for through-the-earth radio communication*” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 12, pp. 2995–3003, 1995.

RAZAVI, B. “*Fundamentals of microelectronics*”. University of California, 858 p. Los Angeles: Ltc, 2010. 858 p.

SADIKU, M. N. O. “*Elementos de Eletromagnetismo*” 3ª ed. Bookman. 3 Ed. 694 p. New York, 2004.

SADIKU, M.N.O. “*Elementos de Eletromagnetismo*”. 3ª ed. Bookman, 2004.

SAMRELLO - DISSIPADORES DE CALOR. Disponível em:<<http://www.samrello.com.br/?pg=21&id=193>>. Acessado em 19 de abril de 2016.

SCHIFFBAUER, W. H. and BRUCE, J. F. “*Underground coal mine communications for emergencies and everyday operation*” *Symposium on the Capabilities and Availability of Wireless Communication and Tracking Systems for Underground Coal Mines*. February 2006.

SEDRA, A. S. end Smith, K. C. “*Microeletrônica*” Makron books. São Paulo: MAKRON BOOKS. São Paulo, 2000.

WENGI, C. and ZHAO X. “*Multi-hop routing for wireless network in underground mines*” in Wearable Computing Systems (APWCS), Asia-Pacific Conference on, pp. 337–340

YENCHEK, M. R.; HOMCE, G. T.; DAMIANO, N. W. and SREDNICKI, J. R. “Niosh-sponsored research in through-the-earth communications for mines: a status report” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 5, pp. 1700–1707, 2012.

ANEXO I

**Tabela de conversão de fios
esmaltados**

Tabela 1: Tabela de conversão de fios esmaltados (MECATRONICAFACIL, 2011).

Número AWG	Diâmetro (mm)	Secção (mm ²)	Número de espiras por cm	Kg por Km	Resistência (ohms/Km)	Capacidade (A)
0000	11,86	107,2			0,158	319
000	10,40	85,3			0,197	240
00	9,226	67,43			0,252	190
0	8,252	53,48			0,317	150
1	7,348	42,41		375	1,40	120
2	6,544	33,63		295	1,50	96
3	5,827	26,67		237	1,63	78
4	5,189	21,15		188	0,80	60
5	4,621	16,77		149	1,01	48
6	4,115	13,30		118	1,27	38
7	3,665	10,55		94	1,70	30
8	3,264	8,36		74	2,03	24
9	2,906	6,63		58,9	2,56	19
10	2,588	5,26		46,8	3,23	15
11	2,305	4,17		32,1	4,07	12
12	2,053	3,31		29,4	5,13	9,5
13	1,828	2,63		23,3	6,49	7,5
14	1,628	2,08	5,6	18,5	8,17	6,0
15	1,450	1,65	6,4	14,7	10,3	4,8
16	1,291	1,31	7,2	11,6	12,9	3,7

ANEXO II

Características térmicas do circuito integrado TIP141 e TIP147

**Tabela 2: Características térmicas do circuito integrado TIP141 e TIP147
(ON SEMICONDUCTOR, 2016).**

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	1.0	°C/W
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	35.7	°C/W

ANEXO III

Código da interface para o envio dos dados em *Matlab*

Código da interface para o envio dos dados em *Matlab*.

```

function varargout = Interface(varargin)
gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',       mfilename, ...
                  'gui_Singleton',  gui_Singleton, ...
                  'gui_OpeningFcn', @Interface_OpeningFcn, ...
                  'gui_OutputFcn',  @Interface_OutputFcn, ...
                  'gui_LayoutFcn',  [], ...
                  'gui_Callback',   []);
if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargout
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end
% End initialization code - DO NOT EDIT

% --- Executes just before Interface is made visible.
function Interface_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
handles.output = hObject;

% Update handles structure
guidata(hObject, handles);

% --- Outputs from this function are returned to the command line.
function varargout = Interface_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)

varargout{1} = handles.output;

function entrada_dados_Callback(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function entrada_dados_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on button press in pushbutton1.
function pushbutton1_Callback(hObject, eventdata, handles)

[nome direc] = uigetfile('*.jpg','Abrir Imagem');
dados = imread(fullfile(direc,nome));
handles.img = dados;
guidata(hObject, handles);

```

```

% --- Executes on button press in pushbutton2.
function pushbutton2_Callback(hObject, eventdata, handles)

% Procura o valor da taxa de transmissão na lista suspensa
lista = get(handles.taxa, 'String');
taxa_str = lista{get(handles.taxa, 'Value')};

% Converte a taxa de String para Número
taxa_tx = str2num(taxa_str);

% Verifica se tem algum carácter no campo de 'Entrada de Dados'
a = get(handles.entrada_dados, 'String');
a_conc = [' ', a];
b = ' ';

% Lê o valor que está armazenado no campo 'Quantidade de Vezes' e
% converte de String para Número
num_str = get(handles.quant, 'String');
num = str2num(num_str);

% Testa se o campo de 'Entrada de Dados' está vazio. Se estiver é
transmitido a
% foto, caso contrário o que estiver no campo de 'Entrada de Dados'
if(a_conc == b)
    dados_imagem = handles.img;
    set(handles.status, 'String', 'Transmitindo dados...');
    modula(dados_imagem, taxa_tx, num);
    set(handles.status, 'String', 'Dados transmitidos com sucesso
!');
else
    dados_caracter = uint8(a);
    set(handles.status, 'String', 'Transmitindo dados...');
    modula2(dados_caracter, taxa_tx, num);
    set(handles.status, 'String', 'Dados transmitidos com sucesso
!');
    set(handles.entrada_dados, 'String', '');
end

% --- Executes on selection change in taxa.
function taxa_Callback(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function taxa_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject, 'BackgroundColor'),
get(0, 'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject, 'BackgroundColor', 'white');
end

function quant_Callback(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function quant_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

```

```
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function status_Callback(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function status_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end
```

Anexo IV

Função para transmitir um dado (caractér)

Função para transmitir um dado (caractér)

```

% Função para transmitir uma caractér através da serial do PC
%
% Exemplo
%
% dados = S.O.S
% taxa_tx = 9600
% num_vezes = 10
%
% modula2(dados, taxa_tx, num_vezes)
% modula(dados, 9600, 10); -> transmite uma foto 10 vezes (a cada 1
segundo) com uma taxa de 9600 bytes/s
function modula2(dados, taxa_tx, num_vezes)

%Chamando função conecta para criar automaticamente a "Serial Port
Object"
    port_obj = conecta(taxa_tx, 8, 'none');

%Cálcula o tamanho da foto
    tamanho = size(dados,2);

%Configura quantos bytes podem ser enviados de uma só vez
    set(port_obj, 'OutputBufferSize', tamanho+2);

%Concatena os dados inserindo um byte de início da transmissão e um de
fim da transmissão
%73 01001001 -> I (caractér para início)
%70 01000110 -> F (caractér para fim)
    dados_conc = [73, dados, 70];

%Abre a porta serial
    fopen(port_obj);

%Escreve os dados na porta serial Tx 'n' vezes
    for i = 1: num_vezes
        fwrite(port_obj, dados_conc);
        pause(1);
    end

%Fecha a porta serial
    fclose(port_obj);

end

```


ANEXO V

Função para Transmitir uma foto

Função para Transmitir uma foto

```

% Função para transmitir uma foto através da serial do PC
%
% Exemplo
%
% dados = foto.mat
% taxa_tx = 9600
% num_vezes = 10
%
%
% modula(dados, taxa_tx, num_vezes);
% modula(foto, 9600, 10); -> transmite uma foto 10 vezes (a cada 1
segundo) com uma taxa de 9600 bytes/s
function modula(dados, taxa_tx, num_vezes)

%Chamando função conecta para criar automaticamente a "Serial Port
Object"
    port_obj = conecta(taxa_tx,8,'none');

%Cálcula o tamanho da foto
    tamanho = size(dados,1) * size(dados,2) * size(dados,3);

%Configura quantos bytes podem ser enviados de uma só vez
    set(port_obj, 'OutputBufferSize', tamanho+2);

%Transforma matriz em vetor
    dados_vet = reshape(dados, 1, tamanho);

%Concatena os dados inserindo um byte de início da transmissão e um de
fim da transmissão
    %73 01001001 -> I (caractér para início)
    %70 01000110 -> F (caractér para fim)
    dados_conc = [73, dados_vet, 70];

%Abre a porta serial
    fopen(port_obj);

%Escreve os dados na porta serial Tx 'n' vezes
    for i = 1: num_vezes
        fwrite(port_obj, dados_conc);
    end

    %Fecha a porta serial
    fclose(port_obj);

end

```

ANEXO VI

**Função para conectar o
dispositivo serial ao PC
automaticamente**

Função para conectar o dispositivo serial ao PC automaticamente

```

% Função para testar e criar automaticamente a "Serial Port Object"
de um dispositivo físico
% associado a uma Porta Serial (COM)
%
%
% s = conecta(taxa_trans, num_bits, paridade)
%
% Exemplo
%
% Taxa_trans = 9600 bytes/s
% num_bits   = 8 bits(1 Byte)
% paridade   = 'none'
%
% s = conecta(9600, 8, 'none') s -> retorna "Serial Port Object"
configurada de acordo
% com os parâmetros passados pela função

function [s] = conecta(taxa_trans, num_bits, paridade)
    l = 1;
    for k= 1:10
        porta_serial = ['COM', num2str(k)];
        try
            delete(instrfind); % limpa objetos COM
            s2 = serial(porta_serial);
            fopen(s2);
            port_ser(l) = k;
            l = l + 1;
        catch
        end
    end

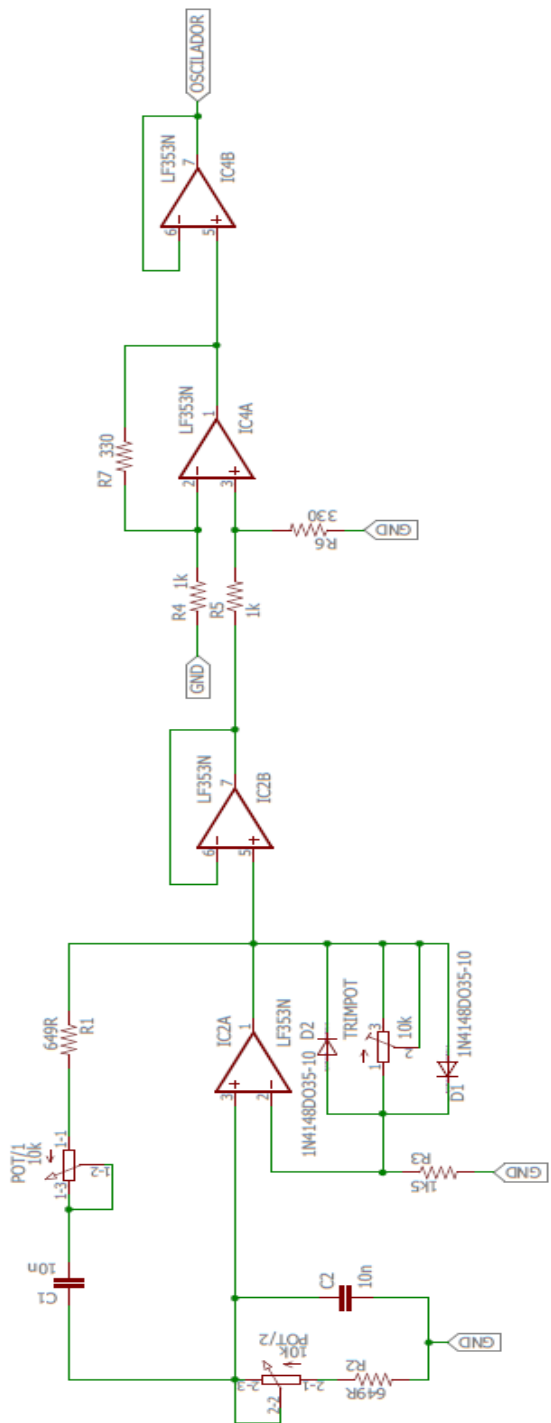
    if l == 1
        msgbox('Não foram localizadas portas COM, por favor conecte o
dispositivo !', 'Error', 'error');
    else
        %Abrir conexão da porta serial
        porta = ['COM', num2str(port_ser)];
        %retorna "Serial Port Object" configurado de acordo com os
        %parâmetros passado pela função
        s =
        serial(porta, 'BaudRate', taxa_trans, 'DataBits', num_bits,
'Parity', paridade);
    end
end

```

Anexo VII

Layouts

Modulador – Esquemático do bloco oscilador



SAIDAS/ALIMENTAÇÃO

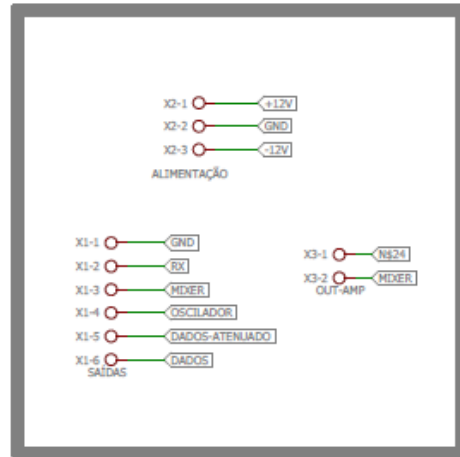


Figura 1: Esquemático do modulador bloco oscilador projetado no *software Eagle*.

Modulador – Esquemático da entrada de dados

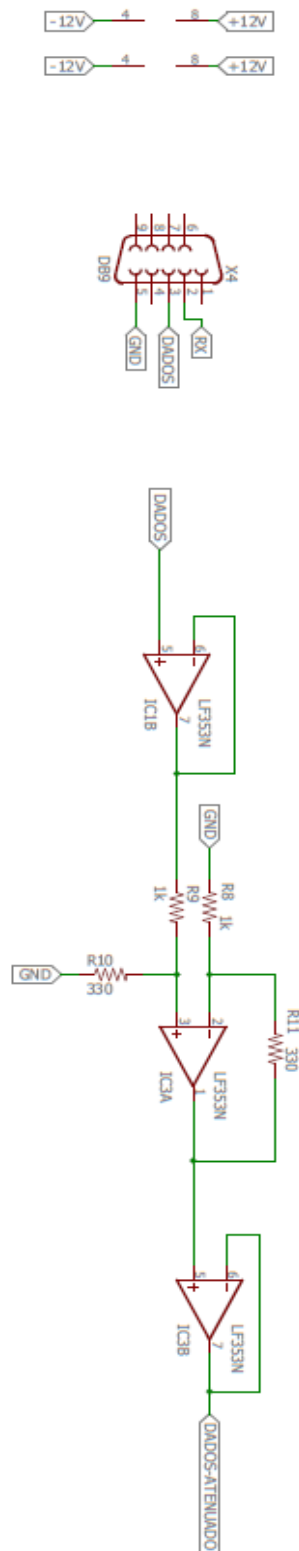


Figura 2: Esquemático do modulador bloco entrada de dados projetado no software *Eagle*.

Modulador – Esquemático do misturador

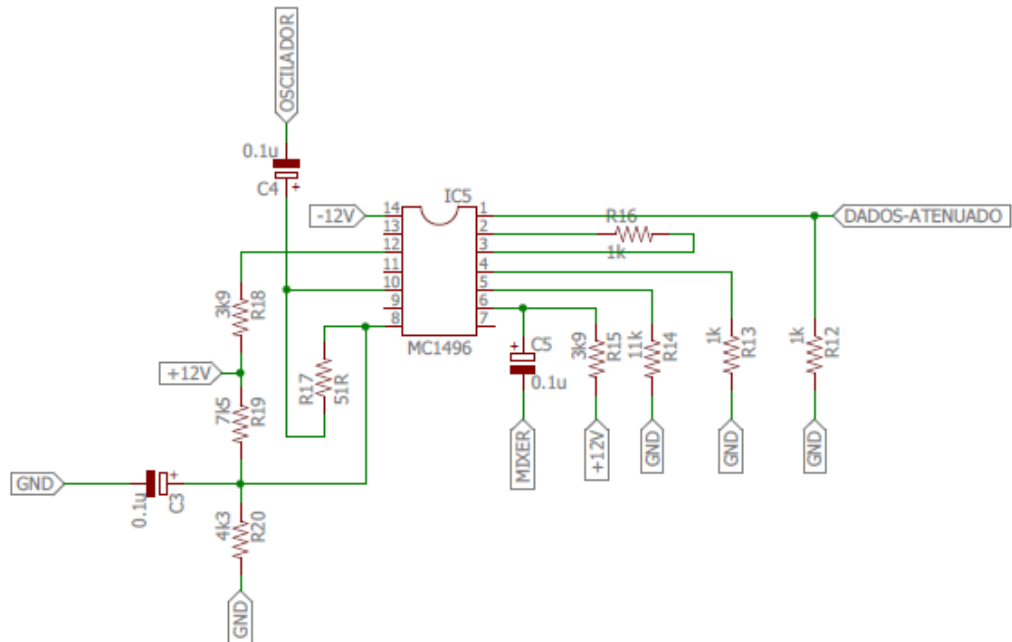


Figura 3: Esquemático do modulador bloco misturador projetado no software Eagle.

Modulador – Máscara de componentes

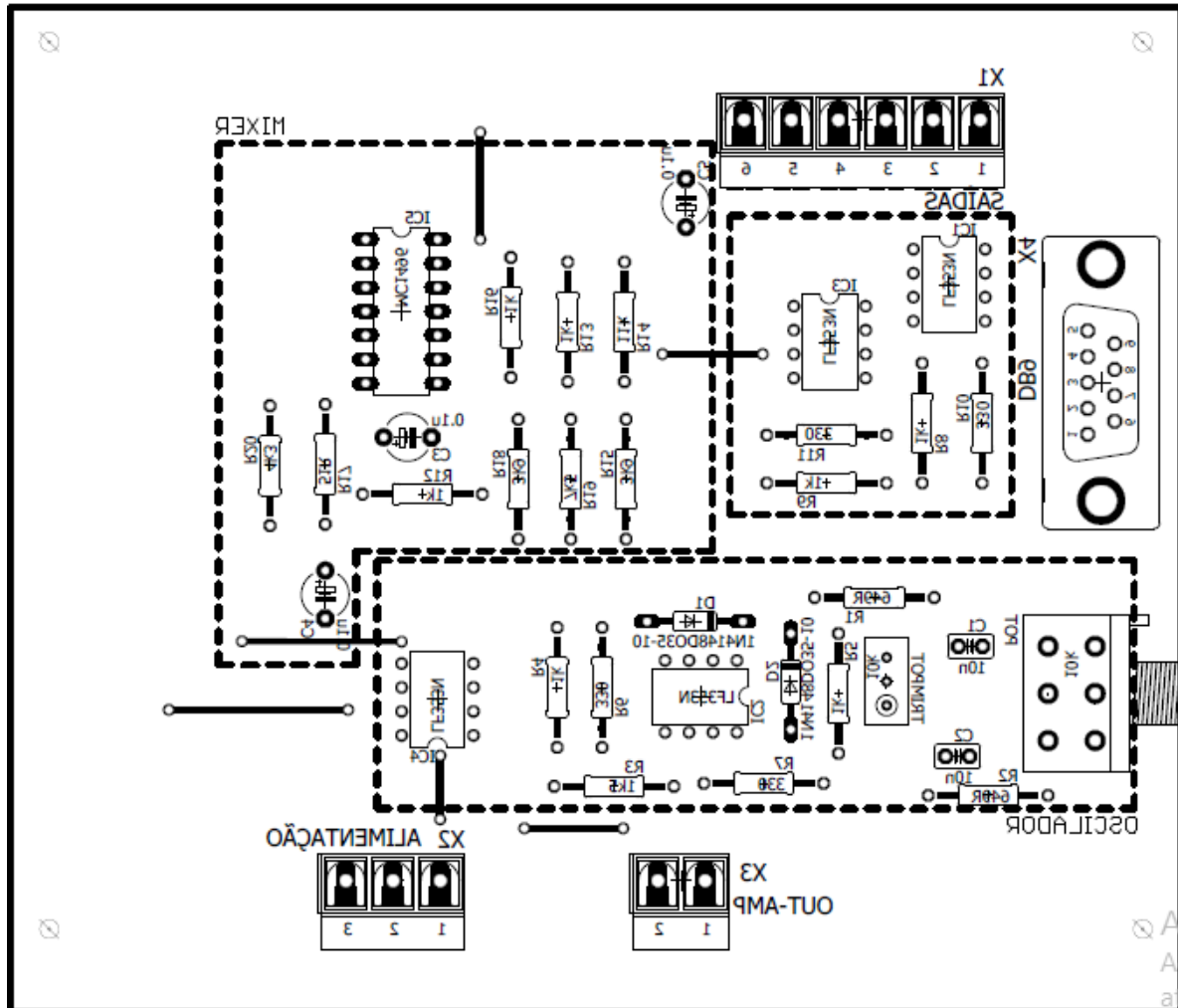
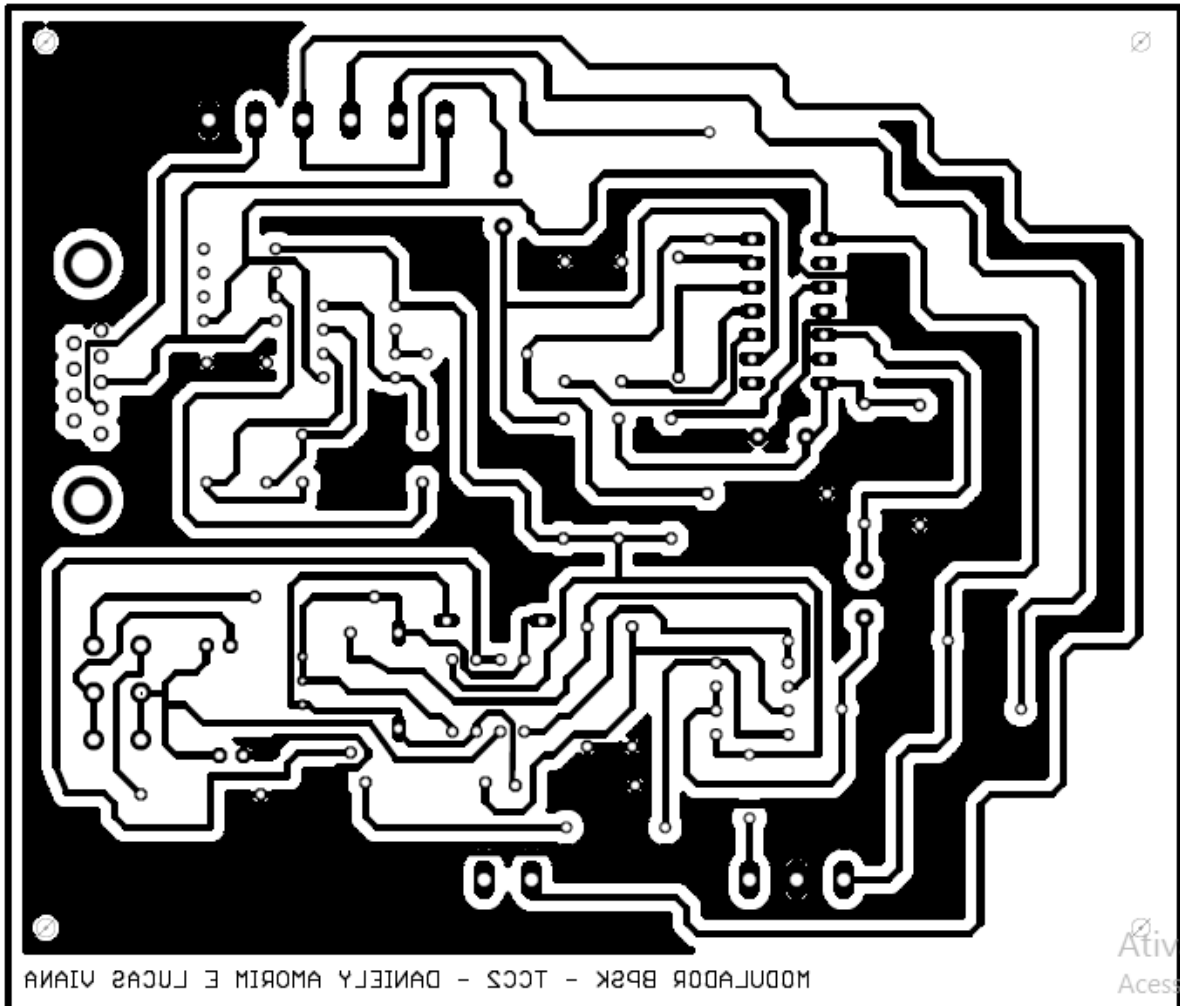


Figura 4: Máscara de componentes do modulador projetado no *Eagle*.

Placa Modulador - Trilhas

Figura 5: Trilhas do bloco modulador projetado no *Eagle*.

Placa modulador - Protótipo

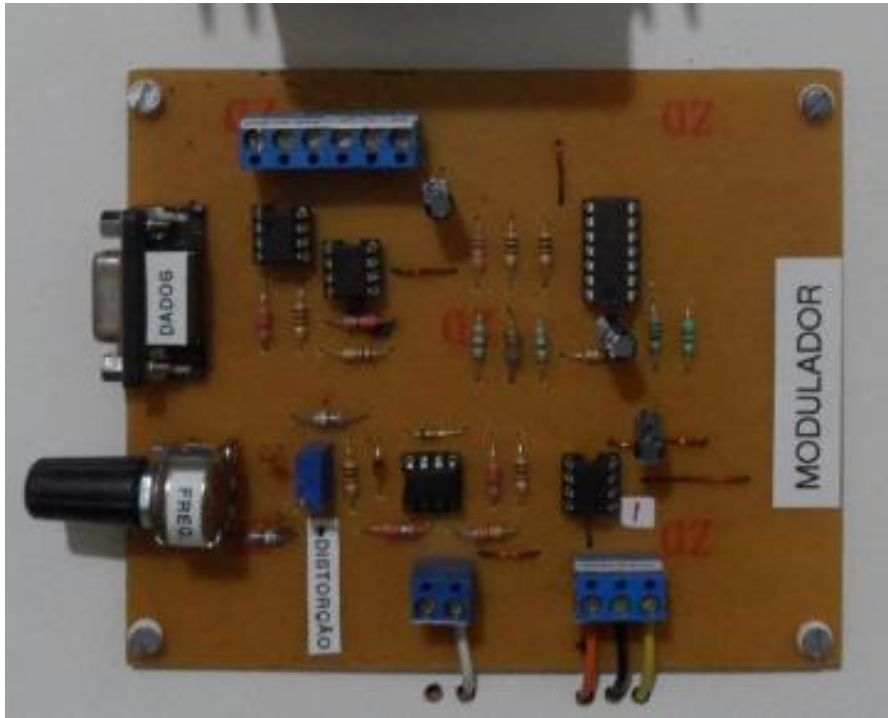


Figura 6: Protótipo do modular projetado no *Eagle*.

Amplificador de Potência - Esquemático

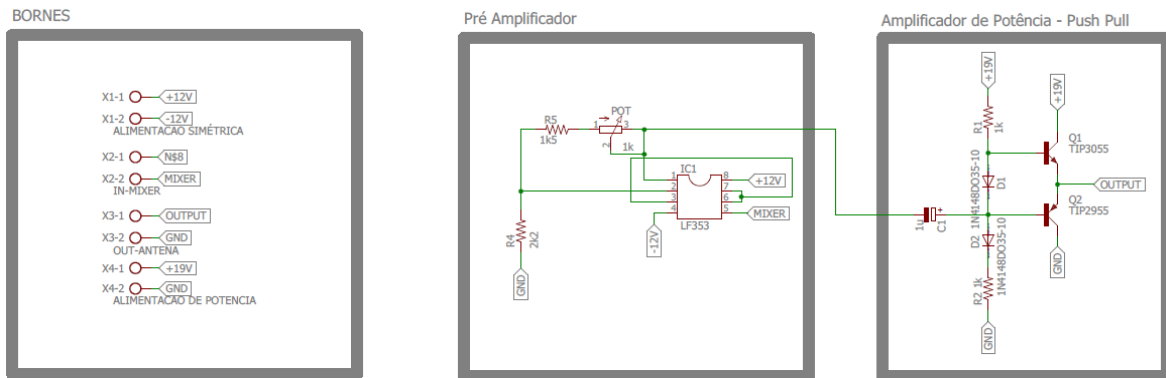


Figura 7: Esquemático do amplificador de potência projetado no *software Eagle*.

Amplificador de potência - Máscara

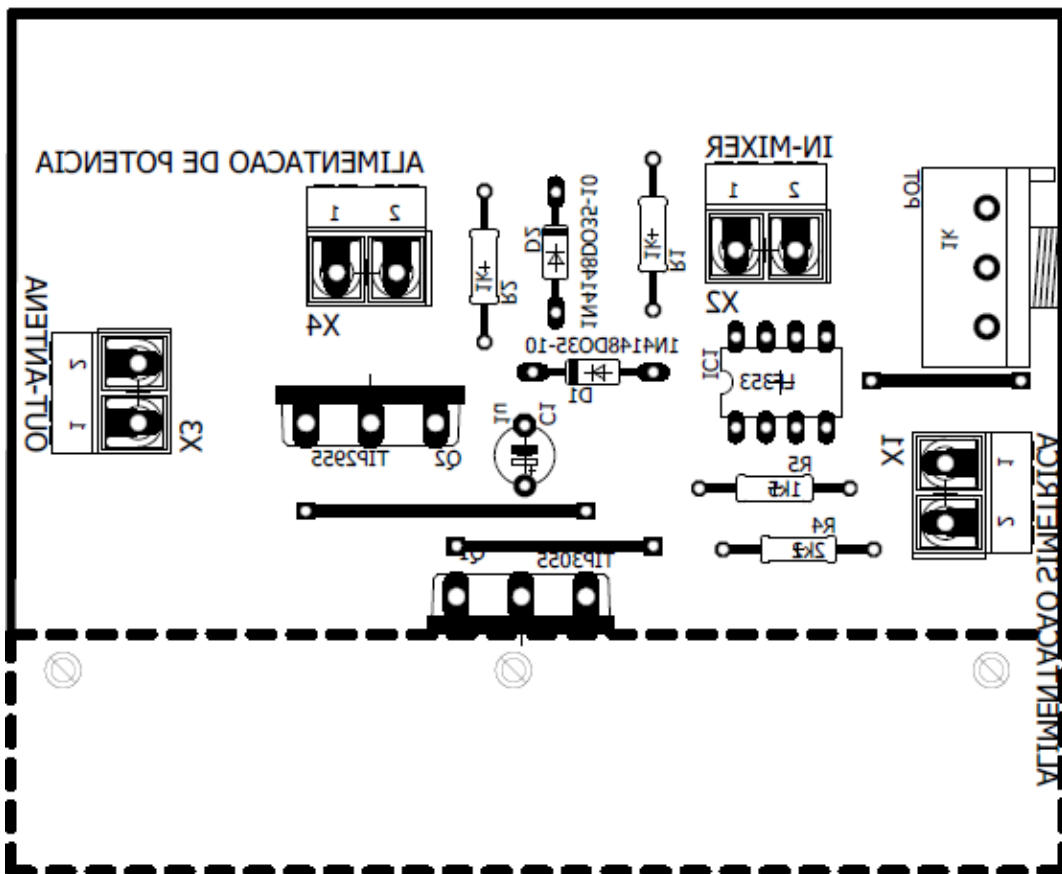


Figura 8: Máscara do amplificador de potência projetado no *software Eagle*.

Amplificador de potência- Trilhas

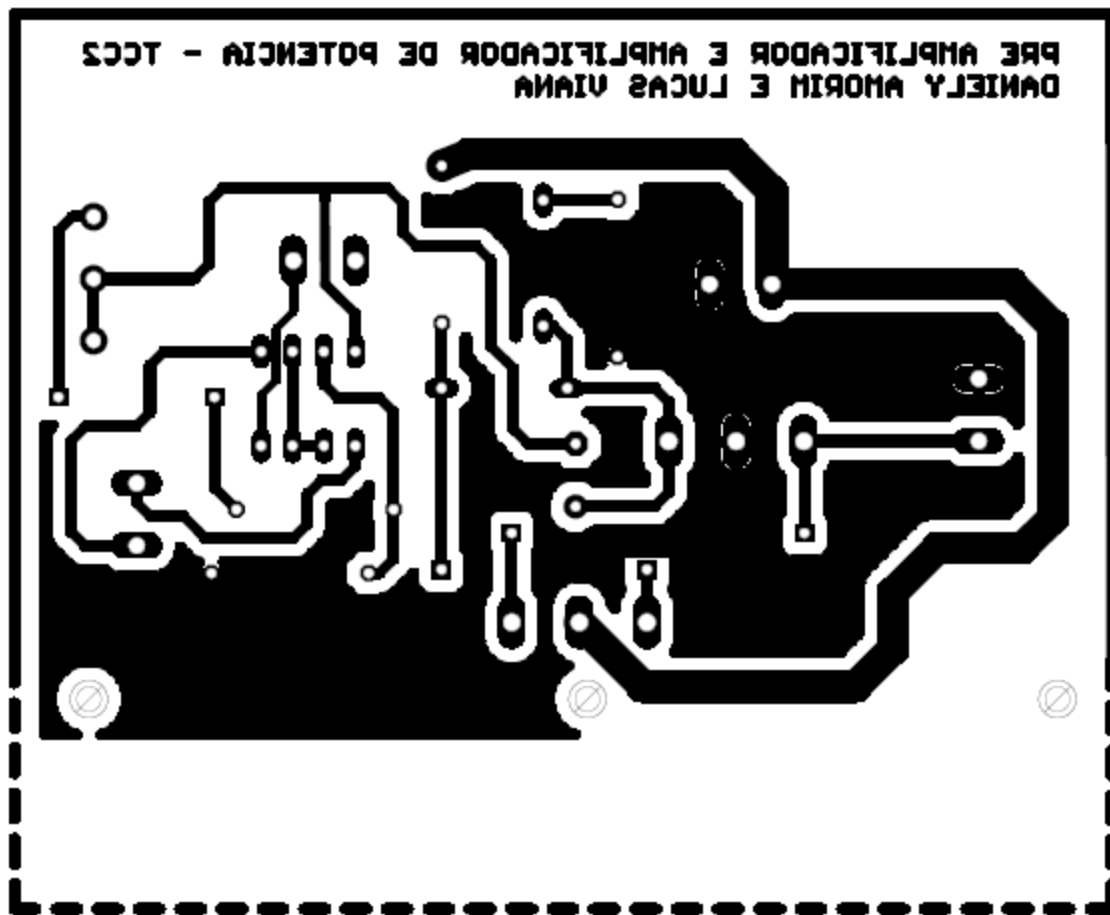


Figura 9: Trilhas do amplificador de potência projeto no *software Eagle*.

Placa amplificador – Protótipo

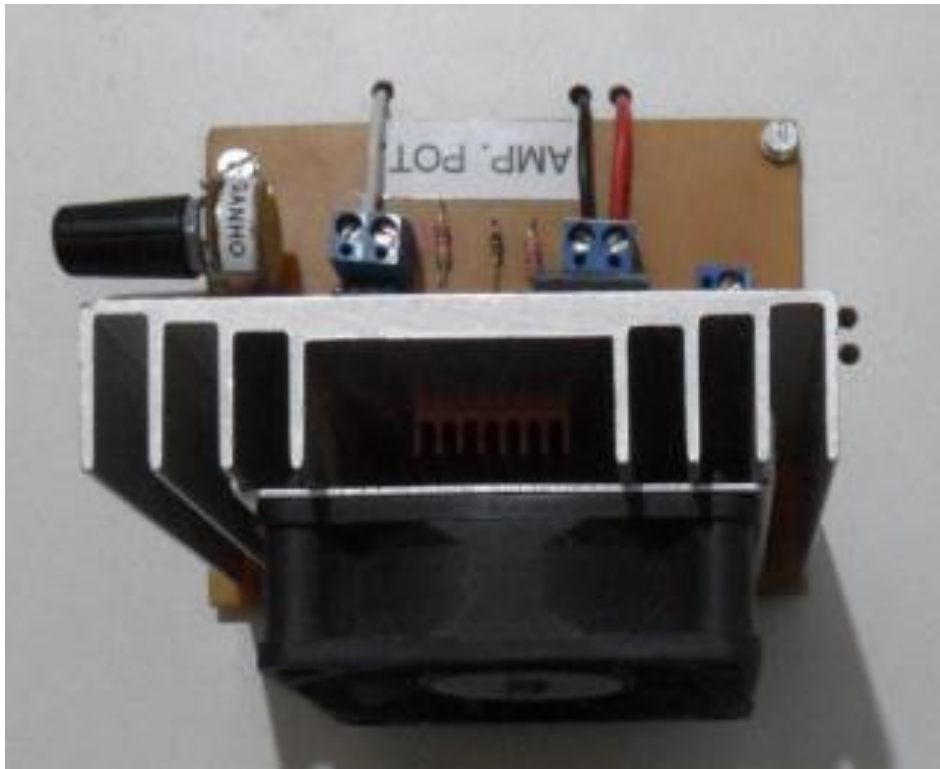


Figura 10: Protótipo do amplificador de potência projetado.

Placa de Distribuição – Esquemático

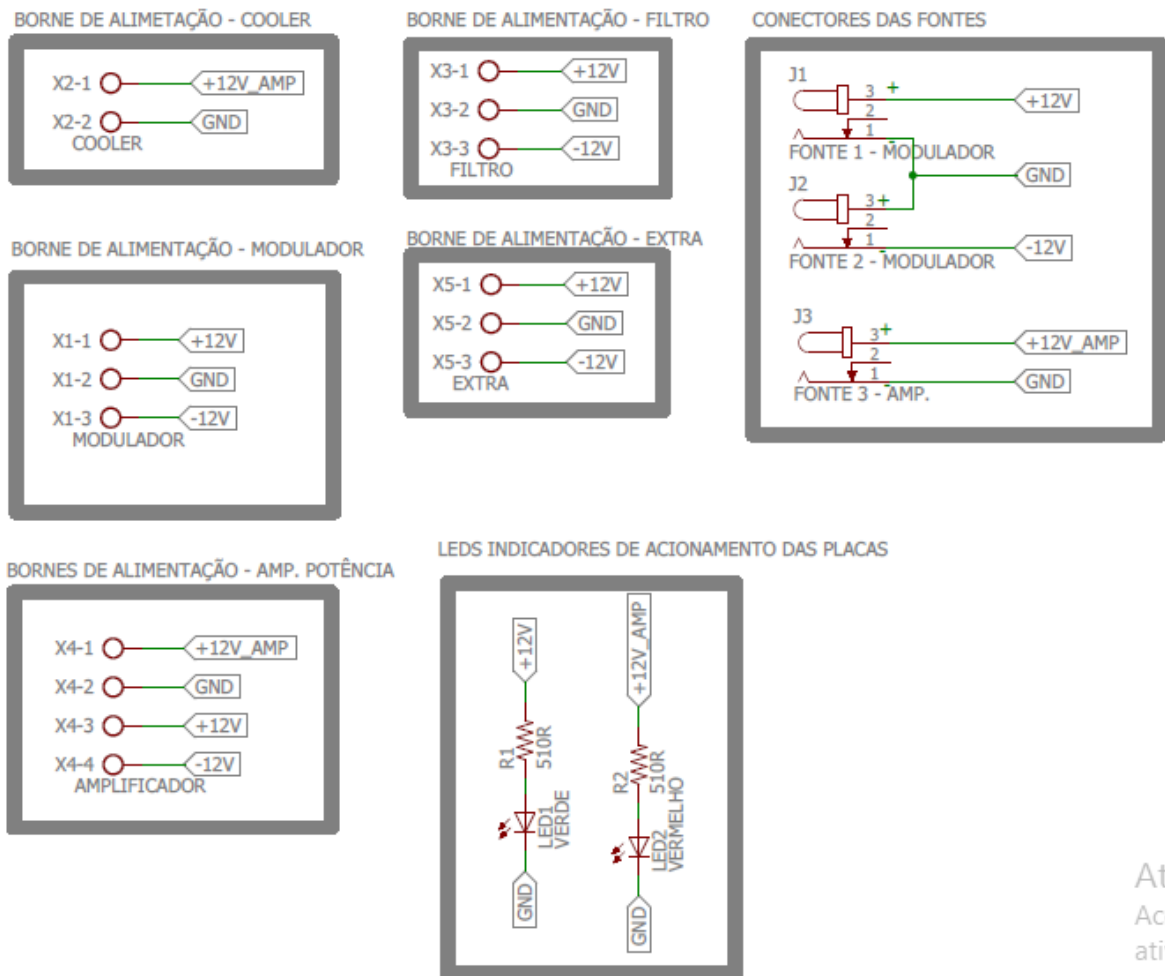


Figura 11: Esquemático da placa de distribuição de alimentação projetado no software Eagle.

Ati
Ace:
ativ:

Placa de Distribuição – Máscara

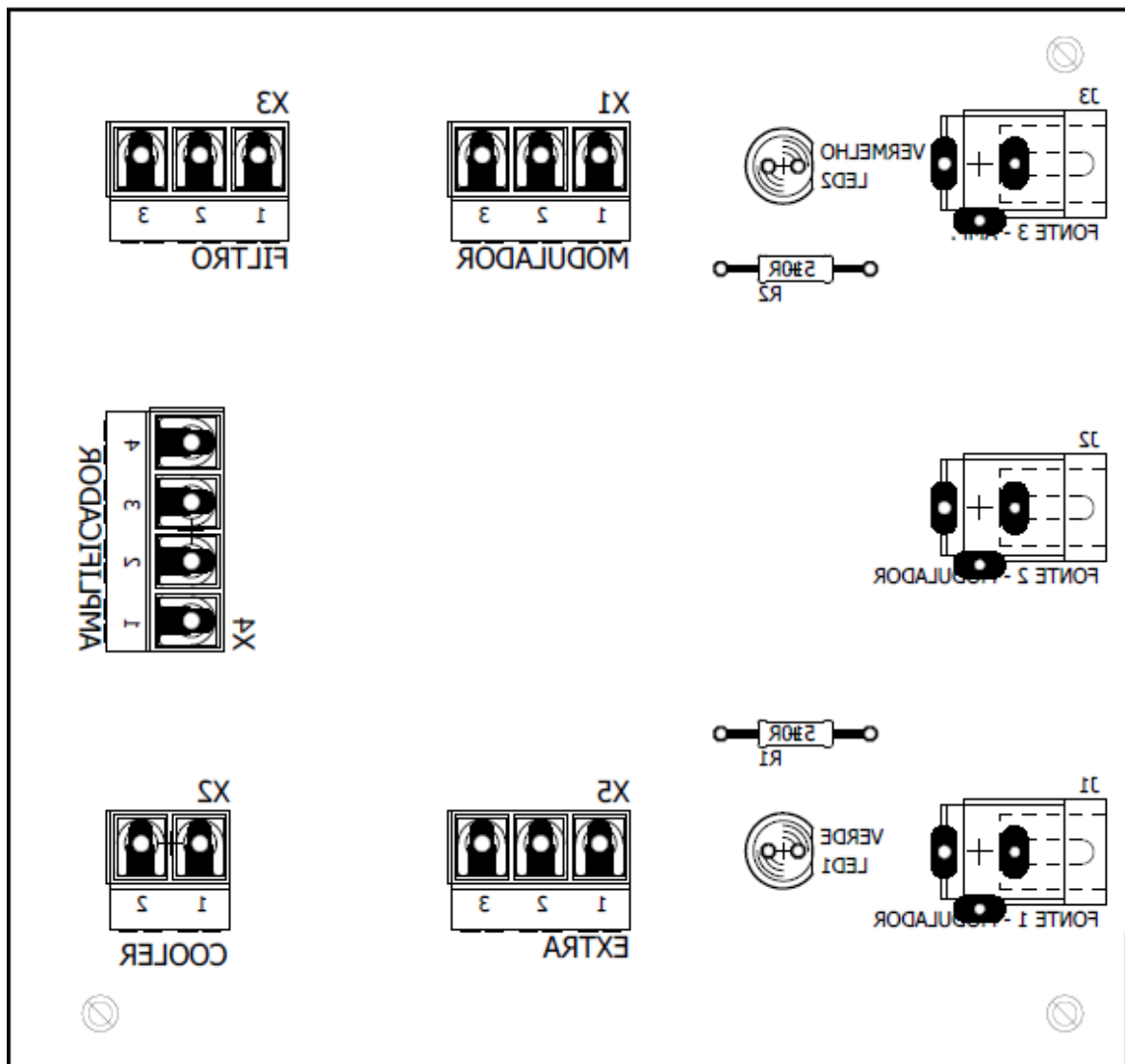


Figura 12: Máscara de distribuição da alimentação projetado no *software Eagle*.

Placa de Distribuição – Trilhas

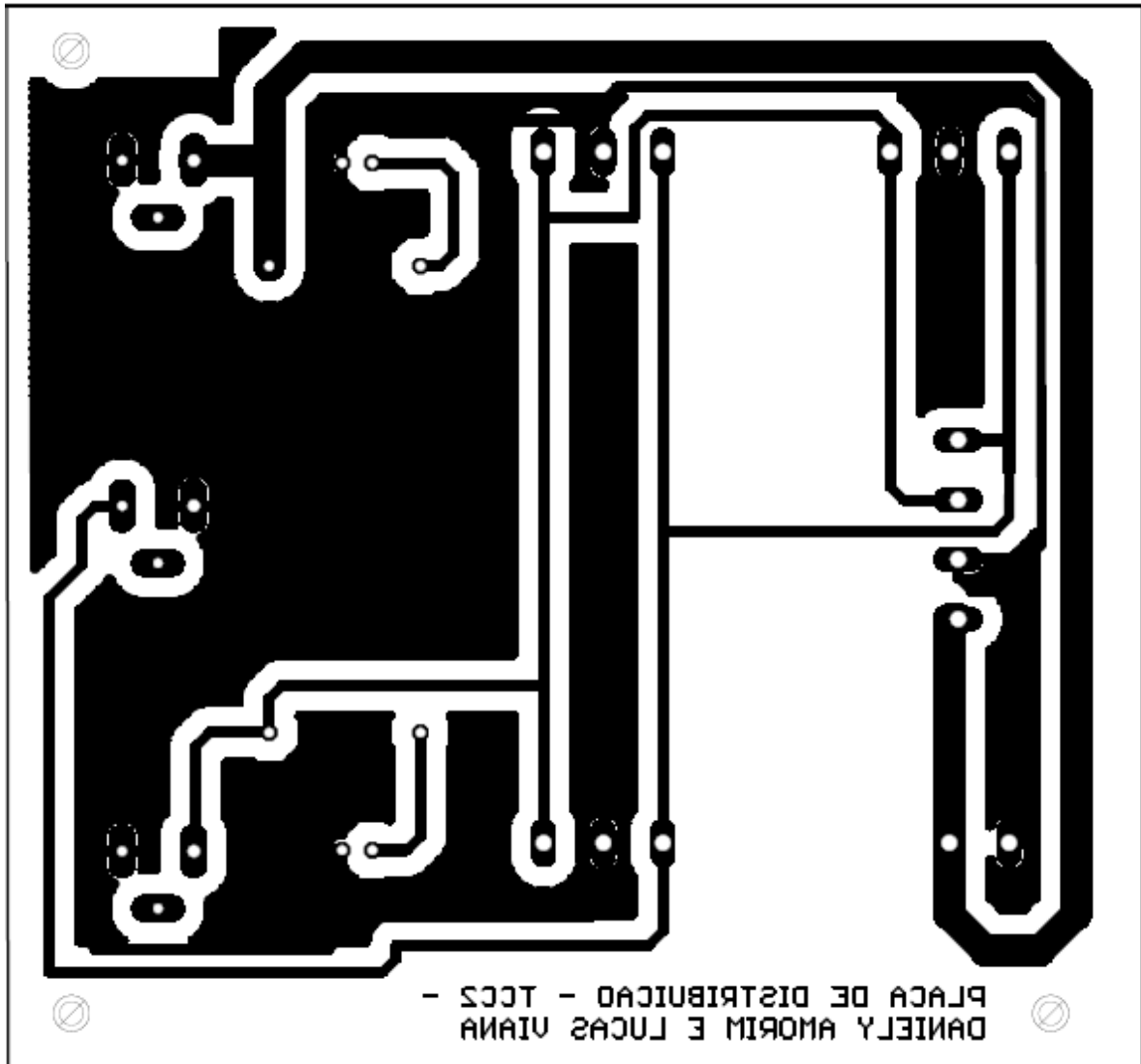


Figura 13: Trilhas da distribuição de alimentação projetado no *software Eagle*.

Placa de Distribuição – Protótipo

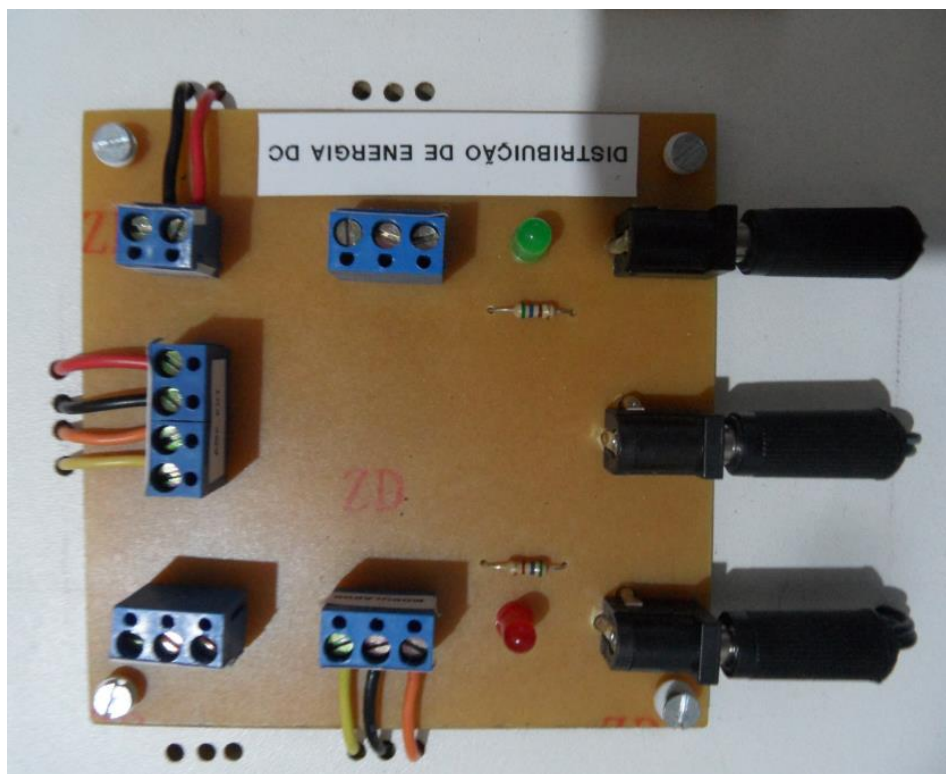


Figura 14: Protótipo da placa de distribuição da alimentação.

Acionamento do circuito



Figura 15: Acionamento da alimentação do protótipo.

Fontes de alimentação

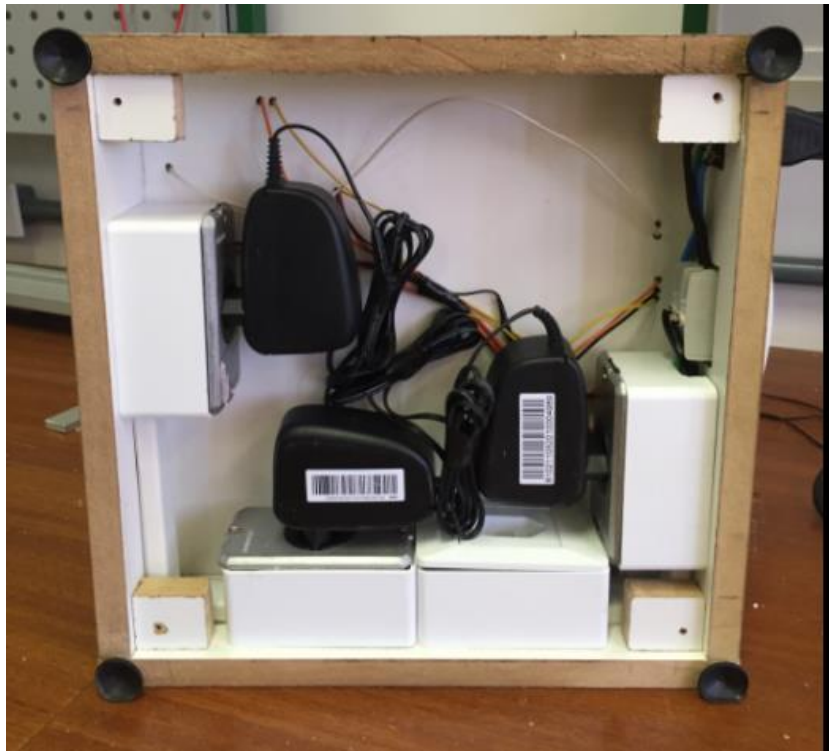


Figura 16: Interior da caixa de alimentação.

Produto final



Figura 17: Protótipo final.

ANEXO VIII

LISTA DE COMPONENTES E

FERRAMENTAS

Tabela 3: Lista de Componentes utilizados na confecção da placa do Modulador.

SÍMBOLO	DESCRIÇÃO	MODELO	UNIDADE	QUANT.	VALOR
C3, C4, C5	CAPACITOR ELETROLÍTICO 63V	-	UNID.	3,00	0.1u
POT	POTÊNCIOMETRO DUPLO	-	UNID.	1,00	10k
TRIMPOT	TRIMPOT	-	UNID.	1,00	10k
C1, C2	CAPACITOR CERÂMICO	-	UNID.	2,00	10n
R14	RESISTOR, 5%, 1/2W	-	UNID.	1,00	11k
D1, D2	DIODO	-	UNID.	2,00	1N4148
R4, R5, R8, R9, R12, R13, R16	RESISTOR, 5%, 1/2W	-	UNID.	7,00	1k
R3	RESISTOR, 5%, 1/2W	-	UNID.	1,00	1k5
R6, R7, R10, R11	RESISTOR, 5%, 1/2W	-	UNID.	4,00	330R
R15, R18	RESISTOR, 5%, 1/2W	-	UNID.	2,00	3k9
R20	RESISTOR, 5%, 1/2W	-	UNID.	1,00	4k3
R17	RESISTOR, 5%, 1/2W	-	UNID.	1,00	51R
R1, R2	RESISTOR, 1%, 1/2W	-	UNID.	2,00	649R
R19	RESISTOR, 5%, 1/2W	-	UNID.	1,00	7k5
X2	BORNE GRANDE - 3 VIAS	KRE	UNID.	1,00	-
X4	CABO CONVERSOR USB-SERIAL	LEADERSHIP	UNID.	1,00	-
IC1, IC2, IC3, IC4	CI AMPLIFICADOR OPERACIONAL	LF353N	UNID.	4,00	-
IC5	CI MIXER	MC1496	UNID.	1,00	-
X3	BORNE GRANDE - 2 VIAS	KRE	UNID.	1,00	-
X1	BORNE GRANDE - 6 VIAS	KRE	UNID.	1,00	-
-	SOQUETE TORNEADO - 8 PINOS	-	UNID.	4,00	-
-	SOQUETE TORNEADO - 14 PINOS	-	UNID.	1,00	-
-	FIO ESMALTADO	-	METRO	1,00	
-	PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO - 11cm X 13 cm	-	UNID.	1,00	
-	FONTE DE ALIMENTAÇÃO 12V - 2A	-	UNID.	3,00	

Tabela 4: Lista de Componentes utilizados na confecção da placa do Amplificador de Potência

SÍMBOLO	DESCRIÇÃO	MODELO	UNIDADE	QUANT.	VALOR
D1, D2	DIODO	1N4148	UNID.	2,00	-
POT	POTÊNCIOMETRO SIMPLES	-	UNID.	1,00	1k
R1, R2	RESISTOR, 5%, 1/2W	-	UNID.	2,00	1k
R5	RESISTOR, 5%, 1/2W	-	UNID.	1,00	1k5
C1	CAPACITOR ELETROLÍTICO 63V	-	UNID.	1,00	1u
R4	RESISTOR, 5%, 1W	-	UNID.	1,00	2k2
X1, X2, X3, X4	BORNE GRANDE - 2 VIAS	KRE	UNID.	4,00	-
IC1	CI AMPLIFICADOR OPERACIONAL	LF353N	UNID.	1,00	LF353
Q1	TRANSISTOR PNP	TIP 147	UNID.	1,00	-
Q2	TRANSISTOR NPN	TIP 141	UNID.	1,00	-
-	SOQUETE TORNEADO - 8 PINOS	-	UNID.	1,00	-
-	FIO ESMALTADO	-	METRO	1,00	
-	PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO - 8 cm X 9 cm	-	UNID.	1,00	

Tabela 5: Lista de Componentes utilizados na confecção da placa de Distribuição DC.

SÍMBOLO	DESCRIÇÃO	MODELO	UNIDADE	QUANT.	VALOR
R1, R2	RESISTOR, 5%, 1/2W	-	UNID.	2,00	510R
X2	BORNE GRANDE - 2 VIAS	KRE	UNID.	1,00	-
X1, X3, X5	BORNE GRANDE - 3 VIAS	KRE	UNID.	3,00	-
X4	BORNE GRANDE - 4 VIAS	KRE	UNID.	1,00	-
J1, J2, J3	CONECTOR PARA FONTE DE ALIMENTAÇÃO	JACK-PLUGO	UNID.	3,00	-
LED1	LED VERMELHO 5MM DIFUSO	-	UNID.	1,00	-
LED2	LED VERDE 5MM DIFUSO	-	UNID.	1,00	-
-	PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO - 10 cm X 9 cm	-	UNID.	1,00	

Tabela 6: Lista de Ferramentas utilizadas nas confecções das Placa de Circuito Impresso.

FERRAMENTAS
FERRO DE SOLDA
SOLDA
SULGADOR DE SOLDA
LIXA
CORTADOR DE PLACA
FURADOR DE PLACA
PERCLORETO DE FERRO
PAPEL FOTOGRAFICO
FERRO DE PASSAR ROUPA