

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ**

**EDGAR HENRIQUE DE SOUZA**

**KARLA AKEMI DE SIQUEIRA**

**CARACTERIZADOR DE PROPRIEDADES ELÉTRICAS DE MATERIAIS COM  
ACESSO REMOTO**

**CURITIBA**

**2022**

**EDGAR HENRIQUE DE SOUZA**  
**KARLA AKEMI DE SIQUEIRA**

**CARACTERIZADOR DE PROPRIEDADES ELÉTRICAS DE MATERIAIS COM  
ACESSO REMOTO**

**Source-Meter for Electrical Characterization of Materials with Remote Access**

Trabalho de conclusão de curso de graduação apresentada como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação do curso de Engenharia de Controle e Automação da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Orientador(a): Profa. Dra. Nastasha Salame da Silva (DAELT-CT).

Coorientador(a): Prof. Dr. Emilson R. Viana (DAFIS-CT).

**CURITIBA**

**2022**



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/)

Esta licença permite remixe, adaptação e criação a partir do trabalho, para fins não comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es) e que licenciem as novas criações sob termos idênticos. Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.

**EDGAR HENRIQUE DE SOUZA**  
**KARLA AKEMI DE SIQUEIRA**

**CARACTERIZADOR DE PROPRIEDADES ELÉTRICAS DE MATERIAIS COM  
ACESSO REMOTO**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação apresentado como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação do curso de Engenharia de Controle e Automação da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Data de aprovação: 03/junho/2022

---

Profa. Nastasha Salame da Silva  
Doutorado  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

---

Prof. Emilson Ribeiro Viana Júnior  
Pós-Doutorado  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

---

Prof. Anderson Emanuel Ximim Gavim  
Mestrado  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

---

Prof. Fábio Luiz Pessoa Albini  
Doutorado  
Instituto Federal do Paraná

**CURITIBA**  
**2022**

Dedicamos este trabalho às nossas famílias, amigos e aos nossos professores, por suportarem nossos momentos de desespero e comemorarem conosco nossos momentos de conquista.

## AGRADECIMENTOS

Certamente estes parágrafos não irão atender a todas as pessoas que fizeram parte dessa importante fase de nossas vidas. Portanto, desde já pedimos desculpas àquelas que não estão presentes entre essas palavras, mas elas podem estar certas de que fazem parte do nosso pensamento e de nossa gratidão.

Primeiramente, agradecemos à Deus. Sem ele, nada disso teria sido concretizado.

Depois, a todos os professores que fizeram parte dessa história. O mundo só será um lugar mais justo quando todas as pessoas, sem discriminação, tiverem a oportunidade de frequentar uma escola e aprender, e os responsáveis por essa tarefa árdua são os professores. Se não fosse cada pedacinho de ensinamento que um ou outro professor nos transmitisse, hoje não poderíamos nos denominar engenheiros. O caminho foi longo e pedregoso, mas nós conseguimos chegar ao fim com a sanidade mental ainda mais ou menos intacta.

Agradecemos aos nossos orientadores Prof. Dra. Nastasha Salame da Silva e Prof. Dr. Emilson R. Viana, pela sabedoria com que nos guiaram nesta trajetória, pela paciência que tiveram conosco, pelos equipamentos emprestados e adquiridos para a realização deste trabalho e por terem acreditado que isso seria possível.

Aos professores Dr. Jeferson Ferreira de Deus, Dr. Wilson José da Silva e, novamente, Dr. Emilson R. Viana, os quais foram os pioneiros em minha orientação no ramo da pesquisa científica e por sempre terem conseguido encaixar meus trabalhos em congressos científicos internacionais. Saibam que se um dia tais trabalhos forem reconhecidos, vocês foram o pilar disso tudo.

Aos professores Paula Cristina Rodriguez e João Batista Floriano, os quais me apresentaram os conceitos e os princípios de funcionamento de um potenciostato, bem como suas aplicações para caracterização de materiais, o que desencadeou meu verdadeiro interesse em realizar esse trabalho. Professores, ainda não concluímos esse projeto, mas não percam a esperança =D.

À Prof. Dra. Andrea Lúcia Costa, a qual tivemos o prazer de conhecer durante nossa jornada de garantir as atribuições de Engenharia Elétrica. Ela foi nossa mãezona nos últimos dois períodos e sempre esteve disponível para

responder às perguntas relacionadas a esse trabalho da maneira mais eficiente possível, independente do dia ou da hora. Amamos você prof <3.

Aos professores Dr. Marcelo de Oliveira Rosa, M.sc. Márcio Aparecido Batista e M.sc. Annemarlen Gehrke Castagna, por terem atendido às minhas solicitações de urgência com grande prestatividade, possibilitando que minha formação fosse garantida em tempo hábil para que eu pudesse assumir a vaga do processo seletivo da Petrobrás.

Ao pessoal da Fiocruz, em especial ao Dr. Lucas Blanes, que me proporcionou a oportunidade de contribuir com a sociedade na luta contra a COVID-19, mesmo que de forma mínima se comparado aos profissionais da área que saúde, os quais foram os verdadeiros heróis da atualidade. Essa pequena oportunidade me tirou de um momento de depressão e fez com que eu enxergasse novos horizontes.

Aos meus colegas de laboratório, especialmente ao mestre Anderson Emanuel Ximim Gavim, amigo de mais de uma década, que sempre sanaram nossas dúvidas e sempre deram um jeito de pagar aquela cervejinha gelada quando estávamos em momentos de estresse. Hey Raj, esse projeto só foi concluído graças à oportunidade que tive de participar do desenvolvimento do seu mestrado.

Ao Prof. Dr. Fábio Luiz Pessoa Albini, o qual conhecemos durante as aulas remotas e se tornou um grande amigo. Obrigado por ter aceitado participar desse trabalho e deixar seu nome registrado em algo que levaremos conosco a vida toda.

Aos departamentos acadêmicos, programas de pós-graduação envolvidos no projeto e a própria UTFPR, pela cooperação.

As instituições financeiras CAPES, CNPq e Fundação Araucária, por terem financiado meus programas de Iniciação Científica, garantindo a continuidade do curso e incentivando a pesquisa no setor brasileiro. Este trabalho não seria este trabalho se eu não tivesse aprendido a lidar com os desafios que a pesquisa científica traz ao mundo real.

Obrigado especial aos nossos colegas, Bruno Gabardo Pallú, simplesmente por ser o Palluzinho, à Isabelle Nayara Rompato da Silva, por sempre ter confiado no nosso potencial e ao pessoal de elétrica, em especial ao Wesley da Motta, pelas horas de estudo, risadas, parcerias e pães de queijo, ao Jardel Moraes, por ter sido nosso pequeno Padawan e à Adrielle Natália Rossato Barutti, simplesmente por ser uma pessoinha especial e por fazer aniversário no mesmo dia de meu querido pai.

Vocês ajudaram a deixar o curso mais divertido. E não podemos esquecer do Patrick Rangel Zilz, parceiro de estudo do tão esperado concurso da Petrobrás, pois sem aquelas horas sofridas de estudos e aquelas reuniões de quase desespero, eu não teria forças para continuar estudando e não seria possível essa nova fase em minha vida. Te amo, cara!

À todas as amizades que construímos dentro da universidade e que sempre estiveram presentes quando nós mandávamos aquela mensagem pelo mensageiro eletrônico ou quando chamávamos para assistir aquele filme no cinema, de forma que nossos corações sempre estiveram reconfortados no carinho dessas pessoas maravilhosas. Durante o período de pandemia, vocês todos foram a salvação para nossa mente não pirar, já que o isolamento social foi um grande incentivador de transtornos psicológicos. Infelizmente não poderemos citar todos, senão essa lista não teria mais fim. Saibam que todos vocês são especiais, seus fofos.

Aquele agradecimento especial ao Edegar José de Souza e à Clenice Fernandes de Souza, meus pais, pois foram longos os anos que foram empregados nessa jornada, e sem vocês, eu claramente não teria atingido esse objetivo.

Deixo aqui uma lembrança e gratidão à Carlos Cesar de Siqueira (em memória), Laura Thizue Suzuki de Siqueira, Jacqueline Kaori Suzuki de Siqueira, Natália de Camargo Peres, Melanie, Salem e, claro, ao Floco, o cãozinho que esteve sempre presente nas nossas reuniões (e sempre bravo). Vocês me deram forças para continuar e foram minha sustentação, obrigada por tudo, meu coração é de vocês.

Enfim, gostaríamos de deixar registrado também, o nosso reconhecimento às nossas famílias e a nossos amigos externos à universidade, pois acreditamos que sem o apoio deles seria muito difícil vencer esse desafio. Enfim, a todos os que por algum motivo contribuíram para a realização desta obra.

*“Não se pode ensinar uma lição a uma  
criança a menos que a criança saiba que  
há uma lição a aprender”.*  
*“Um homem planta o que pode... E cuida  
do que plantou”.*  
(KING, Stephen, 1983)



## RESUMO

Com novas tecnologias emergentes e conectividade cada vez mais abrangente e difundida, conceitos antigos de equipamentos robustos de instrumentação precisam ser atualizados. Com as ferramentas atuais e o mundo em nossas mãos através de *smartphones*, pode-se afirmar que possuir controle total dos diversos comandos existentes para realizar ações que ocorrem dentro de uma casa, por exemplo, ao mesmo tempo que variáveis como temperatura e iluminação do interior desta casa são visualizados simultaneamente, tornou-se uma tarefa simplória. A possibilidade de acesso remoto traz uma grande vantagem aos instrumentos caracterizadores por permitir que estes operem de forma remota, excluindo a necessidade de o operador permanecer confinado em laboratório de análises químicas enquanto ensaios com soluções eletrolíticas nocivas à saúde estão sendo realizados, desde que o operador tenha controle total do processo e possa analisar os eventos que estão ocorrendo conforme os potenciais de energia são aplicados. Para que tal equipamento seja concebido, é necessário que haja um intermediador capaz de ler variáveis do processo e tomar decisões de controle ao mesmo tempo que se comunica com o *smartphone*, enviando e recebendo tais variáveis. O intermediador é um microcontrolador, componente de baixa potência e alto poder de processamento. Fazendo o uso de conversores que transcrevam números binários em um sinal de tensão correspondente, esse microcontrolador pode desenhar os mais diversificados tipos de onda de energia que se possa imaginar, desde tensões constantes até senoides defasadas operando em alta frequência. Contudo, tais conversores operam em baixas tensões e baixas correntes, de forma que um estágio de ganho de tensão e de corrente se faz necessário para que o equipamento seja viável aos propósitos da instrumentação. Esses ganhos são garantidos em módulos separados, através do uso de amplificadores operacionais e transistores de potência. Uma vez que tais desafios foram superados, verificou-se que o equipamento resultante é capaz de alimentar circuitos de alta potência trifásicos e possui ótima confiabilidade e precisão, com erros abaixo de 0,5% mesmo quando nenhum ajuste fino é realizado. Além disso, possui enorme flexibilidade de programação e integração com outros módulos que o tornam em um equipamento versátil para aplicação em outras áreas da instrumentação, que pode variar desde uma simples fonte de alimentação até controladores PID, desde que os devidos ajustes sejam arrançados. Os componentes utilizados no trabalho são facilmente encontrados em lojas de componentes eletrônicos e possuem baixos valores de aquisição, tornando a confecção do equipamento mais facilitada devido ao seu baixo custo de produção, mas com extensa gama de aplicação.

**Palavras-chave:** eletrônica - aparelhos e instrumentos; eletrônica de potência; controle remoto; *smartphones*; simulação digital; estudos de viabilidade.

## ABSTRACT

With new emerging technologies and increasingly widespread connectivity, old concepts of robust instrumentation equipment need to be updated. With the current tools and the world in our hands through smartphones, it can be said that having total control of the various existing commands to perform actions that occur inside a house, for example, while variables such as temperature and lighting inside this house are viewed simultaneously, has become a simple task. The possibility of remote access brings a great advantage to characterizing instruments by allowing them to operate remotely, eliminating the need for the operator to remain confined in a chemical analysis laboratory while tests with electrolytic solutions harmful to health are being performed, provided that the operator has full control of the process and can analyze the events that are occurring as the energy potentials are applied. For such equipment to be designed, there needs to be an intermediary capable of reading process variables and making control decisions while communicating with the smartphone, sending and receiving such variables. The intermediary is a microcontroller, a component of low power and high processing power. By making use of converters that transcribe binary numbers into a corresponding voltage signal, this microcontroller can draw the most diverse types of power waveforms imaginable, from constant voltages to lagging sinusoids operating at high frequency. However, these converters operate at low voltages and low currents, so a voltage and the current gain stage are necessary for the equipment to be viable for instrumentation purposes. These gains are provided in separate modules, through the use of operational amplifiers and power transistors. Once these challenges were overcome, it was found that the resulting equipment is capable of powering high-power three-phase circuits and has excellent reliability and accuracy, with errors below 0.5% even when no fine-tuning is performed. Moreover, it has enormous programming flexibility and integration with other modules that make it versatile equipment for application in other areas of instrumentation, which can range from a simple power supply to PID controllers, provided the proper adjustments are arranged. The components used in the work are easily found in electronic component stores and have low acquisition values, making the manufacturing of the equipment easier due to its low-cost production, but with an extensive range of applications.

**Keywords:** electronics - apparatus and appliances; power electronics; remote control; smartphones; digital simulation; feasibility studies.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Fonte de Alimentação Simétrica Convencional .....	21
Figura 2 – Esquema de ligação para DAC 8 bits.....	22
Figura 3 – Esquema de ligação para DAC 12 bits.....	22
Figura 4 – Temporização do 74HC595 .....	24
Figura 5 – Configuração <i>Push-Pull</i> Classe AB .....	24
Figura 6 – Amplificador de Transimpedância para Leitura de Correntes Baixas.....	25
Figura 7 – Diagrama simplificado da comunicação entre <i>Smartphone</i> e Fonte .....	26
Figura 8 – Fluxograma da rotina do aplicativo a ser desenvolvido.....	27
Figura 9 – Diodo Real .....	33
Figura 10 – Fluxo de elétrons (A) e tensões e correntes convencionais (B) no transistor <i>npn</i> .....	36
Figura 11 – Características de ganho do coletor do transistor <i>npn</i> BC337/BC338 ...	37
Figura 12 – Região de Linearização de um Transistor.....	38
Figura 13 – Transistor <i>Darlington</i> MJ110XX.....	39
Figura 14 – Amplificador <i>Push-Pull</i> e Seu Sinal de Saída.....	41
Figura 15 – Simulação de Amplificadores Classe B e Classe AB .....	43
Figura 16 – Curvas de Simulação dos Amplificadores em Osciloscópio .....	44
Figura 17 – Curvas para Fonte de Alimentação Ajustada em 1,5 V .....	45
Figura 18 – Curvas para Fonte de Alimentação Ajustada em 0,5 V.....	45
Figura 19 – Uso de Capacitor em Série com a Carga com Fonte Ajustada em 0,5 V .....	46
Figura 20 – Amplificador Classe AB com Estágio Acionador EC .....	47
Figura 21 – Potência Máxima Entregue em Função da Temperatura de Junção.....	47
Figura 22 – Exemplo de Sistema Digital .....	48
Figura 23 – Tamanho de Degrau de um Conversor de 4 bits com Fundo de Escala de 15 V .....	50
Figura 24 – Ligação Típica de Sensor de Temperatura a uma Placa de Desenvolvimento.....	51
Figura 25 – Filtragem de Ruídos de Sensor e Erro de <i>Offset</i> Via <i>Software</i> .....	53
Figura 26 – Diagrama Funcional e Fluxograma do ADC de Aproximações Sucessivas .....	54
Figura 27 – Exemplo de Sequência Lógica de ADC por Aproximações Sucessivas.....	55
Figura 28 – Topologias de DACs .....	57
Figura 29 – Pinagem do Arduino Nano .....	59
Figura 30 – Pinagem do Arduino Nano .....	60
Figura 31 – Evolução da rede móvel.....	62
Figura 32 – Números da plataforma Android.....	64
Figura 33 – Conexão com aparelho móvel Android .....	65
Figura 34 – Gerenciar placas no Arduino IDE .....	66

Figura 35 – ESP32 localizando as redes Wi-Fi disponíveis .....	67
Figura 36 – ESP32 Comunicação aberta .....	67
Figura 37 – Hardware Support Packages .....	69
Figura 38 – Configuração da placa .....	69
Figura 39 – Teste de comunicação .....	70
Figura 40 – Montagem virtual do circuito .....	71
Figura 41 – Montagem física do circuito.....	71
Figura 42 – Telas do <i>software</i> desenvolvido .....	72
Figura 43 – Retificador Monofásico de Onda Completa em Ponte.....	73
Figura 44 – Primeiro Ciclo: Caminho de Condução da Região Positiva de Vi .....	74
Figura 45 – Segundo Ciclo: Caminho de Condução da Região Negativa de Vi.....	74
Figura 46 – Retificador Monofásico de Onda Completa em Ponte com Filtro Capacitivo.....	77
Figura 47 – Formas de Onda e Tensões nos Diodos.....	77
Figura 48 – Diagrama de Blocos da Fonte de Alimentação Linear .....	79
Figura 49 – Diagrama de Blocos do CI78XX.....	79
Figura 50 – Fonte de Alimentação Linear Fixa de 24 V .....	81
Figura 51 – Fonte de Alimentação Linear Fixa de 24 V, 12 V E 5 V .....	81
Figura 52 – Fonte de Alimentação Linear Simétrica.....	82
Figura 53 – Condições de Operação Recomendadas da Família 78XX .....	83
Figura 54 – Incremento de Transistor <i>Darlington</i> para Ganhos de Corrente.....	84
Figura 55 – Aumento de Capacidade de Corrente Por Associação de Transistores.....	84
Figura 56 – Ajuste de Tensão para CI 78XX.....	85
Figura 57 – CI LM317 Como Regulador de Tensão Ajustável .....	86
Figura 58 – Condições de Operação Recomendadas para CIs LM317/LM337 .....	87
Figura 59 –CI LM317 operando na faixa entre 0V e 30 V .....	87
Figura 60 –Fonte de Alimentação para Componentes Eletrônicos .....	91
Figura 61 – Fonte de Alimentação para Circuitos de Potência .....	92
Figura 62 – Formato da Onda Contínua do Circuito de Potência.....	92
Figura 63 – Ponte Retificadora KBPC5010 .....	93
Figura 64 – Conexões do Microcontrolador e Registradores de Deslocamento.....	95
Figura 65 – Aplicação Típica do DAC0832 .....	101
Figura 66 – Conexões do DAC0832 e Amplificador de Tensão .....	101
Figura 67 – Aumentando a Resolução do Circuito com dois DACs .....	104
Figura 68 – Configuração de operação Bipolar do DAC0832 .....	105
Figura 69 – Circuito de Comutação de Tensão de Referência.....	106
Figura 70 – Circuito de Ganho e Medição de Corrente .....	110
Figura 71 – Correção de <i>Offset</i> do LF356.....	113
Figura 72 – Configurações Apresentadas para Ajuste de 0V do DAC0832 .....	113
Figura 73 – Conexão com Capacitores de Filtro para Amplificadores Operacionais .....	114
Figura 74 – Primeira Versão da Fonte de Alimentação Digital .....	115

Figura 75 – Sincronismo entre Saídas do Registrador de Deslocamento .....	116
Figura 76 – Erros Associados aos Sinais de Saída.....	117
Figura 77 – Comutação das Cristas da Senoide Através da Tensão de Referência .....	120
Figura 78 – Frequência da Onda Utilizando 74HC595.....	121
Figura 79 – Frequência da Onda Utilizando Saídas Diretas do Arduino Nano.....	121
Figura 80 – Discretização da Onda Senoidal .....	122
Figura 81 – Simulação das Ondas Alternadas de Fase .....	123
Figura 82 – Discretização das Ondas Simuladas após Aperfeiçoamento .....	124
Figura 83 – Ondas Contínuas Triangulares .....	125
Figura 84 – Ondas Contínuas Dente de Serra .....	125
Figura 85 – Ondas Contínuas Retangulares .....	126
Figura 86 – Ondas Contínuas Constantes .....	126
Figura 87 – Ondas Contínuas/Alternadas Arbitrárias .....	127
Figura 88 – Alimentação das Cargas e Formas de Ondas Resultantes .....	129
Figura 89 – Comportamento do Amplificador <i>Push-Pull</i> com Tensão Positiva .....	130
Figura 90 – Comportamento do Amplificador <i>Push-Pull</i> com Tensão Negativa .....	130
Figura 91 – Leitura de Tensão por ADC e Comunicação Virtual com a IDE do Arduino.....	133
Figura 92 – Instantâneo do Conversor 16 bits com número binário 1000000000000000 .....	135
Figura 93 – Instantâneo do Conversor 16 bits com número binário 1000000000000001 .....	135
Figura 94 – Instantâneo do Conversor 16 bits com número binário 100000100000001 .....	136
Figura 95 – Instantâneo do Conversor 16 bits com número binário 10000100000011 .....	137
Figura 96 – Instantâneo do Conversor 16 bits com número binário 10000100000100 .....	137
Figura 97 – Funcionamento do circuito e aplicativo .....	138
Figura 98 – Potenciostato básico .....	139
Figura 99 – Potenciostato .....	140
Figura 100 – Galvanostato .....	141
Figura 101 – Comutador Van der Pauw .....	142
Figura 102 – Sequência de Operação Van der Pauw .....	142
Figura 103 – Sequência de Operação Van der Pauw .....	143
Figura 104 – Sequência de Operação Van der Pauw .....	144
Figura 105 – Sequência de Operação Van der Pauw .....	145
Figura 106 – Pinos Pogo.....	145

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Lista de materiais para validação da comunicação .....	70
Tabela 2 – Pesos Binários e Chaveamentos.....	99
Tabela 3 – Valores Medidos e Erros Sucessivos .....	119

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

DAC	Conversor Digital-Analógico
ADC	Conversor Analógico-Digital
MSB	<i>Most Significantly Bit</i> (Bit mais significante)
LSB	<i>Less Significantly Bit</i> (Bit menos significante)
IDE	<i>Integrated Development environment</i> (Ambiente Integrado de Desenvolvimento)

## LISTA DE UNIDADES E SÍMBOLOS

nA	Nanoampères
$\mu$ A	Micoampères
mA	Miliampères
A	Amperès
$\mu$ V	Microvolts
mV	Milivolts
V	Volts
$\Omega$	Ohm
k $\Omega$	Quiloohm
M $\Omega$	Megaohm
T $\Omega$	Teraohm
$\mu$ C	MicroCoulomb
$^{\circ}$ C	Graus Celsius



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>17</b>
<b>1.1</b>	<b>Tema</b> .....	<b>18</b>
1.1.1	Delimitação do tema .....	20
<b>1.2</b>	<b>Problema e premissas</b> .....	<b>20</b>
<b>1.3</b>	<b>Objetivos</b> .....	<b>28</b>
1.3.1	Objetivo geral .....	28
1.3.2	Objetivos específicos .....	28
<b>1.4</b>	<b>Justificativa</b> .....	<b>29</b>
<b>1.5</b>	<b>Metodologia</b> .....	<b>29</b>
<b>2</b>	<b>COMPONENTES PRINCIPAIS</b> .....	<b>32</b>
<b>2.1</b>	<b>Diodos e transistores</b> .....	<b>32</b>
2.1.1	Transistor <i>Darlington</i> e amplificador <i>Push-Pull</i> .....	39
<b>2.2</b>	<b>Sistema digital: conversores e controladores</b> .....	<b>48</b>
<b>3</b>	<b>INTERFACEAMENTO ENTRE PC/ANDROID E HARDWARE</b> .....	<b>62</b>
<b>3.1</b>	<b>O controle pelo sistema Android</b> .....	<b>64</b>
<b>3.2</b>	<b>O controle pelo Matlab</b> .....	<b>68</b>
<b>3.3</b>	<b>Validação da comunicação</b> .....	<b>70</b>
<b>4</b>	<b>FONTES DE ALIMENTAÇÃO</b> .....	<b>73</b>
<b>4.1</b>	<b>Fontes de alimentação lineares fixas</b> .....	<b>79</b>
<b>4.2</b>	<b>Fontes de alimentação lineares ajustáveis</b> .....	<b>85</b>
<b>5</b>	<b>MATERIAIS E MÉTODOS</b> .....	<b>89</b>
<b>5.1</b>	<b>Fonte de alimentação para componentes eletrônicos</b> .....	<b>90</b>
<b>5.2</b>	<b>Fonte de alimentação para circuitos de potência</b> .....	<b>91</b>
<b>5.3</b>	<b>Botoeiras e atuadores do microcontrolador</b> .....	<b>94</b>
<b>5.4</b>	<b>Conexões com o DAC0832 e circuito amplificador de tensão</b> .....	<b>100</b>
<b>5.5</b>	<b>Circuito de comutação de tensão de referência</b> .....	<b>104</b>
<b>5.6</b>	<b>Circuito de ganho e medição de corrente</b> .....	<b>108</b>
<b>5.7</b>	<b>Considerações sobre os amplificadores operacionais</b> .....	<b>112</b>
<b>6</b>	<b>RESULTADOS</b> .....	<b>115</b>
<b>7</b>	<b>IMPLEMENTAÇÕES FUTURAS</b> .....	<b>139</b>
<b>8</b>	<b>CONCLUSÃO</b> .....	<b>146</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>149</b>
	<b>APÊNDICE A - Código Fonte para Integração dos Módulos</b> .....	<b>154</b>
	<b>APÊNDICE B - Código Fonte para Circuito Van der Pauw</b> .....	<b>161</b>
	<b>APÊNDICE C - Código para Simulação da Comunicação Remota</b> .....	<b>170</b>
	<b>APÊNDICE D - Tabela de Preço de Componentes (junho 2022)</b> .....	<b>175</b>
	<b>APÊNDICE E - Diagramas Completos dos Circuitos Eletrônicos</b> .....	<b>179</b>
	<b>ANEXO A - Especificações da Placa Arduino Nano</b> .....	<b>184</b>
	<b>ANEXO B - Especificações da Placa ESP32</b> .....	<b>186</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Este Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) iniciou-se com as atividades de um mestrado em 2017, e posteriormente se tornou uma Iniciação Científica (IC). O presente trabalho foi escrito em 8 capítulos, de forma a organizar as etapas do desenvolvimento do trabalho para que, devido à extensão desse material, o leitor não se sinta confuso durante seu processo de absorvimento do conteúdo aqui exposto. Os capítulos estão organizados como mostrado a seguir:

- Capítulo 1: apresenta a proposta e o planejamento do trabalho através da introdução da problemática e de conceitos que serão abordados no corpo do desenvolvimento, seus objetivos, qual a justificativa que estimulou a proposta desses conceitos e a metodologia de pesquisa utilizada;
- Capítulo 2: introduz os aspectos construtivos dos principais componentes utilizados no trabalho, bem como suas funções, de maneira que o leitor tenha domínio básico daquilo que porventura possa carecer de entendimento, prejudicando sua completa assimilação do conteúdo quando estiver coletando os dados dos resultados obtidos nos capítulos finais desse trabalho;
- Capítulo 3: aborda a etapa de desenvolvimento do *software* para comunicação remota com *smartphone* e os procedimentos para correta instalação dos dispositivos necessários para que ocorra tal ato;
- Capítulo 4: introduz o conceito de retificação de onda completa em ponte com filtro capacitivo e aborda os aspectos construtivos de fontes de alimentação lineares fixas ou ajustáveis simétricas e com capacidade de suprir altas correntes, que são os modelos de fontes de alimentação mais básicos encontrados na literatura, mas que são largamente empregados para qualquer circuito ou dispositivo eletrônico;
- Capítulo 5: apresenta os materiais necessários para construção e os modos de operação dos circuitos eletrônicos que compõem os módulos necessários para a integração do sistema como um todo;

- Capítulo 6: expõe os resultados obtidos através dos módulos simulados e dos circuitos montados fisicamente, de modo a validar os conceitos abordados e desenvolvidos durante os capítulos anteriores;
- Capítulo 7: traz algumas ideias integradoras que, posteriormente, podem ser implementadas aos módulos eletrônicos desenvolvidos de forma a aumentar ainda mais a sua aplicabilidade;
- Capítulo 8: conclui o trabalho com as observações realizadas pelos autores durante a etapa de desenvolvimento e coleta de dados para obtenção de resultados que corroborassem o proposto neste material.

## 1.1 Tema

Vivemos em uma época em que não só a tecnologia embarcada evolui rápida e constantemente, mas também os materiais empregados a ela. O *smartphone* que utilizamos hoje e que se tornou um equipamento praticamente indispensável a toda sociedade ao nosso redor e possui tecnologia de processamento avançado. Contudo, a construção eletrônica de um *smartphone* não conta apenas com componentes baseados em silício, o qual, aliás, também vem perdendo espaço para a tendência no uso de materiais de menor custo produtivo, mas de uma série de condutores e semicondutores baseados em óxidos metálicos ou polímeros sintetizados. Além do mais, o emprego de polímeros condutores em dispositivos eletrônicos torna o processo de fabricação sustentável. Segundo o dicionário online DICIO (2021), sustentabilidade é o “conceito que, relacionando aspectos econômicos, sociais, culturais e ambientais, busca suprir as necessidades do presente sem afetar as gerações futuras” e a “qualidade ou propriedade do que é sustentável, do que é necessário à conservação da vida”, ou seja, fazer uso de materiais e recursos de forma consciente a fim de não deixarmos uma herança desastrosa aos nossos herdeiros.

Tendo esses argumentos como base, podemos afirmar que a ciência dos materiais, assim como a física da matéria condensada, tornaram-se áreas de grande interesse na comunidade científica, principalmente após as descobertas relativamente recentes das propriedades elétricas do óxido de grafeno (Prêmio Nobel de Física, em 2010) (NOVOSELOV *et al.*, 2004)(VIEIRA SEGUNDO; VILAR,

2016) e de polímeros condutores (Prêmio Nobel de Química, em 2000) (SHIRAKAWA, 1977) como o PEDOT:PSS, que possui uma gama de aplicações que estende-se desde construção de janelas eletrocromáticas inteligentes (GAVIM, DE SOUZA *et al.*, 2017) até células solares orgânicas flexíveis (GAVIM *et al.*, 2019). O grafeno é o material mais promissor de estudado atualmente. As ligações químicas formadas entre os átomos de carbono e a espessura do grafeno tornam esse elemento recordista em algumas propriedades físicas, como elevada área superficial, resistência mecânica (pode aguentar pressões de até 130 GPa e módulo de Young elevado de 1 TPa), condutividade térmica (pode atingir 5000 W/m.K em temperatura ambiente), condutividade elétrica (até 2.104 S/cm) e a mobilidade eletrônica (2.105 cm<sup>2</sup>/V.s). É também o material mais fino conhecido atualmente (VIEIRA SEGUNDO; VILAR, 2016).

O óxido de grafeno tem recebido grande notoriedade no cenário nacional devido às reservas naturais abundantes de grafite (material predecessor do grafeno) em nosso meio natural e, também, à facilidade de sintetização do grafite em laboratório. Ademais, esse óxido, assim como os polímeros condutores citados anteriormente, tem sido aplicado em conjunto com outros materiais, formando novos híbridos, que devem ser caracterizados para sua validação como material capaz de gerar inovação. E é justamente nesse quesito que esse trabalho se enquadra: dos diversos tipos de caracterização (morfológicas, químicas, óticas) de matérias que podem ser utilizados como novas tecnologias de condutores e semicondutores, a caracterização elétrica desses materiais é o ponto chave essencial para se concluir se esse novo material é eficaz no emprego de sua função eletrônica ou não. Por caracterização elétrica, refere-se a uma série de ensaios obtidos por equipamentos que medem desde a resistência superficial de um material ou sua condutância até características de interação moleculares que indicam se tal material pode ser empregado como um componente específico ou não, como, por exemplo, a capacidade de um material armazenar cargas ou como este se comporta através da resposta a altas frequências (TEKTRONIX, 2009).

A abordagem mais trivial de um sistema de instrumentação é aquela exposta por Bolton (2021), ou seja, um sistema de instrumentação é “usado para realizar medições” e “retornar ao usuário um valor numérico correspondente à variável que está sendo medida” (BOLTON, 2021, p. 2). Outra definição diz respeito aos processos e operações em que a ciência da instrumentação se aplica:

monitoramento, controle e análise experimental de processos e operações. No entanto, o valor medido pelo sistema de instrumentação não é perfeito, pois está limitado a uma série de fatores que introduzem pequenos erros que, ao serem somados, podem ocasionar um desvio tão grande que o valor medido quase não possui correlação com o valor verdadeiro. Esses fatores podem ser ambientais, operacionais, depender da calibração do equipamento, da limpeza dos componentes envolvidos no processo, dos contaminantes e impurezas e podem estar relacionadas a diversos outros fatores.

Bolton (2021) ainda coloca que “um sistema de instrumentação para fazer medições tem uma entrada do valor real da variável sendo medida e uma saída do valor medido. Esta saída pode então ser usada em um sistema para controlar a variável para algum valor definido”, em livre tradução BOLTON (2021, p. 2).

Algumas definições importantes, que usualmente aparecem na ciência da instrumentação e que serão citadas aqui, são encontradas no VIM Luso-Brasileiro (INMETRO, 2012).

### 1.1.1 Delimitação do tema

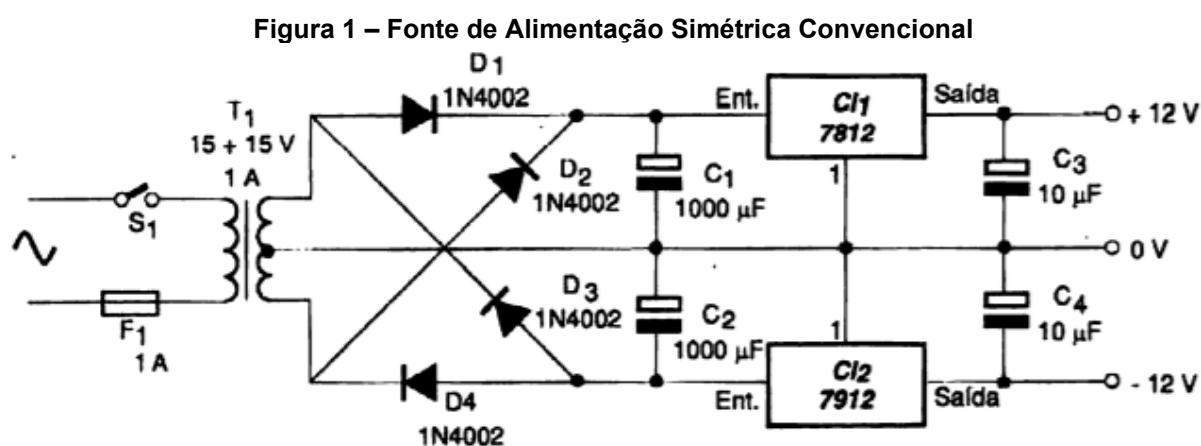
O trabalho delimita-se ao estudo de viabilidade, projeto e posterior desenvolvimento de um equipamento multifuncional que será utilizado para instrumentação analítica em laboratório de forma que seja possível a obtenção de dados imprescindíveis para caracterização de propriedades elétrica de materiais. Tal equipamento será separado por módulos e controlado remotamente por *smartphone*.

## 1.2 Problema e premissas

Uma fonte de alimentação munida de sensores capazes de indicar a corrente que flui pela amostra e capaz de desenhar formas de ondas distintas, de forma que possa observar o comportamento do material quando submetido às várias condições de alimentação, é um equipamento ideal para realização de diversos ensaios de caracterização elétrica de materiais sólidos. Se essa mesma fonte for capaz de gerar ondas periódicas que variem em intervalos de mHz a kHz, características de impedância, armazenamento de carga e comportamentos

intrínsecos que tornem o material um excelente condutor ou semicondutor, podem ser levantadas e analisadas. Uma topologia simples e confiável de fonte de alimentação e que possui diversas aplicabilidades na indústria eletrônica é apresentada na figura 1.

Um equipamento aprimorado e que continua mantendo as funções básicas de uma fonte de alimentação convencional é o potenciostato, muito utilizado na caracterização de células eletroquímicas. Grande parte dessas células são caracterizadas em estado líquido, e para que ocorram reações, o potencial do equipamento é aplicado a soluções chamadas de eletrólitos. A operação desses equipamentos é *in loco*, porém a vaporização dessas soluções a longo prazo pode causar diversos problemas de saúde ao operador, como pneumonia ácida e até câncer (BEAUMONT, 1987), uma vez que ele está submetido à inalação desses vapores tóxicos. O controle remoto via *smartphone* retiraria essa dependência do operador permanecer no local, proporcionando o confinamento do equipamento e da célula eletroquímica em ambiente controlado.



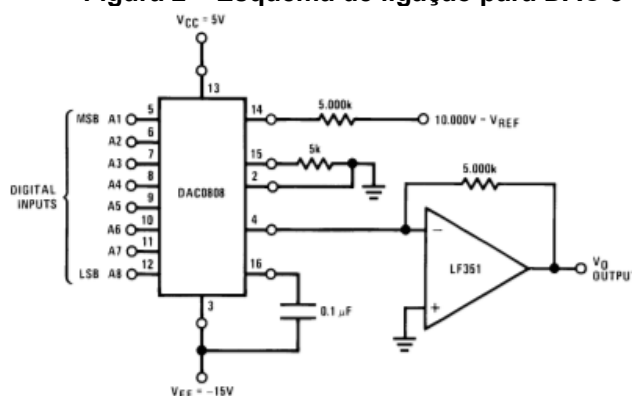
Fonte: Braga (2005, p. 79).

Há diversas maneiras de obtermos alta resolução para esse equipamento e, para a nossa abordagem aqui pretendida, o passo inicial será projetar este circuito utilizando Conversores Digitais-Analógicos, ou DACs, em conjunto com um microcontrolador. A resolução do equipamento é dependente e variável em função do nível de potencial de referência do conversor, ou seja, quanto menor for a tensão de referência, melhor será a resolução apresentada na saída. A princípio, e por facilidade de manuseio, utilizaremos um conversor de 8 bits, conforme aquele mostrado na figura 2 e já aplicado a um protótipo anterior que será apresentado na

seção de resultados, o qual nos proporcionaria uma resolução de 100 mV para um potencial de referência de 25,6 V. Esses conversores são encontrados facilmente nas lojas brasileiras de eletrônica.

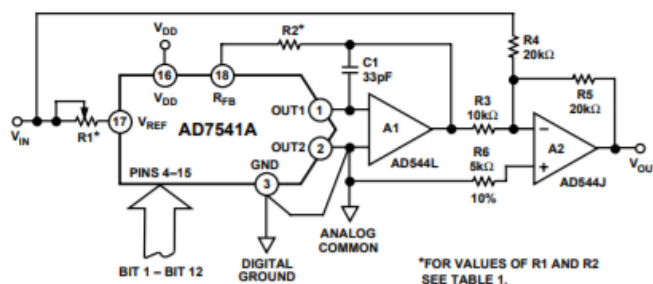
É possível aumentar ainda mais a resolução do sistema através da aplicação de conversores com maiores taxas de bits, como o AD7541 apresentado na figura 3, o qual é munido de 12 bits. Para o mesmo potencial de referência de 12 bits exemplificado anteriormente, a resolução do equipamento seria de 6,25 mV, contudo tais componentes não são facilmente encontrados no mercado nacional, o que envolve taxas de importação e possíveis inviabilidades de projeto. Além do mais, há dificuldades adicionais no controle do potencial desses equipamentos, pois pequenos ruídos causam comportamentos anômalos em demasia, caso o sistema esteja sendo testado em protoboard. Dessa forma, recomenda-se que esses componentes sejam testados já montados em placa, e em caso de erros conceituais, novamente a viabilidade do protótipo pode ser colocada em risco.

Figura 2 – Esquema de ligação para DAC 8 bits



Fonte: *Datasheet DAC0808*, Texas Instruments (1999)

Figura 3 – Esquema de ligação para DAC 12 bits



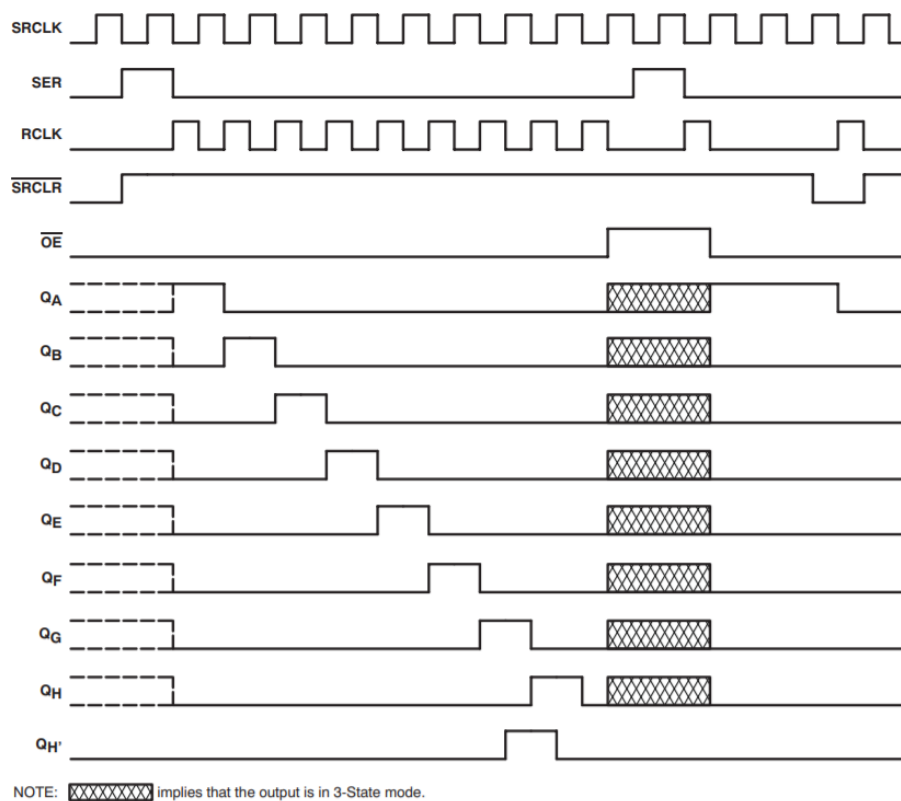
Fonte: *Datasheet AKN7541*, Analog Devices (1997)

Ambos os DACs utilizam entradas paralelas que devem ser acionadas simultaneamente, ou seja, para cada bit que representa uma ordem de grandeza do número binário, um pino digital do sistema de controle deverá ser acoplado ao DAC. Logo percebe-se que existirá uma escassez de pinos digitais dos microcontroladores em caso de uso de dois ou mais DACs, o que impõe a necessidade de integração de um registrador de deslocamento para controle desses conversores (ARDUINO, 2022). Com a utilização desse componente, o microcontrolador precisaria de apenas três pinos para controlar um DAC, em vez de oito pinos, para o caso em que seria empregado um DAC de 8 bits, ou doze pinos, para o caso em que seria empregado um DAC de 12 bits. Ainda existe a possibilidade de adicionarmos vários outros registradores de deslocamento em cascata sem alterar o número de pinos digitais utilizados pelo microcontrolador, a única modificação ocorre dentro do script do microcontrolador, já que diversos números binários, correspondentes ao número de registradores utilizados, deverão ser enviados em sequência. O uso desse componente, entretanto, possui algumas limitações, sendo a principal delas o tempo de acomodação entre os oito pinos, conforme mostra a figura 4. Se torna imprescindível verificar, através de um osciloscópio, o comportamento dessas saídas e os atrasos acometidos por esse componente para que não ocorra falhas de sincronismo entre controle e atuação.

Contudo, esses DACs não possuem capacidade de suprir alta potência à carga em sua saída (a capacidade de corrente na saída é algo em torno de 20 mA), o que limitaria de maneira devastadora o nosso protótipo. Desta forma, um segundo módulo deverá ser projetado, de forma a garantir que haja um ganho intenso de corrente na saída do DAC. Será feito o uso de transistores *Darlington* complementares, com capacidade nominal de 50 A e 120 V (ON-SEMICONDUCTOR, 2008), em configuração de amplificador *push-pull*, figura 5. Essa configuração garante ganho de corrente tanto da componente positiva do potencial aplicado quanto da componente negativa. Desta forma, pode-se garantir aplicação de tensão contínua ou alternada provinda do mesmo equipamento e com alta capacidade de carga. Devido à alta tensão e corrente solicitadas, acredita-se que o potencial deverá ser retificado diretamente da rede, ou deve-se projetar uma fonte chaveada, uma vez que um transformador dessa capacidade inviabilizaria a característica portátil do equipamento.

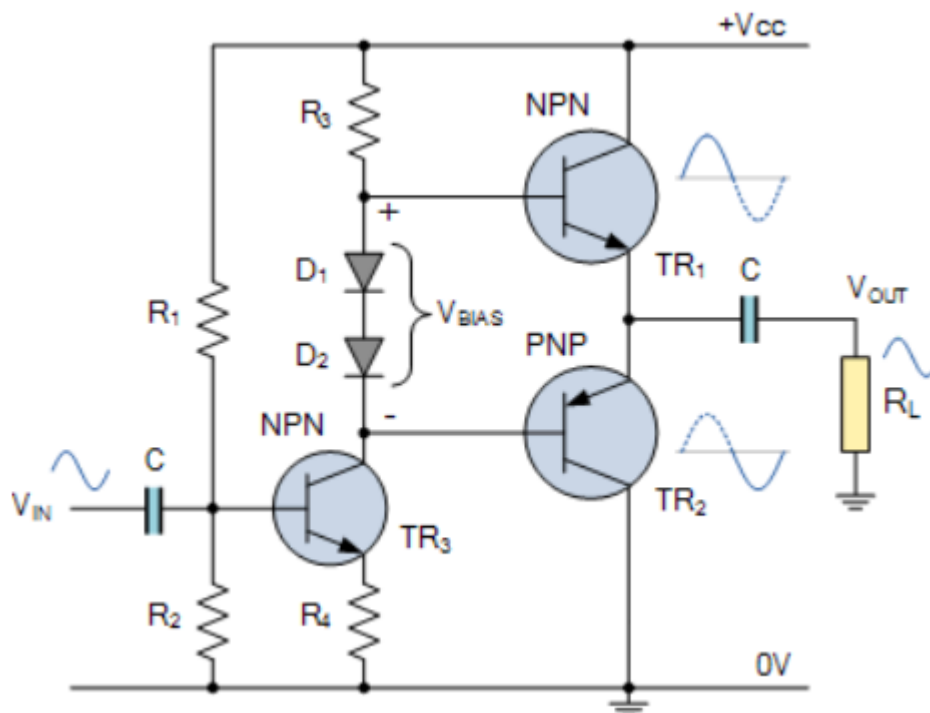


**Figura 4 – Temporização do 74HC595**



Fonte: *Datasheet 74HC595*, Texas Instruments (2015)

**Figura 5 – Configuração *Push-Pull* Classe AB**

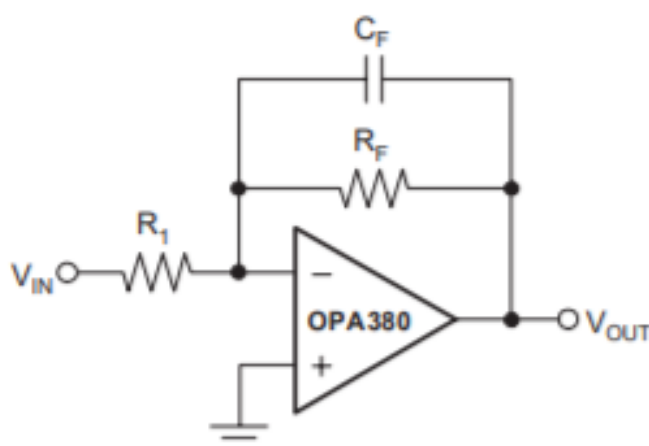


Fonte: Electronics Tutorials (2021)

O terceiro desafio é fazer a aquisição de dados dos diversos potenciais e correntes que caracterizam a carga/célula eletroquímica, de forma a garantir que o equipamento possua alta confiabilidade em seus dados aquisitados e suporte a alta potência aplicada em seus terminais, uma vez que a aquisição de dados do microcontrolador é limitada em 5V.

Para células de baixa potência, o uso de amplificadores operacionais de transimpedância (figura 6) garante um abaixamento de sinal preciso e suportado pelo microcontrolador, tendo em vista que a tensão de saída é uma razão entre a corrente de entrada e a resistência de realimentação. A tensão na saída não deverá ultrapassar 5 V, então essa resistência deve ser variável de forma que a razão corrente vs resistência não ultrapasse os limites do microcontrolador e não sature os amplificadores. O emprego de potenciômetros digitais seria perfeito para uma regulação automatizada dessa resistência (MICROCHIP, 2003). Isso nos habilita a obtermos diversas escalas de leitura de tensão e corrente (em um teste preliminar, realizado pelos autores, foi mostrado que essa configuração tem capacidade de amplificar até correntes na escala de nA, dependendo do modelo do amplificador utilizado). Porém, para células de alta potência, deve-se fazer uso de outros componentes mais robustos para a realização da aquisição desses valores de forma que o microcontrolador não seja danificado, como, por exemplo, sensores de efeito hall não invasivos. Os potenciômetros digitais podem ser empregados a outras funções do sistema, como veremos nos capítulos subsequentes.

**Figura 6 – Amplificador de Transimpedância para Leitura de Correntes Baixas**



Fonte: *Datasheet OPA380, Texas Instruments (2007)*

Quanto a parte de controle remoto, este será realizado através de aplicativo para Android, devido a praticidade e popularidade da plataforma, sendo encontrado na maioria dos *smartphones*. O operador teria controle total do equipamento, bem como visualização em tempo real dos dados obtidos, de maneira remota e livre do risco de vaporização de toxinas prejudiciais à sua saúde.

Este *software* deve ser capaz de informar ao equipamento quais comandos estão vindo do operador, e retornar ao operador todas as mensagens vindas do equipamento. Utilizaremos, então, um módulo Wi-Fi em conjunto com o microcontrolador, de forma que este possa se comunicar com o *smartphone*. A figura 7 apresenta um diagrama simplificado da comunicação Wi-Fi, fonte e *smartphone*.

**Figura 7 – Diagrama simplificado da comunicação entre *Smartphone* e Fonte**

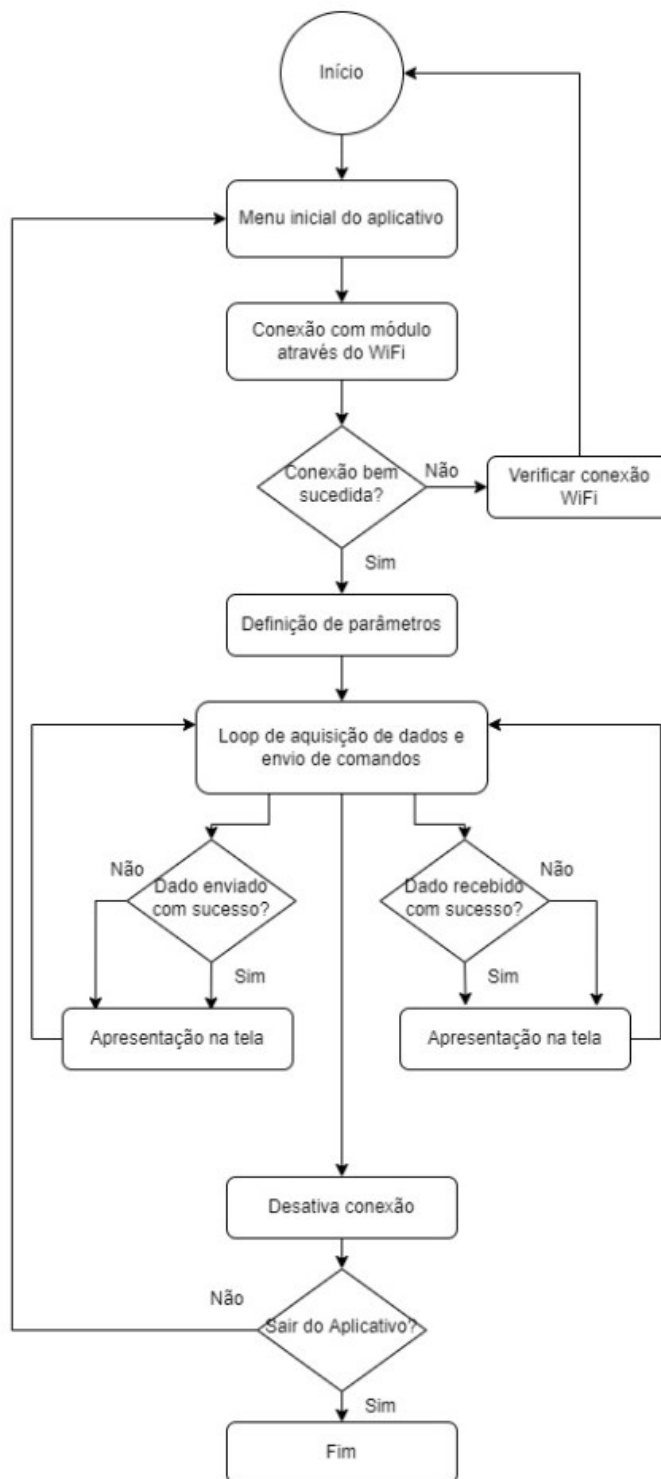


**Fonte: Autoria própria**

O aplicativo deverá ser programado em linguagem JAVA no ambiente de desenvolvimento Android Studio, que possui licença gratuita e oficial para desenvolvimento de sistemas na plataforma Android, disponível para download em: <https://developer.android.com/studio>. Uma segunda opção é usar o Droidapp. Nessa fase de testes, limitaremos a acionar alguns pares de LEDs, os quais representam as funções da fonte de alimentação, e a realizar a leitura analógica de um

potenciômetro. Contudo, espera-se que o *software* final apresente as sequências de operações mostradas no fluxograma da figura 8.

**Figura 8 – Fluxograma da rotina do aplicativo a ser desenvolvido**



**Fonte: Autoria própria**

As operações mínimas desejadas pelo aplicativo são:

- O aplicativo deve iniciar a conexão, via rede WiFi, com o módulo WiFi acoplado na placa desenvolvida;
- Uma vez que a conexão esteja iniciada, o dispositivo Android deve ser capaz de receber status vindo da fonte;
- A conexão deve permitir envios de comandos de atuação;
- A plataforma deve receber e enviar comandos de forma satisfatória;
- Deve ser possível interromper a conexão quando o usuário desejar;
- Caso algum comando não seja enviado ou alguma operação não possa ser processada, o usuário deve ser avisado com um alerta.

### 1.3 Objetivos

Essa seção visa expor os objetivos gerais e específicos que são almeçados pelos autores após a conclusão da etapa de desenvolvimento do protótipo, e não dos circuitos simulados, conforme abordados nos tópicos a seguir.

#### 1.3.1 Objetivo geral

Desenvolver uma fonte de alimentação com características intrínsecas de gerador de funções, modular, de alta resolução, alta capacidade de potência, munida de sensores de tensão e corrente para aquisição de dados em tempo real e controlada remotamente por *smartphone*, para confinamento do equipamento em local de ensaio que apresenta alto risco de toxicidade ao operador.

#### 1.3.2 Objetivos específicos

- Analisar a viabilidade da aplicação do equipamento em local confinado e operando remotamente. Analisar custo-benefício para aplicação em laboratórios de pesquisa;
- Identificar as possíveis funções e caracterizações integráveis às aplicações do equipamento;

- Desenvolver, separadamente e por etapas, os módulos necessários para integração das diversas etapas ao qual as amostras devem ser submetidas (módulo de controle, módulo de potência, módulo de aquisição de dados);
- Analisar e validar cada módulo separadamente. Após isso, analisar e validar a possibilidade de integração;
- Integrar comutador van de Pauw e módulo potenciostato/galvanostato, de forma a garantir outros horizontes de ensaios, e analisar sua viabilidade no projeto;
- Desenvolver *software* de *smartphone* para controle e aquisição de dados em tempo real;

#### 1.4 Justificativa

Equipamentos industriais possuem alto valor de mercado e nem todos os equipamentos são encontrados no mercado nacional, o que gera à universidade um alto custo de importação. Baratear custos através do desenvolvimento de um equipamento simples, mas eficaz, traz diversos benefícios aos cofres públicos e à própria universidade, que pode aplicar esse fundo economizado em outra frente. Além do mais, os operadores dos equipamentos convencionais ficam expostos a riscos de intoxicação dos diversos reagentes aos quais as células eletroquímicas estão submetidas. Por último, atualmente tem-se a tecnologia embarcada em nossas mãos, então por que não aplicar essa tecnologia a um equipamento que possa vir a se tornar comercialmente viável e patentear essa ideia?

#### 1.5 Metodologia

O protótipo anterior foi montado porque havia a necessidade do desenvolvimento de uma fonte de alimentação para caracterização de materiais poliméricos automatizada capaz de variar valores de tensão com boa resolução e em tempo controlado, e munida de um sistema onde fosse possível coletar dados das correntes pontuais durante o ensaio. Uma vez que o laboratório não possuía um equipamento com tal poder, e o custo de aquisição para esse equipamento exigia

diversos trâmites que poderiam prejudicar o tempo hábil para conclusão do mestrado, foi proposto a prototipagem de uma fonte com tais características e controlada por PC, de forma que qualquer parâmetro pudesse ser manipulado aos propósitos do usuário. Naquele momento, o protótipo foi concebido apenas com os conhecimentos técnicos do autor deste trabalho, e apresentou alguns comportamentos que necessitavam ser aprimorados através de conteúdos que podem ser encontrados na literatura.

O primeiro processo metodológico que deve ser implementado a qualquer trabalho científico é o levantamento de uma hipótese e coleta de informações através de revisões bibliográficas, de forma que todos os nossos argumentos possam ser corroborados. Com isso, e especificado o tipo de sistema que estamos interessados, podemos desenvolver o nosso modelo e validá-lo, de forma que, ao final, possamos apresentar uma tese dos resultados do nosso trabalho através dos dados que foram levantados e das conclusões obtidas na pesquisa. O desenvolvimento envolve todo um estudo de componentes a serem utilizados e dimensionados de forma que possamos obter os resultados esperados do nosso sistema, ou seja, levantamento de características elétricas de componentes em sites de venda como a mouser.com e posterior análise em seus *datasheets*, a fim de buscarmos informações relevantes que indiquem se o componente é adequado à aplicação ou não, uma vez que tensão e corrente máximas não são as únicas características de interesse em um projeto de desenvolvimento de equipamento. Faz parte do processo metodológico, também, a experiência prática do projetista acerca do projeto ao qual está incumbido de realizar. Destaca-se nesse processo os conhecimentos e experiências anteriores adquiridas em situações anormais, as quais nem sempre estão documentadas em bibliografias ou documentos técnicos. Um exemplo desse fato será comentado na explicação da inversão das cristas da senoide, onde a proposta utilizada no projeto simulado não é encontrada nos *datasheets* do componente, porém seu uso infere em um resultado mais vantajoso que aquele proposto pelos *datasheets*.

Tendo isso em mente, e utilizando-se de tecnologias de simulação de circuitos disponíveis em nossa instituição de ensino, o desenvolvimento que se segue estará limitada, nesse momento, às simulações aqui expostas. Quanto ao desenvolvimento dos circuitos propriamente dito, esta etapa ocorrerá em uma segunda oportunidade devido ao tempo de execução que colocar esse trabalho em

prática acarretaria, já que equipamentos de alta precisão exigem diversos ajustes de potenciais e outras variáveis complexas as quais não são obtidas com baixas taxas de amostragem. Para tais simulações, três *softwares* distintos foram utilizados, levando-se em consideração a especialidade e a facilidade de manipulação de cada um deles frente a um dado propósito.

As fontes apresentadas no capítulo 4, apesar de possuírem ótima estabilidade e manter tensões muito próximas do valor verdadeiro convencional, não nos permite trabalhar com outros tipos de onda que não seja o fornecimento de tensão contínua constante. A simulação que apresentaremos nesse trabalho traz uma proposta de desenvolvimento de uma fonte de alimentação capaz não só de alimentar cargas com tensões constantes que podem ser reguladas com alta precisão, como nos permite desenhar diversos tipos de ondas, contínuas ou alternadas, com picos que possam chegar próximo a 100 V e saída capaz de suprir correntes de dezenas de amperes.



## 2 COMPONENTES PRINCIPAIS

É de suma importância ao leitor que queira reproduzir este trabalho ter conhecimento dos componentes utilizados e seus modos de operação, para que além de ser capaz de entender e explicar as etapas de funcionamento do protótipo, esteja apto a identificar problemas de funcionamento e possa saná-los de forma eficaz. Este capítulo estará estruturado de forma que os conceitos sejam apresentados em sequência de complexidade.

### 2.1 Diodos e transistores

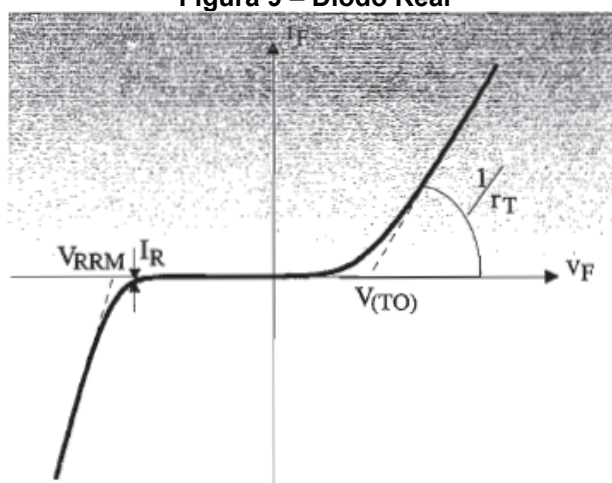
Os semicondutores englobam uma classe de material pertencente a faixa de condutividade elétrica que está entre um bom condutor e um material isolante. Os materiais mais frequentemente utilizados na construção de dispositivos eletrônicos são o germânio (Ge), silício (Si) e o arseneto de gálio (GaAs). Os semicondutores podem sofrer um processo chamado de dopagem (o que o torna um material extrínseco), que é a adição de impurezas em um material relativamente puro, resultando na modificação das propriedades elétricas do material. O silício é o material base mais utilizado neste processo, porém tanto o germânio quanto o arseneto de gálio podem ter mesma aplicação e de forma semelhante, pois as estruturas dos três materiais compartilham a mesma ligação covalente. Os dois tipos mais importantes de materiais extrínsecos semicondutores são os materiais do tipo  $n$  e tipo  $p$  (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013).

O material do tipo  $n$  é composto pela introdução de impurezas que possuem cinco elétrons na camada de valência (elementos pentavalentes). Quatro desses elétrons se unem aos elétrons de Silício, por exemplo, restando um quinto elétron, que está sobressalente e permanece livre para se mover dentro do material. Dessa forma, à temperatura ambiente, estima-se que há um elétron livre para cada  $10^{12}$  átomos. Esse processo de adição (dopagem) resulta em um efeito sob a condutividade elétrica, aumentando-a significativamente, pois há muitos elétrons portadores no nível de condução em temperatura ambiente (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013). Da mesma maneira, o material do tipo  $p$  também é composto por uma dopagem, porém neste caso os materiais possuem três elétrons de valência

(elementos trivalentes), como o boro, gálio e índio. A adição desse elemento não completa as ligações covalentes necessárias, deixando uma lacuna. A junção desses elementos (tipo  $p$  e tipo  $n$ ) compõe a construção do diodo semiconductor e representa grande importância para sistemas eletrônicos (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013).

Um diodo semiconductor engloba a junção entre um material do tipo  $n$  e um material do tipo  $p$ . O funcionamento do diodo se assemelha a uma chave mecânica, que permite o fluxo apenas em uma direção. Um diodo com características ideais opera com resistência nula quando está diretamente polarizado (não há perdas) e resistência infinita quando está inversamente polarizado (o componente é capaz de barrar toda a energia) (BARBI, 2006). Porém, tais características são mera aproximação. O comportamento real do diodo é apresentado na figura 9. Observa-se que há uma região em que o diodo demora a responder, chamada de camada de depleção. Essa camada surge devido as interações de atração e repulsão ocasionadas pelos elétrons e lacunas dos dois cristais tipo  $n$  e tipo  $p$  quando ocorre a união, durante a construção do diodo. Para diodos de silício, durante a polarização direta, a curva começa a subir em 0,4 V ou 0,5 V, atingindo valor pleno em 0,7 V, que é a energia da banda de valência do diodo. Por outro lado, a tensão que o diodo bloqueia quando polarizado inversamente é limitada, ou seja, ao atingir certo valor, o diodo passa a entrar em condução, podendo prejudicar o circuito e os componentes (BARBI, 2006) (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013).

**Figura 9 – Diodo Real**



Fonte: Barbi (2006, p. 4)

O diodo é de grande importância para a eletrônica, pois permite diversas aplicações que se estendem desde chaveamentos até ampliações. São também o elemento primário de circuitos eletrônicos, e seu comportamento influenciou a construção dos chamados transistores, os quais são utilizados em processadores de computadores, em telas de televisores, em ampliações operacionais, amplificadores de potência dentre outras funções. Barbi (2006) apresenta como exemplo o uso em retificadores de ondas e conversores de energia.

Os transistores bipolares são componentes de três terminais, sendo que um deles controla o fluxo de tensão, corrente ou nível de potência entre os outros dois. São baseados no dispositivo de estado sólido construído em 1947 pelos engenheiros William Shockley, Walter H. Brattain e John Bardeen, da Bell Telephone Laboratories. Esses três engenheiros permitiram a substituição das válvulas, as quais eram de grande interesse no começo do século XX, por esse dispositivo ao demonstrarem funções de amplificação, que é o cerne da aplicação dos transistores (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013) (MALVINO; BATES, 2016).

O diodo é um dispositivo unipolar, pois injeta apenas elétron ou lacuna na região de polaridade oposta. Pode-se fazer a analogia do transistor como dois diodos unidos, onde há uma junção de mesma dopagem (costa a costa), mas de menor área nessa junção. No processo de injeção no material com polarização oposta, o transistor é habilitado a injetar tanto elétrons quanto lacunas, explicando o termo bipolar do seu nome. O transistor é um componente montado através de três cristais dopados em sequência  $n$ ,  $p$  e  $n$  (tipo  $nnp$ ) ou  $p$ ,  $n$  e  $p$  (tipo  $pnp$ ), onde a primeira camada, conhecida como coletor (C), é levemente dopada e recebe esse nome porque coleta os portadores de carga (elétrons no tipo  $nnp$  e lacunas no tipo  $pnp$ ) que estão fluindo na base, a terceira camada, conhecida como emissor (E), é fortemente dopada e recebe esse nome porque emite os portadores de carga à base, e a segunda camada, conhecida como base (B), possui nível de dopagem consideravelmente menor se comparada às outras duas (podendo apresentar uma relação 1:10 ou menor da dopagem do cristal emissor), de forma que sua condutividade seja mais baixa e, assim, possua menor número de portadores livres. A largura de cada cristal também é diferente: o cristal da junção é muito menor que os cristais da extremidade (centenas de vezes), sendo que esses dois podem assumir tamanhos iguais (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013) ou, em alguns casos,

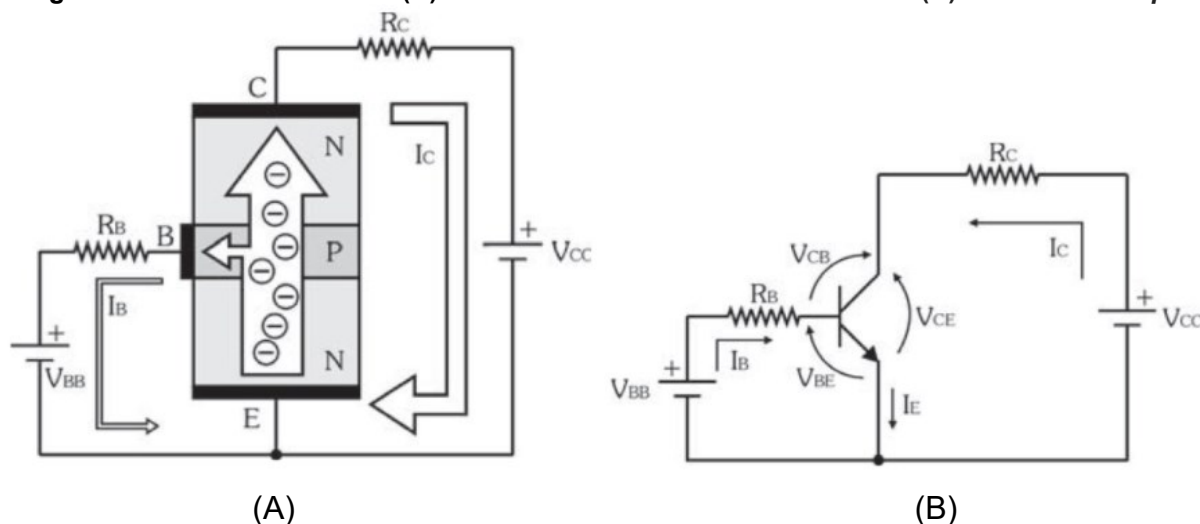
com coletor apresentando maiores dimensões (MALVINO; BATES, 2016) de forma a dissipar maior quantidade de calor (MARQUES; CHOUEIRI JR; CRUZ, 1998).

Quando o transistor não está polarizado, existem duas camadas de depleção nas junções dos cristais. Assim como ocorre com os diodos no momento da sua construção, os elétrons livres do cristal  $n$ , inicialmente neutro, se difundem através da junção  $p - n$  e se recombinam com as lacunas na região  $p$ . Desta forma, o cristal passa a ter uma deficiência de elétrons e apresentar carga positiva. O mesmo ocorre com a região  $p$ , que começa a apresentar carga negativa. Essa configuração se mantém até que uma energia suficientemente alta vença a barreira de potencial, nível de tensão necessária para realizar a quebra do equilíbrio de cada região de depleção de aproximadamente 0,7 V em temperatura ambiente para materiais de silício, e polarize o transistor (MALVINO; BATES, 2016). É conhecida como região de corte, pois ambas as junções estão reversamente polarizadas, uma vez que a corrente de base não é suficiente para excitá-las (RASHID, 2014) e a corrente no coletor é 0 A para a configuração base-comum, porém não é nula na configuração emissor-comum, configuração mais utilizada atualmente. Com isso em mente, para que não haja um sinal de saída distorcido na configuração de amplificação, a região abaixo de  $I_B = 0$  A deve ser evitada (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013).

Quando o transistor é polarizado ativamente, a junção CB encontra-se reversamente polarizada e a junção BE encontra-se diretamente polarizada. A corrente parte do emissor, atravessa a base e termina seu fluxo no coletor, entretanto uma pequena parcela dessa corrente contínua circulando pela base, sendo esta corrente conhecida como corrente de base ( $I_B$ ). O potencial positivo do coletor atrai o excesso de elétrons contido na base, que é muito pequena, menos condutiva e contém apenas portadores minoritários ( $I_{ceo}$ ), o qual forma a corrente do coletor ( $I_c$ ). Desta forma, conclui-se que a corrente do coletor é a composição dos portadores majoritários fornecidos pelo emissor e a corrente de fuga dos portadores minoritários da base. Essa corrente de fuga é tão pequena, na escala de nA, que se costuma ignorá-la. Contudo, essa parcela é sensível à temperatura e deve ser cuidadosamente dimensionada caso o sistema sofra grandes variações de temperatura, pois elas ocorrem de forma acentuada e podem levar o sistema à instabilidades. Essa corrente também é maior, na escala de  $\mu$ A, quando é analisado seus efeitos em transistores de potência (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013).

Convencionalmente, as correntes possuem sentido reverso ao fluxo de elétrons e, na configuração *npn*, as correntes da fonte  $V_{CC}$  e da fonte  $V_{BB}$  entram no coletor e na base, respectivamente, e se somam no emissor, formando a corrente do emissor ( $I_E$ ), sendo orientada para sua saída (MARKUS, 2009), conforme mostrado na figura 10.

Figura 10 – Fluxo de elétrons (A) e tensões e correntes convencionais (B) no transistor *npn*



Fonte: Adaptado de MARKUS, O. (2009, p. 111)

Quando polarizado, duas regiões de operação são possíveis: a região ativa e a região de saturação. Na região de saturação, a corrente de base encontra-se tão elevada devido ao ganho que polariza ambas as junções diretamente. Neste momento, observa-se que a tensão coletor-emissor é baixa e o transistor passa a se comportar como uma chave. Na região ativa, o transistor comporta-se como um amplificador e a tensão coletor-emissor é diminuída gradativamente conforme ocorre o aumento da corrente que base (RASHID, 2014), a qual depende de um ganho  $\beta$  intrínseco do dispositivo (pode ser encontrada no *datasheet* da fabricante) e que pode ser definida entre a razão da corrente do coletor e a corrente de base, conforme equação 1:

$$\beta = Hfe = \frac{I_C}{I_B} \quad (1)$$

Uma vez que  $I_E$  é apresentada como a soma entre  $I_B$  e  $I_C$ , e como há uma razão constante entre  $I_B$  e  $I_C$ , se há uma substituição de  $I_C$  pelo ganho  $\beta$ , obtém-se a equação 2:

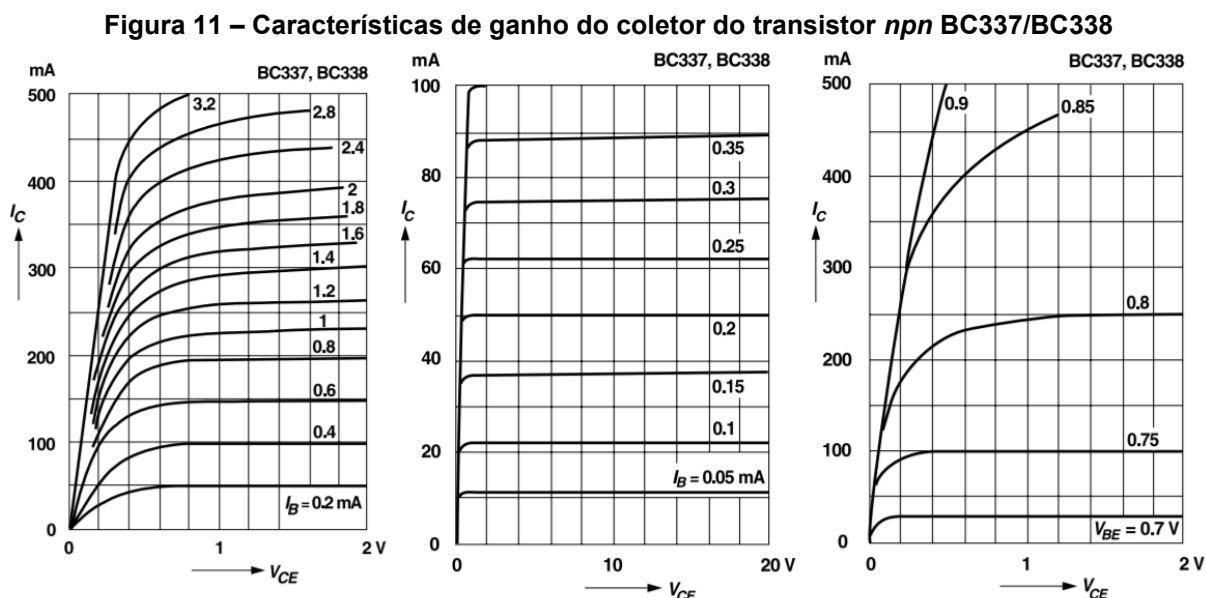
$$I_E = I_B(1 + \beta) + I_{CEO} \quad (2)$$

Se o mesmo raciocínio for aplicado novamente, mas com  $I_B$  sendo substituído pelo ganho  $\beta$ , obtém-se a equação 3:

$$I_E = I_C \left( \frac{\beta + 1}{\beta} \right) + I_{CEO} \quad (3)$$

Como exposto anteriormente, na maioria dos casos em que há a manipulação de transistores convencionais, a corrente  $I_{CEO}$  pode ser ignorada.

A figura 11 foi retirada do *datasheet* do BC337/BC338, um transistor *npn* de alto ganho que pode ser aplicado como amplificador, e ilustra o comportamento da corrente do coletor em função da corrente de base e as regiões ativa (onde a curva apresenta um comportamento horizontal, independente da tensão aplicada entre o coletor e a base) e de saturação (onde a curva tem uma ascendência vertical bem acentuada).

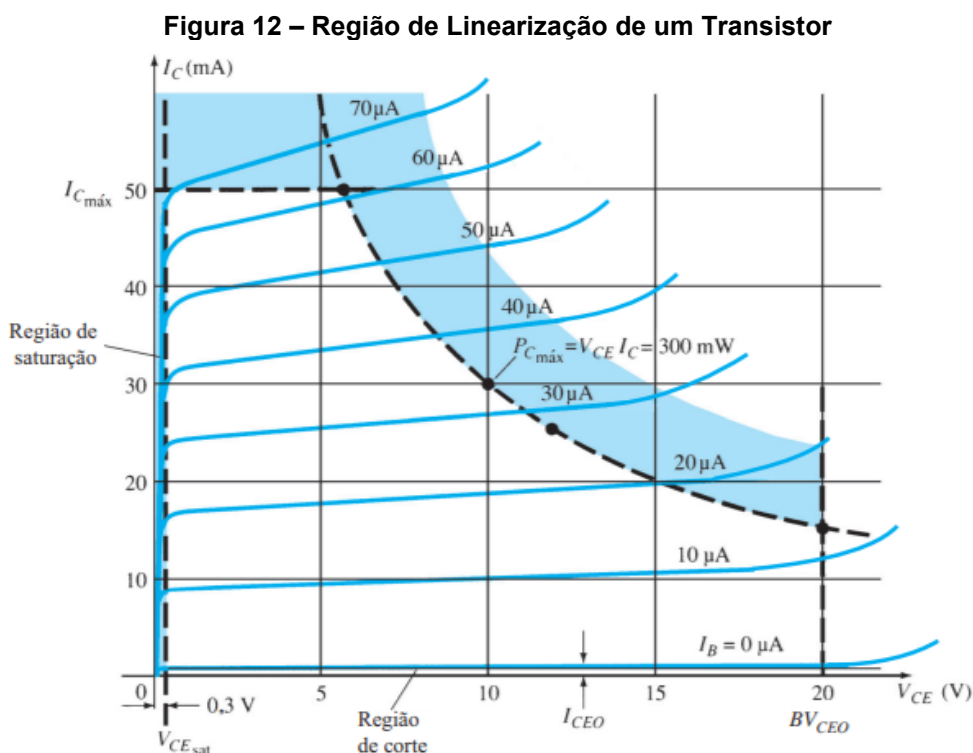


Fonte: Adaptado de *Datasheet BC337/338, General Semiconductor (1998)*

Para que o transistor opere em sua região ativa, além da corrente na base ser suficiente para vencer a barreira de potencial das camadas de depleção, a tensão de base ser suficiente para operar fora da região de saturação e a operação do transistor estar acima da região de corte  $I_{CEO}$ , os limites de operação como tensão

máxima coletor-emissor e corrente no coletor não devem ser excedidos. Além do mais, e mais importante, o limite de dissipação de potência também deve ser respeitado. Os *datasheets* normalmente trazem apenas a informação de  $I_{CBO}$ , porém ter conhecimento da corrente  $I_{CEO}$  é importante, principalmente para transistores de potência.  $I_{CEO}$  é diretamente proporcional à  $I_{BEO}$  e  $\beta$ .

Nota-se que a potência máxima dissipada pelo transistor não é meramente o produto entre a tensão máxima coletor-emissor e a corrente do coletor, e sim um valor máximo que relaciona esses dois fatores proporcionalmente (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013). Como exemplo ilustrativo de (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013), a tensão máxima de coletor-emissor para um transistor é de 20 V, a corrente no coletor máxima é de 50 mA e a dissipação máxima de potência, para este caso, é de 300 mW. Em operação em que  $I_{C\text{MAX}}$ ,  $V_{CE}$  equivale a 6V. Em operação em que  $V_{CE\text{MAX}}$ ,  $I_C$  equivale a 15 mA. Nota-se então que a operação é condicionada à potência máxima. Com essas informações, é possível estabelecer graficamente a região linear de operação do transistor, apresentada na figura 12.



Fonte: Boylestad & Nashelsky (2013, p. 130)

Em resumo, para manter o transistor operando na região linear, os parâmetros das equações 4 a 6 devem ser respeitados:

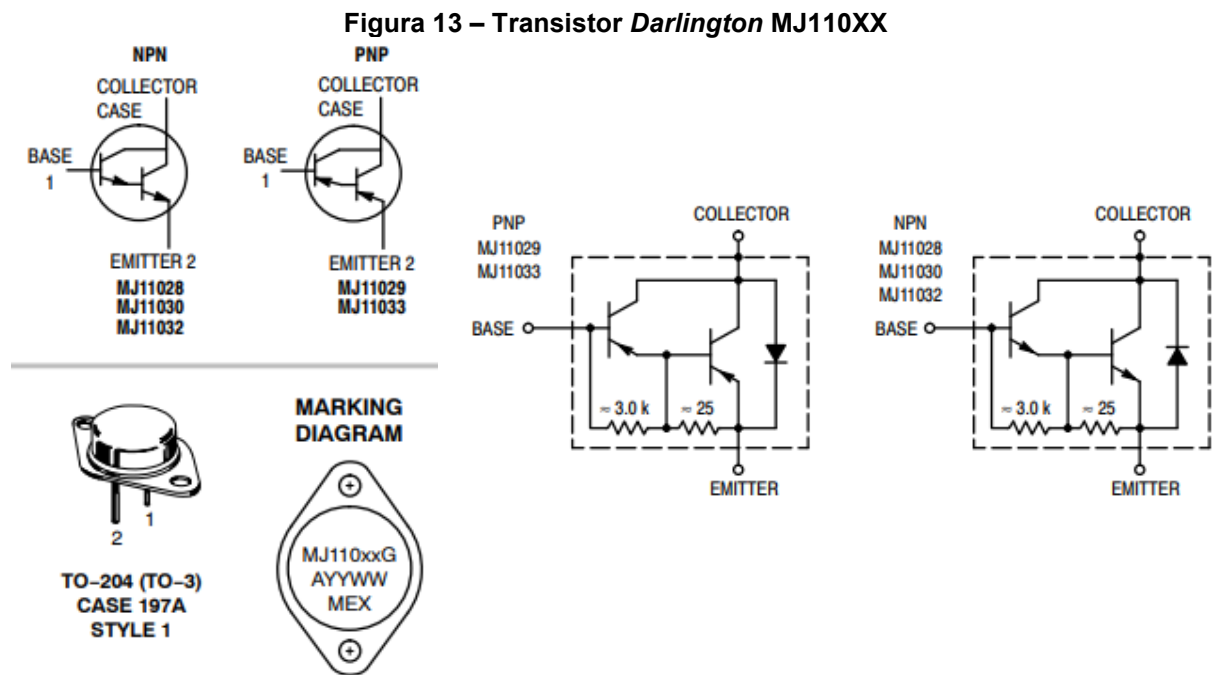
$$I_{CEO} \leq I_C \leq I_{CMAX} \quad (4)$$

$$V_{CESAT} \leq V_{CE} \leq V_{CEMAX} \quad (5)$$

$$V_{CE}I_C \leq P_{CMAX} \quad (6)$$

### 2.1.1 Transistor *Darlington* e amplificador *Push-Pull*

A construção de um transistor *Darlington* se assemelha à associação de dois transistores, onde o segundo é realimentado pelo primeiro, conforme mostrado na figura 13, retirada do *datasheet* do transistor *Darlington* MJ110XX (ON SEMICONDUCTOR, 2008).



Fonte: Adaptado de *Datasheet* MJ110XX, On Semiconductor (2008)

Transistores *Darlington* são dispositivos excelentes para ganhos de corrente em partes do circuito onde há a necessidade de alta potência, pois através do controle de pequenas correntes em sua base, é possível obtermos elevadas correntes submetidas à carga. Sua impedância de entrada é extremamente alta e nesta configuração, os ganhos dos transistores são multiplicados entre si (BRAGA, 2007), ou seja,  $\beta_d = \beta_1\beta_2$  (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013) (MALVINO; BATES,



2016). Portanto, onde antes os transistores convencionais possuíam ganhos  $\beta$  de 100 a 300, agora passam a apresentar ganhos na ordem de milhares. Os transistores *Darlington* da família MJ110XX apresentam ganhos  $\beta$  mínimos de 1000 e máximos que podem chegar a 18000, em condições de operação até 25 A. O controle de corrente acontece através da corrente de base desse transistor.

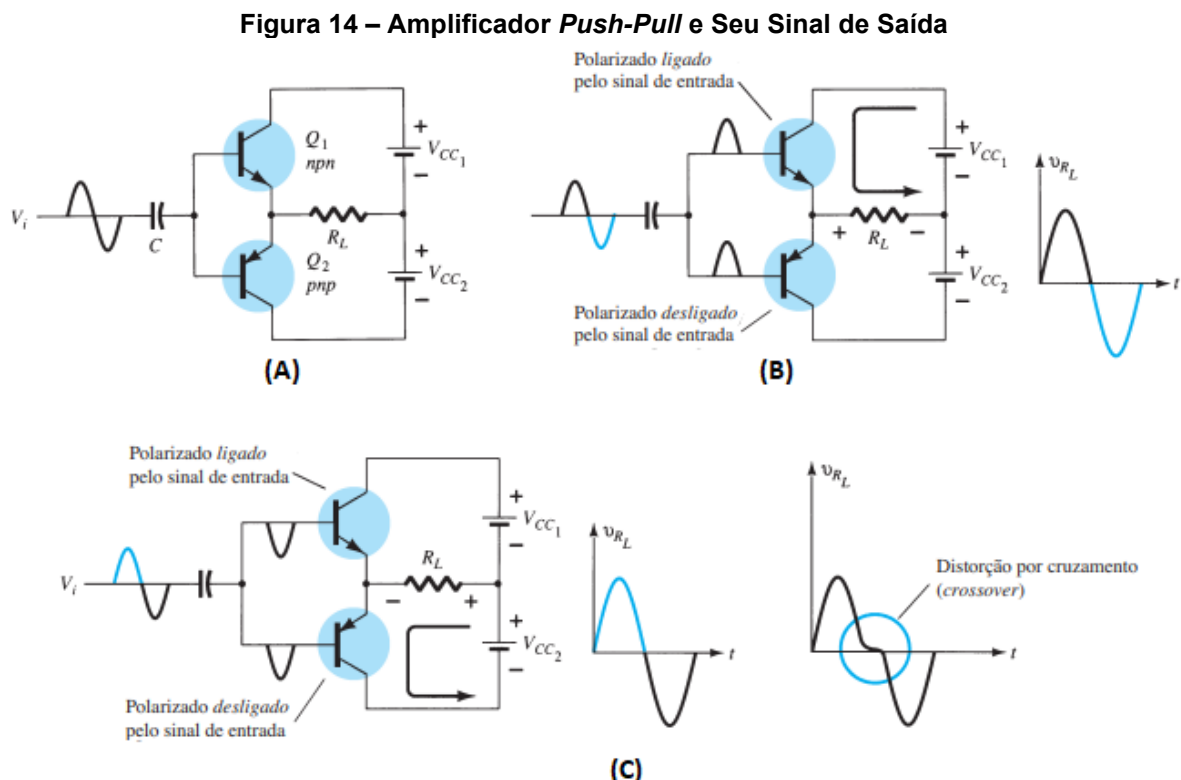
A associação de dois transistores *Darlington* complementares em série, aquele apresentado na figura 14, permite que o sinal de saída da fonte de alimentação seja amplificado em ambas as componentes da tensão. Esse amplificador recebe o nome de *push-pull* e é bastante utilizado em circuitos amplificadores de áudio. Recebe esse nome porque “parte do circuito empurra (*push*) o sinal alto durante um semiciclo e a outra parte puxa (*pull*) o sinal baixo durante o outro semiciclo” (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013, p. 577). Ainda segundo Boylestad e Nashelsky (2013), “um amplificador recebe um sinal de um transdutor ou de outra fonte de entrada e fornece uma versão maior desse sinal para um dispositivo de saída ou para outro estágio amplificador” (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013, p. 566). Dois fatores são imprescindíveis: magnitude de ganho e linearidade do sinal amplificado. Para amplificadores de potência, um terceiro fator deve ser analisado e corretamente dimensionado: a eficiência do amplificador. Isso acarretará o estudo da máxima potência entregue pelo amplificador e no casamento de impedância entre o sistema e o circuito amplificador. Circuitos amplificadores são classificados por classes, onde cada classe indica o quanto o sinal de saída varia e qual é a máxima potência (teórica) do amplificador, dado um sinal de entrada.

Para um amplificador classe A, o sinal da saída varia  $360^\circ$ , no entanto, esse circuito apresenta baixa eficiência, 25%, segundo Boylestad e Nashelsky (2013), uma vez que a tensão de saída estará abaixo da tensão da fonte devido ao ponto de polarização desse amplificador. A eficiência é definida pela razão entre a potência de saída pela potência de entrada e, então, pode-se concluir que este amplificador utiliza muita potência para manter-se ativo, principalmente quando pequenos sinais devem ser aplicados à saída.

Um amplificador classe B opera com variações até  $180^\circ$  e possuem níveis de eficiência maiores que os classe A, podendo atingir até 78,5% de eficiência, segundo Boylestad e Nashelsky (2013), pois seu ponto de polarização está em 0 V. Como a variação de tal amplificador ocorre em apenas  $180^\circ$  do ciclo original na primeira etapa, uma segunda etapa é necessária para completar o segundo ciclo de

180° da componente negativa. Isso pode ser obtido com o uso de transistores complementares, e é essa classe que representa o amplificador *push-pull*, citado anteriormente.

Apesar da sua boa eficiência, se comparado à classe A, e seu comportamento em possibilitar a reprodução do sinal amplificado em 360°, o sinal de saída para esse amplificador é fortemente distorcido, como pode ser observado na figura 14 (C), pois como sabemos, transistores possuem uma camada de depleção em suas junções *pn* e *np* que entrarão em estado de corte, caso a tensão no coletor seja abaixo do valor de energia necessária para vencer essa banda de valência. Como o transistor *Darlington* é a união de dois transistores, sua energia de depleção é de aproximadamente 1,4 V. Isso significa que na região entre 1,4 V e -1,4 V do sinal AC da fonte, haverá uma não linearidade no sinal de saída proveniente dessas camadas de depleção (MALVINO; BATES, 2016), pois não haverá um chaveamento perfeito entre estado de corte e estado de ligado entre os dois transistores.



Fonte: Adaptado de Boylestad & Nashelsky (2013, p. 582)

Em outras palavras, “ambos os transistores podem estar parcialmente cortados, de maneira que a tensão de saída não acompanhe a entrada em torno da condição de tensão zero” (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013, p. 583).

Essa configuração de *Darlington*s complementares pode ser melhorada de forma a aumentar a eficiência do amplificador e reduzir a distorção do sinal de saída unindo um ponto de polarização CC acima de 0V sem a necessidade de limitação da tensão de saída em relação à tensão de entrada, como ocorria com o amplificador classe A. Boylestad e Nashelsky (2013) citam que, para um amplificador *push-pull* de classe B, “polarizar os transistores em classe AB melhora esta situação, pois, assim, ambos conduzem por mais da metade de um ciclo” (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013, p. 583). Para Malvino e Bates (2016), “precisamos aplicar uma ligeira polarização direta para cada diodo do emissor. Isto significa posicionar o ponto Q ligeiramente acima do corte” (MALVINO; BATES, 2016, p. 386). Entretanto, para os mesmos autores, “a parte mais difícil sobre o projeto de um amplificador classe B/AB é ajustar um ponto Q estável próximo do corte” (MALVINO; BATES, 2016, p. 389). Essa nova configuração, como citado acima, recebe o nome de classe AB. Para Boylestad e Nashelsky (2013), apesar do nome parecer remeter a alguma associação, esse amplificador não opera em classe A e nem em classe B.

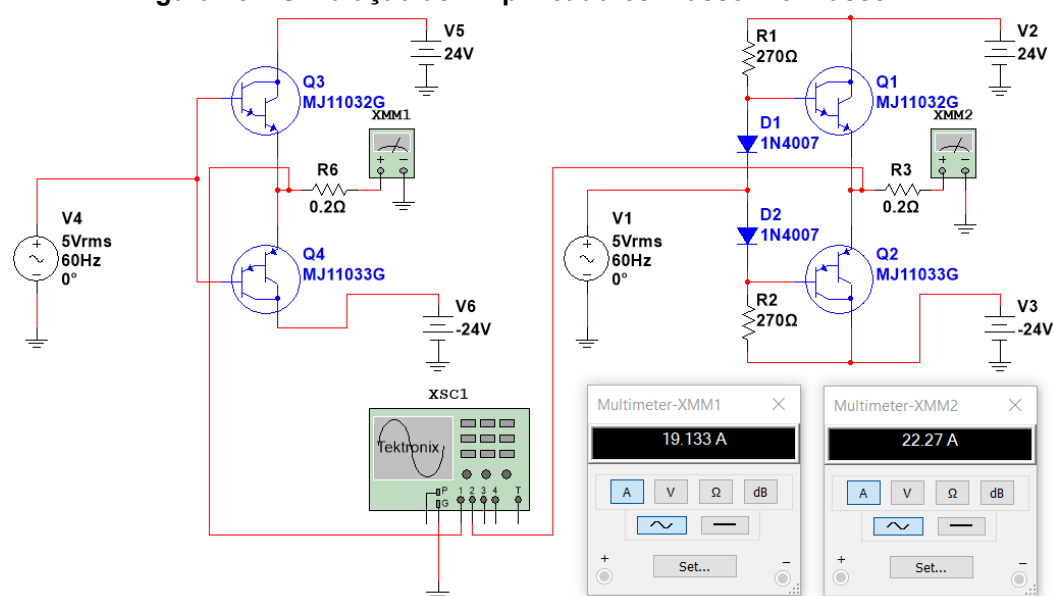
A polarização dos transistores pode ocorrer por divisores resistivos de tensão ou por diodos. A correta polarização para este amplificador só ocorre quando os dois transistores são complementares, ou seja, ambos possuem os mesmos parâmetros e as mesmas características, com a diferença de que um será *npn* e outro será *pnp*. As fabricantes costumam disponibilizar os *datasheets* dos seus transistores descrevendo as características dos mesmos e já disponibilizando suas versões complementares.

Os divisores de tensão possuem uma limitação perigosa, pois a corrente do coletor está diretamente ligada às variações da tensão na base e, em alguns transistores, uma pequena variação de poucos mV reproduz um ganho de corrente em dezenas de vezes maior no coletor. O aumento de temperatura nos transistores de potência convencional diminui a tensão  $V_{BE}$  em torno de 2 mV por grau celsius. Isso significa que tensões fixas na base do transistor poderão aumentar seu ganho de forma não prevista e apresentar comportamentos instáveis, uma vez que o ponto Q é instável. Esse problema se agrava ainda mais porque o aumento de temperatura também aumenta a corrente no coletor. Some esses dois fatores e não teremos mais controle algum sobre a corrente no coletor, danificando severamente o transistor. Segundo Malvino e Bates (2016), “na maioria das vezes a polarização por

divisor de tensão produzirá um disparo térmico que danifica os transistores” (MALVINO; BATES, 2016, p. 389).

Esse disparo térmico não ocorre quando se utiliza diodos de compensação para a polarização dos transistores, pois a diminuição de tensão da camada de depleção ocasionada pela elevação da temperatura ocorrerá tanto no diodo quanto no transistor. Contudo, as curvas dos diodos devem casar-se com as curvas de  $V_{BE}$  dos transistores e a melhor forma de se obter tais parâmetros é com o uso de diodos encapsulados no mesmo invólucro, já que suas curvas serão idênticas (MALVINO; BATES, 2016). A figura 15 apresenta a simulação feita pelos autores, onde é implementada uma comparação das ondas dos dois amplificadores *push-pull* de classe B e classe AB de forma a corroborar o conteúdo exposto por Boylestad e Nashelsky (2013) e Malvino e Bates (2016). Para essa simulação, foi utilizado os mesmos transistores *Darlington* que serão implementados no protótipo deste trabalho, o MJ11032 e seu complementar MJ11033, com capacidade de condução de 50 A, tensão máxima de junção de 120 V e potência máxima de dissipação de 300 W (ON SEMICONDUCTOR, 2008). Como pode ser observado na figura 15, a corrente na configuração de classe AB é maior que a corrente na configuração de classe B, para uma mesma carga  $R_L$ . Isso indica que a potência entregue à carga foi melhorada na classe AB.

Figura 15 – Simulação de Amplificadores Classe B e Classe AB

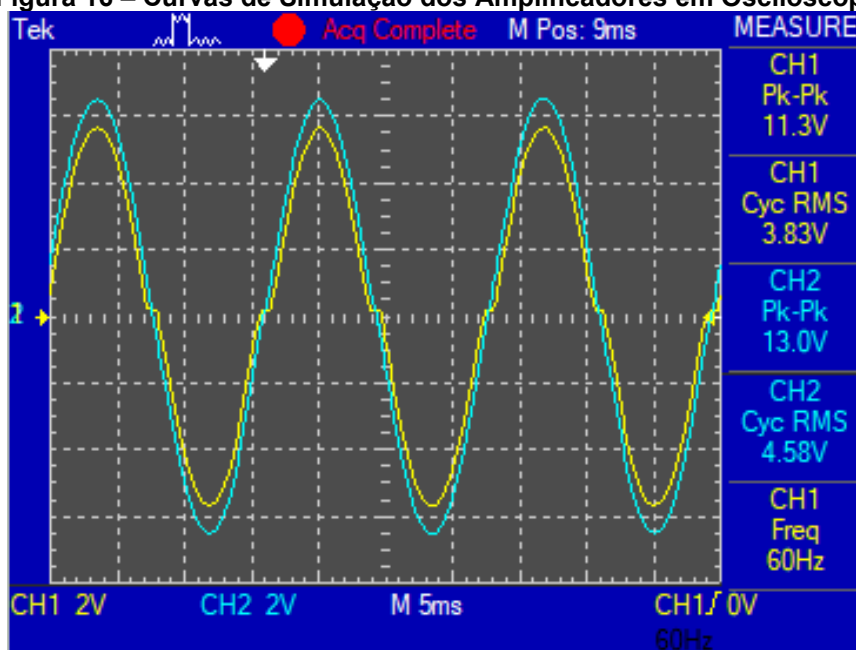


Fonte: Autoria própria

A figura 16 apresenta as curvas obtidas por um osciloscópio simulado para ambas as classes (curva amarela para classe B e curva azul para classe AB). Observa-se, novamente, que a tensão RMS entregue à carga é melhor aproveitada pela classe AB, pois aproxima-se melhor da tensão da fonte. Além do mais, a distorção dessa onda é menos perceptível que a distorção da onda da classe B.

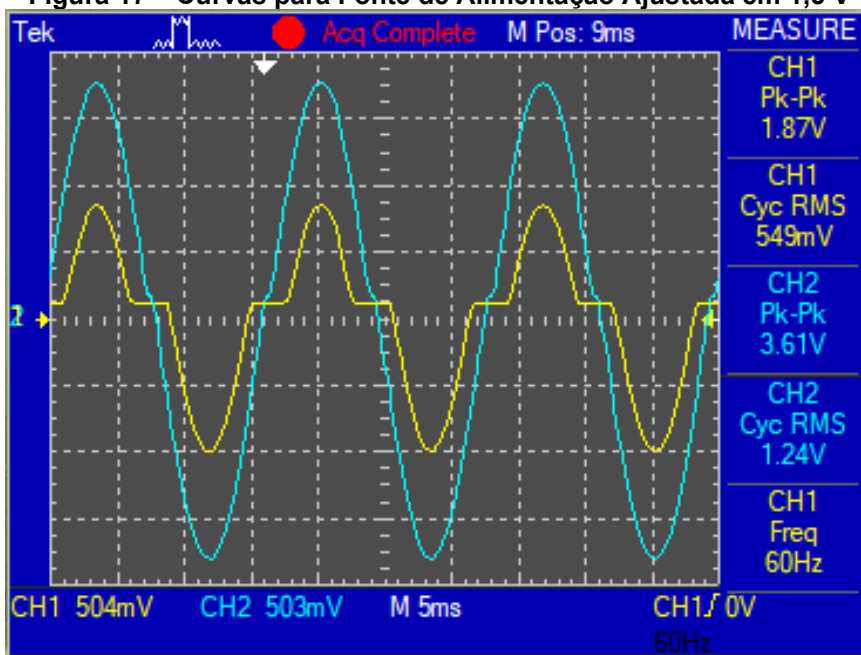
Essa distorção torna-se quase imperceptível para tensões muito maiores que a barreira de potencial dos transistores, tanto para o amplificador de classe B quanto para o amplificador de classe AB. Como pode ser observado na figura 16, para uma tensão da fonte de 5 V, essa distorção quase não aparece para a classe AB e é pouco mais perceptível para a classe B. Todavia, em casos em que a tensão da fonte é próxima à tensão de corte dos transistores, essa distorção apresenta uma enorme diferença entre as classes, como pode ser observado na figura 17. Nesta figura, a fonte de alimentação foi alterada para 1,5 V, muito próxima à região de corte dos transistores *Darlington*. É extremamente perceptível a diferença entre as duas classes, mesmo que os componentes simulados não tenham sido devidamente dimensionados, foram apenas estimados. Por último, a figura 18 mostra o que ocorre com os dois amplificadores quando a tensão da fonte está abaixo da tensão de corte dos transistores *Darlington*.

Figura 16 – Curvas de Simulação dos Amplificadores em Osciloscópio



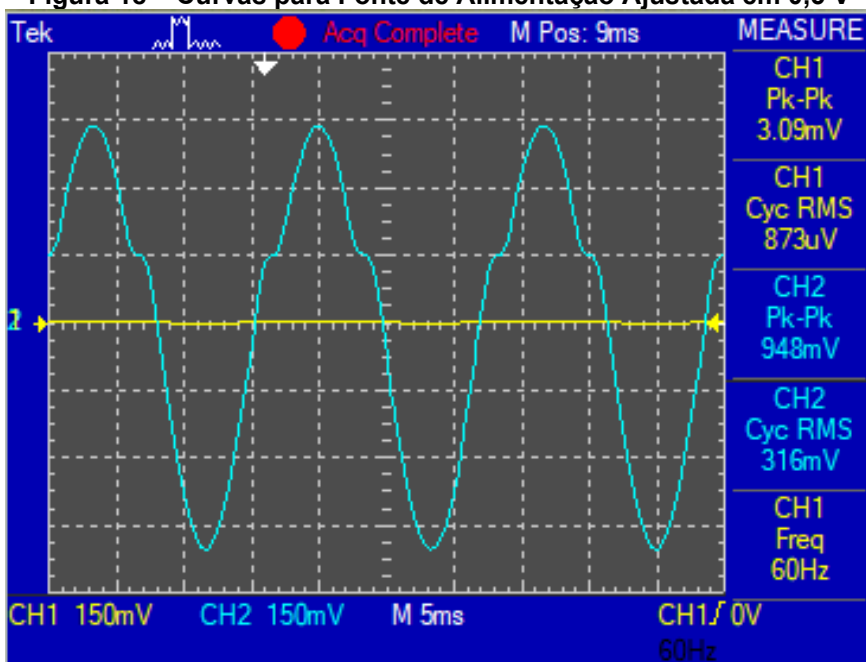
Fonte: Autoria própria

Figura 17 – Curvas para Fonte de Alimentação Ajustada em 1,5 V



Fonte: Autoria própria

Figura 18 – Curvas para Fonte de Alimentação Ajustada em 0,5 V

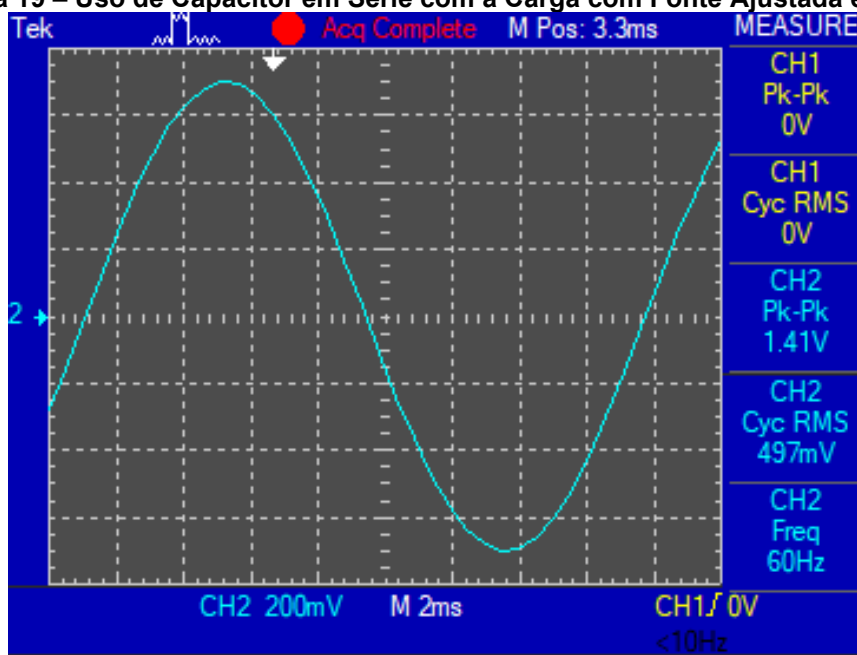


Fonte: Autoria própria

Observa-se que para esta situação, o amplificador classe B não é mais operacional. Entretanto, a classe AB ainda se encontra em condução, mesmo que apresente uma onda fortemente distorcida. Pela simulação da figura 19, a adição de um capacitor em série com a carga elimina a distorção do sinal de saída e aproxima

a tensão RMS da carga à tensão RMS da fonte. Vale ressaltar que o funcionamento real pode apresentar comportamentos divergentes. Um exemplo dessa afirmativa é que o capacitor teórico adicionado em série com a carga deveria suportar a corrente plena dessa carga. Capacitores de alta potência são equipamentos onerosos e que possuem grandes dimensões, podendo inviabilizar o protótipo em questão.

Figura 19 – Uso de Capacitor em Série com a Carga com Fonte Ajustada em 0,5 V

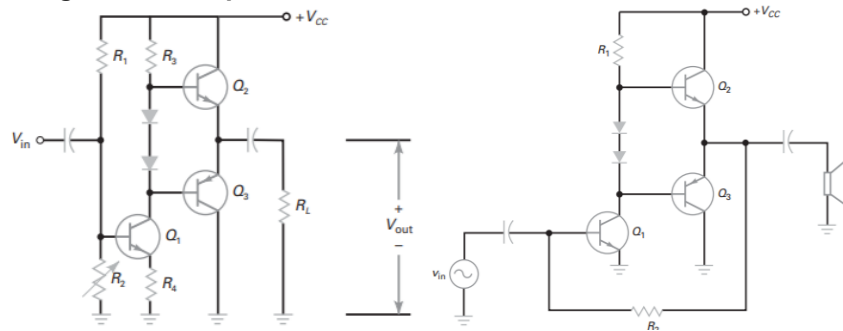


Fonte: Autoria própria

Malvino e Bates (2016) trazem uma configuração para o amplificador *push-pull* e a denominam de Acionador EC, mostrada na figura 20. Aqui, “o estágio do acionador é um amplificador com realimentação parcial cuja saída amplificada e invertida aciona as duas bases dos transistores de saída com o mesmo sinal” (MALVINO; BATES, 2016, p. 391). Esse estágio acionador produz um ganho de tensão maior e, por consequência, um sinal maior para o amplificador *push-pull*.

Por último, é necessário conhecer a potência dissipada pelos transistores para que mais tarde possamos dimensionar um módulo de dissipação de calor, de forma que o sistema não seja danificado por altas temperaturas e a máxima potência e eficiência possa ser obtida sem entraves no processo. A potência máxima entregue por esses componentes está intimamente ligada à temperatura máxima de sua junção.

**Figura 20 – Amplificador Classe AB com Estágio Acionador EC**



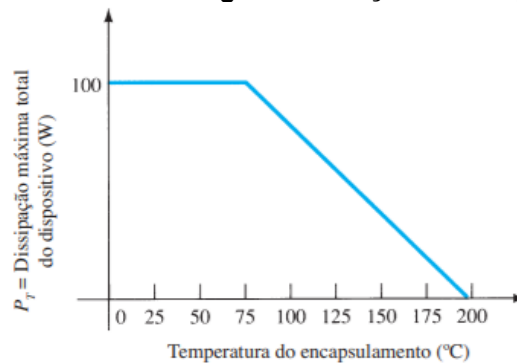
Fonte: Adaptado de Malvino & Bates (2016, p. 392)

A potência dissipada pelos transistores é a diferença entre a potência de entrada e a potência de saída. Porém, como o amplificador *push-pull* utiliza dois transistores, essa potência é compartilhada pelos dois componentes, ou seja:

$$P_Q = \frac{P_D}{2} \quad (7)$$

Onde  $P_D$  é a potência dissipada total pelo sistema de amplificação. Transistores de potência são montados em base metálica e posicionados sobre dissipadores de calor, de forma que a área de dissipação de calor seja aumentada. Tais dissipadores são construídos em alumínio com aletas que permitem a passagem de ar de modo a facilitar a troca de calor entre o ar e o alumínio. A figura 21 apresenta a influência que a temperatura de junção de um transistor de silício possui sobre a máxima potência entregue por ele. Nota-se que a potência entregue pelo transistor cai linearmente em função da temperatura de sua junção, podendo ser anulada completamente, caso a temperatura máxima de junção seja atingida.

**Figura 21 – Potência Máxima Entregue em Função da Temperatura de Junção**



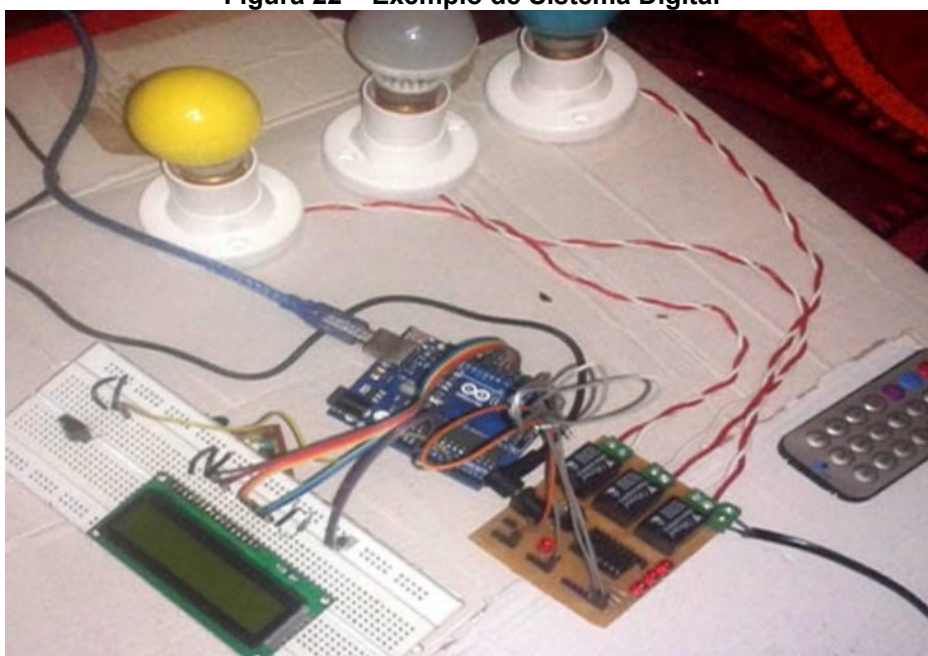
Fonte: Boylestad & Nashelsky (2013, p. 590)



## 2.2 Sistema digital: conversores e controladores

Sistemas digitais são compostos por sensores, conversores, controladores e atuadores que, em conjunto, interpretam variáveis analógicas do mundo real, por meio de operações lógicas e matemáticas, e modifica tais variáveis através do acionamento digital de um atuador. A figura 22 apresenta um sistema digital típico, onde um sensor infravermelho recebe uma frequência de um controle remoto e envia tal sinal a um microcontrolador, que, por meio de lógicas booleanas, aciona lâmpadas correspondentes às cores selecionadas pelo controle (DOKU, 2019).

**Figura 22 – Exemplo de Sistema Digital**



**Fonte: Doku (2019)**

Grande parte dos circuitos eletrônicos como microcontroladores, portas lógicas e componentes baseados em flip-flops (registradores, contadores etc.) operam com dois níveis de tensão: 0 V (nível lógico falso) ou 5 V (nível lógico verdadeiro). Tecnologias mais modernas já operam em níveis de 3,3 V. O mundo digital funciona de maneira binária, e isso quer dizer que o valor exato da tensão não é significativo, desde que esteja dentro da faixa determinada do nível lógico. Em consequência disso, tais componentes não suportam tensões elevadas e, também, não operam com variações contínuas de sinal. Segundo Tocci, Widmer e Moss (2019), componentes eletrônicos baseados em transistores bipolares (componentes TTL) interpretam tensões entre 0 V e 0,8 V como nível lógico baixo, e tensões entre

2 V e 5 V como nível lógico alto. Qualquer valor fora dessa faixa é considerado indeterminado, e deve ser evitado.

Contudo, o mundo real não é discretizado, logo as variáveis de processo são analógicas, seu valor real pode assumir qualquer magnitude infinitamente e variar continuamente no tempo, e esse valor é significativo (TOCCI; WIDMER; MOSS, 2019). Por exemplo, suponhamos que exista uma panela fervendo água neste exato momento, com chama constante em “fogo alto” e a temperatura da água seja exatamente 37,500 °C. Alguns centésimos de segundos depois, essa temperatura da água poderá ser 37,725 °C e continuará se elevando, até que atinja seu estado de ebulição ou que haja alguma intervenção. Um instrumento digital (discreto) que esteja mensurando essa variação e que possua uma resolução de 0,5 °C, apresentará 37,5 °C para os dois instantes de tempo, considerando que ele esteja devidamente calibrado e que a aquisição de dados ocorreu exatamente nos instantes citados, ou seja, a variável discretizada é uma aproximação da variável contínua, porém não é seu valor verdadeiro.

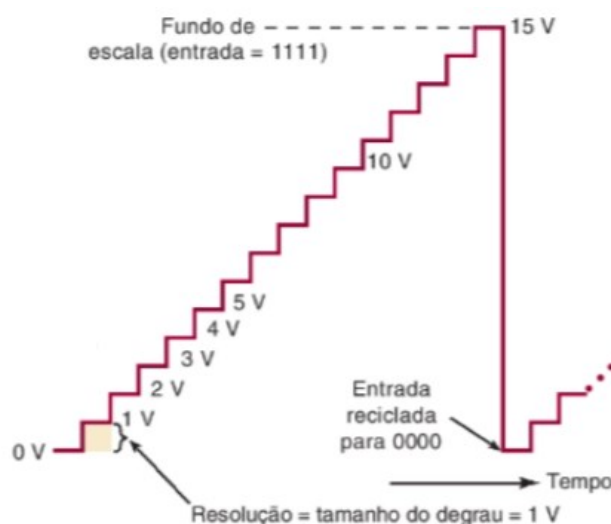
No exemplo apresentado, o instrumento medidor, por ser digital, é composto por um transdutor, um conversor analógico-digital e um computador (controladores ou processadores), sendo este último o responsável por processar a variável recebida pelo conversor e realizar operações lógicas e matemáticas ou outra função ao qual está programado, como acionar uma saída digital que habilitará algum atuador. O transdutor (também chamado de sensor, em algumas aplicações) é responsável por “traduzir” uma grandeza física, podendo ela ser pressão, temperatura, vazão entre outras, em uma grandeza elétrica proporcional àquela grandeza física, sendo essa grandeza uma tensão ou corrente analógica. O LM35, a título de exemplo, é um sensor de temperatura que varia sua tensão no pino de saída linearmente de acordo com a variação da temperatura do processo. Essa variação ocorre numa magnitude de 10 mV/°C, e a faixa de operação deste componente, para aplicação típica, está compreendida entre 0 mV (0 °C) e 1,5 V (150 °C), conforme informa seu *datasheet*. Como sistemas digitais operam com níveis lógicos, uma grandeza analógica não pode ser diretamente lida por esses sistemas. Desta forma, faz-se necessário a conversão do sinal analógico para um sinal digital equivalente. O responsável por esse interfaceamento do mundo real com o mundo digital recebe o nome de conversor analógico-digital, ou ADC, e este componente envia ao computador um número binário que representa o valor

analógico lido em sua entrada analógica, equivalentemente (TOCCI; WIDMER; MOSS, 2019), seja de forma paralela (sinais distribuídos em diversas portas de entrada do computador), seja de forma serial por pacote de dados. A qualidade com que o valor analógico será convertido e a precisão do valor exato que o computador receberá depende do número de bits do conversor e da sua taxa de amostragem. A resolução de um conversor é a menor variação possível no valor binário que pode resultar devido a uma mudança na entrada do conversor, e é dada por:

$$V_{Res} = \frac{V_{ref}}{2^n} \quad (8)$$

Onde  $V_{ref}$  é a tensão de referência do computador (normalmente com referência interna de 5 V, ou 3,3 V para sistemas mais modernos) e  $n$  é o número de bits do conversor. É também chamada de tamanho do degrau, por representar a variação na saída devido à uma excitação na entrada. A figura 23 apresenta o conceito de resolução para um conversor de 4 bits e fundo de escala de 15 V.

**Figura 23 – Tamanho de Degrau de um Conversor de 4 bits com Fundo de Escala de 15 V**



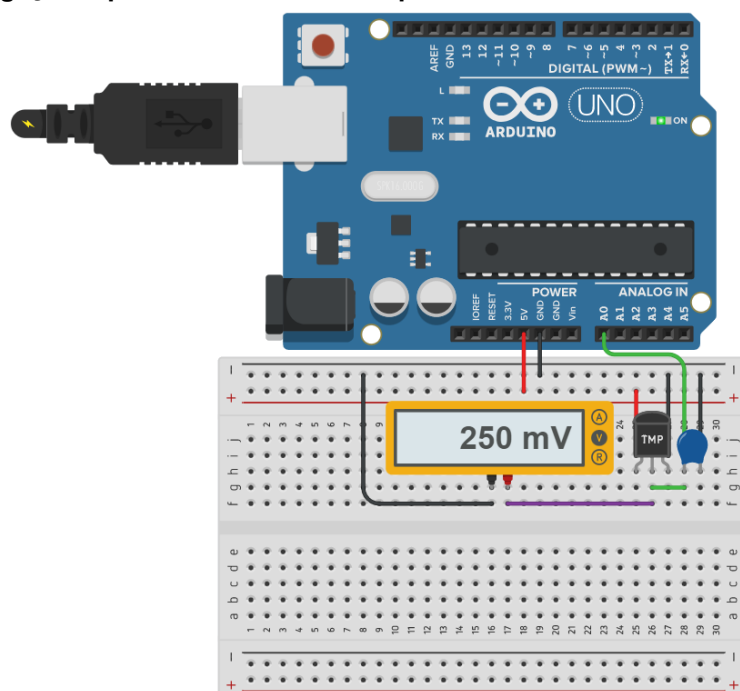
**Fonte: Tocci, Widmer & Moss, (2019, p. 819)**

Nota-se que para cada número de bit, é obtido valores diferentes de variação na saída. Para um ADC de 10 bits integrado a uma placa de desenvolvimento Arduino Nano, por exemplo, tem-se que a tensão de referência interna do sistema é de 5 V. Logo, a resolução desse ADC será de

aproximadamente 4,883 mV, conforme consta no *datasheet* do ATmega328P (microcontrolador da placa Arduino Nano), que é exatamente o valor do menor byte (00000001) fornecido pelo ADC. Isso implica que, em uma escala de 0 V a 5 V, o salto entre um valor de tensão e outro será de 4,883 mV, corroborando o fato dessa conversão ser discretizada. Essa resolução pode ser melhorada aumentando-se o número de bits. Para um ADC de 16 bits integrado externamente à mesma placa de desenvolvimento (pode-se citar como referência o ADS1115), a nova resolução do sinal amostrado será de aproximadamente 76,29  $\mu$ V.

Placas de desenvolvimento geralmente permitem que a tensão de referência venha de uma fonte externa, desde que não ultrapasse seus valores máximos. Se essas tensões de referência forem utilizadas, a resolução do ADC será diferente. A figura 24 apresenta uma ligação típica entre um sensor de temperatura LM35 e uma placa de desenvolvimento Arduino Uno, para fins didáticos. Se o LM35 estiver submetendo o ADC de 10 bits integrado à placa de desenvolvimento a uma tensão de 250 mV (ou seja, está medindo e convertendo a temperatura de 25 °C), esse conversor enviará ao computador o valor binário 0000110011 (51), considerando que não haja ruídos e nem tensões de *offset* no processo.

**Figura 24 – Ligação Típica de Sensor de Temperatura a uma Placa de Desenvolvimento**



Fonte: Autoria própria

Para as placas de desenvolvimento que utilizam o chip controlador ATmega328P, o valor binário enviado pelo conversor ao computador é (ATMEL, 2015):

$$ADC = \frac{V_{in} * 1024}{V_{ref}} \quad (9)$$

Como a resolução deste conversor é de aproximadamente 4.883 mV, o computador processará o valor binário obtido e chegará à conclusão que a tensão submetida ao conversor equivale a aproximadamente 249,03 mV, ou 24,90 °C. Isso representa um erro de interpretação de 0,4%. Agora se o conversor associado ao computador possuir resolução de 16 bits, este enviará o valor binário 0000110011001101 (3277), novamente considerando um sistema ideal onde não há ruídos e tensões de *offset*, e, devido à sua resolução ser menor, o computador interpretará esse valor como 250,00 mV e decidirá que a temperatura do processo naquele momento é de 25 °C, a qual está muito mais próxima do valor verdadeiro. O erro de interpretação para este processo é muito próximo de 0%.

Não se deve esquecer que valores binários convertidos em decimais são sempre valores inteiros. Dessa forma, o ADC sempre retornará o valor binário que mais se aproxima da tensão medida e, desta forma, se a resolução do ADC for muito baixa, o erro por aproximação será maior. Tocci, Widmer e Moss (2019) define tal erro como erro de quantização. Não se deve esquecer também que em um sistema real, sensores de alta precisão são mais suscetíveis a ruídos e, devido a isso, há a necessidade do uso de filtros capacitivos passa-baixas o mais próximo possível de suas saídas e da entrada do ADC, na faixa de 33 pF a 10 nF e exibido na figura 24, assim como os próprios ADC estão suscetíveis a um erro de *offset* que provém dos seus últimos bits menos significativos (LSB). O *datasheet* do ATmega328P informa que esse erro pode ser de até 2 LSB, ou seja, a placa de desenvolvimento pode apresentar um erro de *offset* de aproximadamente 9,77 mV, o que inseriria um erro de 1°C ao processo exemplificado.

Além do uso de filtros capacitivos passa-baixas nas saídas dos sensores e na entrada dos ADCs, uma boa prática adotada para filtrar os ruídos ocorre realizando a média de diversas leituras consecutivas do sensor dentro do código fonte do microcontrolador, de forma a suavizar a curva de resposta. Para o erro de

*offset*, depois de identificado a magnitude desse erro, basta somar aritmeticamente o erro sistemático ao sinal, de forma que o erro de *offset* seja deslocado o mais próximo possível de 0%. Estas técnicas são apresentadas na figura 25, onde mostramos que parte do código do controlador realiza a leitura da tensão do sensor 50 vezes consecutivas e realiza uma soma cumulativa dessas aquisições, exerce uma operação de média (filtragem da média), adiciona a componente de compensação aritmética do erro de *offset* e armazena o valor convertido em °C em uma variável interna, para realizar posteriores operações ao qual foi programado.

**Figura 25 – Filtragem de Ruídos de Sensor e Erro de *Offset* Via *Software***

```
float somaValor = 0;

for (int index=0;index<50;index++){

    somaValor = somaValor + analogRead(LM35Pin);

}

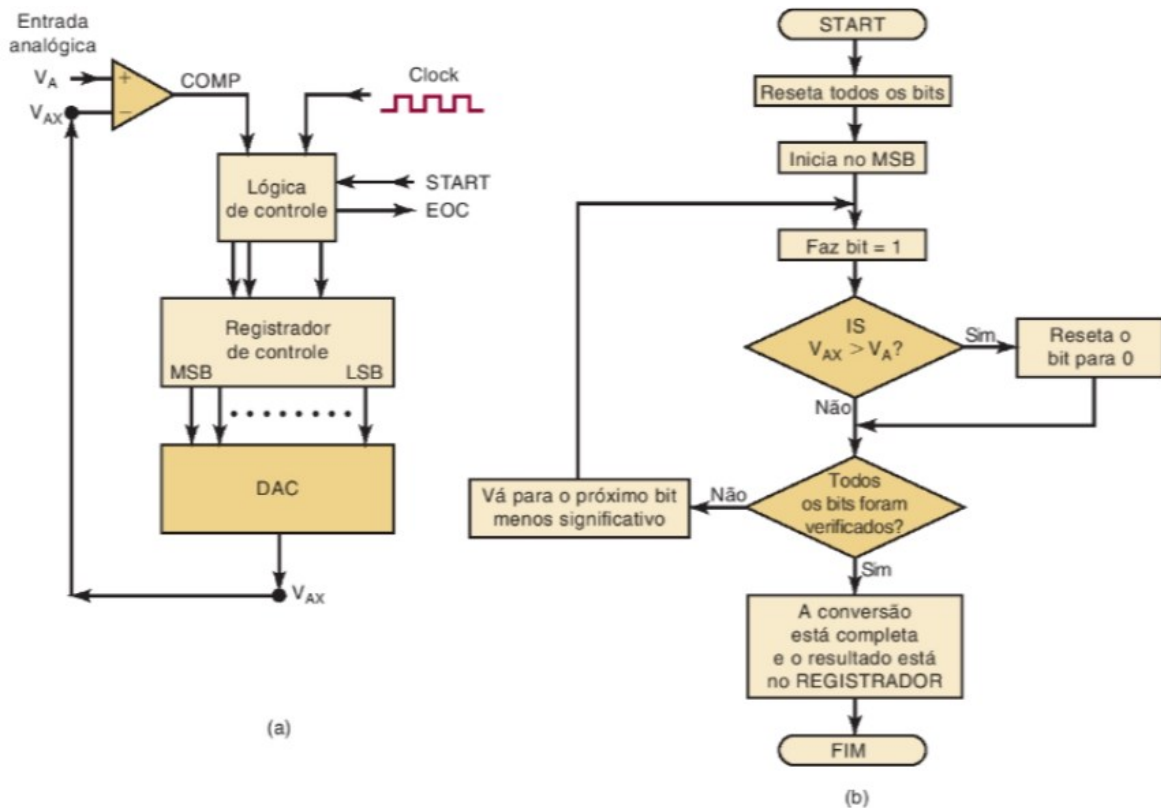
float temperatura = ((somaValor/50)*5.0/1024.0+0.009766)*100;
```

**Fonte: Autoria própria**

A imprecisão no erro de *offset* se deve ao fato de imperfeições construtivas dos equipamentos, tais como tolerância de resistores, dopagem de transistores e entre outras características intrínsecas dos componentes.

O diagrama funcional e o fluxograma do tipo de ADC mais aplicado comercialmente é apresentado na figura 26. Tal conversor recebe o nome de conversor de aproximações sucessivas e possui tempo de conversão fixo (TOCCI; WIDMER; MOSS, 2019), diferente dos conversores de rampa digital. Sua topologia é quase idêntica ao conversor de rampa digital, no entanto esse modelo utiliza um registrador de deslocamento para comparação, e não um contador. Como pode ser observado neste fluxograma, a sequência lógica do ADC será sempre a mesma, garantindo dessa forma que seu tempo seja fixo, o que não ocorre com os conversores de rampa digital. Imaginemos um exemplo prático, onde um ADC de 4 bits com resolução de 1V é submetido a uma tensão analógica  $V_A$  de 10,4 V.

Figura 26 – Diagrama Funcional e Fluxograma do ADC de Aproximações Sucessivas



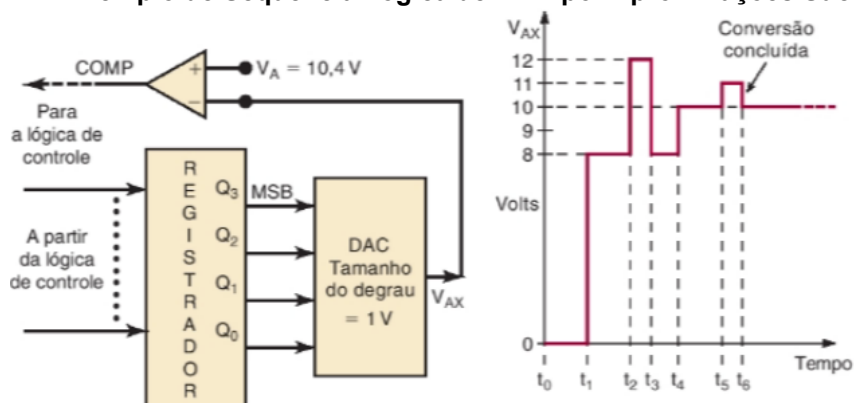
Fonte: Tocci, Widmer & Moss, (2019, p. 847)

Lembrando que para cada bit, contando da direita para a esquerda, há um peso  $2^{b-1}$  atribuído, onde  $b$  é o valor do bit atual. Desta forma, o primeiro bit (LSB, ou bit menos significativo) possui peso  $2^0 = 1$ , o segundo bit possui peso  $2^1 = 2$ , o terceiro bit possui peso  $2^2 = 4$  e o quarto bit (MSB, ou bit mais significativo) possui peso  $2^3 = 8$ . Quando mais de um bit apresenta nível lógico alto, somam-se seus pesos. Tendo isso em mente, a sequência lógica para o conversor do exemplo prático, mostrado na figura 27, será:

- Todos os bits são resetados: o valor binário (b) será 0000 e o sinal amostrado ( $V_{AX}$ ) será 0 V;
- Primeira interação: o bit MSB é setado, ou seja, a saída do registrador aciona Q3. Nesse momento,  $b = 1000$ . O registrador envia esse valor b ao conversor Digital-Analógico, o qual converte o sinal binário em um sinal analógico de magnitude  $V_{AX} = 8$  V. A lógica de controle compara  $V_A$  com  $V_{AX}$  e verifica que  $V_A > V_{AX}$  e, desta forma, Q3 permanece ativo;

- Segunda interação: o próximo bit menos significativo (Q2) é setado. Nesse momento,  $b = 1100$  e  $V_{AX} = 8\text{ V} + 4\text{ V} = 12\text{ V}$  (soma ponderada dos pesos). A lógica de controle verifica que  $V_A < V_{AX}$ . Uma vez que  $V_{AX}$  ultrapassou  $V_A$ , Q2 é resetado e permanecerá inativo;
- Terceira interação: o próximo bit menos significativo (Q1) é setado. Nesse momento,  $b = 1010$  e  $V_{AX} = 8\text{ V} + 2\text{ V} = 10\text{ V}$ . A lógica de controle verifica que  $V_A > V_{AX}$  e, então, Q1 permanece ativo;
- Quarta interação: o bit LSB (Q0) é setado. Nesse momento,  $b = 1011$  e  $V_{AX} = 8\text{ V} + 2\text{ V} + 1\text{ V} = 11\text{ V}$ . A lógica de controle verifica que  $V_A < V_{AX}$  e desativa Q1;
- Todos os bits foram varridos e o número binário  $b$  (1010) é enviado ao computador.

**Figura 27 – Exemplo de Sequência Lógica de ADC por Aproximações Sucessivas**



Fonte: Tocci, Widmer & Moss, (2019, p. 847)

Uma observação importante no exemplo acima é que o número de interações para o conversor 4 bits foi exatamente 4. O mesmo ocorreria com um conversor de 8 bits: ocorreriam 8 interações até que todos os bits fossem varridos. O tempo de conversão para esse conversor é de  $n$  ciclos de clock, onde  $n$  é o número de bits.

Entender os princípios de funcionamento de um ADC é importante para entender os princípios de funcionamento de um conversor Digital-Analógico (ou DAC), pois existem muitas analogias que podem ser utilizadas entre os dois. Geralmente, o processo de conversão está associado a um atuador que modificará a variável elétrica, seja por transformação de energia, seja por amplificação de sinal. O princípio da conversão digital-analógica é oposto ao princípio da conversão



analógica-digital, pois neste momento estamos interessados em transformar um valor digital, provindo de um computador, para um valor elétrico físico que se traduzirá em uma variável física analógica, geralmente com intuito de modificar uma outra variável analógica analisada pelo computador.

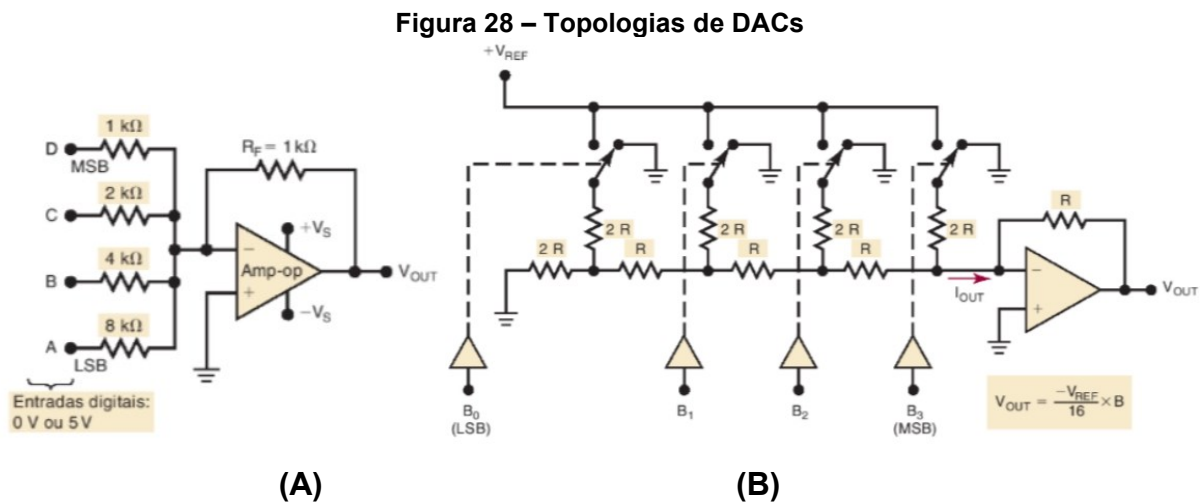
Para Tocci, Widmer e Moss (2019), a conversão DA “é o processo em que o valor representado em código digital (como binário direto ou BCD) é convertido em tensão ou corrente proporcional ao valor digital” (TOCCI; WIDMER; MOSS, 2019, p. 816). No exemplo anterior, foi mostrado que cada bit do ADC possui um peso na conversão do sinal, o qual provém de um registrador e é menor no bit da extrema direita e maior no bit da extrema esquerda, o qual representa metade do peso total. No DAC, um processo análogo é aplicado (lembrando que uma das etapas da conversão AD era justamente a aplicação de um número binário provindo de um registrador de deslocamento a um DAC) e cada bit setado representa um valor único na saída do conversor. Contudo, onde antes a tensão de referência era utilizada como fundo de escala para medição, para esse conversor, a tensão de referência é utilizada como fundo de escala de aplicação de energia, sendo que a própria tensão de referência é o valor máximo possível a ser aplicado pelo DAC. O *datasheet* do DAC0808, um DAC de entrada paralela de 8 bits, informa que, para uma aplicação típica onde a tensão de referência do conversor é 10 V, sua tensão de saída será:

$$V_o = 10 V * \left( \frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \dots + \frac{A_8}{256} \right) \quad (10)$$

Onde as parcelas  $A$  são bits setados em 0 ou 1 e  $A_1$  a  $A_8$  representam o bit mais significativo (MSB) e o bit menos significativo (LSB), respectivamente.

O conceito básico de operação de um DAC é dado pela soma ponderada de cada queda de tensão ocasionada pelos resistores de 1 k $\Omega$  a 8 k $\Omega$ , ilustrados na figura 28 (A). O amplificador operacional realiza a multiplicação da tensão na entrada pela razão entre o resistor de realimentação  $R_F$  e cada resistor de entrada correspondente. Desta forma, para o exemplo ilustrado, a atenuação da tensão para o ponto D seria 1 k $\Omega$  / 1 k $\Omega$  \*  $V_{in}$  =  $V_{in}$ , para o ponto C, 1 k $\Omega$  / 2 k $\Omega$  \*  $V_{in}$  =  $\frac{1}{2}$  \*  $V_{in}$ , e assim por diante. Então, a tensão de saída para esse conversor seria  $V_{out} = - (V_D + 1/2V_C + 1/4V_B + 1/8V_A)$ . Apesar deste conceito ser simples e uma boa maneira de explicar o funcionamento dos DACs, ele não é viável, pois a cada bit acrescentado,

um resistor equivalente àquele bit deverá ser adicionado ao circuito. Isso causará um grande desbalanceamento entre o LSB e o MSB. Se o circuito operasse acima de 10 bits, os resistores ultrapassariam 1 MΩ. A tolerância desses componentes comprometeria toda a precisão da conversão. Quanto mais próximo entre si forem esses resistores, melhor será a tolerância geral da resistência equivalente, e maior será a precisão do circuito. É baseado nesse preceito que grande parte dos DACs são fabricados. Essa configuração recebe a nomenclatura de rede R/2R, pois os resistores de ponderação variam entre dois valores: R ou 2R, conforme apresentado na figura 28 (B).



Fonte: Adaptado de Tocci, Widmer & Moss, (2019, ps. 824 e 828)

Para este circuito, a equação da tensão de saída é (TOCCI, WIDMER; MOSS, 2019):

$$V_O = \frac{V_{Ref}}{2^n} * B \quad (11)$$

Onde  $V_{Ref}$  é a tensão de referência aplicada em cada entrada,  $n$  é o número de bits do conversor e  $B$  é o número binário. Para o completo aproveitamento dos DACs, algumas premissas devem ser levadas em consideração. Assim como os ADCs, os DACs também possuem um erro de *offset* fixo, que sempre estará presente na tensão de saída. Uma forma de aproximar esse erro a 0 V é aplicar na ao DAC o valor binário 0 e verificar a tensão em sua saída com um voltímetro. Alguns conversores permitem que essa regulagem seja feita dentro do próprio encapsulamento, entretanto, para aqueles que não possuem tal opção, o erro deve

ser compensado através do amplificador operacional atuador. O tempo de estabilização, ou acomodação, do conversor também deve ser respeitado, pois valores típicos costumam variar entre 50 nS e 10  $\mu$ S. “O tempo de estabilização é o tempo para a saída do DAC estabilizar-se a  $\pm 1/2$  tamanho do degrau (resolução) do valor final” (TOCCI; WIDMER; MOSS, 2019, p. 830). Por último, a monotonicidade do DAC refere-se à sua capacidade de manter sua saída linear conforme o código binário varia. Se o código binário é incrementado de 0 ao valor máximo, a saída não deverá ser decrementada nesse intervalo.

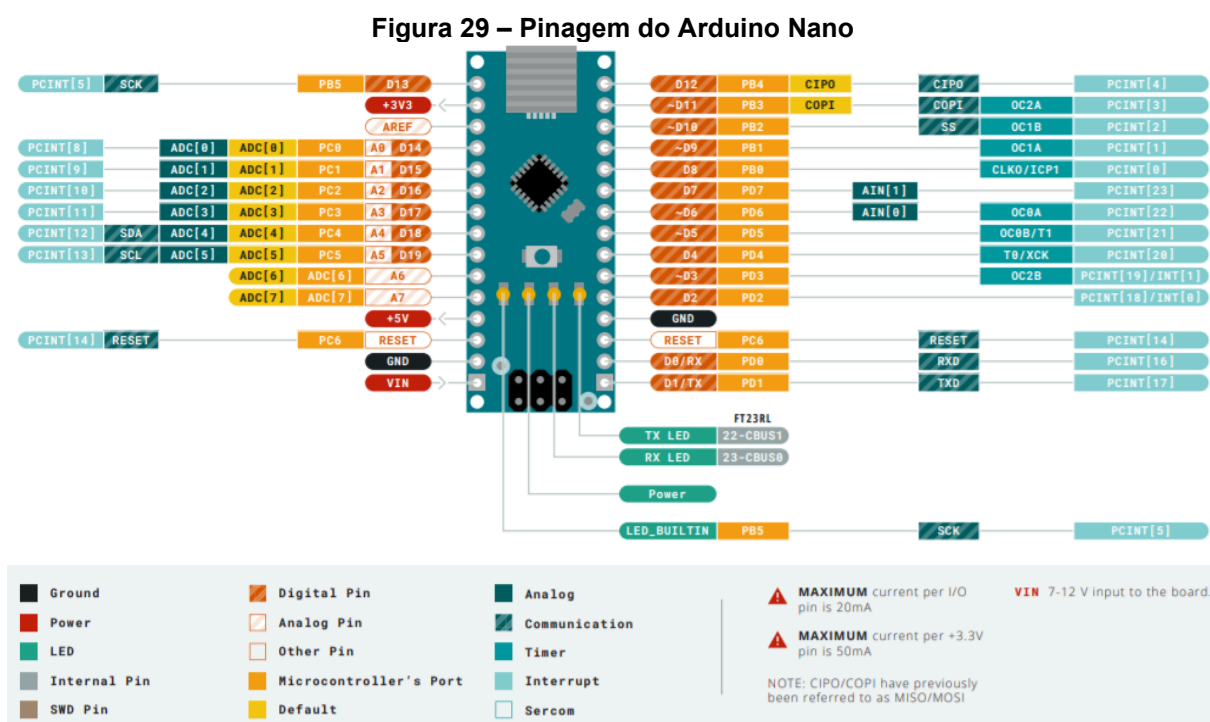
O computador, citado anteriormente, é qualquer sistema microprocessado ou microcontrolado responsável por interpretar as variáveis recebidas pelo ADC, armazená-las, interpretá-las, processá-las de acordo com as instruções ao qual está programado, realizar operações matemáticas e/ou lógicas que remetem a tais variáveis e ao programa e executar comandos que permitam a atuação de algum componente interno ou externo do sistema, podendo este componente ser um sinalizador, um circuito de chaveamento, um DAC entre outros (TOCCI; WIDMER; MOSS, 2019). Esse computador pode exercer funções de mestre (quando seu processamento é o principal, sem a necessidade de comandos externos) ou de escravo (quando recebe instruções de outro computador ou de uma rede de computadores). O computador pode ser uma unidade central de processamento (CPU), um controlador PID, uma placa de desenvolvimento, entre outros.

A placa de desenvolvimento Arduino e a placa de desenvolvimento ESP32 são ótimos exemplos de computadores que podem ser integrados a diversos processos de controle e atuação, que englobam desde processos didáticos até processos industriais integrado a redes supervisórias. Essas placas de desenvolvimento facilitaram a prototipagem de sistemas embarcados porque antes do projeto Arduino chegar aos mercados, os programas desenvolvidos eram gravados em microcontroladores por meio de kits externos e placas de circuito impresso necessitavam ser projetadas para integrar o microcontrolador aos componentes eletrônicos responsáveis pelo seu correto funcionamento. Esses kits de desenvolvimento muitas vezes não eram acessíveis à população como um todo, entretanto, o projeto Arduino disponibilizou todo seu projeto abertamente na internet e permitiu a confecção de plataformas de desenvolvimento secundárias a custos extremamente baixos. Além do mais, esses diversos módulos contam com

bibliotecas prontas em fóruns e comunidades dedicadas a esse propósito e a própria plataforma de programação permite acesso ao banco de dados dessas bibliotecas.

Sua popularidade foi tão grande que hoje em dia existem diversos módulos sensores, atuadores e de comunicação que podem ser adquiridos separadamente por preços extremamente baixos, de maneira que todo o controle de processos seja projetado de forma rápida e eficiente, eliminando a necessidade de dispêndio de tempo em projeto e confecção de circuitos para acoplar tais sensores e atuadores. Segundo de Oliveira (2017), “o Arduino teve a primazia de tornar o desenvolvimento de sistemas embarcados acessível a toda espécie de curiosos, entusiastas e estudantes de elétrica, eletrônica e computação” (DE OLIVEIRA, 2017, p. 47).

A placa Arduino Nano é voltada a aplicações de sistemas embarcados (DE OLIVEIRA, 2017), contudo seu hardware é idêntico ao Arduino Uno, placa de desenvolvimento mais comum entre todos os modelos. Isso torna o Arduino Nano perfeito aos nossos propósitos. A pinagem dessa placa é exibida na figura 29:



Fonte: Adaptado de Arduino.cc (2021)

A placa de desenvolvimento ESP32 também possui plataforma de código fonte aberto, porém é uma placa totalmente dedicada a aplicações na rede, possuindo comunicação Wi-Fi e Bluetooth diretamente interligadas ao seu hardware,



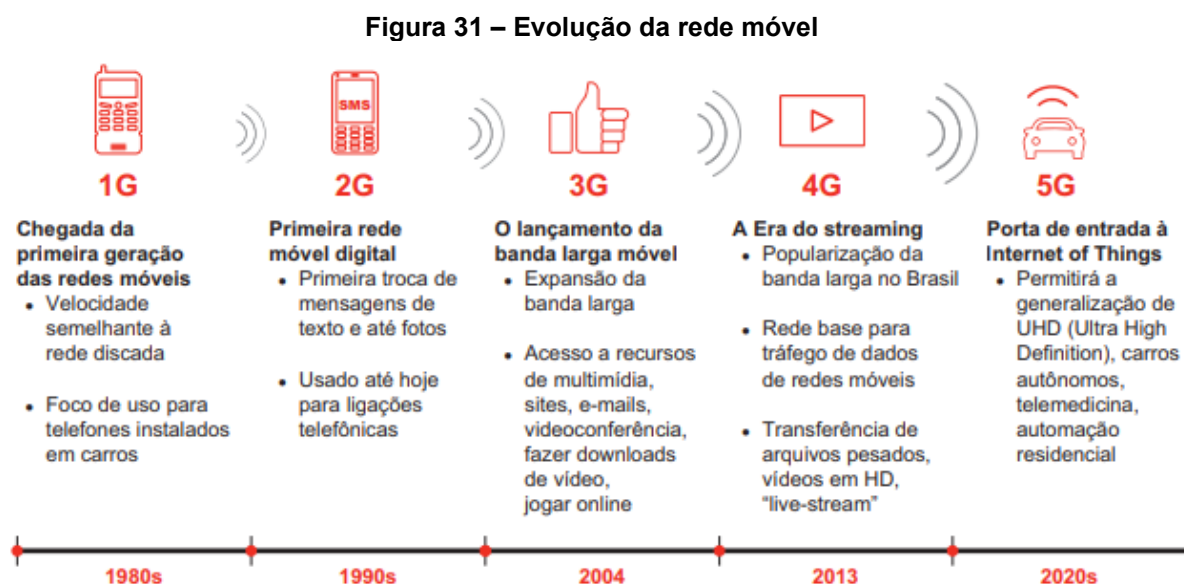
plataforma. A página da fabricante do ESP32 traz um guia completo de como configurar essa placa para ser programada dentro da IDE do Arduino. Tal página pode ser acessada pelo link: <https://docs.espressif.com/projects/arduino-esp32/en/latest/installing.html>. Desta forma, a maioria das funções listadas no documento de referência da linguagem Arduino se aplicam às placas ESP32.

As especificações técnicas de ambas as placas se encontram disponíveis entre os Anexos A e B. Por último, vale ressaltar que essas placas não trazem a conversão DA integrada, como seus sucessores. Todavia, a integração entre uma placa de desenvolvimento Arduino Nano e um DAC de forma que o controle de uma variável analógica seja possível e viável é totalmente implementável, como veremos posteriormente.

### 3 INTERFACEAMENTO ENTRE PC/ANDROID E HARDWARE

O termo IoT (*Internet of things* ou Internet das coisas) foi criado em 1999 por Kevin Ashton, na Universidade de Massachusetts, e corresponde a conectividade entre equipamentos, objetos e pessoas. Este termo foi inicialmente utilizado para representar uma conexão entre tecnologias *RFID* e *Wireless Sensor Network*. Nos dias de hoje, vários equipamentos, como televisores, lâmpadas e até máquina de lavar, apresentam a opção de conexão com a internet, permitindo o acesso até mesmo através da tela do celular e, com o desenvolvimento tecnológico, a expectativa é que cada vez mais objetos e equipamentos sejam conectados à rede (MOURA, CAMARGO, 2019) (GODOI; ARAUJO, 2019).

A primeira tecnologia que trataremos é o uso de aparelho móvel para conexões e compartilhamento de dados. Para isso, é preciso que a indústria móvel, responsável pelos serviços de conectividade, esteja em constante aprimoramento. A figura 31 mostra a evolução da rede de serviço móvel até os dias de hoje (MOURA, CAMARGO, 2019).



Fonte: Moura, Camargo (2019, p. 20)

Na década de 80, a rede de celulares era analógica e chamava-se 1G, sendo destinada apenas para chamadas de voz. A rede digital foi implementada nos anos 90 com a criação do 2G, onde era possível a troca por mensagens de texto. A internet móvel foi popularizada a partir de 2004, com a implementação do 3G. A rede

4G marca a popularização da banda larga no Brasil em 2013. Por fim, temos a criação da rede 5G, que permite melhor conectividade e rapidez de transferência de dados. A rede 5G irá beneficiar o uso do IoT, sendo considerada porta de entrada para maiores desenvolvimentos, permitindo a generalização de UHD (*Ultra High Definition*) e o avanço de tecnologias para carros autônomos, telemedicina e automação residencial (MOURA, CAMARGO, 2019).

Além da conexão *hardware-software* obtida por comunicação móvel, temos disponível a comunicação através de aplicativos baseados no sistema operacional Windows, MacOs e/ou Linux, ou seja, utilizando computadores ou notebooks. Este é o caso da comunicação através do *software* Matlab.

O Matlab tem grande importância de desenvolvimento para engenheiros, sendo uma das ferramentas mais utilizadas neste campo de atuação. Este *software* apresenta grandes funcionalidades, uma vasta biblioteca de funções, muitas ferramentas e uma linguagem de programa instrumental – são desenvolvidas instruções que serão interpretadas pelo sistema (CHAPMAN, 2013). Chapman (2013) discorre sobre os motivos que fizeram do Matlab um *software* tão popular, sendo eles:

1. Facilidade de uso – Linguagem de fácil compreensão, modificação e depuração;
2. Independência de Plataforma – Suporte para Windows, MacOs e Linux, sendo que os programas escritos no Matlab podem alternar para todos os sistemas operacionais, mantendo a funcionalidade;
3. Funções predefinidas – O Matlab possui funções já prontas e testadas dentro do seu sistema, facilitando a implementação de outras rotinas;
4. Representações gráficas independentes de dispositivos – Fornece saída gráfica compatível para qualquer computador utilizado;
5. Interface gráfica de Usuário – Permite a construção de interface gráfica de usuário (GUI).

Seguindo estes dois conceitos, podemos implementar o controle remoto do hardware utilizando o Sistema Operacional Android ou o programa Matlab, disponível para Windows, Mac e Linux. A vantagem da utilização do Android é o uso de um sistema operacional *Open-Source*, porém não é tão popular nos cursos de



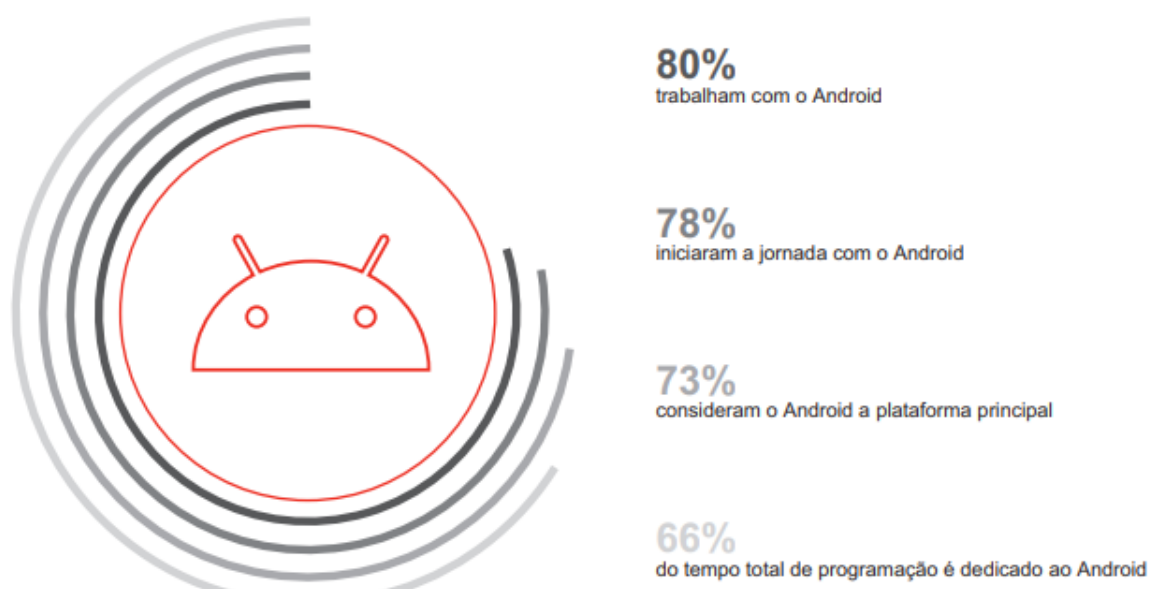
engenharia. Já o Matlab apresenta essa popularidade, mas é um *software* pago, sendo necessário um investimento prévio a sua utilização.

Esta sessão se destina a explicação do procedimento para estes dois tipos de comunicação *hardware-software*, utilizando o módulo ESP32, já descrito em capítulo anterior, em conexão com a placa Arduino.

### 3.1 O controle pelo sistema Android

A aplicação Android apresenta grandes vantagens para desenvolvedores por ser a primeira plataforma para dispositivos móveis *Open-Source*, ou seja, código aberto e livre. Isso traz benefícios também para os fabricantes de mobiles, pois é possível a implementação do sistema operacional no aparelho sem custo adicional. Em números, pesquisas apontam que 80% dos desenvolvedores trabalham com Android e 78% iniciaram o estudo de programação com essa plataforma (LECHETA, 2009) (MOURA, CAMARGO, 2019), conforme apresenta a figura 32.

Figura 32 – Números da plataforma Android

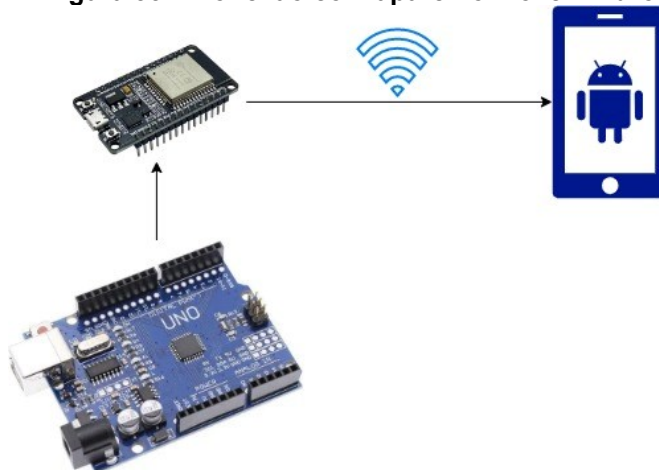


Fonte: Moura, Camargo (2019, p. 28)

O controle através de um aplicativo Android fornece a facilidade do uso de um dispositivo móvel, conectado à rede Wi-Fi. Essa aplicação pode ser desenvolvida utilizando os seguintes componentes (figura 33):

- Placa ESP32;
- Dispositivo Android;
- Arduino IDE;
- *Software* de desenvolvimento Android;
- Wi-Fi.

Figura 33 – Conexão com aparelho móvel Android



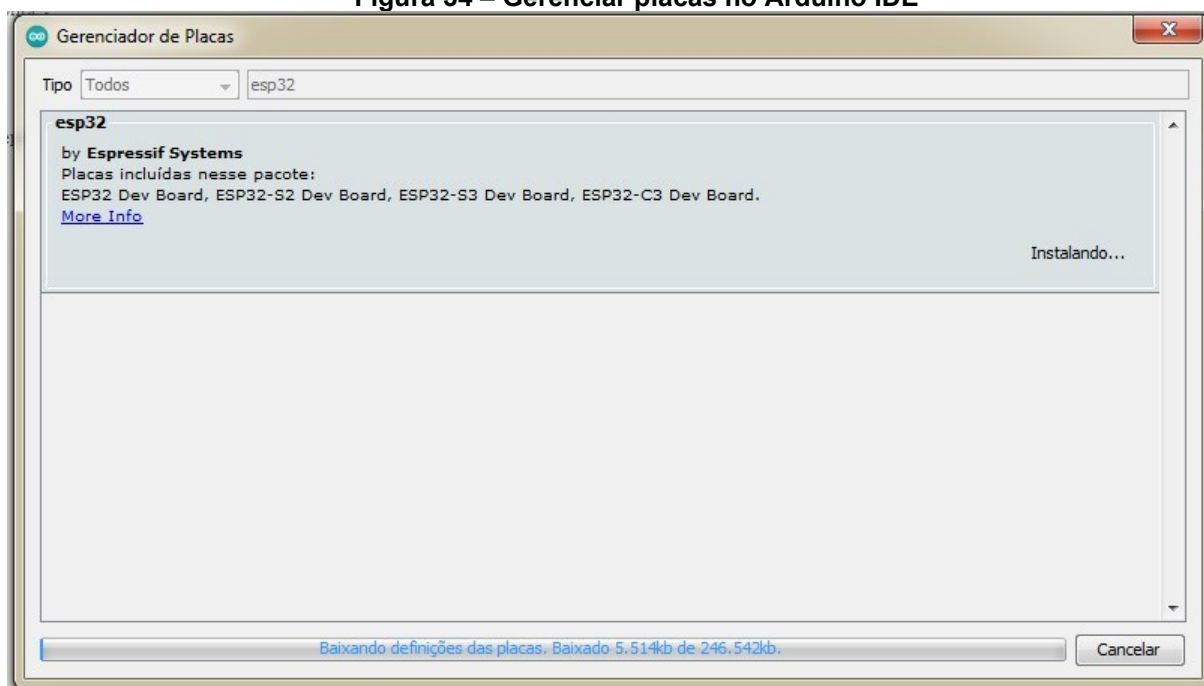
Fonte: Autoria própria

O roteiro a seguir apresenta o passo a passo sugerido para ativar a conexão com o dispositivo Android (ARDUINO, 2022).

➔ Passo 1 - Adicionar a placa ESP32 no ambiente de desenvolvimento Arduino: o primeiro passo corresponde a uma ação dentro do Arduino IDE, localizado no menu *Tools* ➔ *Board: "Arduino/Genuino Uno"* ➔ *Boards Manager*. Uma nova janela permitirá a busca e instalação da placa ESP32, conforme apresentado na figura 34.

➔ Passo 2 - Adicionar a biblioteca que irá rodar o webserver, permitindo a comunicação com o ESP32: a biblioteca pode ser encontrada no site <https://github.com/me-no-dev/ESPAsyncWebServer>. Fazendo o download do arquivo .zip, basta incluí-la na opção *Include Library*. Com essa biblioteca, será possível a criação de um servidor e a comunicação através do Wi-Fi.

Figura 34 – Gerenciar placas no Arduino IDE



Fonte: Autoria própria

➔ Passo 3 - Fazer o teste da comunicação Wi-Fi (Opcional): este passo não é obrigatório, porém é importante para que a verificação de que a placa ESP32 consegue localizar as redes Wi-Fi disponíveis. Para isso, utilizamos um programa exemplo, disponível na IDE do Arduino chamado Wi-Fi Scan. Você pode localizá-lo através do caminho: Arquivo->Exemplo->Wi-Fi->WiFi Scan. Após a compilação e carregamento do sistema, abrimos o Serial Monitor, com uma taxa de velocidade de 115200, e é possível obter as informações conforme apresenta a figura 35.

➔ Passo 4 - Programando o ESP32 para a comunicação: o código desenvolvido deverá abrir a comunicação com o ESP32 com a rede Wi-Fi informada. Nessa etapa é preciso adicionar o nome da rede desejada e a senha, se houver. Além disso, nessa etapa, programa-se a rotina de comunicação entre a placa ESP32 e o *software* escolhido. Nessa etapa, é importante que o desenvolvedor envie, via Serial Monitor, o IP da placa ESP, conforme ilustra a figura 36.

➔ Passo 5 - Programando o aplicativo Android: utilizando um programa de desenvolvimento em Android, desenvolve-se a interface necessária para o controle e leitura de dados do usuário. Para isso, abra a aplicação e inicie a

programação da comunicação, configurando para o mesmo IP da placa ESP32, que poderá ser validada através do código Arduino, no passo 4.

Finalizado o *software* e a programação da placa ESP32, é possível a transferência de informações via pacote sem fio.

**Figura 35 – ESP32 localizando as redes Wi-Fi disponíveis**

The screenshot shows the Arduino IDE interface. The main window displays a sketch named 'WIFIScan' with the following code:

```

/*
 * This sketch demonstrates how to scan WiFi networks.
 * The API is almost the same as with the WiFi Shield library,
 * the most obvious difference being the different file you need to include:
 */
#include "WiFi.h"

void setup()
{
  Serial.begin(115200);

  // Set WiFi to station mode and disconnect from an AP if it was previously connected.
  WiFi.mode(WIFI_STA);
  WiFi.disconnect();
  delay(100);

  Serial.println("Setup done");
}

void loop()
{
  Serial.println("scan start");
  // WiFi.scanNetworks will return the number of networks found.
  int n = WiFi.scanNetworks();
  Serial.println("scan done");
  if (n == 0) {
    Serial.println("no networks found");
  } else {
    for (int i = 0; i < n; i++) {
      Serial.print("  ");
      Serial.print(i);
      Serial.print(": ");
      Serial.print(WiFi.RSSI(i));
      Serial.print("  ");
      Serial.print(WiFi.SSID(i));
      Serial.print("  ");
      Serial.print(WiFi.BSSID(i));
      Serial.print("  ");
      Serial.print(WiFi.Channel(i));
      Serial.print("  ");
      Serial.print(WiFi.SecurityType(i));
      Serial.println();
    }
  }
  delay(5000);
}

```

An overlaid serial monitor window (COM4) shows the output of the sketch:

```

scan start
scan done
5 networks found
1: VIVOFIBRA-ASCO (-69)*
2: VIVOFIBRA-FCEO (-81)*
3: ALBH-1790 (-88)*
4: VIVOFIBRA-E481 (-91)*
5: VIVOFIBRA-6288 (-92)*

scan start
scan done
6 networks found
1: VIVOFIBRA-ASCO (-55)*
2: VIVOFIBRA-FCEO (-80)*
3: ALBH-1790 (-55)*
4: VIVOFIBRA-6288 (-58)*

```

The bottom status bar of the IDE indicates: "DOIT ESP32 DEVKIT V1, 60MHz, 921600, Nove em COM4".

Fonte: Autoria própria

**Figura 36 – ESP32 Comunicação aberta**

The screenshot shows the serial monitor window (COM4) displaying the following output:

```

Connecting to WiFi..
Connecting to WiFi..
Connecting to WiFi..
192.168.15.25

```

The bottom status bar of the monitor shows: "Auto-rolagem Show timestamp Nova-linha 115200 velocidade Deleta a saída".

Fonte: Autoria própria

### 3.2 O controle pelo Matlab

O Matlab possui em seu suporte o pacote Arduino, que permite configurar aplicações para esta placa de desenvolvimento. Além disso, o pacote Arduino é bem completo, fornecendo funções, exemplos e tornando viável o uso deste *software* para a comunicação com o hardware. Essa aplicação pode ser desenvolvida utilizando os seguintes componentes:

- Placa ESP32;
- Matlab;
- Computador que execute o Matlab;
- Arduino IDE;
- Wi-Fi.

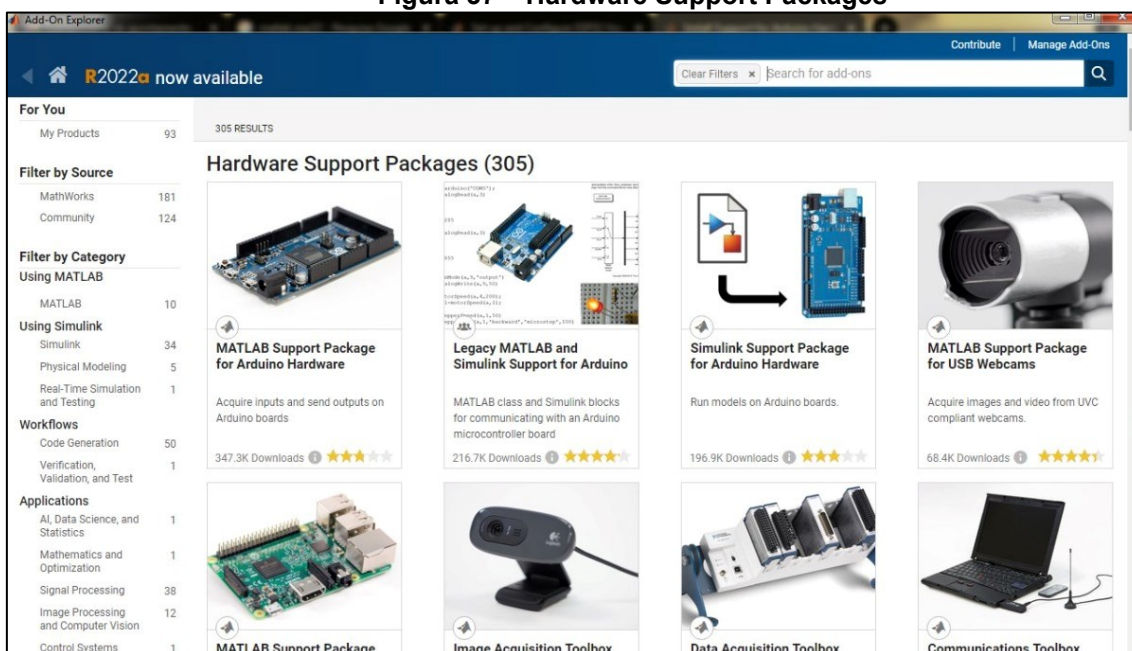
O roteiro a seguir apresenta o passo a passo sugerido para ativar a conexão com o Matlab (MATHWORKS, 2022).

➔ Passo 1 - Baixar e instalar o *Support Package* para Arduino no ambiente do Matlab: abra a opção “*Get Hardware Support Packages*” na aba “*Add-Ons*”. Localize a aplicação para Arduino na opção “*MATLAB Support Package for Arduino Hardware*” e inicie a instalação. Uma vez instalado a aplicação, é possível iniciar a configuração da comunicação entre a placa ESP32 e o Matlab (figura 37).

➔ Passo 2 - Conectar a placa ESP32 na porta USB do computador: entre na área de configuração da placa Arduino digitando o comando “*arduinsetup*” na caixa do *Command Window*. Neste momento, marque a opção de comunicação via USB, conforme ilustrado na figura 38.

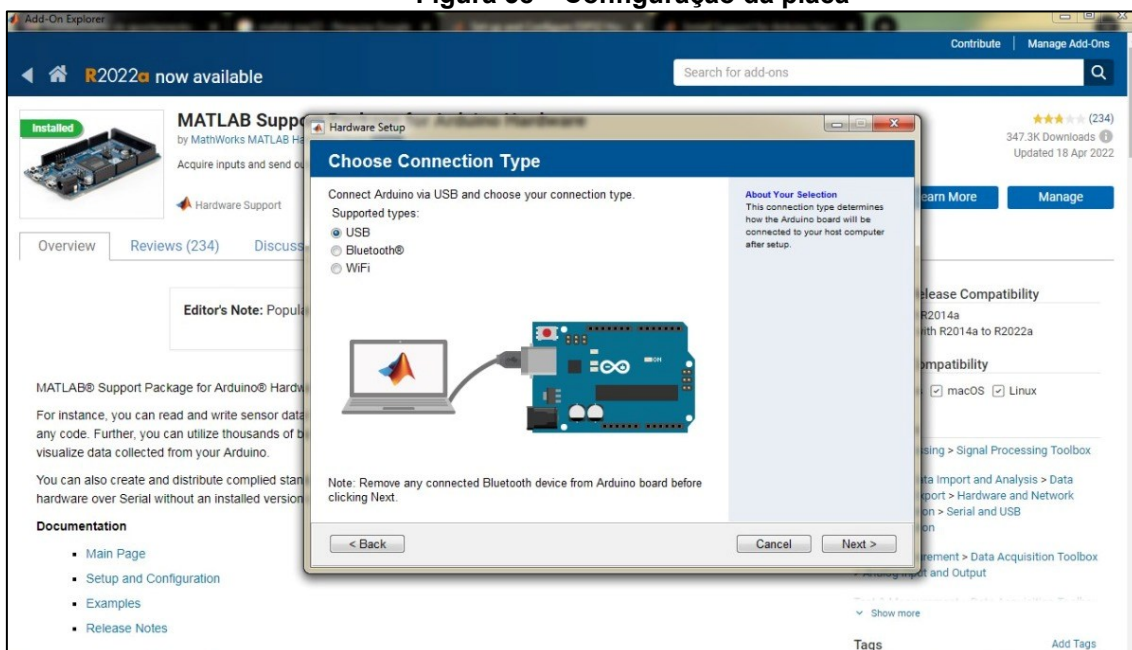
➔ Passo 3 – Selecionar o endereço IP a ser utilizado: além disso, possível determinar as bibliotecas que você quer adicionar no servidor, bem como a definição de placa (Escolher a ESP32 dentre as opções) e a porta USB utilizada.

Figura 37 – Hardware Support Packages



Fonte: Autoria própria

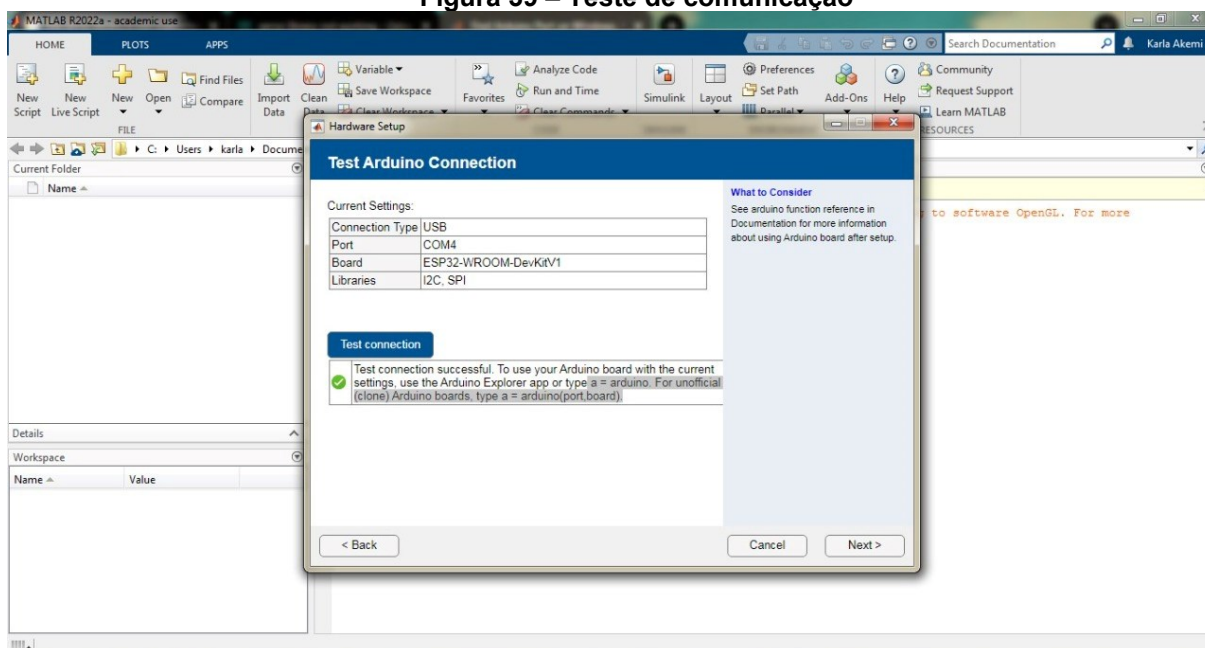
Figura 38 – Configuração da placa



Fonte: Autoria própria

➔ Passo 4 – Iniciar o *uploading* do servidor clicando na opção *Program*: após o upload, é permitido realizar um teste de comunicação. Se tudo estiver bem configurado, a conexão será bem-sucedida, como mostra a figura 39.

Figura 39 – Teste de comunicação



Fonte: Autoria própria

### 3.3 Validação da comunicação

Para validar o método de comunicação, utilizou-se o procedimento da seção 3.1, onde foi definido o processo para o controle através do Sistema Android. O objetivo dessa validação era realizar o controle de quatro LEDs, simulando o envio de comando para troca de formas de ondas, e o recebimento de informação provinda da manipulação de um potenciômetro. A tabela 1 apresenta os materiais utilizados:

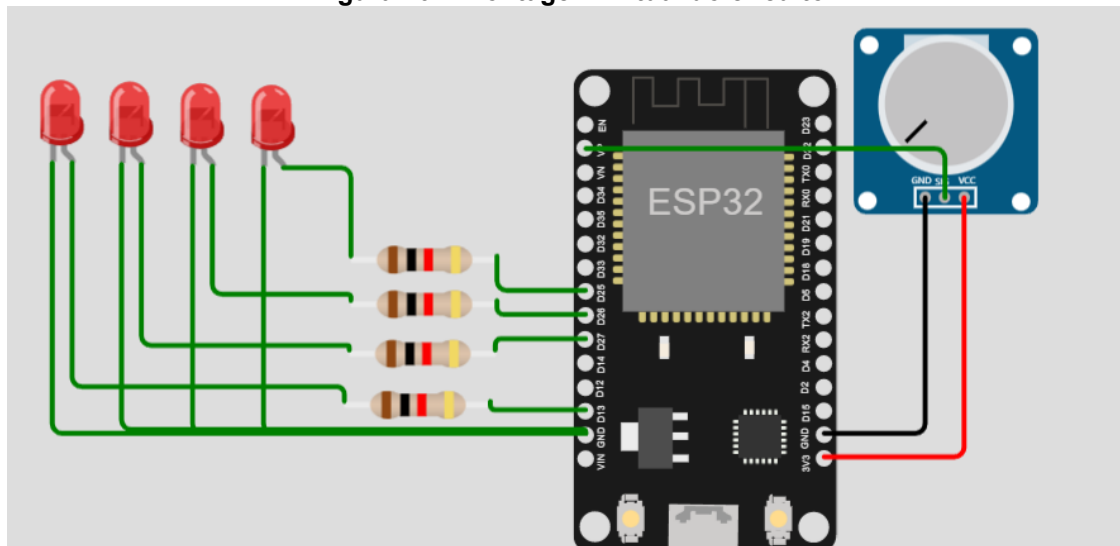
Tabela 1 – Lista de materiais para validação da comunicação

Material	Descrição	Quantidade
Protoboard	-	1
Leds	-	4
Resistores	1 k $\Omega$	4
Potenciômetro	1 k $\Omega$	1
Celular Android	-	1
ESP32	-	1
Cabos para conexão	-	-
Cabo USB	-	1

Fonte: Autoria própria

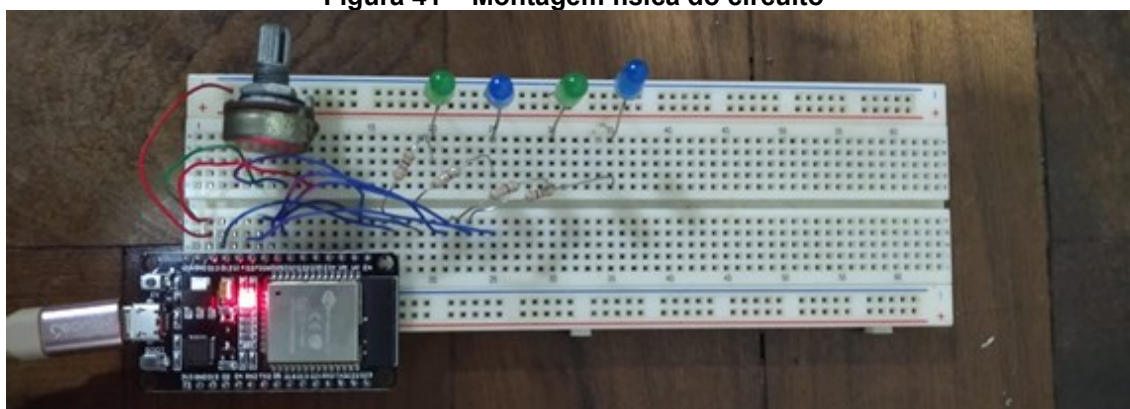
A figura 40 apresenta o esquema de ligação do circuito simulado, e a figura 41, a montagem física realizada para testes de comunicação.

Figura 40 – Montagem virtual do circuito



Fonte: Autoria própria

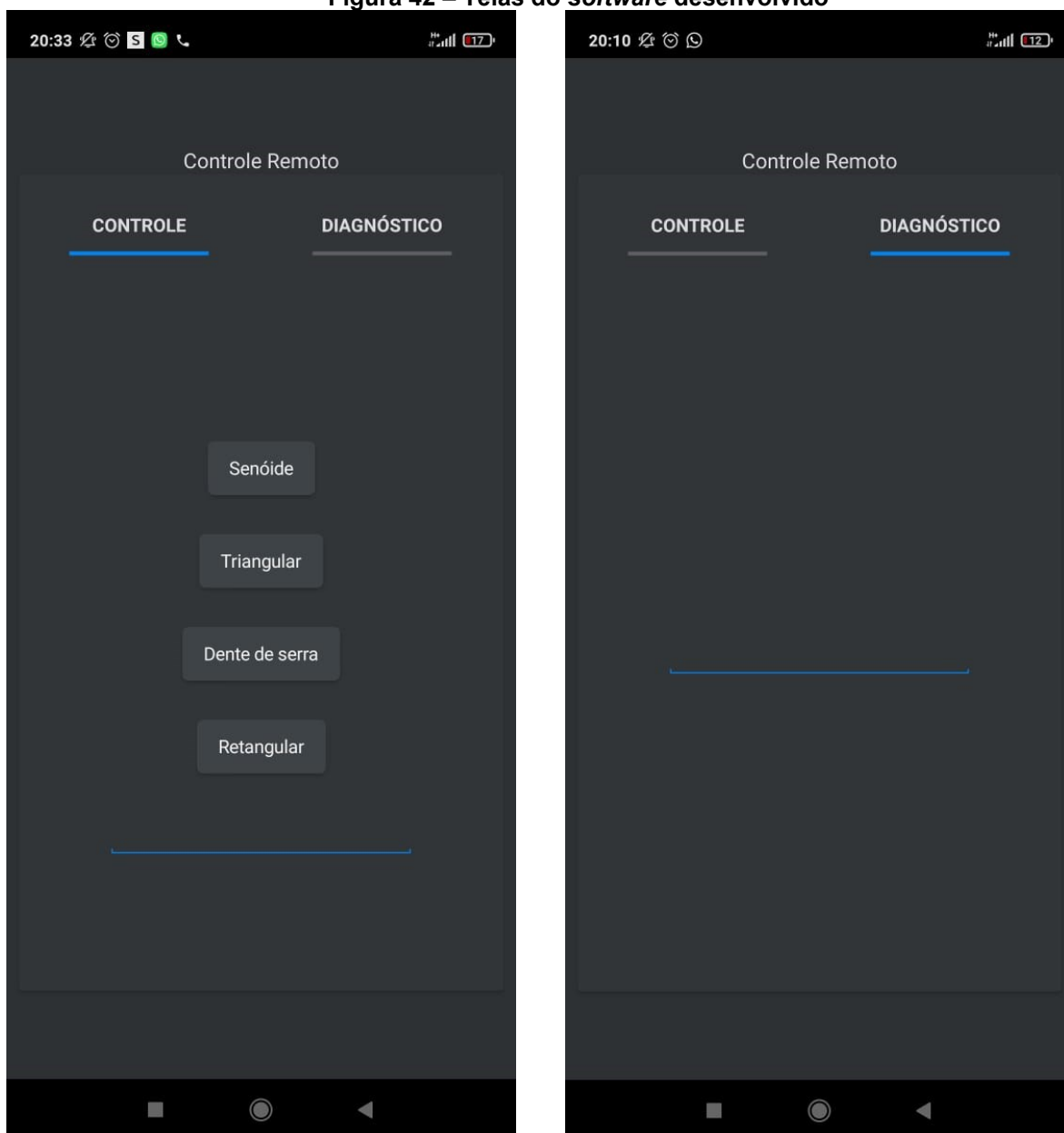
Figura 41 – Montagem física do circuito



Fonte: Autoria própria

Para o Android, foi desenvolvido um aplicativo simples, no *software* DroidApp, com as telas apresentadas na figura 42. Na aba “Controle”, há a opção de escolha das ondas programadas, onde cada opção ativa um LED do circuito. Essa opção foi desenvolvida para apresentar o método de envio de informação. Na aba “Diagnóstico”, o campo de texto é atualizado com a informação da leitura provinda do potenciômetro. Essa opção foi desenvolvida para apresentar o método de recebimento de informação. É possível mostrar esses valores em um gráfico, de forma que a visualização em tempo real seja aprimorada.



Figura 42 – Telas do *software* desenvolvido

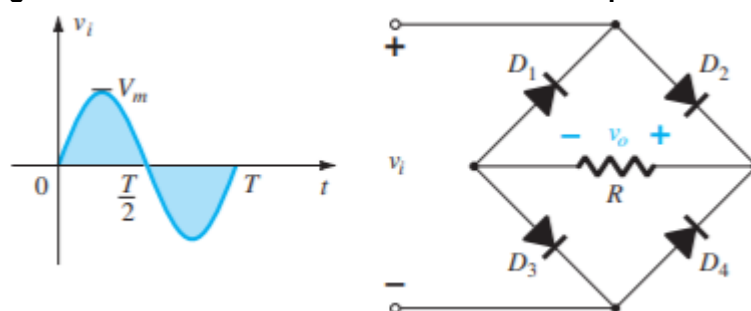
Fonte: Autoria própria

O aplicativo pode ser instalado no *smartphone* por meio de arquivo com extensão “.apk”, o qual posteriormente pode ser submetido à loja de aplicativos online do Android (*Play Store*). O código desenvolvido para a placa ESP e para o aplicativo estão disponíveis na seção de apêndices desse trabalho.

## 4 FONTES DE ALIMENTAÇÃO

O objetivo deste capítulo é apresentar alguns métodos convencionais de construção de fontes de alimentação de corrente contínua e seus princípios básicos de funcionamento, de forma que posteriormente possamos fazer uso dessa teoria para a escolha do método mais adequado para base da construção do protótipo em questão. Inicialmente, é importante destacar que a conversão de corrente alternada em corrente contínua ocorre após um processo de retificação através de quatro diodos em uma configuração conhecida como ponte retificadora. Por retificação, entende-se “processo pelo qual um sinal CA é convertido em um sinal que tem um valor médio CC” (BOYLESTAD, 2012, p. 50). O retificador monofásico de onda completa é um arranjo de quatro diodos dispostos em pares, conforme mostra a figura 43. Ele lembra uma ponte de Wheatstone, pois a carga é conectada entre seus terminais intermediários (ALEXANDER; SADIKU, 2013).

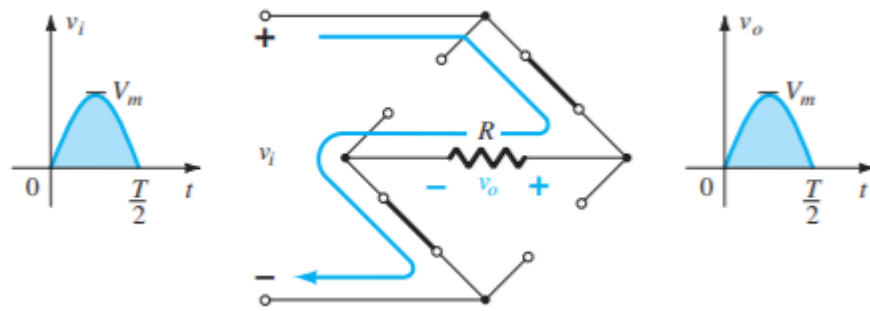
**Figura 43 – Retificador Monofásico de Onda Completa em Ponte**



**Fonte: Boylestad & Nashelsky (2013, p. 66)**

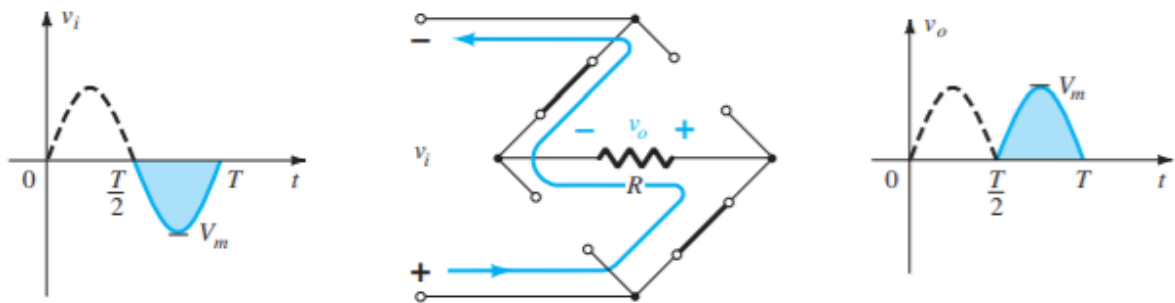
Durante o primeiro ciclo de energia, entre  $0 \rightarrow T/2$ , ou entre  $0 \rightarrow \pi$ , os diodos D2 e D3 encontram-se diretamente polarizados e conduzem a corrente no sentido mostrado na figura 44. O segundo ciclo é apresentado na figura 45 e nesta etapa de operação, que ocorre entre os períodos  $T/2 \rightarrow T$ , ou  $\pi \rightarrow 2\pi$ , os diodos D1 e D4 estarão diretamente polarizados, devido ao sentido de corrente da fonte de alimentação, e passam a conduzir no sentido ilustrado. É possível notar que a forma de onda reproduzida na carga possui o mesmo aspecto da forma de onda da fonte de alimentação, porém com o semiciclo negativo invertido. Desta forma, conclui-se que as duas componentes da tensão de alimentação contribuem com a tensão na carga e ambas são positivas, etapa essa já caracterizada como componente CC.

Figura 44 – Primeiro Ciclo: Caminho de Condução da Região Positiva de  $V_i$



Fonte: Boylestad & Nashelsky (2013, p. 67)

Figura 45 – Segundo Ciclo: Caminho de Condução da Região Negativa de  $V_i$



Fonte: Boylestad & Nashelsky (2013, p. 67)

A tensão média do retificador monofásico de onda completa em ponte é o dobro da tensão média para retificadores monofásicos de meia-onda, ou seja:

$$V_{CC} = 2 * \left( \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin(\omega t) d\omega t \right) = \frac{2V_m}{\pi} = 0,637V_m \quad (12)$$

Já a tensão eficaz para esse retificador é:

$$V_{CC_{ef}} = \frac{2\sqrt{2}V_{ef}}{\pi} = 0,90V_{ef} \quad (13)$$

Que nos leva a concluir que a tensão eficaz do retificador monofásico de onda completa em ponte aproveita o dobro da tensão de alimentação que é aproveitado pelo retificador de meia-onda. Além do mais, observa-se que a forma de onda submetida à carga é periódica em  $t = \pi$ , ou seja, a frequência na saída é o dobro da frequência da fonte de alimentação (RASHID, 2014).

Outro fator que apresenta a vantagem na utilização deste retificador para propósitos industriais é seu fator de potência. A potência ativa para este retificador é determinada pela equação:

$$P = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{(\sqrt{2} V_{ef} \text{sen}(\omega t))^2}{R} d\omega t \quad (14)$$

Ou:

$$P = \frac{V_{ef}^2}{R} \quad (15)$$

A corrente eficaz  $I_{ef}$  para esse retificador é dada por:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{(\sqrt{2} V_{ef} \text{sen}(\omega t))^2}{R} d\omega t} \quad (16)$$

Solucionando a equação acima, temos que:

$$I_{ef} = \frac{V_{ef}}{R} \quad (17)$$

Logo, a potência aparente para esse retificador é:

$$|S| = V_{ef} I_{ef} = \frac{V_{ef}^2}{R} \quad (18)$$

Como o fator de potência é a razão entre a potência ativa e a potência aparente, observa-se que:

$$F = \frac{\frac{V_{ef}^2}{R}}{\frac{V_{ef}^2}{R}} \quad (19)$$

Ou seja, o fator de potência para o retificador monofásico de onda completa em ponte alimentando uma carga puramente resistiva é unitário, concluindo que a

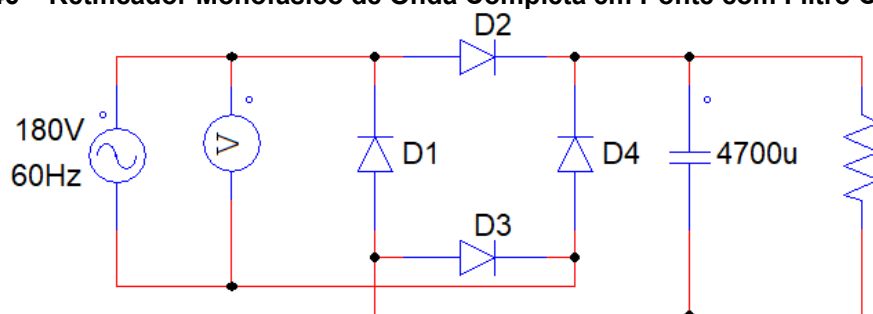
deformação de onda (THD) não possui distorções e, devido a isso, a tensão na saída é totalmente aproveitada pela carga (CORTEZ, 2020).

Durante o primeiro ciclo, os diodos D1 e D4 encontram-se reversamente polarizados e comportam-se como chaves abertas, e assim deve ser, senão teríamos um curto-circuito. Durante o segundo ciclo, D2 e D3 encontram-se reversamente polarizados, invertendo, desta forma, suas funções. Esse arranjo ocorre aos pares e a reversão do sentido de corrente do diodo retificador ocorre quase instantaneamente, já que o aspecto construtivo do diodo não permite corrente negativa em seu corpo.

Para Boylestad e Nashelsky (2013), se medíssemos o retificador de meia-onda com um multímetro True RMS escalonado em tensão alternada, obteríamos uma leitura de  $0,385 \cdot V_m$  no sinal de saída em relação à fonte de alimentação. Esse valor é a tensão eficaz da componente CA do sinal de saída. Se medíssemos o mesmo retificador com um multímetro CC, obteríamos a tensão CC do sinal retificado, e notaríamos que esse valor equivale a  $0,318 \cdot V_m$ . O fator de ondulação do sinal retificado, que é um fator de desempenho do retificador, é a razão entre a tensão eficaz da componente CA pela tensão CC do sinal retificado. Para o retificador de meia onda, esse fator é de 121%. Se o mesmo procedimento fosse realizado com um retificador de onda completa, seria possível observar que a tensão eficaz da componente CA do sinal de saída é de  $0,308 \cdot V_m$ , e sua tensão CC, como já mostrado anteriormente, é de  $0,637 \cdot V_m$ . Isso significa que o fator de ondulação para essa configuração é de 48%. Nesses termos, “um sinal retificado de onda completa tem menos ondulação do que um sinal retificado de meia-onda, e é, portanto, mais adequado para ser aplicado a um filtro” (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013, p. 656).

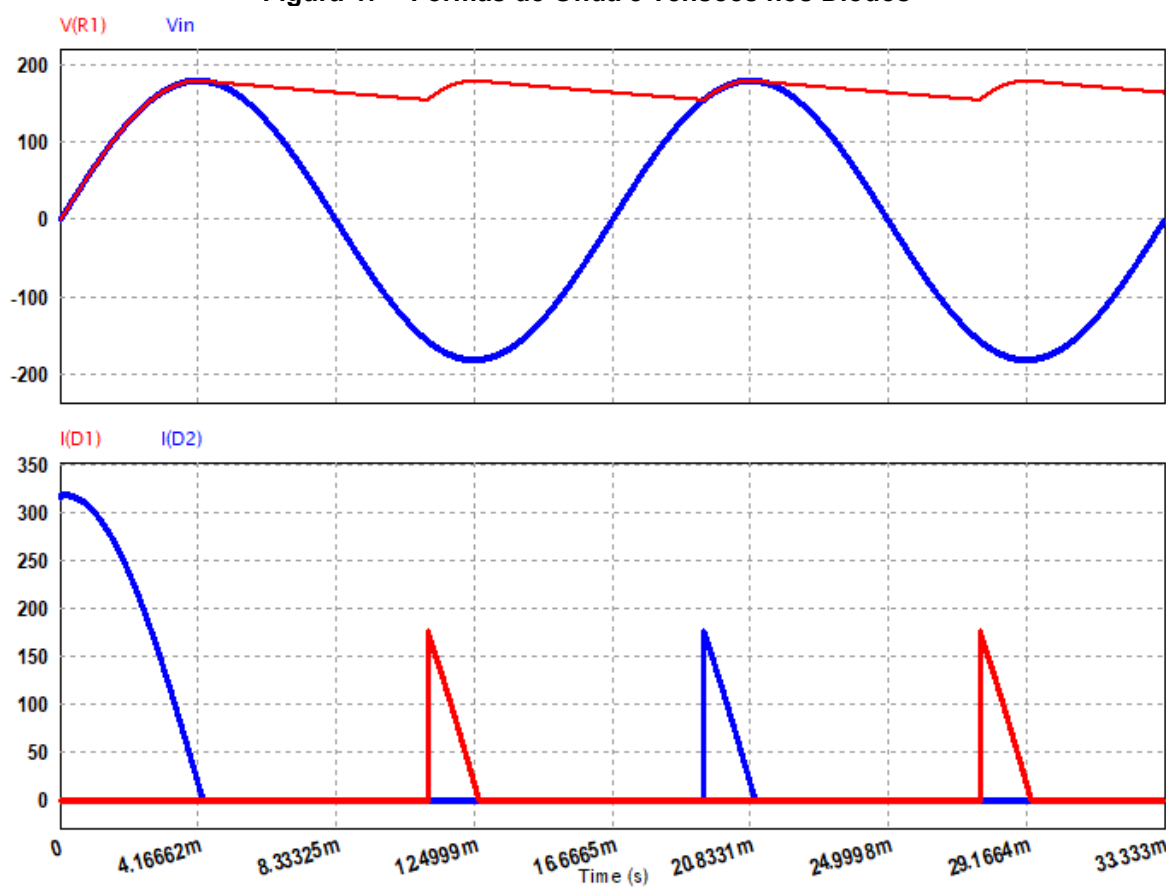
Sabe-se que um capacitor tem a capacidade de armazenar energia por um curto período. Ao se realizar a adição de um filtro capacitivo de alta constante de tempo em paralelo à ponte retificadora, como apresentado na figura 46, de maneira que sua carga não seja completamente extinta até que o próximo ciclo da tensão da fonte volte a se igualar à sua tensão e torne-se apta a recarregá-lo, e que a forma de onda na carga sofra pouca deformação em relação à tensão de pico, aproximando-se de uma reta constante no tempo com valor igual a tensão de pico, a forma de onda e a tensão média CC submetida à carga apresenta uma significativa melhoria, conforme mostrado no gráfico superior da figura 47.

Figura 46 – Retificador Monofásico de Onda Completa em Ponte com Filtro Capacitivo



Fonte: Autoria própria

Figura 47 – Formas de Onda e Tensões nos Diodos



Measure

	X1	X2	$\Delta$	Average	RMS	P	S	PF
Time	16.66670m	33.33330m	16.66660m					
V(R1)	164.99172	164.99196	0.23370m	168.31279	168.47239	40.82746u	21.44301k	1.90400n
Vin	2.26195m	-2.26195m	-4.52389m	18.20934n	127.27907			
I(D1)	0.00000	0.00000	0.00000	8.41945	31.70859	0.00000	1.00455k	0.00000
I(D2)	0.00000	0.00000	0.00000	8.41089	31.68054			

Fonte: Autoria própria

Enquanto o capacitor estiver descarregando e a fonte de tensão possuir tensão menor que aquela submetida ao capacitor, todos os diodos se encontrarão bloqueados. Salvo no momento da primeira carga do capacitor, os diodos D2 e D3, responsáveis pelo primeiro ciclo, assim como D1 e D4, responsáveis pelo segundo ciclo, só conduzirão a partir do momento que a tensão da fonte for maior que a tensão de descarga do capacitor, como observado no gráfico inferior da figura 48.

Nota-se que a tensão eficaz da carga, após o primeiro ciclo de energização, é próxima à tensão de pico da fonte (nesse exemplo, 180 V). Como a constante de tempo do capacitor é dada por  $\tau = RC$ , onde  $R$  é o valor de resistência equivalente da carga e  $C$  é o valor do capacitor, conclui-se que quanto maior for a resistência equivalente da carga, mais lenta será a descarga do capacitor. “A constante de tempo de um circuito é o tempo necessário para a resposta de decaimento a um fator igual a  $1/e$  ou a 36,8% de seu valor inicial” (ALEXANDER; SADIKU, 2013, p. 226).

Essa pequena deformação na forma de onda é uma sobreposição da tensão alternada sobre a tensão contínua, e é chamada de tensão residual de *Ripple*. É uma estimativa do valor de pico a pico da ondulação utilizado para qualquer filtro de entrada com capacitor, sendo definida como (MARQUES; CHOUEIRI JR; CRUZ, 1998) (MALVINO; BATES, 2016):

$$V_{Ripple} = \frac{V_{CC}}{f R C} \quad (20)$$

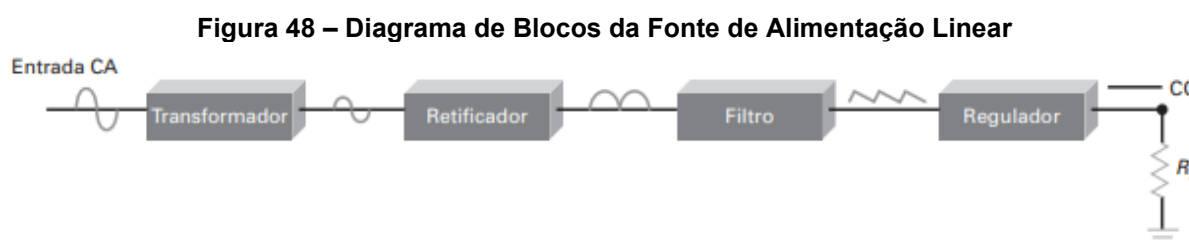
No exemplo ilustrado, esse valor é estimado em:

$$V_{Ripple} = \frac{168,313}{120 \cdot 10^3 \cdot 4700 \mu} = 29,843 \text{ V} \quad (21)$$

Devido a esta pequena ondulação, fontes lineares de tensão atuais são munidas de circuitos integrados chamados de reguladores de tensão. Esses circuitos integrados eliminam essa ondulação, mantendo a tensão CC de saída constante (MALVINO; BATES, 2016).

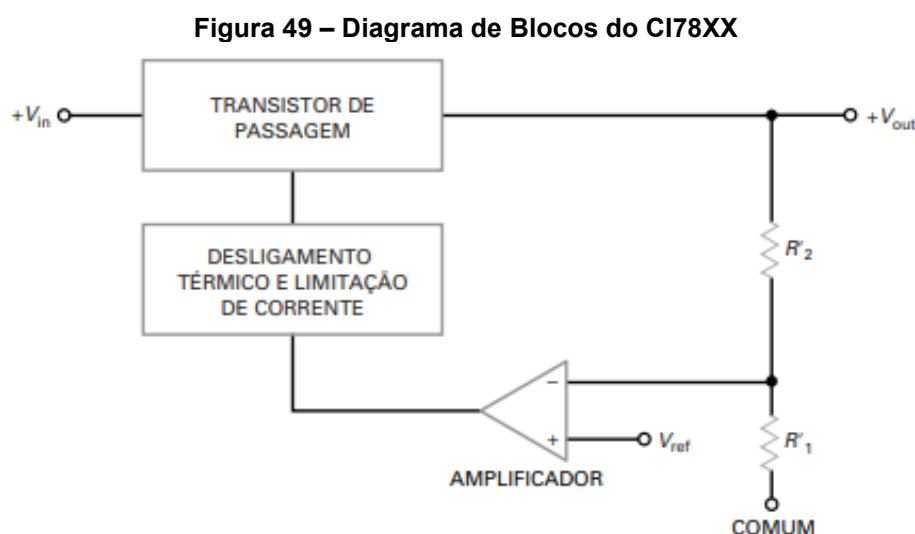
## 4.1 Fontes de alimentação lineares fixas

A adição de um circuito integrado regulador de tensão ao retificador monofásico de onda completa em ponte com filtro capacitivo dá origem a um equipamento conhecido como fonte de alimentação linear. O diagrama de blocos de uma fonte de alimentação linear é apresentado na figura 48.



Fonte: Malvino & Bates (2016, p. 86)

Neste subcapítulo, estamos interessados nos componentes da família 78XX e 79XX. Os circuitos integrados 78XX são componentes que fornecem na saída uma tensão positiva fixa de XX V com uma precisão surpreendente. O único requisito é que a tensão de *Ripple* não seja tão distorcida e que a tensão aplicada na entrada do CI seja pelo menos 2 ou 3 volts maior do que a tensão de saída (MALVINO; BATES, 2016). Já os circuitos integrados 79XX podem fornecer tensão negativa fixa de -XX V. O diagrama de blocos da figura 49 mostra a operação do CI 78XX.



Fonte: Malvino & Bates (2016, p. 979)



A entrada não inversora do amplificador de alto ganho é alimentada com uma tensão de referência  $V_{ref}$ . O divisor resistivo formado por  $R'1$  e  $R'2$  é responsável pela injeção de tensão na saída e pela realimentação desse amplificador. A tensão de saída é, então, a relação entre  $R'1$ ,  $R'2$  e a tensão de referência, ou seja:

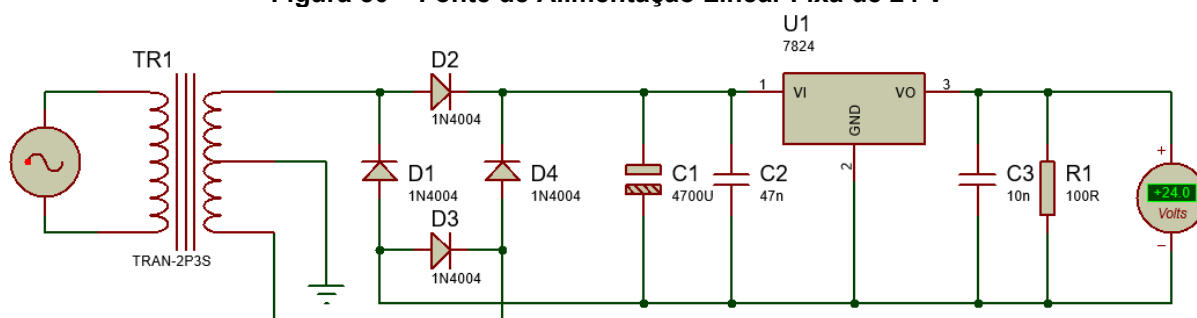
$$V_{out} = \frac{R'1+R'2}{R'1} V_{ref} \quad (22)$$

A fabricante modifica os valores de  $R'1$  e  $R'2$  para que cada CI tenha sua tensão própria, a qual possui tolerância de  $\pm 4\%$  (MALVINO; BATES, 2016). O transistor de passagem funciona como um transistor *bypass*, que será explicado posteriormente, e permite que a saída seja alimentada com correntes de 1 A, desde que bem dimensionado os dissipadores de calor. O sistema de desligamento térmico é um componente de segurança que colocará o transistor de passagem em região de corte em caso de sobrecargas que esquentem o CI a temperaturas de  $175^\circ$  devido a diversos fatores, como temperatura ambiente e dissipadores de calor mal dimensionados.

Como exemplo, o CI 7805 possui uma rejeição de ondulação *Ripple* de 80 dB, ou seja, ele reduz a ondulação de entrada por um fator de 10.000. Isso significa que para cargas com resistência acima de  $0,01 \Omega$ , este CI comporta-se como uma fonte de alimentação quase perfeitamente constante (MALVINO; BATES, 2016). Segundo o *datasheet* da *Texas Instruments*, a construção interna desses componentes permite que eles sejam imunes à sobrecargas e suportem operar com correntes de até 1.5 A, se bem dimensionados.

Observando o ensaio simulado da figura 50, conclui-se que a tensão na saída da fonte de alimentação após a passagem pelo regulador é totalmente constante, com um valor fixo equivalente aos seus dois algarismos finais, ou seja, o CI 7805 fornecerá à carga 5 V constantes com erro máximo de  $\pm 4\%$ . Para o CI 7812, a carga estaria submetida a 12 V, para o CI 7824, 24 V e assim por diante. Os CIs da família 79XX seguem a mesma lógica, entretanto esses CIs são reguladores de tensão para componentes negativas. O CI 7905, por exemplo, submete a carga a uma tensão de -5V.

**Figura 50 – Fonte de Alimentação Linear Fixa de 24 V**

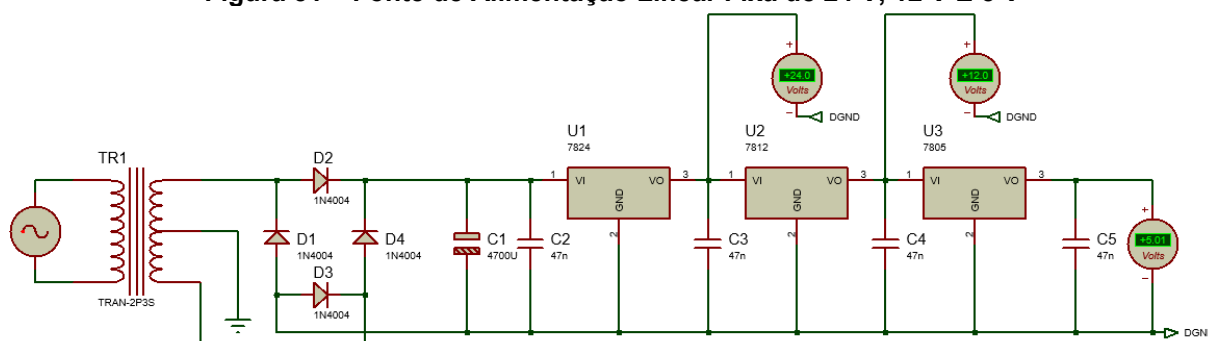


**Fonte: Autoria própria**

Este dispositivo pode ser encontrado como fonte de alimentação de muitos equipamentos eletrônicos de baixa potência, entretanto não é indicado quando necessitamos de potências maiores, devido às expressivas dimensões que tal dispositivo teria. Para isso, recomenda-se a utilização de fontes chaveadas (MALVINO; BATES, 2016) (BARBI, 2006). A mesma configuração pode ser obtida com diodos zener em paralelo com o capacitor de filtro, entretanto os CIs reguladores de tensão possuem maior precisão e estabilidade e, desta forma, fontes lineares implementadas com diodos zener não serão abordadas.

Uma vez que esses CIs necessitam apenas de uma tensão superior para realizar sua regulação, é possível obtermos, num mesmo equipamento, diversos níveis de tensão fixa: basta adicionar outros CIs reguladores de tensão de menor intensidade em cascata com as saídas de seus antecessores, conforme mostrado na figura 51.

**Figura 51 – Fonte de Alimentação Linear Fixa de 24 V, 12 V E 5 V**



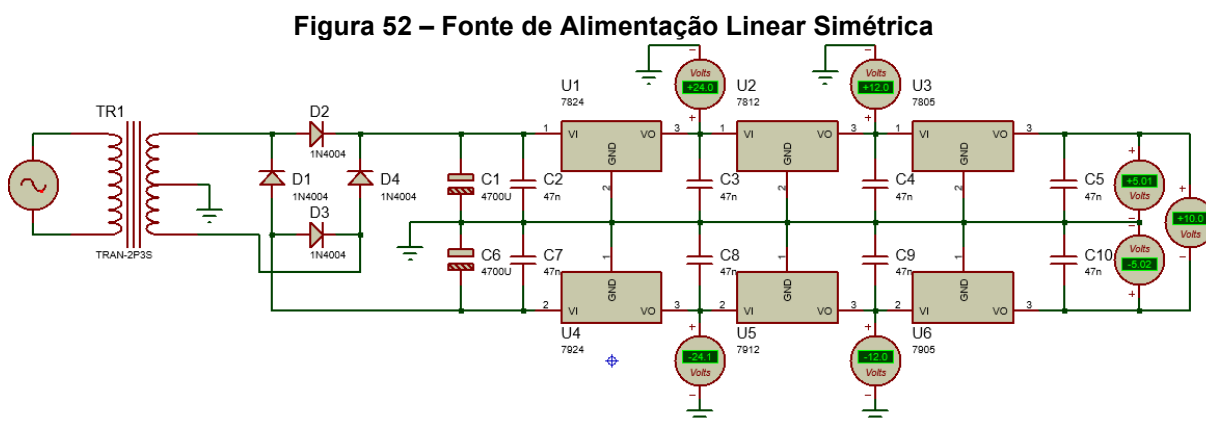
**Fonte: Autoria própria**

Nessa configuração, deve-se observar a corrente de alimentação da fonte, pois ela deverá suprir todas as saídas reguladas. Por boa prática, costuma-se adicionar dois capacitores cerâmicos de pequeno valor tanto na entrada quanto na

saída dos reguladores, de forma a filtrar os ruídos que ocorrem em alta frequência devido às impedâncias dos cabos ou trilhas. Na saída, utiliza-se esse componente no intuito de melhorar a resposta transitória da tensão de saída regulada (MALVINO; BATES, 2016). A configuração acima pode ser feita também com os CIs reguladores em paralelo entre si, de forma que não sobrecarregue o CI de maior tensão.

Contudo deve-se atentar à tensão de alimentação dos CIs reguladores de baixa tensão, pois tensões de entrada muito elevadas danificará o componente. Por exemplo, não é recomendado aplicar mais que 25 V na entrada do CI 7805, entretanto a tensão na entrada do CI 7824 será pelo menos 26 V. Nesse caso, o CI 7805 estará sobre constante estresse, o que diminuirá a vida útil desse componente.

Outra configuração interessante que tira proveito dessa topologia de circuito é a construção de uma fonte linear simétrica, ou, segundo Malvino e Bates (2016), fonte dupla. É uma topologia que possui capacidade de fornecer tanto tensões positivas quanto negativas. Para isso, utiliza-se em conjunto com os CIs da família 78XX, aqueles citados anteriormente da família 79XX. A nova topologia é apresentada na figura 52.



**Fonte: Autoria própria**

Nessa interessante configuração, o circuito necessita de dois capacitores de filtro, ambos para cada componente de energia. O ponto comum entre esses circuitos é o TAP central do transformador, logo podemos usufruir de toda a potência fornecida pelo mesmo. As tensões na saída podem ser positivas, negativas ou, o mais interessante, a soma entre os terminais energéticos, como visto no multímetro posicionado na extrema direita, mostrando que a diferença de potencial entre o CI 7805 e o CI 7905 é a soma entre seus valores nominais ( $5\text{ V} + 5\text{ V} = 10\text{ V}$ ). Esse

arranjo pode ser feito com qualquer um dos potenciais da fonte. Novamente, para operar com tais arranjos, deve-se atentar à potência dissipada de cada um dos CIs e da fonte de energia, pois a corrente nominal dos TAPs centrais dos transformadores pode ser diferente da corrente nominal dos enrolamentos secundários terminais.

Os dados da figura 53 foram retirados do *datasheet* do CI 78XX, da *Texas Instruments* e expõem as condições de operação recomendadas para cada um dos CIs da família. São componentes que possuem certa robustez a custos baixos e, desta forma, tem sido os mais empregados atualmente para tais finalidades. A carcaça do componente possui capacidade de dissipar 1W, então para que seu máximo proveito possa ser obtido, um sistema de dissipação de calor deve ser devidamente dimensionado para que não ocorra constantes desligamentos térmicos do CI regulador de tensão. Para Malvino e Bates (2016), como esses CIs não apresentam alto custo, costuma-se implementá-los em módulos, em sistemas mais complexos, de forma a reduzir o efeito de ruídos e a alta corrente de carga.

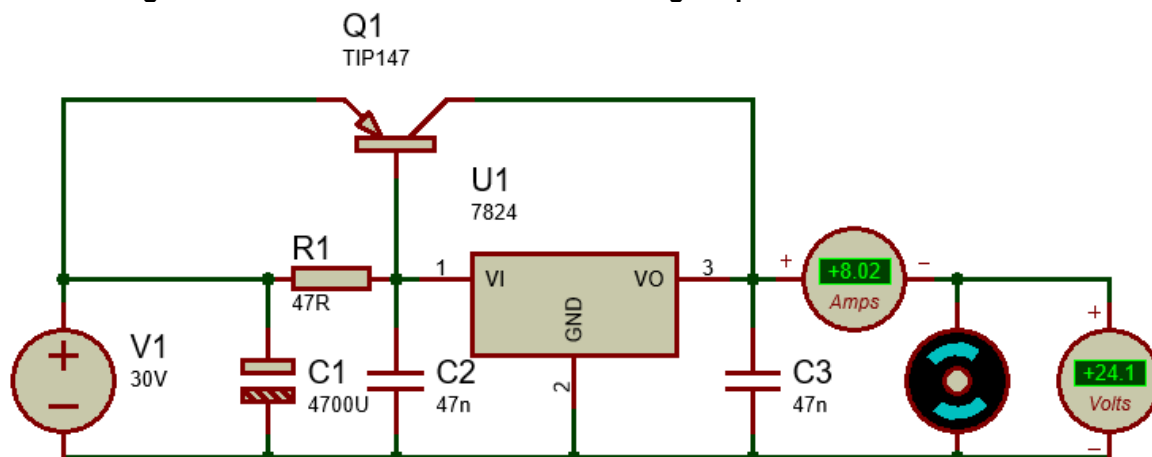
**Figura 53 – Condições de Operação Recomendadas da Família 78XX**

		MIN	MAX	UNIT
V <sub>i</sub>	Input voltage	μA7805	7	25
		μA7808	10.5	25
		μA7810	12.5	28
		μA7812	14.5	30
		μA7815	17.5	30
		μA7824	27	38
I <sub>o</sub>	Output current		1.5	A
T <sub>j</sub>	Operating virtual junction temperature	0	125	°C

**Fonte: Datasheet μA78xx, Texas Instruments (2015)**

Algumas cargas, entretanto, necessitam de correntes maiores para seu correto funcionamento, como motores e cargas de baixa resistência. Nesses casos, o CI não pode suprir a carga. Para tais casos, é possível realizar um arranjo com um transistor *Darlington* que suporte a corrente necessária que será entregue à carga, conforme demonstrado na figura 54, lembrando que a corrente total fornecida depende da capacidade da fonte de energia. Esse transistor é conhecido como transistor de desvio, ou *bypass*, ou ainda transistor externo reforçador de corrente, segundo Malvino e Bates (2016), e recebe esse nome porque tem como função reforçar a corrente na carga através do desvio da corrente da fonte de energia.

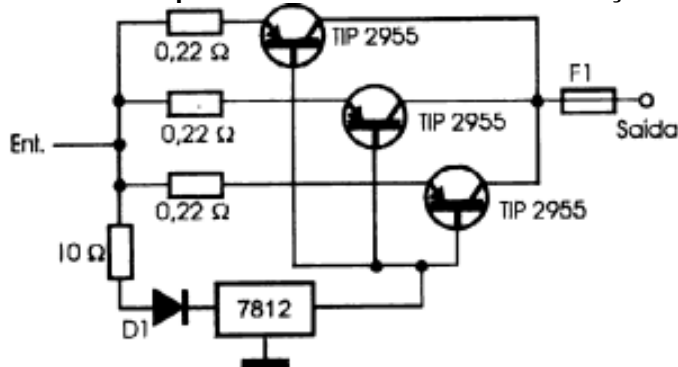
Figura 54 – Incremento de Transistor *Darlington* para Ganhos de Corrente



Fonte: Autoria própria

Essa configuração consiste em adicionar um transistor *Darlington pnp* em paralelo com o CI regulador de tensão. Um resistor de base de pequeno valor e alta potência deve ser adicionado no nó comum com a base de forma que o transistor possa ser excitado. A tensão na carga é submetida através do CI regulador de tensão, e a corrente de alimentação agora estará limitada ao potencial do transistor *Darlington*. Nessa configuração é possível obter altas correntes na ordem das dezenas. Está mesma configuração pode ser expandida para a fonte simétrica com a adição de um transistor *Darlington npn* em paralelo com o CI 79XX. Braga (2007) diz que a necessidade de correntes acima daquelas nominais do transistor podem ser obtidas fazendo-se o uso de diversos transistores iguais em paralelo uns aos outros, como mostra a figura 55.

Figura 55 – Aumento de Capacidade de Corrente Por Associação de Transistores



Fonte: Adaptada de Braga (2007, p. 33)

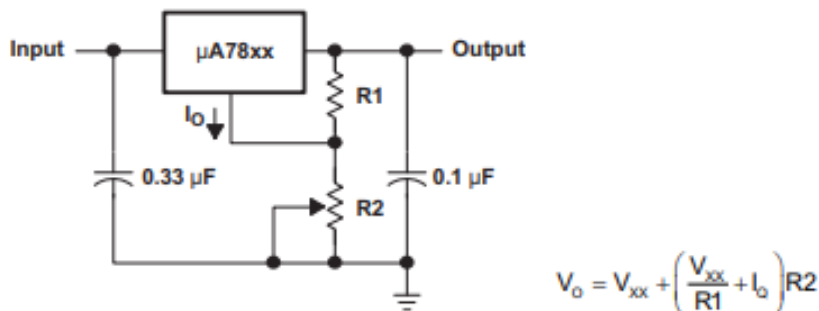
Entretanto, algumas premissas devem ser levadas em consideração: os transistores devem se auto-excitar, a corrente entre eles deve ser a mais

balanceada possível, há quedas de tensão de 1,4 V necessárias para alimentação de cada transistor e a tensão na saída pode não ser necessariamente aquela que o regulador estaria submetendo à carga, devendo dessa forma ser dimensionado subcircuitos responsáveis pela compensação da tensão de saída que supostamente seria encontrada nos terminais de saída do regulador de tensão.

## 4.2 Fontes de alimentação lineares ajustáveis

O conceito apresentado no subcapítulo anterior pode ser expandido em uma configuração onde é possível regular a tensão na carga através de resistores variáveis (ou potenciômetros), de forma a obter diversos valores de tensão entre uma faixa determinada. Esta configuração permite que não fiquemos limitados apenas às tensões fixas dos CIs reguladores de tensão alocados na fonte de alimentação. O *datasheet* da *Texas Instruments* traz uma configuração para a família 78XX que possibilita o ajuste da tensão de saída em pequenas faixas diferentes de sua tensão nominal. Pela equação em anexo na figura 56, é possível observar que esta regulagem está limitada ao valor nominal do CI regulador de tensão ( $V_{xx}$ ), o qual não é o propósito deste trabalho.

Figura 56 – Ajuste de Tensão para CI 78XX



Fonte: Adaptado de *datasheet*  $\mu A78xx$ , Texas Instruments (2015)

Os CIs reguladores de tensão LM317 (componente positiva) e LM337 (componente negativa) possibilitam uma regulagem de tensão na faixa de 1.25 V a 37 V com uma topologia equivalente àquela apresentada na figura 57, conforme informa o *datasheet* de tais componentes, pela fabricante *Texas Instruments*. O conceito de ganho de corrente pode ser estendido também a essa nova topologia,

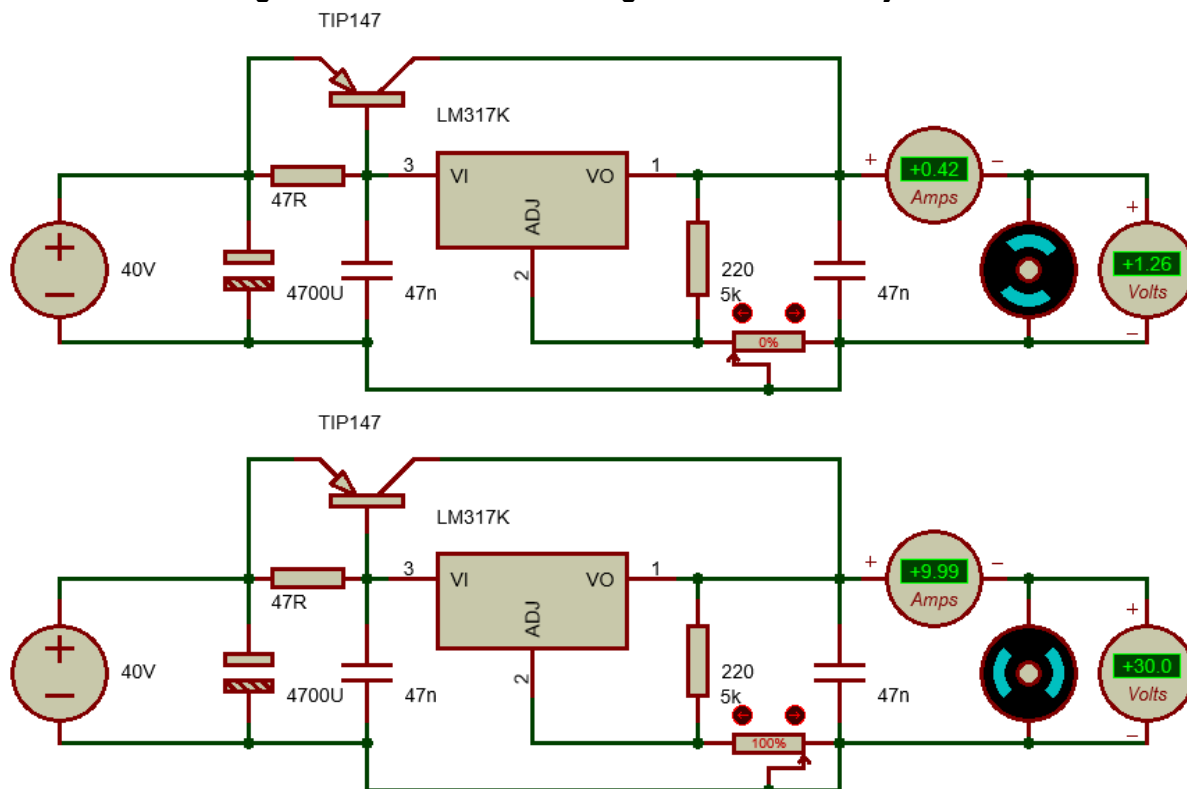
de forma que a potência na saída não estará limitada à potência fornecida pelo CI regulador de tensão ajustável. A nova topologia é apresentada na figura 57.

Assim como os CIs da família 78XX e 79XX, os CIs LM317 e LM337 possuem rejeição à ondulação *Ripple* de 80 dB. O *datasheet* da fabricante apresenta a seguinte equação para a tensão na saída:

$$V_{out} = \frac{(R1+R2)}{R1} V_{ref} + I_{adj} R2 \quad (23)$$

Sendo  $V_{ref}$  o valor mínimo de regulagem (1,25 V) e  $I_{adj}$  a corrente que percorre o pino central, que é tipicamente 50  $\mu$ A. Essa corrente pode variar conforme a corrente de carga e a temperatura, desta forma busca-se projetar a regulagem com o primeiro termo da equação sobrepondo-se centenas ou milhares de vezes o segundo termo.

**Figura 57 – CI LM317 Como Regulador de Tensão Ajustável**



Fonte: Autoria própria

Observa-se que para baixos valores de resistência no potenciômetro de regulagem, obtêm-se o valor mínimo da faixa (circuito superior). Para valores máximos do potenciômetro, obtêm-se a faixa máxima de tensão dimensionada à

tensão ajustável, que para o nosso exemplo é de 30 V (circuito inferior). As condições de operação recomendadas fornecidas pela fabricante estão destacadas na figura 58.

**Figura 58 – Condições de Operação Recomendadas para CIs LM317/LM337**

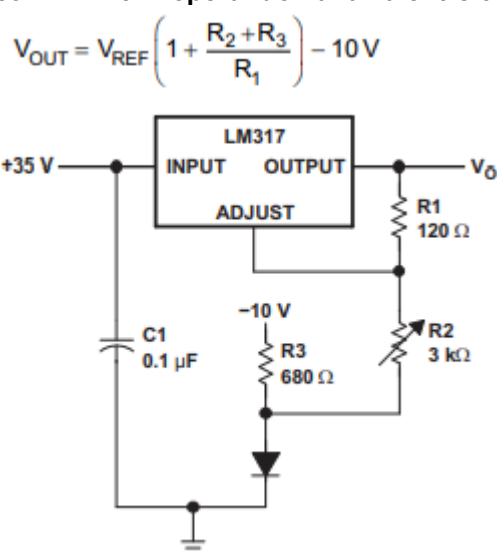
		MIN	MAX	UNIT
$V_O$	Output voltage	1.25	37	V
$V_I - V_O$	Input-to-output differential voltage	3	40	V
$I_O$	Output current	0.01	1.5	A
$T_J$	Operating virtual junction temperature	0	125	°C

Fonte: *Datasheet* LM317, Texas Instruments (2020)

Deve-se atentar para o fato de que a variação de tensão regulada entre os terminais na saída não é dada em escala linear: ela aumenta rapidamente para valores baixos de resistência no potenciômetro e varia vagarosamente quando o potenciômetro se aproxima de sua resistência total.

Esta é a configuração mais básica para o uso de tais componentes. Segundo a fabricante, este circuito pode ser aplicado em carregadores de bateria. O *datasheet* ainda traz uma configuração que promete regulação de tensão na faixa entre 0 V e 30 V, como apresentado na figura 59.

**Figura 59 – CI LM317 operando na faixa entre 0V e 30 V**



Fonte: *Datasheet* LM317, Texas Instruments (2020)

Braga (2007) explica que essa tensão mínima ocorre devido à tensão de referência de um diodo zener interno do CI LM317. Ele apresenta uma proposta mais simples para obtenção do 0 V na saída: basta aplicar uma tensão de -1,25 V no



pino de ajuste, em vez de aterr -lo, de forma que a diferença entre as duas tensões, idealmente, resultaria em 0 V. A precisão disso depende do divisor resistivo de regulagem, mas uma maneira de obter-se melhores resultados   acoplando essa saída a um amplificador operacional de altíssima impedância de entrada.

Essas fontes de alimenta o, assim como as fixas, normalmente são encontradas acopladas a transformadores. O transformador tem a fun o de abaixar a tensão da rede para tensões aceitáveis aos reguladores e, mais importante, isola o circuito eletricamente, uma vez que a transferência de energia entre o enrolamento primário e o enrolamento secundário acontece magneticamente. Isso significa que o sistema é isolado eletricamente e caso um humano encoste no circuito após a passagem pelo secundário do transformador, não sofrerá descargas elétricas de alta intensidade provocadas pela tensão da rede (BRAGA, 2007).

O transformador deve ser dimensionado de forma a suprir suas perdas e as quedas de tensão dos diversos componentes da fonte de alimenta o, bem como deve ter capacidade de suprir a corrente necessária à carga. Esse segundo fator pode tornar-se um inconveniente ao projeto, pois, como transformadores são fabricados em a o-silício e enrolamentos de cobre, altas correntes exigem maiores dimensões (UMANS, 2014) (DEL TORO, 1994) (CHAPMAN, 2013). Pelo catálogo da Toroid Brasil, uma empresa de São José dos Pinhais-PR que fabrica transformadores toroidais compactos, o peso do seu transformador 33 V + 33 V com capacidade de 15,2 A em série é de 5,8 kg. A Center-TI, empresa localizada em Lajeado-RS, produz transformadores convencionais 12 V + 12 V com capacidade de 30 A (não há informa o se essa capacidade de corrente   série ou paralelo) e seu peso estimado é de 5,5 kg. Por esse motivo, fontes lineares podem não ser adequadas a aplica o de alta potência, sendo preferível, como já citado anteriormente, as fontes chaveadas.

## 5 MATERIAIS E MÉTODOS

Nos capítulos anteriores, já foi apresentado o uso de *softwares* de simulação para demonstrar os comportamentos dos componentes chaves do processo. Esse capítulo será limitado à exposição dos circuitos eletrônicos de cada módulo e suas funções, sendo que os resultados das simulações de tais módulos serão expostos no capítulo subsequente. A maioria dos componentes utilizados nas simulações podem ser encontrados em lojas nacionais especializadas em venda de componente eletrônico, o que facilitaria o desenvolvimento desse projeto. Um circuito básico foi montado preliminarmente para verificação do formato das cristas da onda senoidal e outro para verificação do ganho de corrente da fonte de alimentação, mas nosso desenvolvimento limitou-se a essas etapas.

A placa de desenvolvimento utilizada para essa simulação é o Arduino Nano, porém tal dispositivo pode ser alterado às necessidades do projetista sem alterações significativas no projeto. Para a comunicação remota e controle dos módulos eletrônicos, aconselha-se que um *smartphone* com plataforma Android, versão de 2018 - 9.0 (PIE) pelo menos, ou o *software* Matlab instalado em um PC estejam disponíveis ao desenvolvedor.

Para utilização remota, recomenda-se que a placa de desenvolvimento Arduino seja substituída pela placa de desenvolvimento ESP32, a qual já conta com todos os hardwares e protocolos de comunicação via bluetooth e Wi-Fi integrados. Para um projeto mais completo ainda, é interessante que seja adotado o minicomputador Raspberry Pi.

Nos subcapítulos abaixo, listou-se os componentes necessários para a montagem de cada módulo do projeto conceitual e a explicação desses módulos, de forma que ao fim do capítulo, o leitor possua conhecimento necessário para montar o protótipo em questão, ressaltando que na etapa de desenvolvimento, os componentes citados aqui podem sofrer alterações e que o comportamento do circuito montado fisicamente nem sempre responde conforme os resultados obtidos através de simulado. Todos os módulos citados abaixo e códigos de programação do microcontrolador encontram-se na seção de apêndices, para fins de reprodução.

## 5.1 Fonte de alimentação para componentes eletrônicos

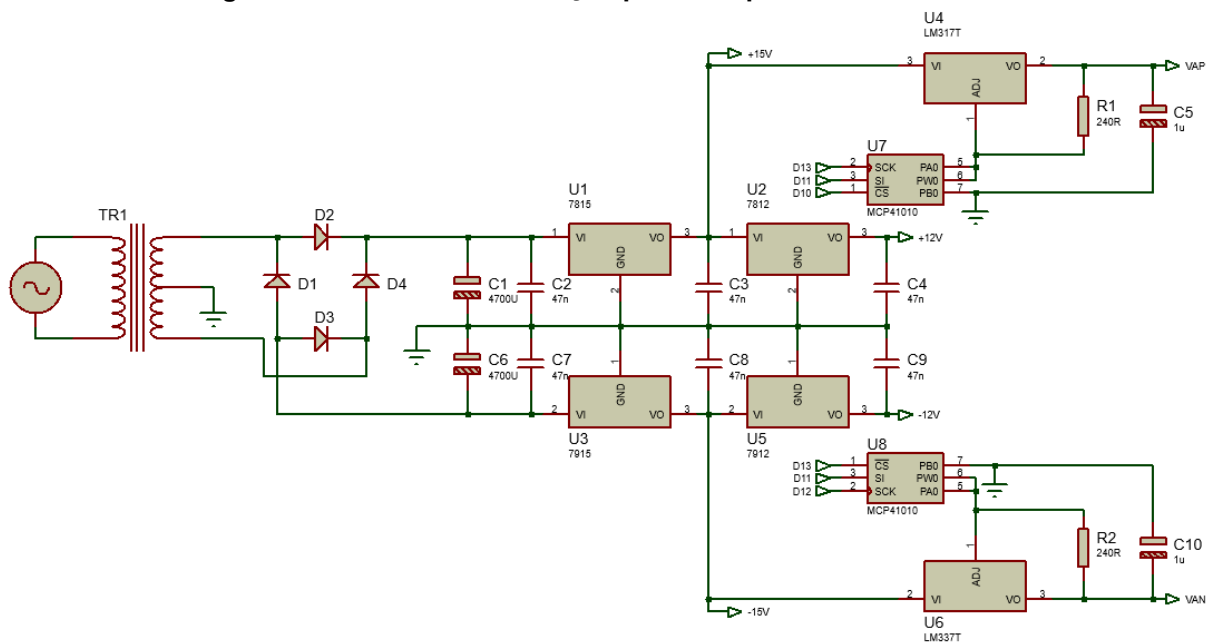
Este módulo, como já apresentado no capítulo 4 deste trabalho, é responsável pela alimentação dos componentes eletrônicos e amplificadores operacionais que compõem o circuito como um todo. Os materiais necessários para a montagem desse módulo são:

- 1 Transformador 15 V + 15 V 1 A, para abaixar a tensão da rede (pode ser alterado para tensões no secundário maiores);
- 1 ponte retificadora 1 A, ou 4 diodos retificadores de mesma corrente, para retificação da tensão provinda do secundário do transformador;
- 2 capacitores eletrolíticos 4700 uF 25 V, para correção da tensão de *Ripple* na saída dos retificadores;
- 2 capacitores eletrolíticos 1 uF 25 V, para filtro passa-baixas dos reguladores de tensão ajustáveis;
- 6 capacitores cerâmicos 10 nF 25 V, para filtro passa-baixas dos reguladores de tensão fixos;
- 1 regulador de tensão fixa 7815, para regular a tensão fixa de +15 V;
- 1 regulador de tensão fixa 7915, para regular a tensão fixa de -15 V;
- 1 regulador de tensão fixa 7812, para regular a tensão fixa de +12 V;
- 1 regulador de tensão fixa 7912, para regular a tensão fixa de -12 V;
- 1 regulador de tensão ajustável LM317, para regular a tensão ajustável de +1,25 V a + 14 V;
- 1 regulador de tensão ajustável LM337, para regular a tensão ajustável de -1,25 V a - 14 V;
- 2 CIs potenciômetro digital MCP41010, para escala de ajuste de tensão dos reguladores de tensão ajustável através do microcontrolador. Esse componente pode ser alterado para 1 MCP42010, que traz em seu invólucro duas unidades do potenciômetro digital.

A figura 60 apresenta a topografia desse módulo. A tensão da rede passa pelo transformador e é abaixada para 15 V<sub>rms</sub> e em seguida é retificada e regulada pelos reguladores de tensão. Esse módulo foi explicado no capítulo 4, com a

alteração no uso dos potenciômetros digitais para ajuste da tensão na saída dos reguladores ajustáveis de modo que essa tensão possa ser controlada diretamente pelo microcontrolador, sem a necessidade de ajuste manual. Como a sensibilidade desses dispositivos é muito maior que seus pares analógicos (os *trimpots*), a regulação da tensão digitalmente garante que a tensão de referência disponível para os conversores digital-analógico seja mais confiável e precisa, garantindo melhor resolução e exatidão nos sinais de saída dos conversores.

**Figura 60 –Fonte de Alimentação para Componentes Eletrônicos**



**Fonte: Autoria própria**

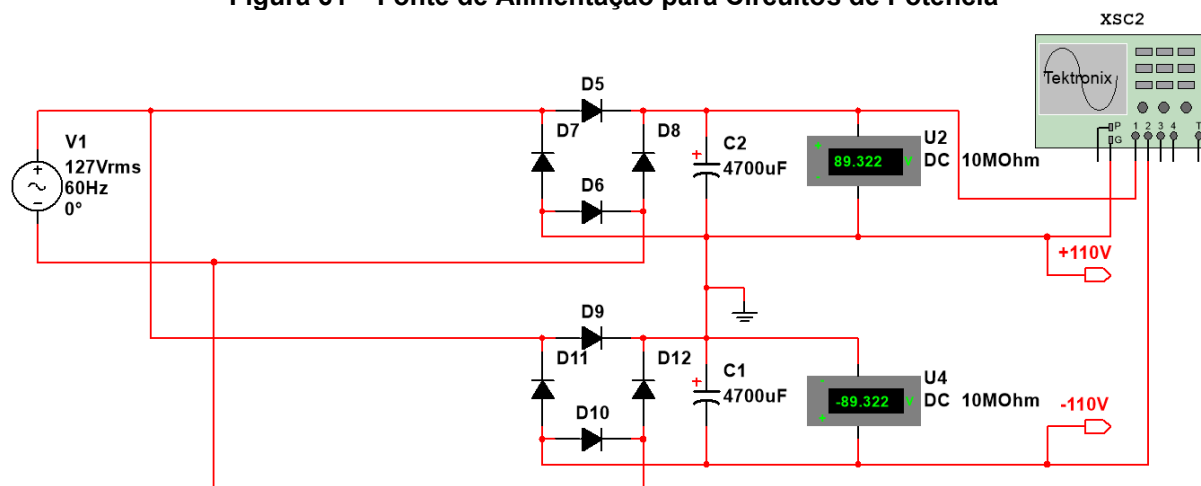
Esses potenciômetros digitais de 10 k $\Omega$  possuem resolução de 39,0625  $\Omega$ , com uma pequena resistência de 52  $\Omega$  no primeiro bit equivalente ao cursor intermediário deste componente. Assumindo que a variação de tensão dos reguladores LM 317 e LM337 sejam lineares, para uma tensão máxima de 14 V nos terminais desses reguladores (e lembrando que a mínima é de 1,25 V), cada bit do potenciômetro digital seria capaz de regular em torno de 50 mV. As saídas indicadas na topologia acima serão vistas nos módulos subsequentes deste capítulo.

## 5.2 Fonte de alimentação para circuitos de potência

Este módulo é responsável por fornecer alta tensão, alta corrente e referencial para os amplificadores operacionais e transistores *Darlington*

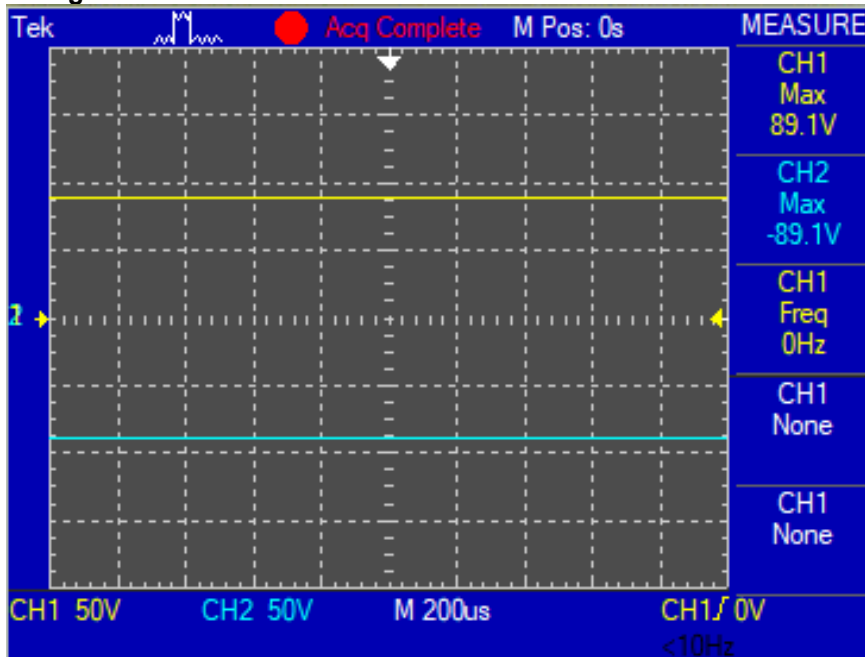
responsáveis pelo ganho de tensão e aumento de potência na saída dos DACs, de forma que seja possível alimentar cargas que exigem correntes acima de 200 mA (limite dos amplificadores operacionais atuadores) e tensões acima de 10 V (tensão projetada na saída dos DACs). As figuras 61 e 62 apresentam o circuito desse módulo e a forma da onda retificada e constante, respectivamente.

**Figura 61 – Fonte de Alimentação para Circuitos de Potência**



Fonte: Autoria própria

**Figura 62 – Formato da Onda Contínua do Circuito de Potência**



Fonte: Autoria própria

Os materiais necessários para a montagem desse módulo são:

- 2 pontes retificadoras KBPC5010 (1000 V, 50 A) ou 8 diodos para tal, uma ponte para retificar o referencial positivo do circuito de potência e outra para retificar o referencial negativo do circuito;
- 2 capacitores eletrolíticos 4700 uF 160 V, para correção da tensão de *Ripple*.

Cada circuito retificador tem o objetivo de retificar a tensão diretamente da rede. A necessidade de um segundo circuito retificador ocorre devido ao referencial negativo dos amplificadores e transistores *Darlington*.

Esse referencial é garantido unindo a parte positiva do segundo retificador à parte negativa do primeiro, tornando esse ponto de conexão no “GND” desse circuito. As saídas desse circuito conectam-se diretamente às tensões dos amplificadores operacionais responsáveis pelo ganho de tensão e aos coletores dos transistores *Darlington* responsáveis pelo ganho de corrente, como será visto adiante nesse capítulo. Devido a essa alta corrente, recomenda-se a utilização da ponte retificadora KBPC5010, que possui capacidade de conduzir 50 A e possui tensão de ruptura de 1000 V (EIC SEMI, 2012). Esse componente é apresentado na figura 63, junto com os transistores *Darlington* complementares, e pode ser facilmente encontrado em lojas online por preços acessíveis.

**Figura 63 – Ponte Retificadora KBPC5010**



**Fonte: Autoria própria**

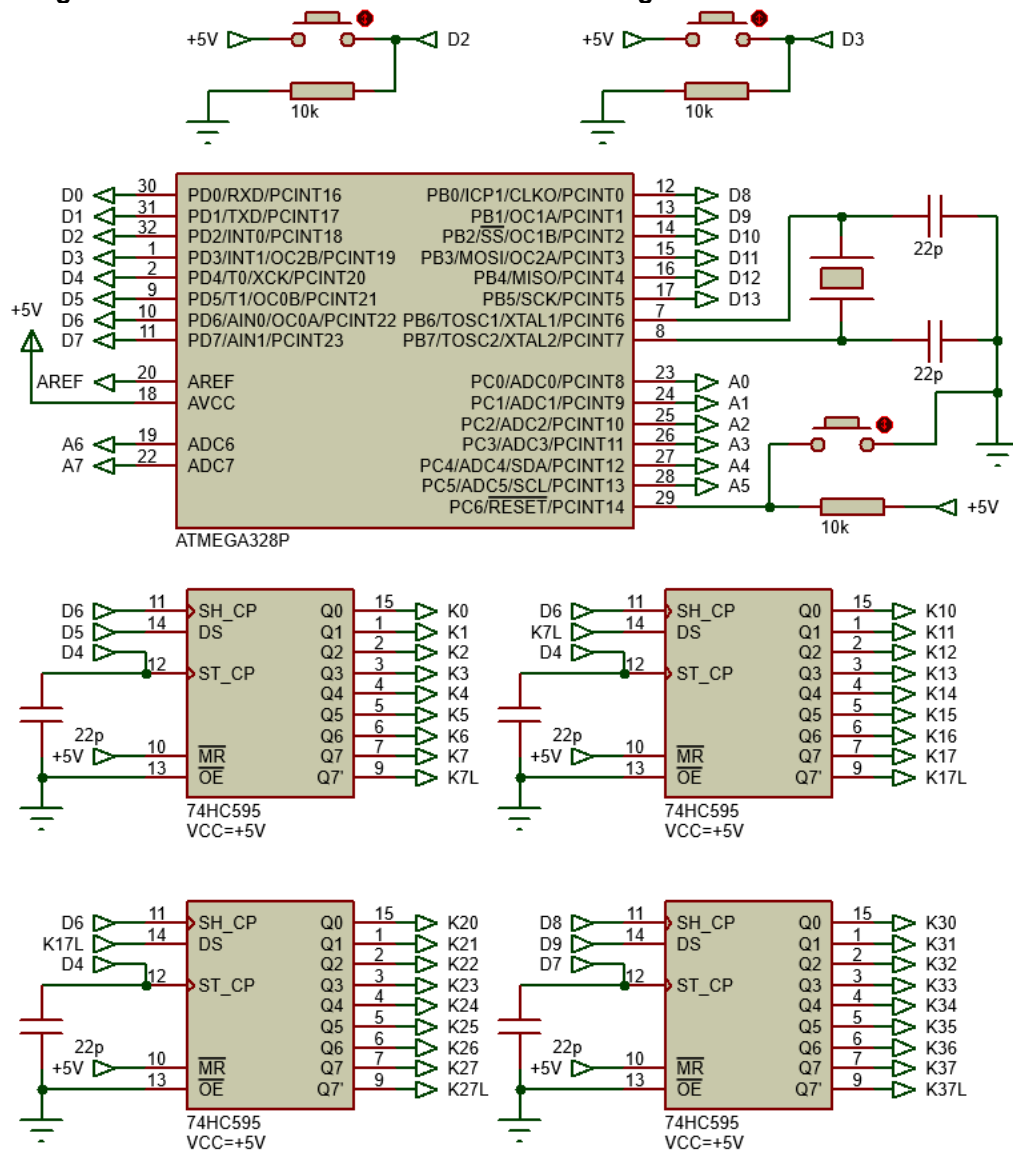
### 5.3 Botoeiras e atuadores do microcontrolador

Este módulo é responsável pelo controle, aquisição de dados e integração de todos os módulos descritos nesse capítulo, bem como pela comunicação remota com *smartphone* e Matlab. É nesse módulo que se encontra implementada a placa de desenvolvimento, ou o microcontrolador dessa placa para fins de simulação. A diferença entre o módulo simulado e o módulo físico é que no programa de simulação utilizamos apenas o microcontrolador da placa de desenvolvimento diretamente com suas conexões básicas para correto funcionamento, de modo a otimizar o tempo de convergência de simulação. Esses componentes, salvo os quatro registradores de deslocamento e os dois botões para seleção do tipo de onda, já estão integrados à placa física. A topologia desse módulo é mostrada na figura 64. O tempo de convergência da simulação é o período que o *software* gasta para realizar todas as interações entre os componentes e apresentar na tela os valores simulados em um instante fictício. Quanto maior for a complexidade do circuito, maior será o tempo de convergência de simulação. Em um dos experimentos realizados, por exemplo, o tempo de convergência foi de aproximadamente 40 minutos para simular 3 segundos de funcionamento do circuito, desta forma, necessitamos retirar alguns componentes da simulação que não contribuíam com os resultados para que o tempo de convergência fosse otimizado, como é o caso dos *trimpots* de balanceamento de tensão de offset dos amplificadores operacionais, como será abordado no final deste capítulo. Os componentes utilizados nesse módulo (excluindo os componentes internos já acoplados à placa de desenvolvimento) são:

- 2 botões chaves táctil, para seleção do tipo de onda (apenas para fins de simulação, pode ser retirado pelo projetista);
- 2 resistores 10 k $\Omega$ , para conexão pull-down das chaves táctil;
- 4 CIs registradores de deslocamento 74HC595, para aumentar o número de saídas do microcontrolador e garantir operação síncrona das diversas ondas de saída.

De acordo com o exposto acima, os botões inseridos nessa simulação podem ser retirados pelo projetista, caso haja necessidade de utilização dos pinos digitais para outras funções. Fizemos o uso de tais componentes porque não foi possível realizar a comunicação serial no interior da simulação, de forma que os comandos que poderiam ser enviados através dessa comunicação passaram a ser enviados por pulsos dessas botoeiras. É importante salientar que os pinos D0 e D1 não devem ser utilizados como entrada ou saída digital se a placa de desenvolvimento estiver enviando e recebendo dados através de comunicação serial.

**Figura 64 – Conexões do Microcontrolador e Registradores de Deslocamento**



Fonte: Autoria própria



Esses dois botões estão conectados aos pinos D2 e D3 da placa de desenvolvimento porque são pinos exclusivos para interrupções. Segundo a página de referência do Arduino (2021) “interrupções são úteis para fazer coisas automaticamente em programas de microcontroladores, e podem ajudar a resolver problemas de temporização” (ARDUINO, 2021). Quando há um pulso nos pinos digitais específicos para interrupção, desde que essa função seja habilitada no script do microcontrolador, independentemente da posição atual de varredura do código programado, o microcontrolador interrompe sua rotina atual e executa uma rotina programada que pode ou não interferir nos processos subsequentes à essa interrupção. Essas rotinas de interrupção devem ser as mais curtas e rápidas possíveis, e variáveis que são modificadas por essas rotinas devem ser globais e receber o modificador *volatile*, principalmente para aquelas variáveis que possuem número de bits maiores que 8 (como é o caso da variável do tipo *float* ou do tipo *long int*), pois essa rotina pode não atualizar o número completamente e resultar em interpretações equivocadas dos valores das variáveis modificadas durante a rotina de interrupção (ARDUINO, 2021).

O uso desse recurso torna-se interessante quando necessitamos trabalhar com temporizações dentro do código, pois caso não haja esse recurso habilitado, rotinas de codificação de tempo de pulso devem ser implementadas de forma que as variáveis que sofrem modificações pelo pulso do botão não sejam incrementadas ou decrementadas descontroladamente, o que exige um nível de complexidade superior ao uso do recurso de interrupções e pode resultar em comportamentos anômalos do script. Nessa simulação, a função dos dois botões é aumentar ou diminuir uma variável do tipo inteiro que representa o número do formato da onda de saída que o usuário deseja submeter à sua carga. O valor dessa variável é imediatamente interpretado pelo código, que reproduzirá um formato de onda programado na saída do DAC. Inicialmente programamos cinco modos de operação (formatos de ondas senoidais, triangulares, quadráticas, dente de serra, constante ou a definir pelo usuário), contudo o projetista possui a liberdade de programar o formato de onda que julgar aprazível a seus interesses com restrições minimizadas, desde que programe os números binários dos registradores de deslocamento e as temporizações de comutações corretamente. É possível programar o período e frequência do formato da onda, a resolução de saída, as tensões máximas e mínimas de saída, o tipo de simetria, defasagem das senoides etc.

Fisicamente, há um resistor em série com o botão que cria uma referência à entrada do microcontrolador quando o botão não está pressionado. Ele é importante porque quando não há uma referência nos pinos digitais, interferências e ruídos que ocorrem tanto no pino digital quanto nos terminais da botoeira podem ocasionar pulsos parasitas e aleatoriedades na entrada digital, provocando comportamentos anômalos no circuito. A leitura do estado lógico é realizada, então, através de um divisor resistivo. Se essa referência é criada de forma que a entrada digital esteja conectada à 5 V, chamamos tal configuração de pull-up, pois “puxa” a referência do pino para o estado lógico verdadeiro. Se essa referência está conectada ao GND, a configuração recebe o nome de pull-down, pois “puxa” a referência do pino para o estado lógico falso. Quando o pino é configurado como entrada digital, este se comporta como um resistor de alta impedância, em torno de 100 MΩ, de forma que a corrente que flui pelo pino é baixíssima e o torna adequado às mais diversas situações de leitura de sinal digital de sensores (ARDUINO, 2022).

Os pinos paralelos dos DACs devem ser modificados de maneira sincronizada para que o sinal de saída seja reproduzido fielmente conforme programado pelo script. Como o Arduino Nano possui apenas 21 pinos que podem ser utilizados como entradas ou saídas digitais através de manipulação de ports, o uso de três DACs para reprodução de um circuito trifásico torna-se impossível de ser implementado. Alguns projetistas preferem utilizar uma placa de desenvolvimento com maior número de saídas, como é o caso do Arduino Mega, porém essa impossibilidade pode ser contornada através da utilização de registradores de deslocamento. Os registradores de deslocamento 74HC595 são uma opção viável aos microcontroladores Atmega328P quando desejamos aumentar o número de pinos digitais operando como saídas digitais e que podem ser acionados de maneira síncrona através do envio de dados seriais, em uma configuração que recebe o nome de comunicação serial síncrona (ARDUINO, 2022). Esse componente recebe um byte (um número binário que contém 8 bits) através de pulsos seriais bit a bit do microcontrolador e reproduz o byte paralelamente em seus pinos. Como o envio de dados ocorre de maneira serial bit a bit no pino de dados do registrador de deslocamento, a saída só será reproduzida quando houver um pulso no *clock* do registrador, que indica que o bit está disponível, e a ativação do *latch* do registrador, o qual habilita todas as saídas simultaneamente. Ou seja, controlando apenas três pinos digitais do microcontrolador, é possível sincronizar pelo menos oito saídas

digitais de cada registrador de deslocamento. Além disso, um registrador de deslocamento pode ser acoplado a outro através de um único pino, de maneira que quando ocorrer o envio de dois bytes do microcontrolador, cada registrador de deslocamento reproduzirá um byte, respeitando a ordem de envio.

Os pinos *clock* e *latch* podem ser compartilhados entre os diversos registradores de deslocamento, enquanto o pino de dados do segundo registrador recebe os dados provindos do pino Q7' do primeiro registrador. Essa configuração permite que dezesseis saídas digitais sejam controladas pelos mesmos três pinos digitais do microcontrolador que controlavam as oito saídas da configuração anterior, com a única diferença que dentro do script, dois bytes serão enviados em sequência antes da habilitação das saídas digitais dos registradores. O projetista pode acoplar vários registradores de deslocamento em série nesta configuração. No caso do projeto em questão, foram utilizados três registradores de deslocamento em série que representam as três fases do circuito. As saídas desses registradores são diretamente acopladas às entradas dos DACs, uma vez que estes são conversores paralelos de 8 bits, ou seja, reproduzem o sinal de saída baseado nos sinais digitais submetidos às entradas dos DACs.

Dos sinais programados para a simulação, as senoides trifásicas são as mais complexas e merecem atenção especial. Cada registrador de deslocamento em série representa uma componente senoidal defasada, contudo os números binários não podem ser negativos, e sabe-se que sinais senoidais possuem componentes negativas. No script, a função responsável por retornar um número binário que será reproduzido na saída do DAC é a função *sin()*, a qual retorna valores entre -1 a 1 do tipo *double*, dado um ângulo em radianos como argumento dessa função. O argumento é incrementado em  $1^\circ$  a cada interação, e convertido em radianos, até que o ângulo atinja  $180^\circ$ . Como valores acima de  $180^\circ$  são negativos, a variável de incremento é resetada na interação subsequente e a tensão de referência troca de sinal, de forma que a crista da senoide mude de concavidade. Essa troca de sinal ocorre através do número binário enviado a um quarto registrador de deslocamento, o qual tem a função de chavear os TRIACs responsáveis pela comutação do sinal da tensão de referência, que serão abordados no subcapítulo 5.5. Novamente optamos por utilizar um registrador de deslocamento para realizar essa função de comutação dos pinos porque para a tensão trifásica, seriam utilizados seis pinos digitais do microcontrolador, porém, como foi abordado

anteriormente, com apenas três pinos digitais é possível realizar o mesmo procedimento exigindo poucos recursos complexos.

Todavia, analisando as defasagens das ondas e uma vez que a variável de incremento é única para os três sinais, em alguns momentos a segunda e a terceira fase assumem valores negativos. A defasagem ocorre somando-se  $120^\circ$  (em radianos) ao argumento da função  $\sin()$  à variável que representa o número binário da segunda fase e  $240^\circ$  à variável que representa a terceira fase. Esses valores devem ser tratados de forma a permanecerem positivos e nesse momento, as tensões de referência dessas fases também necessitam alterar seu sinal. Com isso em mente, pode-se concluir que as saídas do quarto registrador de deslocamento estarão em constante comutação. A solução que foi encontrada para tais inversões foi a soma dos números binários, dois a dois, e o peso de cada bit para que cada saída do registrador fosse sincronizada com a interação atual dos sinais senoidais. Por exemplo, a fase 1 (bit 5 para tensão positiva e bit 4 para tensão negativa) e a fase 2 (bit 3 para tensão positiva e bit 2 para tensão negativa) iniciam-se com a crista no sentido positivo, e a fase 3 (bit 1 para tensão positiva e bit 0 para tensão negativa) inicia-se com a crista no sentido negativo. O código binário enviado ao quarto registrador nesse momento é 00101001 enquanto os códigos binários dos três registradores responsáveis pela representação dos três sinais provem da função  $\sin()$  e de seus argumentos de ângulo e defasagem. Para que a tensão de referência da primeira fase seja positiva, deve-se somar 32 (00100000) ao número binário enviado ao registrador de deslocamento responsável pelas comutações dos sinais de tensão. Para a componente negativa, soma-se 16. O mesmo raciocínio é aplicado às outras fases, levando-se em consideração o peso de cada bit. A tabela 1 exibe o valor binário para cada situação de chaveamento e seus respectivos ângulos de comutação, para as formas de onda senoidais.

**Tabela 2 – Pesos Binários e Chaveamentos**

Fase	Ref. Positiva	Âng. Comut.	Ref. Negativa	Âng. Comut.
A	00100000 (32)	$0^\circ/360^\circ$	00010000 (16)	$180^\circ$
B	00001000 (8)	$60^\circ$	00000100 (4)	$240^\circ$
C	00000010 (2)	$300^\circ$	00000001 (1)	$120^\circ$

Fonte: Autoria própria

Para evitar curtos-circuitos, sobrecargas e danos aos componentes, recomenda-se que os dois bits relativos a um DAC nunca sejam iguais a 1 simultaneamente. As demais conexões do microcontrolador serão abordadas dentro dos respectivos módulos que serão apresentados nos subcapítulos subsequentes.

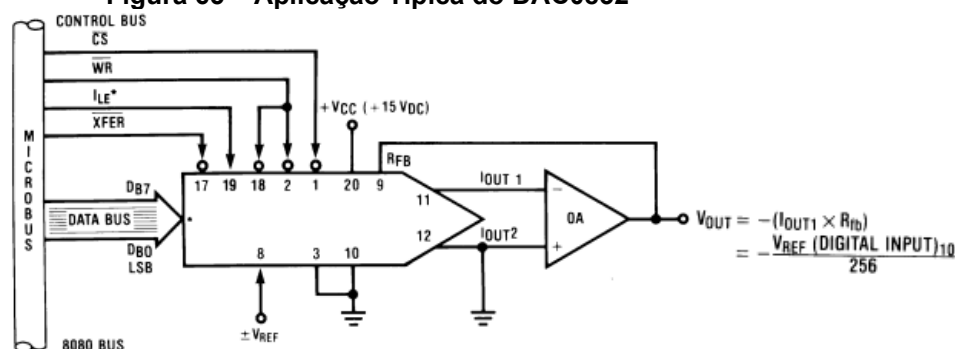
#### 5.4 Conexões com o DAC0832 e circuito amplificador de tensão

Esse módulo é responsável por receber o número binário provindo do microcontrolador e convertê-lo em uma tensão discreta referente a esse número binário recebido. Cada fase recebe o número binário de um dos registradores de deslocamento em série e, para o caso da senoide, representaram três ondas defasadas em 120°. Como a taxa de bits é invariável, a resolução da tensão discreta dependerá unicamente da tensão de referência submetida ao DAC. Para DACs ideais, a tensão discreta varia linearmente de 0 V até a tensão de referência com resolução de  $\frac{V_{ref}}{2^n}$  V. Contudo, como já foi abordado anteriormente, os DACs reais apresentam erros de linearidade de  $\frac{1}{2}$  LSB e erro de *offset* de 1 LSB, e isso implica em pequenos erros no sinal de saída. Quanto menor for a resolução dos conversores, maiores serão esses erros. O erro de *offset* é facilmente corrigido, e o procedimento para anular ou minimizar esse erro será explicado no subcapítulo 5.5. Os componentes utilizados nesse módulo são:

- 1 CI conversor Digital-Analógico 8 bits DAC0832, para conversão dos valores binários em tensão discretizada equivalente;
- 1 resistor 100 k $\Omega$ , para feedback de multiplicação do ganho de tensão;
- 1 CI potenciômetro digital MCP41100, para multiplicação automatizada do ganho de tensão;
- 1 amplificador operacional LF356, para conexão como atuador da saída do DAC;
- 1 amplificador operacional ADHV4702-1, para garantir ganho de alta tensão.

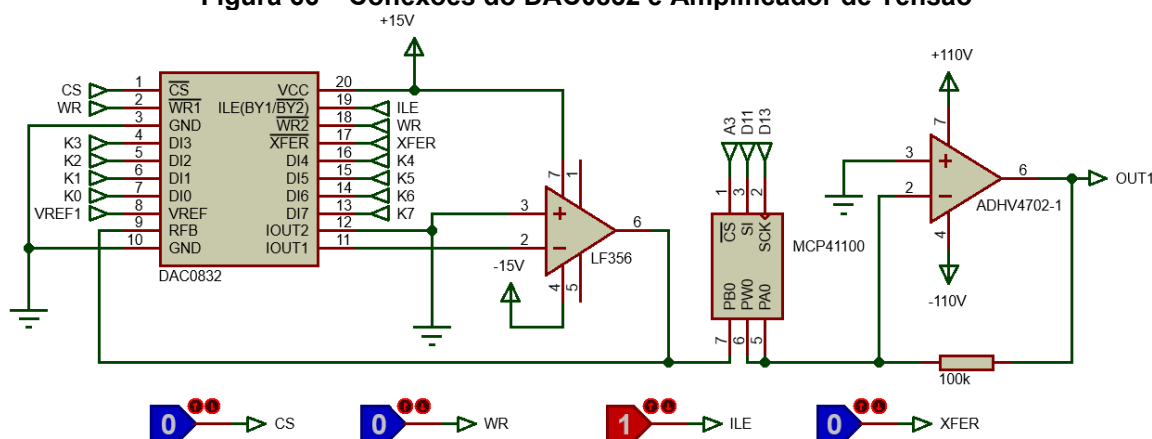
A aplicação típica do DAC0832, retirada do *datasheet*, bem como a topologia do módulo simulado são apresentados nas figuras 65 e 66, respectivamente.

Figura 65 – Aplicação Típica do DAC0832



Fonte: Adaptado de *Datasheet DAC0830/DAC0832*, Texas Instruments (2002)

Figura 66 – Conexões do DAC0832 e Amplificador de Tensão



Fonte: Autoria própria

Existem duas grandes vantagens no uso do DAC0832 que foram responsáveis pela opção desse componente em vez do uso do DAC0808 do protótipo anterior. Em primeiro lugar, ele é otimizado para operar diretamente com microprocessadores e microcontroladores 8080, 8051 e outros similares. Esta característica o torna ideal para nossos propósitos. Além do mais, operando corretamente os pinos ILE e os bits de escrita, esse conversor pode ser facilmente substituído por um DAC de 12 bits. A segunda vantagem desse conversor é que o sinal de saída é diretamente proporcional ao quadrante da tensão de referência, o que não acontece com o DAC0808. Dessa forma, a operação bipolar, para o CI DAC0832, pode ser obtida simplesmente comutando a polaridade das tensões de referência em perdas de resolução. Os pinos de saída do DAC transmitem sinais em função do somatório das correntes da rede R-2R internas do conversor. Tendo isso em mente, é necessário que seja acoplado em uma saída um amplificador operacional, chamado de atuador, que possui a função de converter a corrente da

saída em uma tensão equivalente. Essa tensão é o produto entre a corrente de saída do DAC e sua resistência de realimentação interna, que segundo o *datasheet* do componente é de 15 k $\Omega$ . Pelas informações coletadas do *datasheet*, o componente pode operar com tensões de referência até  $\pm 25$  V, contudo é recomendável que se utilize como padrão os limiares  $\pm 10$  V. Pela facilidade que esses limiares trazem no cálculo de ganho de tensão, nesse trabalho também fixamos a tensão de referência como  $\pm 10$  V. Esse ganho de tensão é obtido através de um amplificador operacional operando em modo inversor, onde seu ganho é dado pela razão (PERTENCE JUNIOR, 2003):

$$A_{vf} = -\frac{R_f}{R_1} \quad (24)$$

A tensão na saída do amplificador será o produto entre a tensão na entrada inversora do amplificador operacional  $V_{in}$  (que será máxima quando  $V_{in} = V_{ref}$ , ou seja,  $\pm 10$  V) e o ganho  $A_{vf}$ , obtido pela equação 41, ou seja:

$$V_{out} = V_{in} * A_{vf} \quad (25)$$

Como já abordado anteriormente,  $R_1$  é um potenciômetro digital que nos permite automatizar o processo de ganho por proporcionar a seleção de sua resistência através de programação do microcontrolador. Nesse caso, o CI utilizado possui resistência máxima de 100 k $\Omega$ , com resolução de 390,625  $\Omega$ . Se o resistor de feedback  $R_f$  for fixado em 100 k $\Omega$  e a tensão de referência  $V_{Ref}$  for fixada em  $\pm 10$  V, percebe-se que o cálculo para obtenção de tensões maiores à tensão de referência é bastante simplificado. Para ganhos unitários, basta que  $R_1$  também possua o valor de 100 k $\Omega$ . Para ganhos maiores,  $R_1$  deverá ser menor que 100 k $\Omega$ , de forma que a razão da equação 41 resulte em um escalar maior que a unidade. Por exemplo, para um ganho de tensão de uma década,  $R_1$  deverá possuir o valor de 10 k $\Omega$ . Nesse exemplo, se a tensão na entrada inversora for de +10 V, será observado na saída a reprodução de uma tensão de -100 V, desde que o amplificador operacional possua capacidade para suportar essa ordem de tensão e que a saída não seja saturada. O amplificador operacional ADHV4702-1 possui tensões de operação simétricas que variam entre  $\pm 12$  V e  $\pm 110$  V, que o torna perfeito para essa operação. Também

pode operar assimetricamente, entre os limiares de 24 V e 220 V e possui impedância de entrada de 30 T $\Omega$  para operações simétricas com limiares de  $\pm 90$  V, perfeito para instrumentação (ANALOG DEVICES, 2020).

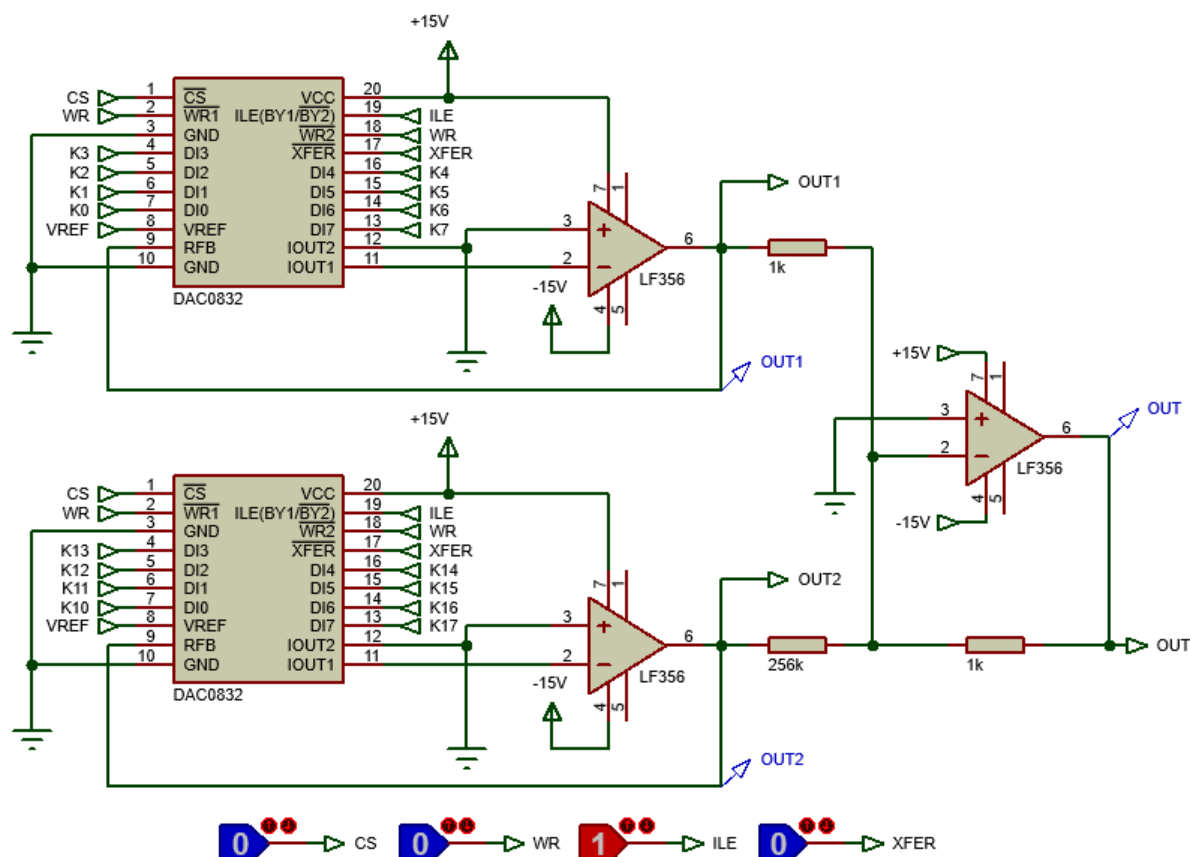
Contudo, deve ser observado seu tempo de acomodação, que é relativamente alto ( $> 6$  ms para ganhos iguais a 20). Dos componentes utilizados nesse trabalho, este é o único que possui alto valor de aquisição devido a sua baixa disponibilidade no mercado, entretanto a *Analog Devices*, fabricante desse componente, disponibiliza amostras grátis para pesquisadores mediante cadastro em seu portal de compras online. Esses amplificadores podem ser trocados por um circuito de ganho de tensão baseado em transistores de potência, caso seja mais conveniente ao projetista.

Deduz-se que quanto maior for o número de bits do DAC, maior será a resolução do sistema, contudo encontrar um DAC com taxa de bits maiores que 8 no Brasil é um trabalho árduo, e importar tais componentes pode inviabilizar o desenvolvimento do protótipo devido aos custos agregados neste processo. O problema pode ser contornado através da topologia apresentada por Wang *et al.* apud Song *et al.* (2022), onde dois DACs são conectados a um amplificador operacional somador e a diferença de resistências equivalentes à magnitude da ordem binária produz um ganho que soma a resolução dos dois DACs.

Como a ordem binária é de 256, utiliza-se a diferença entre uma resistência de 1 k $\Omega$  e uma resistência de 256 k $\Omega$  e verifica-se que o comportamento do circuito resultante é equivalente ao comportamento de um DAC de 16 bits, com o DAC acoplado à resistência de 256 k $\Omega$  correspondendo aos 8 bits menos significativos do circuito e o DAC acoplado à resistência de 1 k $\Omega$  correspondendo aos 8 bits mais significativos do circuito. Contudo, o circuito real pode ser complicado de atingir os resultados simulados, já que é difícil de alcançar uma relação múltipla estrita do valor da resistência devido à precisão dos resistores. Além disso, o ruído térmico da resistência, o atraso assíncrono de transmissão do amplificador e a saída assíncrona de diferentes DACs também terá um impacto maior na saída do sistema (WANG *et al.*, 2022). A figura 67 apresenta a topologia desse circuito. Para aumentar ainda mais a resolução, basta duplicar o circuito mostrado na figura 67 e unir suas saídas a outro somador com resistências de mesmo valor àquelas utilizadas nesse exemplo.



Figura 67 – Aumentando a Resolução do Circuito com dois DACs

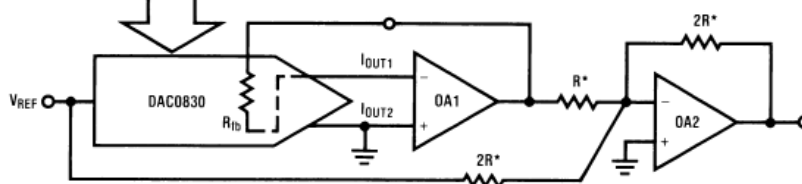


Fonte: Autoria própria

## 5.5 Circuito de comutação de tensão de referência

Módulo responsável por realizar a comutação da tensão de referência no pino VREF do DAC. Essa é uma implementação que não é apresentada no *datasheet* do DAC0832, porém traz uma melhoria significativa em relação à configuração exibida nesse *datasheet* porque podemos usufruir da escala completa de bits. Repare na figura 68 que a configuração apresentada no *datasheet* do componente tem um custo de metade dos bits para operações bipolares, o que ocasiona na redução da resolução do produto. Além do mais, há o inconveniente de que os resistores utilizados nessa configuração devem possuir baixo coeficiente de temperatura ( $0.0025\%/^{\circ}\text{C}$ ), o que pode converter na inviabilidade do projeto devido ao alto custo desses componentes e sua disponibilidade no mercado nacional.

Figura 68 – Configuração de operação Bipolar do DAC0832



$$V_{OUT} = V_{REF} \frac{(\text{DIGITAL CODE} - 128)}{128}$$

$$1 \text{ LSB} = \frac{|V_{REF}|}{128}$$

Input Code		IDEAL $V_{OUT}$	
MSB	LSB	$+V_{REF}$	$-V_{REF}$
1	1	$V_{REF} - 1 \text{ LSB}$	$- V_{REF}  + 1 \text{ LSB}$
1	1	$V_{REF}/2$	$- V_{REF} /2$
1	0	0	0
1	0	$-1 \text{ LSB}$	$+1 \text{ LSB}$
0	1	$-\frac{ V_{REF} }{2} - 1 \text{ LSB}$	$\frac{ V_{REF} }{2} + 1 \text{ LSB}$
0	0	$- V_{REF} $	$+ V_{REF} $

\*THESE RESISTORS ARE AVAILABLE FROM BECKMAN INSTRUMENTS, INC. AS THEIR PART NO. 694-3-R10K-D

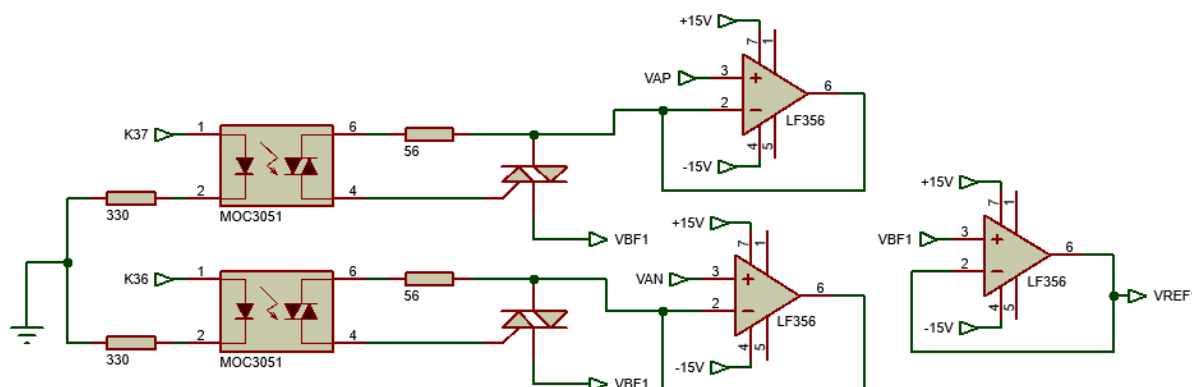
Fonte: *Datasheet* DAC0830/DAC0832, Texas Instruments (2002)

Como visto na figura 69 que a tensão na saída é um produto da tensão de referência multiplicada pelo número de bits, levando-se em consideração o sinal dessa tensão de referência, não há custo de bits para operações bipolares caso consigamos comutar essa tensão de referência a cada vez que a energia da saída mudar de sinal. Contudo, é importante salientar que ambas as tensões devem ser o mais próximo possível, pois, novamente, como a tensão na saída é um produto da tensão de referência multiplicada pelo número de bits, divergências entre as polaridades ocasionará em diferentes resoluções na saída do DAC. Essas tensões de referência são ajustadas pelos reguladores de tensão ajustáveis, apresentados no subcapítulo 5.1, e devido a essa necessidade de minimização de divergências entre as polaridades é que recomendamos o uso dos potenciômetros digitais. Caso o projetista ainda necessite de um ajuste fino nas tensões de referência, um *trimpot* de baixa resistência (50  $\Omega$ , por exemplo) pode ser acoplado em série com o potenciômetro digital mostrado no módulo do subcapítulo 5.1. Os componentes utilizados para a montagem desse módulo, por fase, são os seguintes:

- 2 optoTRIACs MOC3020 ou similar, para isolamento das entradas do microcontrolador e excitação do *gate* dos TRIACs;
- 2 TRIACs BTA12 ou similar, para chaveamento das tensões positivas e negativas de referência;
- 3 amplificadores operacionais de alta impedância de entrada (pode ser o LF356, TL071, CA3140...), para acoplamento de alta impedância nos pontos comuns dos TRIACs de forma a evitar curtos-circuitos;
- 2 resistores 330  $\Omega$ , para acionamento dos LEDs internos dos optoTRIACs;
- 2 resistores 56  $\Omega$ , para excitação do *gate* dos TRIACs.

Lembrando que os materiais relacionados acima são necessários para a montagem de apenas uma fase. Para circuito trifásico, devemos triplicar o número de componentes. A montagem desse módulo é apresentada na figura 69.

**Figura 69 – Circuito de Comutação de Tensão de Referência**



**Fonte: Autoria própria**

O conceito deste módulo é simples, a tensão positiva ou negativa necessária para a referência do DAC é chaveada através de TRIACs, ou triodos de corrente alternada. Os TRIACs comportam-se como chaves seletoras estáticas (STMICROELECTRONICS, 2019) e podem ser substituídos por transistores complementares (e consequentemente os optoTRIACs devem ser substituídos por optoacopladores, como o 4N25, por exemplo), mas por uma questão de simplicidade de projeto e pela opção do uso de menor variedade de componentes, optou-se por utilizar este componente, pois esses componentes são otimizados para operarem com ambas as polaridades da fonte de energia e suportam alta potência em invólucros de tamanho reduzido. É importante ressaltar que apesar desta função de

chaveamento poder ser realizada também por relés, estes componentes eletromecânicos possuem tempo de operação em torno de 8 ms (METALTEX, 2022), sendo um fator que inviabiliza seu uso aos nossos propósitos. A excitação dos TRIACs ocorre por meio da aplicação de energia em seu pino *gate* através de optoTRIACs, que são TRIACs encapsulados os quais são acionados através do efeito fotoelétrico, provindo da excitação da luz produzida por um LED interno ao encapsulamento. Esse LED, por sua vez, é acionado por uma saída digital do microcontrolador ou, como ocorre no nosso caso com o uso do 74HC595, pela saída dos componentes acoplados a esse LED, desde que os limites de corrente sejam respeitados, e daí vem o uso dos resistores de  $330 \Omega$ , que limitam a corrente do LED a pouco mais de 15 mA para conexão de 5 V dos pinos do registrador de deslocamento. Apesar do invólucro ser uma única peça, os circuitos não possuem conexões internas, como pode ser observado na simbologia do componente, garantindo que haja isolamento das saídas do microcontrolador e que estas saídas não sejam comprometidas em caso de surtos no circuito de potência. A corrente no *gate* do TRIAC também deve ser limitada a alguns miliamperes, por isso há a necessidade de utilizar resistores em série com os optoTRIACs.

As tags de alimentação +15V, -15V, VAP e VAN recebem energia do módulo descrito no subcapítulo 5.1. VAP e VAN são as tensões ajustadas para referência dos DACs, e alimentam a entrada positiva dos amplificadores operacionais, os quais possuem a função de garantir alta impedância ao chaveamento dos TRIACs de forma que quando dois ou mais TRIACs sejam chaveados, não ocorra curtos-circuitos entre eles, já que os pontos de chaveamento passariam a ser pontos comuns sem a existência da alta impedância. O terceiro amplificador operacional operando como seguidor de tensão também possui a finalidade de proporcionar alta impedância na saída comum dos TRIACs e evita o curto-circuito na entrada de referência do DAC (PERTENCE JUNIOR, 2003). Ademais, garante estabilidade na tensão entregue a esse pino, uma vez que a alta impedância garante baixíssimo escorregamento de tensão. Não devemos esquecer que a tensão ajustada nos terminais dos reguladores de tensão ajustável não é a tensão que realmente será submetida ao pino VREF do DAC, pois os componentes eletrônicos promovem quedas de tensões devido às suas próprias alimentações e resistências internas inerentes dos mesmos. Desta forma, e munido de um multímetro de bancada de alta

precisão conectado à saída do amplificador operacional atuador, o ajuste da tensão de referência deve ser feito da seguinte forma:

- Zerar a tensão de *offset* dos amplificadores operacionais do circuito de chaveamento quanto do atuador do DAC. O procedimento de como balancear a tensão de *offset* de amplificadores operacionais está explicado no final deste capítulo;
- Aplicar o byte 0 aos DACs e zerar a tensão de *offset* do amplificador operacional atuador. Isso garante que tanto o erro de *offset* do amplificador operacional quanto o erro do bit menos significativo do DAC sejam corrigidos;
- Aplicar o byte 255 aos DACs e ajustar a resistência do potenciômetro digital de forma que a tensão na saída do amplificador operacional atuador seja exatamente 10 V, ou qualquer tensão de referência que seja aprazível ao projetista. Recomendamos 10 V pela facilidade no estágio de amplificação.

## 5.6 Circuito de ganho e medição de corrente

Como o nome do subcapítulo sugere, este módulo é responsável por realizar a etapa de ganho de corrente da carga e sua medição. Assim como foi mostrado no capítulo 2, o casamento de dois transistores *Darlington* dos modelos MJ11032 e MJ11033 com comum conectado à carga garante que esta carga possa consumir correntes na ordem de dezenas de amperes, desde que a potência de dissipação máxima de 300 W dos transistores seja respeitada. A carga pode ser até um motor. Esse ganho de corrente não é possível se a carga for conectada diretamente à saída dos amplificadores operacionais atuadores do DAC, pois tais componentes são limitados e alguns miliamperes. Os componentes utilizados para a montagem desse módulo, por fase, são os seguintes:

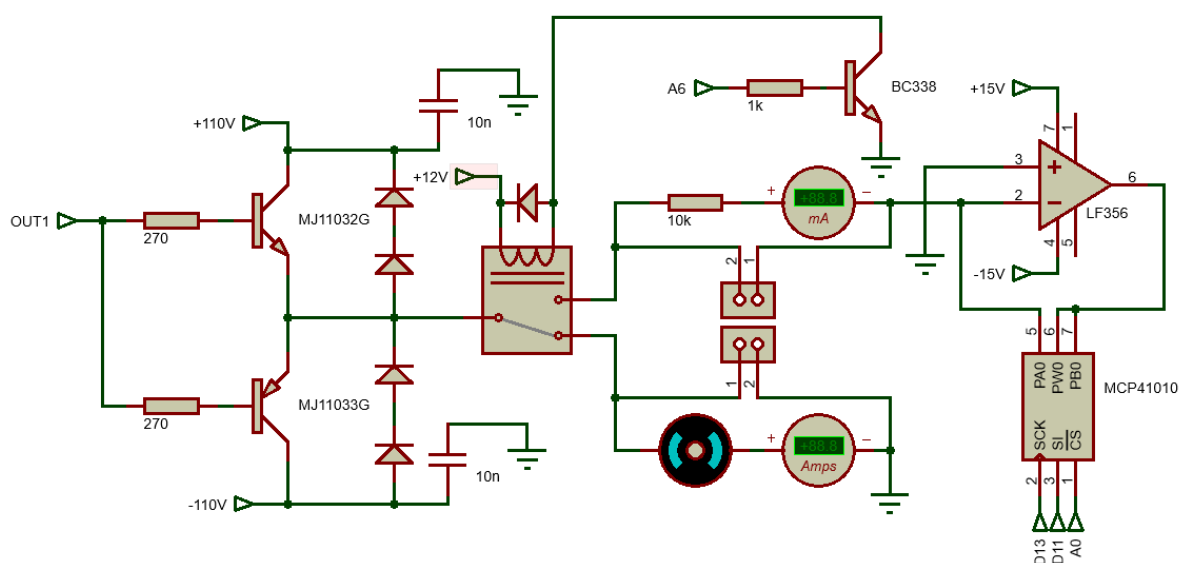
- 1 transistor *Darlington* NPN MJ11032, para ganho de corrente da componente positiva do sinal de saída;
- 2 resistores de 270  $\Omega$ , para excitação da base dos transistores;

- 1 transistor *Darlington* PNP MJ11033, para ganho de corrente da componente negativa do sinal de saída;
- 5 diodos retificadores (pode ser o 1N4004), 4 para garantir que a tensão de corte dos transistores *Darlington* não interfira em pequenas tensões na carga e 1 para garantir que a corrente de retorno do relé não danifique os componentes quando esse é desacionado;
- 2 capacitores cerâmicos 10 nF, para filtro passa-baixas da tensão de alimentação do circuito de potência;
- 1 relé duplo contato, para comutação de cargas de diferentes potências;
- 1 transistor BJT NPN BC338, para acionamento do relé e isolamento das entradas do microcontrolador;
- 1 resistor 1 k $\Omega$ , para excitação da base do transistor BJT BC338;
- 1 amplificador operacional de alta impedância de entrada, para função de amplificador de transimpedância (existem amplificadores específicos para essa função no catálogo da *Texas Instruments*, mas não é uma exigência);
- 1 CI potenciômetro digital MCP41010, para escala de ajuste de corrente do amplificador de transimpedância;
- 2 bornes de duplo contato, para conexão das cargas de baixa e de alta potência.

Lembrando que os materiais relacionados acima são necessários para a montagem de apenas uma fase. Para circuito trifásico, devemos triplicar o número de componentes. A montagem desse módulo é apresentada na figura 70. As entradas de alimentação do relé (+12V), do amplificador de transimpedância (+15V e -15V) e dos transistores *Darlington* (+110V e -110V) provem dos dois módulos apresentados anteriormente, é só analisarmos que as tags de entrada recebem o mesmo nome.

O sinal de saída do amplificador operacional de ganho de tensão do DAC chega até esse módulo através da tag OUT1 (referente à primeira fase) e a tensão desse sinal mantém-se igual, com as mesmas características de onda, após a passagem pelos transistores *Darlington*, porém a corrente é amplificada.

**Figura 70 – Circuito de Ganho e Medição de Corrente**



**Fonte: Autoria própria**

Se a componente do sinal é positiva, o transistor MJ11032 está conduzindo e amplificando a corrente, enquanto o transistor MJ11033 encontra-se bloqueado. Se a componente do sinal é negativa, o transistor MJ11033 está conduzindo e amplificando a corrente, enquanto o transistor MJ11032 encontra-se bloqueado. Desta forma, a energia com corrente amplificada flui até o comum do relé, o qual direcionará esta energia para os circuitos de medição. Caso a carga possua característica de baixa potência, com correntes até pouco mais de 100 mA, o microcontrolador aciona o relé, o qual comuta seus contatos e direciona a energia para o contato NA. Esse acionamento ocorre através do transistor BJT BC338, que protege as entradas digitais do microcontrolador de surtos que possam ser ocasionados pelas bobinas do relé e garante o acionamento de correntes maiores que a capacidade dessas entradas digitais. Neste contato NA, encontramos um circuito chamado de amplificador de transimpedância, que é capaz de realizar a leitura indireta de correntes na ordem de nanoampères e transmiti-la ao microcontrolador. Para que não haja danos nas entradas do microcontrolador, a tensão de alimentação desse amplificador deve ser limitada em +5V e -5V, e recomenda-se o uso do módulo ADS1115, que além de fornecer maior resolução na leitura, uma vez que esse módulo é baseado em ADCs de 16 bits e possui 4 entradas, aceita componentes negativas em sua entrada analógica (ainda que limitado em 5V).

É possível conhecer a corrente da carga conectada ao amplificador de transimpedância (ou seguidor de corrente) através da equação (BARD; FAULKNER, 2001) (TEXAS INSTRUMENTS, 2018):

$$V_{out} = -I_{in} * R_f \quad (26)$$

Como pode ser analisado na equação acima, como a corrente é a variável a ser observada e a tensão é a variável que será lida pelo ADC, pode-se limitar esta tensão na saída através da variação de  $R_f$ . Assim como fizemos para os reguladores de tensão ajustável, utilizamos um potenciômetro digital como  $R_f$  de forma que o range de tensão na saída possa ser ajustado eletronicamente, sem necessidade de ajustes manuais. Isso garante que antes do amplificador entrar em modo de corte (próximo a 0V) ou de saturação (próximo a 5V), o microcontrolador regule a resistência do potenciômetro e permaneça dentro da faixa de 5V necessários para a correta aquisição de dados dos ADCs.

Em contrapartida, o contato NF do relé está conectado ao borne de conexão de cargas de alta corrente e a um sensor de efeito hall, o qual não possui conexão com a carga, mas é capaz de realizar leituras acima de 5 A por proximidade. Essas leituras são enviadas ao microcontrolador em forma de tensão, e existe uma faixa linear de tensão vs corrente que fornece ao microcontrolador alta precisão na aquisição de dados de corrente. Para ligações trifásicas, basta conectar os contatos NF dos relés à carga trifásica que será alimentada pelo circuito.

O relé pode ser alocado antes da alimentação da base dos transistores *Darlington*, já que circuitos de baixa potência não sobrecarregam as saídas do circuito amplificador de tensão. Essa configuração pode ser interessante caso haja a necessidade de operações em baixíssima tensão, uma vez que as tensões de corte dos transistores *Darlington* pode não permitir que tensões na escala de milivolts sejam completamente entregues à carga de baixa potência. Nessa configuração, o contato NA se mantém inalterado, conforme a topologia mostrada acima, porém a saída de excitação da base dos transistores *Darlington* (a tag OUT1) estaria diretamente conectada aos contatos NF.



## 5.7 Considerações sobre os amplificadores operacionais

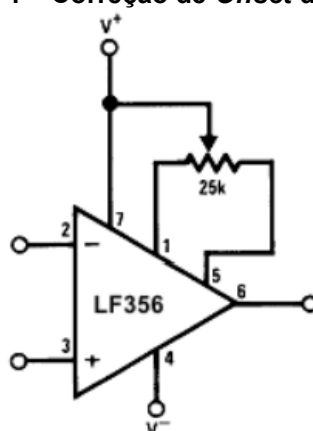
Apesar das implementações que serão apresentadas nesse subcapítulo não serem mostradas nos circuitos acima, é de extrema importância que o projetista que porventura tenha interesse em desenvolver esse protótipo siga as recomendações descritas abaixo. Essas implementações não ocasionam impactos na simulação e provocam sobrecarga no tempo de convergência, por isso foram suprimidas dos módulos apresentados, contudo são necessárias no projeto físico para que a acurácia e a estabilidade do sinal de saída dos DACs sejam mantidas. Como citado anteriormente, uma vez que o circuito projetado possui a capacidade de operar com tensões em escala de milivolts ou até microvolts, qualquer interferência externa ou falha na atenuação de ruídos ou tensões de referência ocasionará na perda de linearidade e tensões de *offset* no sinal de saída dos DACs. Isso ficará implícito no capítulo de resultados, onde mostraremos que a saída do conversor não está exatamente em 0V quando enviamos o byte 0 em sua entrada, porém não é possível realizar essa correção pelo simulador, pois a correção da tensão de *offset* dos amplificadores operacionais não surte efeito através da simulação.

Com o intuito de termos a possibilidade de trabalhar com a correção das tensões de *offset* intrínsecas dos amplificadores operacionais, recomenda-se que sejam utilizados componentes que trazem em seu invólucro uma única unidade de amplificador operacional, já que nesta configuração existem dois pinos, comumente chamados de balanço, referentes à correção da tensão de *offset* nos quais são conectados os terminais de um *trimpot* responsável por “zerar” a tensão de saída quando a tensão na entrada do amplificador operacional for 0 V. Desta forma, todos os amplificadores contidos nesse projeto necessitam desse *trimpot* implementado aos seus terminais para esse ajuste. Maiores informações sobre o balanceamento da tensão de *offset* podem ser encontradas no capítulo 3.3 de Pertence Júnior (2003). Em invólucros que trazem mais de uma unidade de amplificadores operacionais, esses pinos não existem, e realizar a correção do zero é um trabalho um pouco mais complexo. Para os amplificadores LF356, o *datasheet* traz duas configurações mostradas na figura 71 para correção dessa tensão de *offset*, ambas apresentando a mesma conexão de ajuste de 0 V do LF356. Escolhemos esse amplificador operacional porque sua impedância de entrada é altíssima, 10 TΩ, que o torna perfeito para instrumentação, seu tempo de acomodação, ainda que não

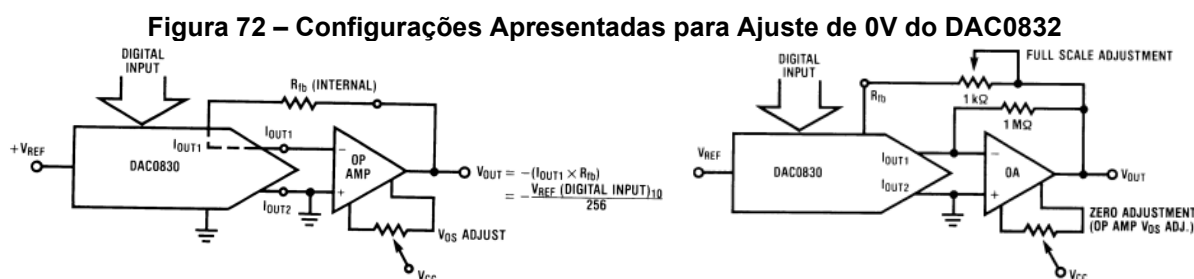
ideal a esse projeto, é relativamente baixo, 1.5  $\mu$ s, e porque este é o amplificador operacional recomendado pelo próprio *datasheet* do DAC0832 para uso como atuador. Note que a figura 72 apresenta a mesma configuração de ajuste de 0V na saída do DAC.

Além dessa configuração necessária a todos os amplificadores, Pertence Júnior (2003) recomenda que capacitores de 0,1  $\mu$ F sejam acoplados aos pinos de alimentação dos amplificadores operacionais para que os ruídos de alta frequência sejam atenuados, conforme apresentado na figura 73.

Figura 71 – Correção de *Offset* do LF356

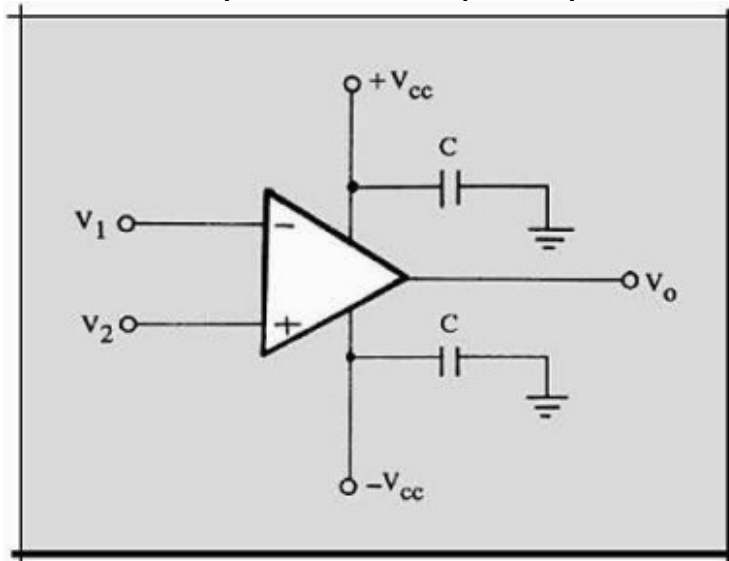


Fonte: *Datasheet* LF356, Texas Instruments (2017)



Fonte: Adaptado de *Datasheet* DAC0830/DAC0832, Texas Instruments (2002)

Segundo Pertence Júnior (2003), “um método prático para minimizar os efeitos dos ruídos em circuitos eletrônicos consiste em se fazer um bom aterramento dos mesmos, bem como dos equipamentos envolvidos” (PERTENCE JUNIOR, 2003, p. 39). Esse aterramento pode ser obtido por esses filtros capacitivos passa-baixas, os quais possuem a função de atenuarem as correntes parasitas que fluem pelo circuito devido aos condutores que o compõe e devem ser alocados o mais próximo possível dos terminais do componente onde o sinal deve ser filtrado.

**Figura 73 – Conexão com Capacitores de Filtro para Amplificadores Operacionais**

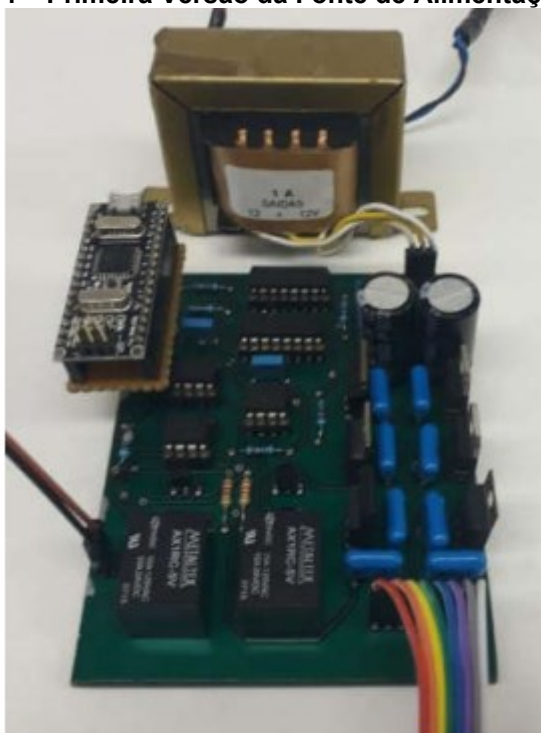
Fonte: Pertence Junior (2003, p. 40)

Sinais de pequena intensidade e circuitos integrados são os mais suscetíveis a tais ruídos, então recomenda-se que o projetista use quantos filtros passa-baixas julgar necessário. Note que esses filtros já apareceram nos módulos apresentados nos subcapítulos anteriores. O uso desse filtro também é recomendável caso haja a necessidade de alimentação de cargas de baixíssima potência, tanto na saída do sinal do DAC quanto na entrada do amplificador de transimpedância. Os cabos utilizados para tal aplicação podem ser coaxiais, os quais permitem a atenuação de correntes parasitas devido à sua blindagem.

## 6 RESULTADOS

Uma versão anterior a esse trabalho foi confeccionada pelos autores e utilizada para caracterização de materiais poliméricos e é apresentada na figura 74. A importância de uso desse equipamento foi tão relevante no projeto de pesquisa em questão que ele recebeu destaque na publicação de Gavim, de Souza *et al.* (2017) e na dissertação de mestrado de Gavim (2018).

**Figura 74 – Primeira Versão da Fonte de Alimentação Digital**



**Fonte: Gavim (2018, p. 40)**

Esse primeiro conceito possuía a capacidade de alimentação de cargas até 10 V, operava em modo bipolar através da comutação do referencial da carga e era munido de um amplificador de transimpedância para aquisição de dados de corrente da carga. O controle era realizado por uma placa de desenvolvimento Arduino Nano e a comunicação ocorria através de interface gráfica projetada em Matlab.

Contudo, foi constatado que o circuito carecia de algumas modificações e aperfeiçoamentos, pois a operação bipolar só ocorria através de comutação de relés (o DAC não era capaz de operar de modo bipolar), o circuito era limitado a poucas dezenas de miliampères, o ajuste de escala de corrente pelo amplificador de transimpedância ocorria de forma manual e, mais importante, não foram

considerados os erros de linearidade e de *offset* do DAC e dos amplificadores operacionais, o que ocasionou em um erro crônico que impossibilitava a passagem por 0 V.

Diante dessas premissas, tais aprimoramentos foram realizados e apresentados nesse trabalho, porém o desenvolvimento do hardware não foi completamente finalizado devido ao tempo escasso que reduziram o prazo disponível que os autores do trabalho dispunham para realizar todas as atividades programadas. A primeira hipótese que foi levantada e que poderia desqualificar todo o trabalho elaborado enunciava: as oito saídas do registrador de deslocamento 74HC595 operam em sincronismo, de forma que as entradas do DAC sejam ativadas simultaneamente. Em caso negativo, esse componente não poderia ser utilizado para nossos propósitos e os DACs deveriam ser conectados diretamente à placa de desenvolvimento. Desta forma, não teríamos escolha senão optar por uma placa de desenvolvimento com maior número de saídas. Um programa de teste foi compilado a uma placa de desenvolvimento Arduino Nano para que as saídas de um registrador de deslocamento ficassem comutando de estado. Em duas dessas saídas foram acoplados canais de osciloscópio. A resposta do registrador de deslocamento aos comandos do microcontrolador mostrou sincronismo, corroborando a hipótese levantada, como pode ser visto na figura 75.

**Figura 75 – Sincronismo entre Saídas do Registrador de Deslocamento**

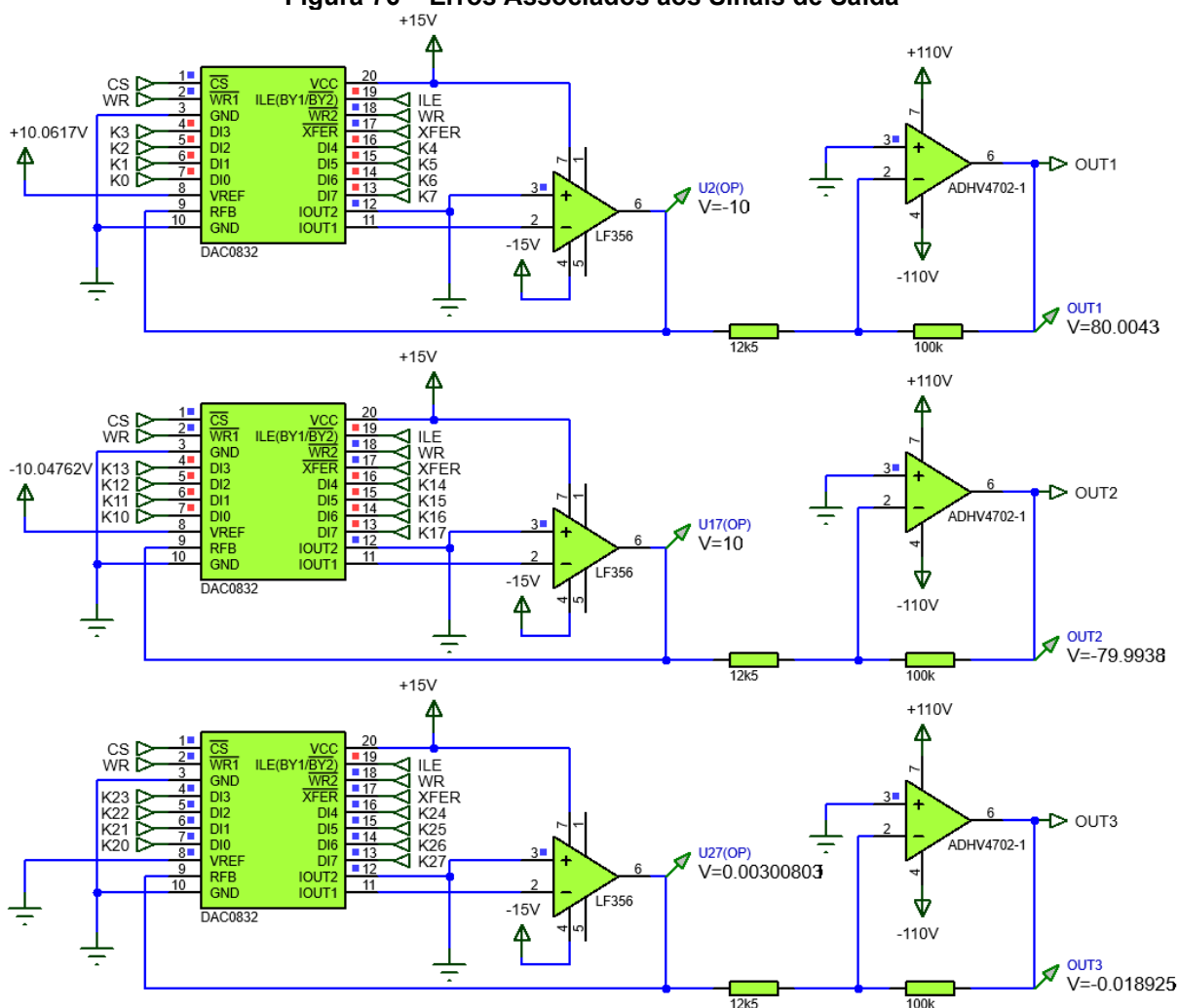


**Fonte: Autoria própria**

Uma vez que a primeira hipótese foi validada, os circuitos foram projetados no *software* e uma simulação com valores mínimos e máximos de tensão foi analisada, no intuito de verificar possíveis falhas no processo de montagem. Os

resultados apresentados a seguir são provenientes do circuito simulado através dos módulos apresentados no capítulo anterior e da montagem preliminar do hardware, o qual permitiu a coleta de dados iniciais imprescindíveis à continuação do projeto por apresentarem caráter probatório de conceitos. A figura 76 apresenta os erros associados à linearização e *offset* ao sinal de saída do amplificador de tensão.

**Figura 76 – Erros Associados aos Sinais de Saída**



**Fonte: Autoria própria**

No circuito da figura 76, o circuito superior (primeira fase) e o circuito intermediário (segunda fase) receberam o número binário 255, enquanto o circuito inferior (terceira fase) recebeu o número binário 0. Isso significa que as duas primeiras fases reproduzirão em suas saídas o inverso da tensão de referência submetida a elas, enquanto a última reproduzirá 0 V. Primeiramente, vamos observar o circuito inferior: A tensão de referência desse circuito é 0 V, contudo a tensão na saída do amplificador atuador é 3 mV. Isso ocorre porque a tensão de

*offset* associada tanto ao amplificador como do DAC não foi corrigida. Esse mesmo comportamento havia sido notado no trabalho de Gavim (2018), pois não houve a adição de um *trimpot* nos pinos de balanceamento do amplificador atuador e, em consequência deste comportamento, não haverá um número binário que represente 0 V quando houver variações da tensão de referência. Apesar do erro associado ser de baixa magnitude, observe que quando o sinal é amplificado, o erro torna-se considerável, aproximando-se de  $\frac{1}{2}$  bit.

Verifica-se também que sem os ajustes das tensões de *offset* e da linearidade dos amplificadores operacionais e dos DACs, existirá sempre um erro associado à tensão máxima. Nesta imagem, a tensão de referência ajustada é pouco maior que a tensão na saída do amplificador atuador, e os erros para as tensões de referência positiva e negativa, se descontado o erro de *offset* de 3 mV mostrado na terceira fase, é de aproximadamente  $\frac{1}{2}$  bit, corroborando a advertência encontrada no *datasheet* do DAC. Esse erro pode ser contornado utilizando um compensador de escala cheia, como mostrado na figura 72, do capítulo anterior.

Além dos erros citados anteriormente, existe um terceiro erro associado às quedas de tensão internas do amplificador de tensão e à divergência entre os valores dos resistores, pois tais componentes possuem tolerâncias de resistências que influenciam nas operações dos amplificadores. Idealmente, a tensão na saída do amplificador atuador de 10 V seria amplificada para 80 V, então a calibração deve acontecer em ambos os amplificadores juntamente com a tensão de referência do DAC.

Em contrapartida, ainda que existam erros associados aos diversos sinais de saída, percebe-se que a resposta do DAC e a amplificação da tensão pelo amplificador ADHV4702-1 são extremamente satisfatórias, uma vez que após ajustada a tensão de referência para que a saída apresente tensão com alto grau de precisão, essa tensão é amplificada e reproduzida fielmente na saída do amplificador de ganho. Para uma tensão de referência fixada em 10 V, a resolução do sistema, teórica, é de 39,0625 mV. A segunda hipótese levantada foi: o DAC funciona de maneira linear. Um circuito básico munido apenas da placa de desenvolvimento, dos registradores de deslocamento, dos DACs e dos atuadores foi montado em protoboard para que algumas características dos DACs fossem observadas. Com um *trimpot* multivoltas e um multímetro de bancada, a tensão de referência foi ajustada de forma que a saída do atuador apresentasse 10,0000 V

quando o número binário 255 fosse enviado ao DAC. Nessa etapa, nenhuma correção de *offset* ou linearidade foi aplicada. A tabela 3 apresenta os valores medidos e os respectivos erros entre as medidas realizadas para início, meio e fim de escala.

**Tabela 3 – Valores Medidos e Erros Sucessivos**

Início de escala		Meio de Escala		Fim de Escala	
Valor lido (V)	Erro (V)	Valor lido (V)	Erro (V)	Valor lido (V)	Erro (V)
-0.003004	---	-4.82394	---	-9.60566	---
-0.035408	0.032404	-4.86393	0.03998	-9.64539	0.03973
-0.074775	0.039367	-4.90281	0.03888	-9.68465	0.03926
-0.113685	0.03891	-4.94266	0.03985	-9.72454	0.03989
-0.153442	0.039757	-4.98204	0.03938	-9.76316	0.03862
-0.192102	0.03866	-5.01501	0.03297	-9.80276	0.03960
-0.231719	0.039617	-5.05341	0.03840	-9.84189	0.03913
-0.270879	0.03916	-5.09278	0.03937	-9.88189	0.04000
-0.310654	0.039775	-5.13168	0.03890	-9.92077	0.03888
-0.349189	0.038535	-5.17144	0.03976	-9.96062	0.03985
-0.388681	0.039492	-5.2101	0.03866	-10.0000	0.03938
Média	0.038568	Média	0.038615	Média	0.039434

**Fonte: Autoria própria**

Nota-se pela tabela acima que, excluindo os *outliers*, os erros de resolução ficaram entre 1,67% abaixo e 2,4% acima da resolução do DAC para uma tensão de referência de 10 V. A média entre o fim de escala e o meio de escala é de 39,025 mV, representando um erro de dispersão de aproximadamente 0,1%, ainda que os erros de linearidade e de *offset* não tenham sido ajustados para esse experimento. Os resultados apresentados mostram que o conversor possui grande estabilidade e linearidade, sendo um componente excelente para reprodução de ondas senoidais com alta fidelidade, corroborando a segunda hipótese.

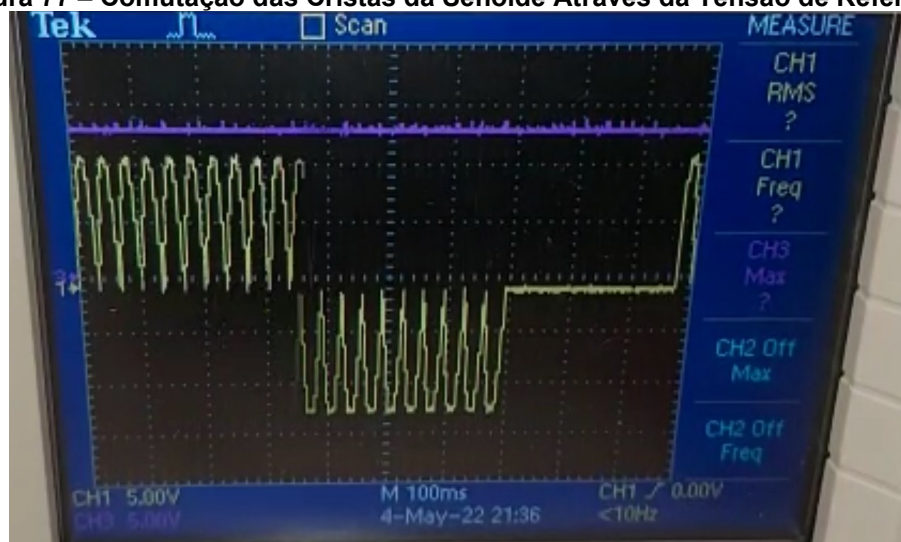
Foi notado que existe um comportamento anômalo na ativação isolada do bit 1 (LSB) e do bit 8 (MSB), pois a resolução entre a comutação do estado anterior e a ativação isolada desses bits abaixou a resolução do DAC para  $\pm 32,5$  mV. Tal comportamento carece de estudos mais aprofundados, porém acredita-se que há uma compensação interna do DAC que auxilia na linearização entre o início e o meio de escala e o meio e o fim de escala.



A terceira hipótese levantada foi: é possível trabalhar de modo bipolar alterando-se a polaridade da referência. Montamos um circuito que permitia o chaveamento de polaridades da referência do DAC, o qual operou corretamente até conectarmos sua saída ao pino de tensão de referência do conversor DA. Após a conexão, o chaveamento dos TRIACs causava curto-circuito no sistema. Tal comportamento carece de estudos, pois não foi possível identificar a causa dessa anomalia. O problema foi contornado através da utilização de amplificadores operacionais em modo de operação *buffer*, os quais acoplam alta impedância ao circuito.

Com essa nova topologia, um programa foi compilado e carregado à placa de desenvolvimento de forma a produzir cristas de senoides em apenas um quadrante, no intuito de observarmos o comportamento da forma de onda e sua discretização, o comportamento da frequência e os tempos de acomodação dos componentes e a comutação da concavidade em função da polaridade da tensão de referência, que ocorria por comando de *software*. A onda resultante em função da comutação da tensão de referência é apresentada na figura 77.

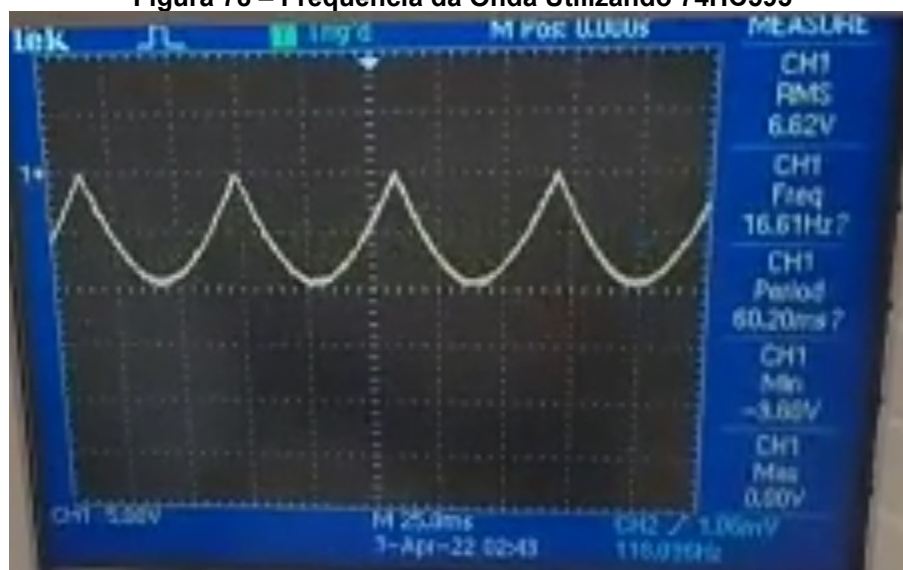
**Figura 77 – Comutação das Cristas da Senoide Através da Tensão de Referência**



**Fonte: Autoria própria**

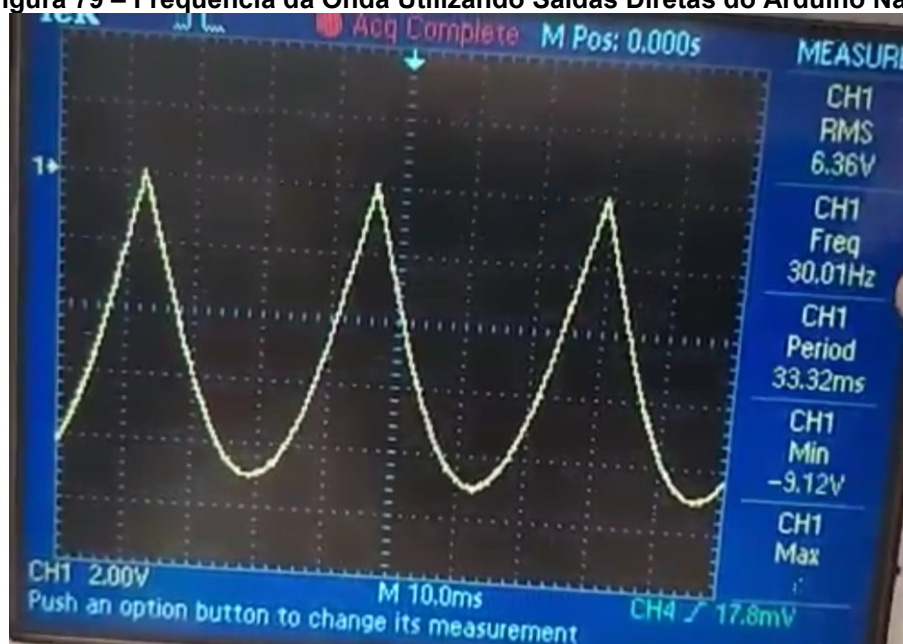
A frequência da onda utilizando o 74HC595 e a frequência da onda sem a utilização do componente são apresentadas nas figuras 78 e 79, respectivamente.

Figura 78 – Frequência da Onda Utilizando 74HC595



Fonte: Autoria própria

Figura 79 – Frequência da Onda Utilizando Saídas Diretas do Arduino Nano



Fonte: Autoria própria

No capítulo anterior foi apresentada algumas vantagens obtidas ao se utilizar os registradores de deslocamento para recepção do número binário provindo do microcontrolador e conexão com os DACs, sendo a principal delas destacada como a possibilidade de controlar 24 saídas digitais que representam os três números binários de casa fase com apenas 3 saídas da placa de desenvolvimento. Entretanto, há uma desvantagem: pelas figuras acima, é possível afirmar que, em máxima resolução, a resposta em frequência da topologia que utiliza o registrador de

deslocamento é aproximadamente duas vezes mais lenta que a topologia que utiliza ligações diretas da placa de desenvolvimento aos DACs e manipulação de ports do microcontrolador. Essa desvantagem pode ser contornada diminuindo-se a resolução do conversor, mas depende das necessidades do projetista.

A discretização da onda é apresentada na figura 80. É perceptível que, para a onda senoidal, não há um padrão coerente que mantenha a resolução estática. Esse comportamento ocorre devido a perda de sincronismo entre o microcontrolador e o 74HC595.

Há também alguns ruídos durante a transição de valores que foram ocasionados pela montagem em protoboard. Esses ruídos podem ser atenuados com filtro passa-baixas de 0,1 uF acoplado à saída do DAC.

Figura 80 – Discretização da Onda Senoidal



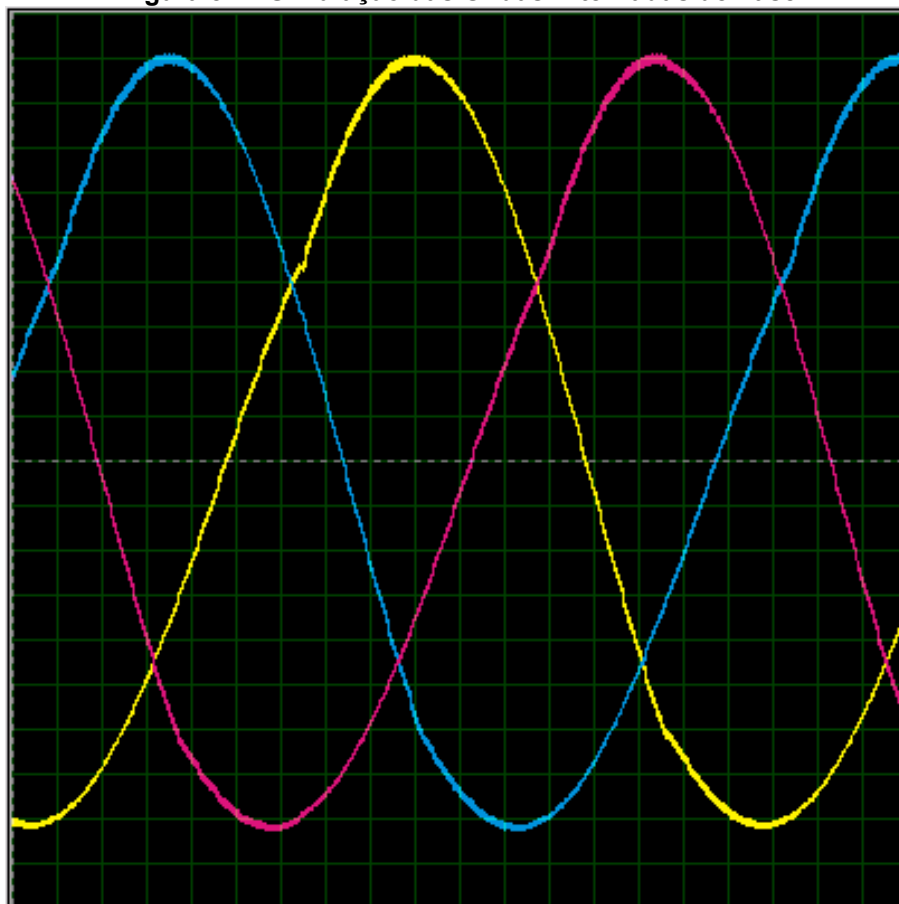
Fonte: Autoria própria

De posse de tais aspectos, foi levantada uma quarta hipótese: é possível reproduzir ondas defasadas utilizando mais unidades de DACs através de uma mesma placa de desenvolvimento.

Concluída a etapa de projeto das três fases do circuito através do *software* de simulação, programou-se os formatos das ondas de fase, já com a comutação da tensão de referência prevista, e compilamos esse programa para que fosse usado pelos componentes da simulação. Um arquivo “.hex” é gerado pelo compilador da placa de desenvolvimento, e esse arquivo deve ser carregado ao microcontrolador

que está sendo simulado no *software* de simulação. O resultado das ondas de fase simulado é apresentado na figura 81.

**Figura 81 – Simulação das Ondas Alternadas de Fase**

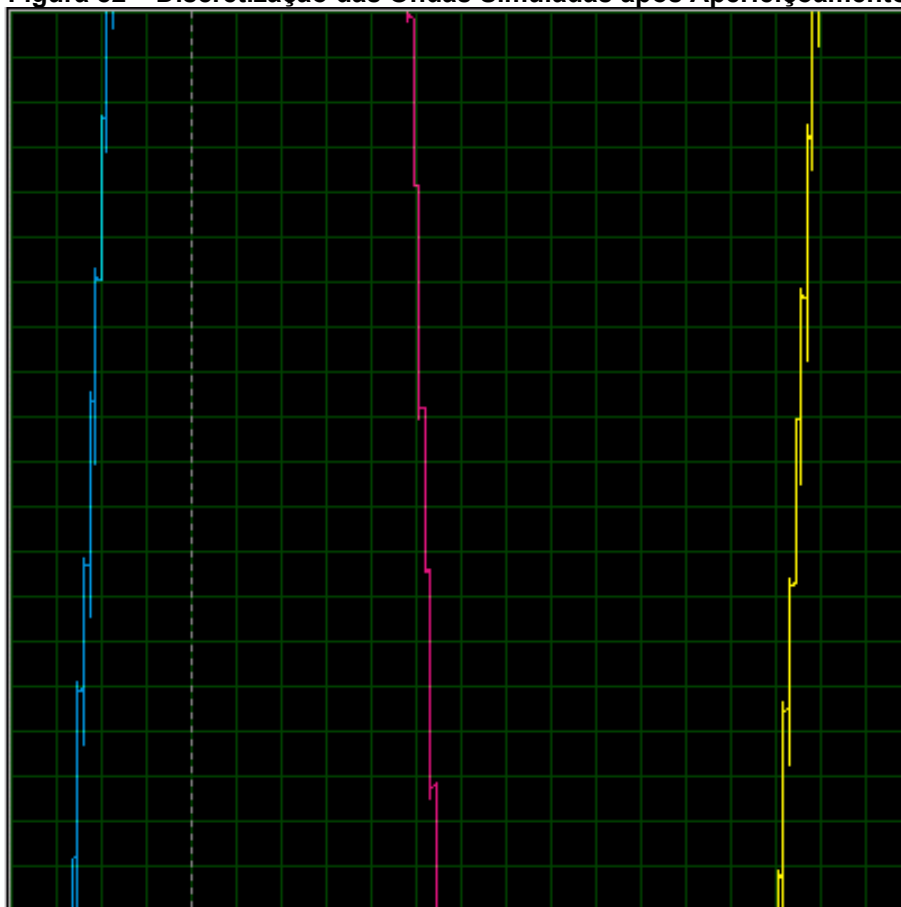


**Fonte: Autoria própria**

As ondas mostradas na figura 81 possuem picos diferentes nos quadrantes positivos e negativos, porém vale relembrar que para a simulação, nenhum ajuste de erro foi aplicado. Ainda assim, é notório que o formato das ondas apresentadas possui ótima aparência e é bem definido.

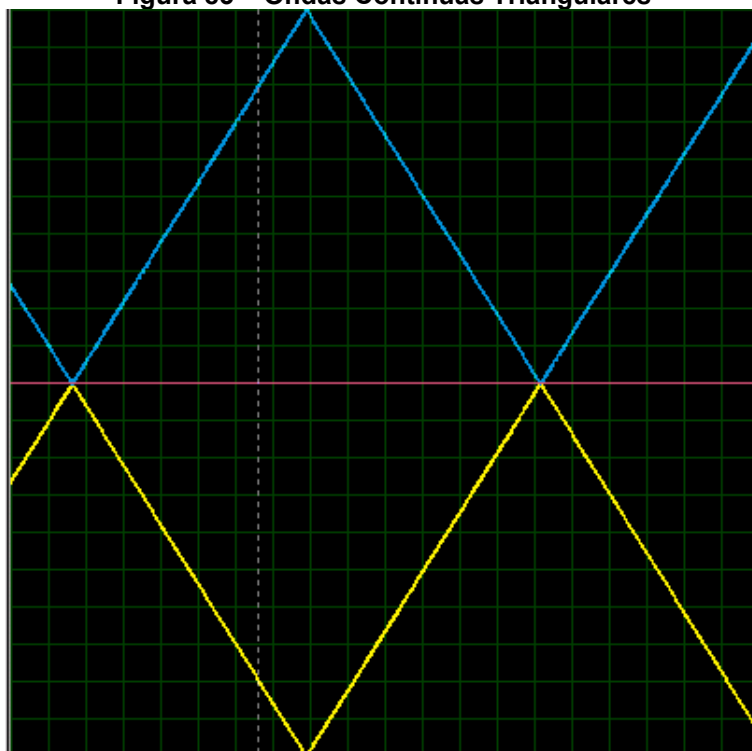
Também se obteve sucesso em realizar a defasagem de  $120^\circ$  entre cada onda, corroborando a quarta hipótese. Nessa etapa, alguns ajustes de sincronismo foram implementados ao código, de forma que a discretização das ondas ficasse mais padronizada, conforme mostra a figura 82.

A principal vantagem desse trabalho se dá ao motivo de que com uma alimentação monofásica retificada, é possível alimentar um circuito trifásico com potência considerável.

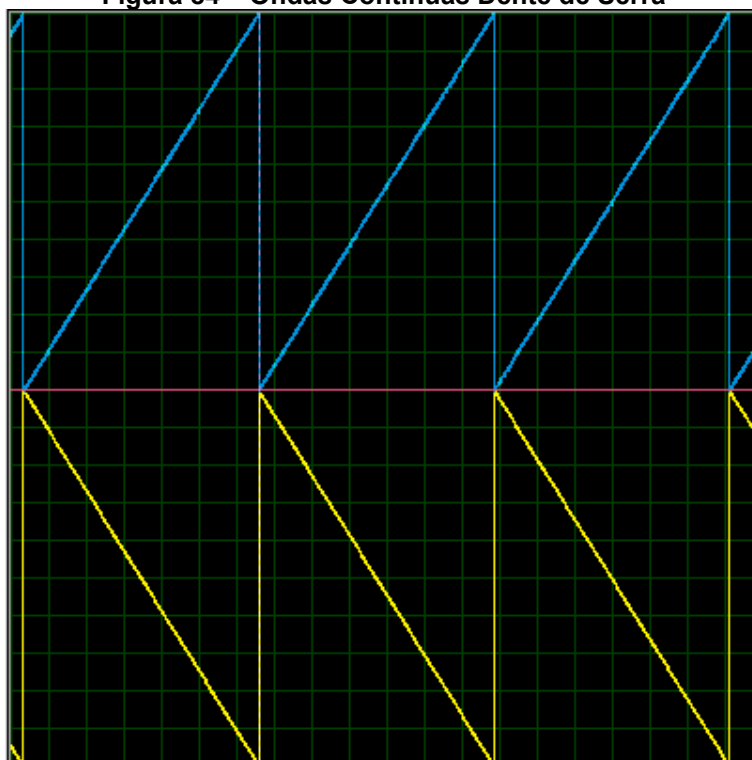
**Figura 82 – Discretização das Ondas Simuladas após Aperfeiçoamento**

**Fonte: Autoria própria**

Como a fonte digital é completamente programável, o projetista pode programar os mais diversificados formatos de onda que desejar: seja contínua ou seja alternada, basta que o projetista possua domínio com linguagem de programação C++ orientada a objetos e lógicas de programação. Qualquer formato de onda pode ser reproduzido, respeitando os limites de resolução, saturação do amplificador de ganho, o número binário enviado a cada DAC e a frequência de saída dos DACs. A frequência pode alcançar valores de até 1 kHz, ao custo de menores resoluções do sistema. Os geradores de funções mais comumente encontrados no mercado são capazes de gerar 5 tipos de ondas: senoidais (já apresentada na figura 81), triangulares (figura 83), dentes de serra (figura 84), retangulares (figura 85) e constantes (figura 86). As figuras a seguir mostram que o protótipo apresentado nesse trabalho é capaz de reproduzir todas essas formas de ondas (sejam na configuração contínua ou alternada) e ainda possui a capacidade de gerar formato de ondas arbitrárias, definidas pelo projetista, conforme pode ilustrado pela figura 87.

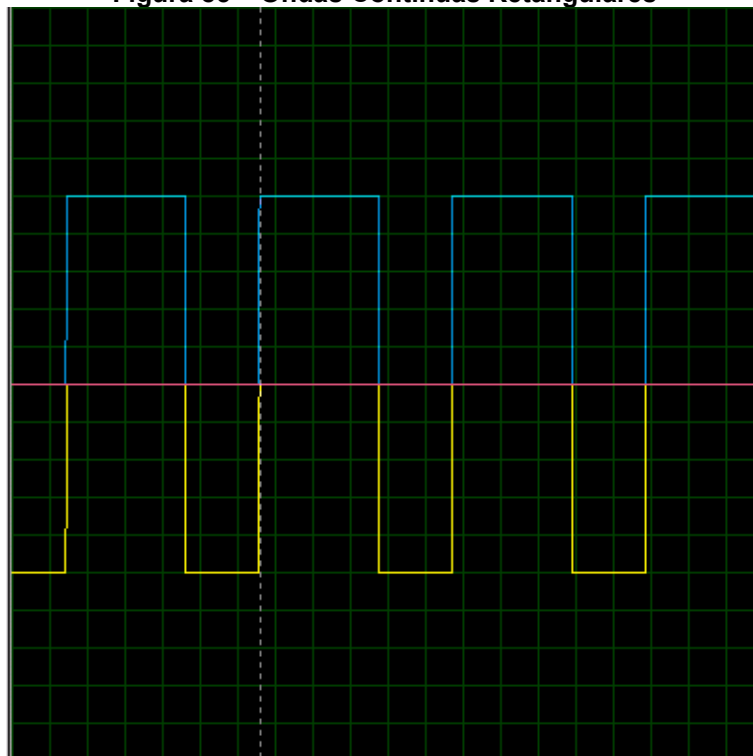
**Figura 83 – Ondas Contínuas Triangulares**

Fonte: Autoria própria

**Figura 84 – Ondas Contínuas Dente de Serra**

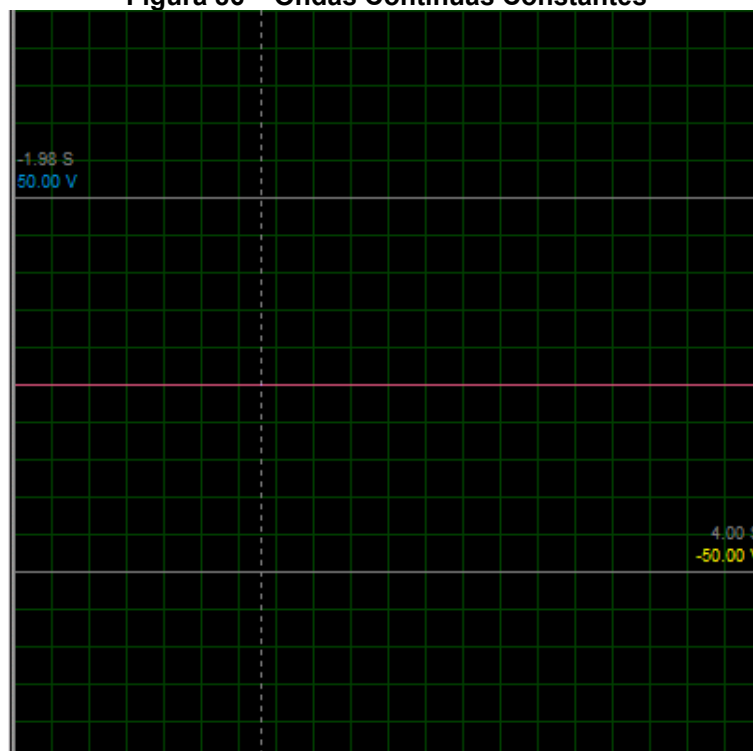
Fonte: Autoria própria

Figura 85 – Ondas Contínuas Retangulares



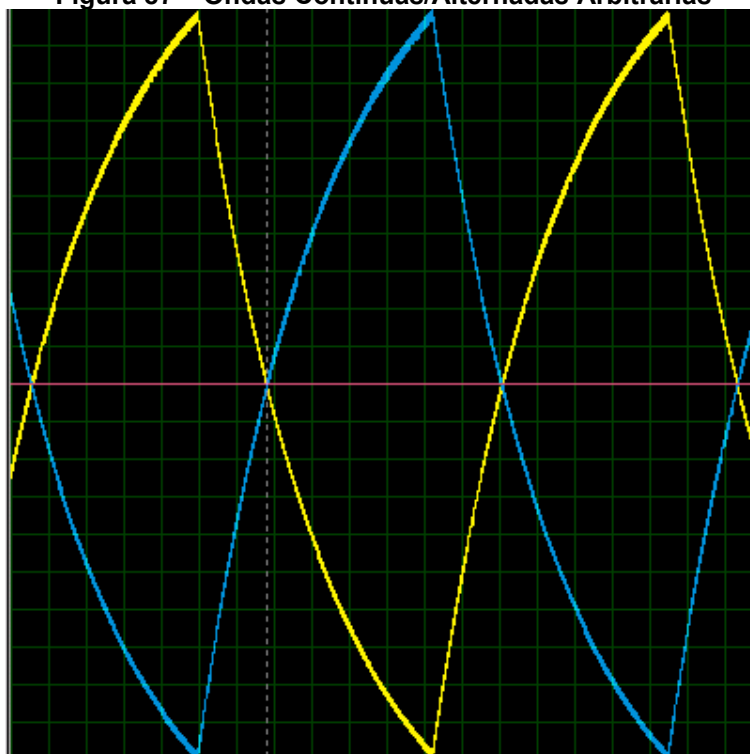
Fonte: Autoria própria

Figura 86 – Ondas Contínuas Constantes



Fonte: Autoria própria

Figura 87 – Ondas Contínuas/Alternadas Arbitrárias



Fonte: Autoria própria

Observa-se que para tensões contínuas, mesmo sem nenhum ajuste de *offset* e linearidade, não há erros significativos que alterem as tensões de picos de ambas as polaridades da referência do DAC. Essa afirmativa é corroborada quando observamos a figura 86, já que é evidenciado que ambos os picos de tensão encontram-se em mesma magnitude, porém com polaridades opostas. Um comportamento similar é observado para as ondas arbitrárias, mesmo que essas sejam alternadas. Logo, a anomalia de diferença de picos é uma característica apenas da onda senoidal. Esses picos podem ser corrigidos por meio de programação e muito provavelmente desaparecerão quando os ajustes de *offset* e linearidade forem aplicados.

A quinta hipótese enunciada: é possível alimentar uma carga de alta potência utilizando um amplificador *push-pull*, de forma que a alta corrente demandada pela carga não corrompa as saídas dos amplificadores operacionais, que operam em baixa potência. A figura 88 apresenta o aspecto das ondas após acoplarmos o circuito de ganho de potência com carga às saídas do amplificador de tensão. É possível perceber que há uma queda de tensão de aproximadamente 1,45 V entre a saída do amplificador de tensão e os terminais da carga em cada uma das fases, resultante das perdas que ocorrem nos transistores *Darlington* devido à sua



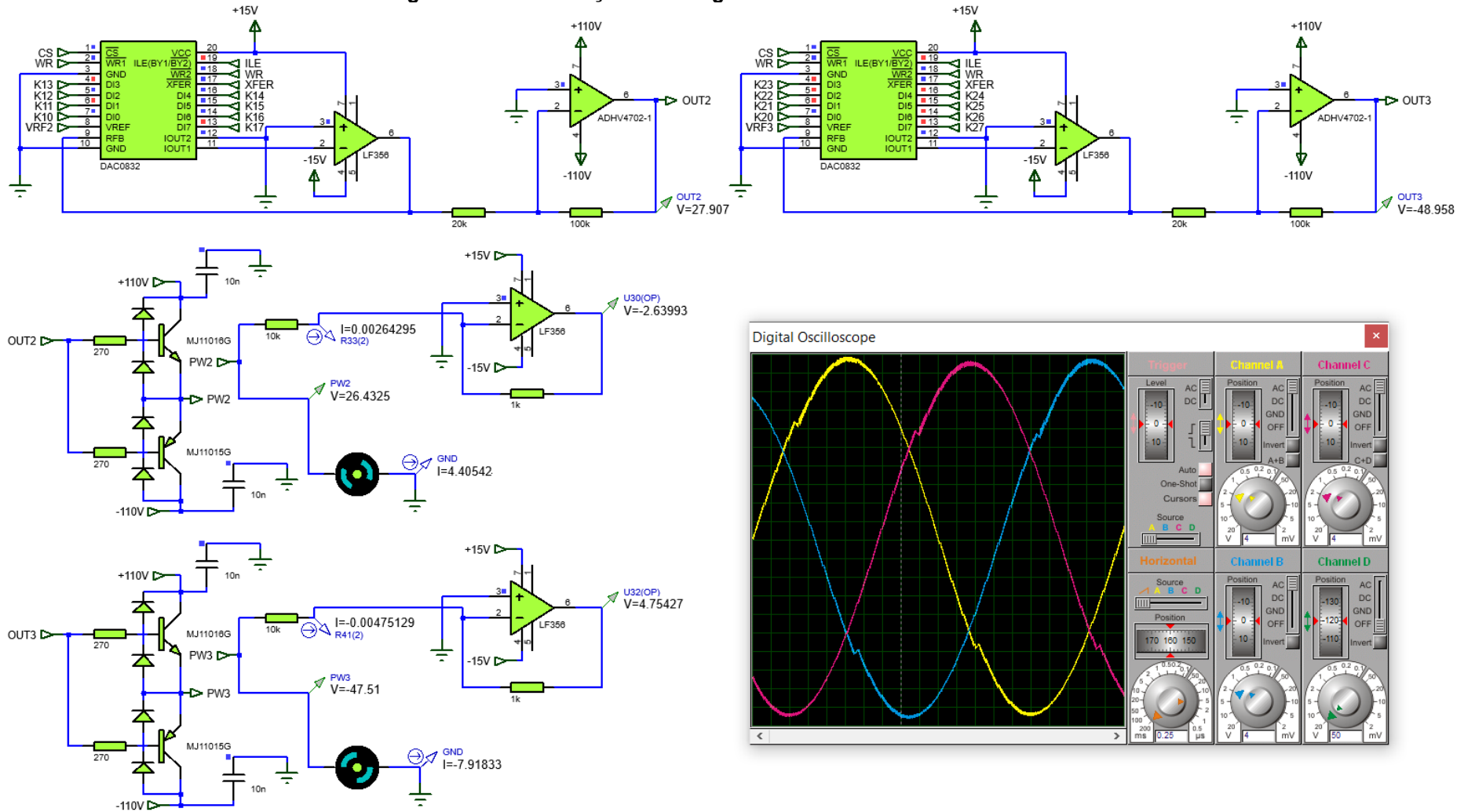
barreira de potencial na zona de depleção, que, como explicado anteriormente nesse trabalho, é de aproximadamente 1,4 V, já que a construção do transistor *Darlington* baseia-se na junção de dois transistores BJT, os quais possuem queda de tensão devido à barreira de potencial de aproximadamente 0,7 V, cada um. Essa queda de tensão já era esperada, uma vez que não existe componente físico livre de perdas resistivas ou de aquecimento.

Percebe-se também que há um comportamento estranho na onda na região entre 20 e 25 V, já que há um pequeno deslocamento da onda nessa região. Esse fenômeno ocorre em ambas as polaridades e se repete durante todo o ciclo energizado. Tal comportamento carece de estudos, uma vez que só poderemos determinar quais as causas do fenômeno quando o circuito estiver montado em placa de circuito impresso. Contudo, ainda que há uma pequena anormalidade no aspecto da onda após o acoplamento da carga de alta potência, é visível, pelas grandezas medidas na simulação, que foi possível obter altos ganhos de corrente com a alimentação da carga se mantendo estável.

Desde que a potência dissipada pelos transistores *Darlington* estejam dentro dos padrões informados por seu *datasheet* (300 W), a quinta hipótese foi corroborada por essa simulação. Os transistores *Darlington* podem ser alterados para transistores IGBT, que são componentes que podem suportar milhares de watts, como, por exemplo, o IXXK300N60B3, o qual possui capacidade de dissipar 2300 W e suporta tensões até 600 V e correntes até 300 A (IXYS, 2012). É possível, também, ampliar a corrente entregue à carga rearranjando outros transistores em paralelo aos já existentes. Para os circuitos de alta corrente, um sensor de efeito hall não invasivo pode ser inserido próximo a carga de forma que seja possível ao projetista realizar a leitura da corrente na carga de forma indireta, através de leitura de tensão pelo módulo sensor ADS1115.

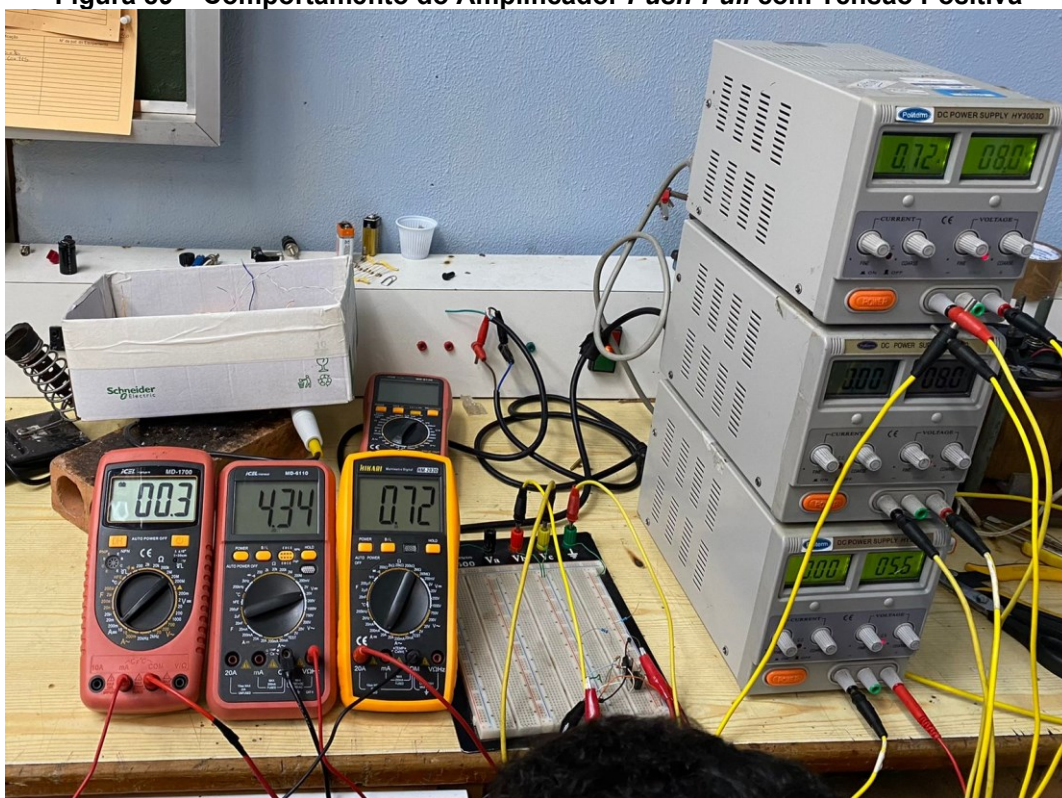
Para elucidar os resultados da simulação, um circuito de potência equivalente foi reproduzido em protoboard, com resistências que limitaram a corrente da carga em 1 A, de forma que o protoboard não fosse danificado por altas correntes desnecessariamente. A tensão de entrada foi limitada em 5,6 V, e o resistor utilizado foi de 5,6  $\Omega$ . A alimentação dos transistores *Darlington* ficou limitada em 8 V simétricos. As figuras 89 e 90 ilustram o comportamento do circuito quando uma tensão positiva e negativa é aplicada à entrada do amplificador *push-pull*, respectivamente.

Figura 88 – Alimentação das Cargas e Formas de Ondas Resultantes



Fonte: Autoria própria

Figura 89 – Comportamento do Amplificador *Push-Pull* com Tensão Positiva



Fonte: Autoria própria

Figura 90 – Comportamento do Amplificador *Push-Pull* com Tensão Negativa



Fonte: Autoria própria

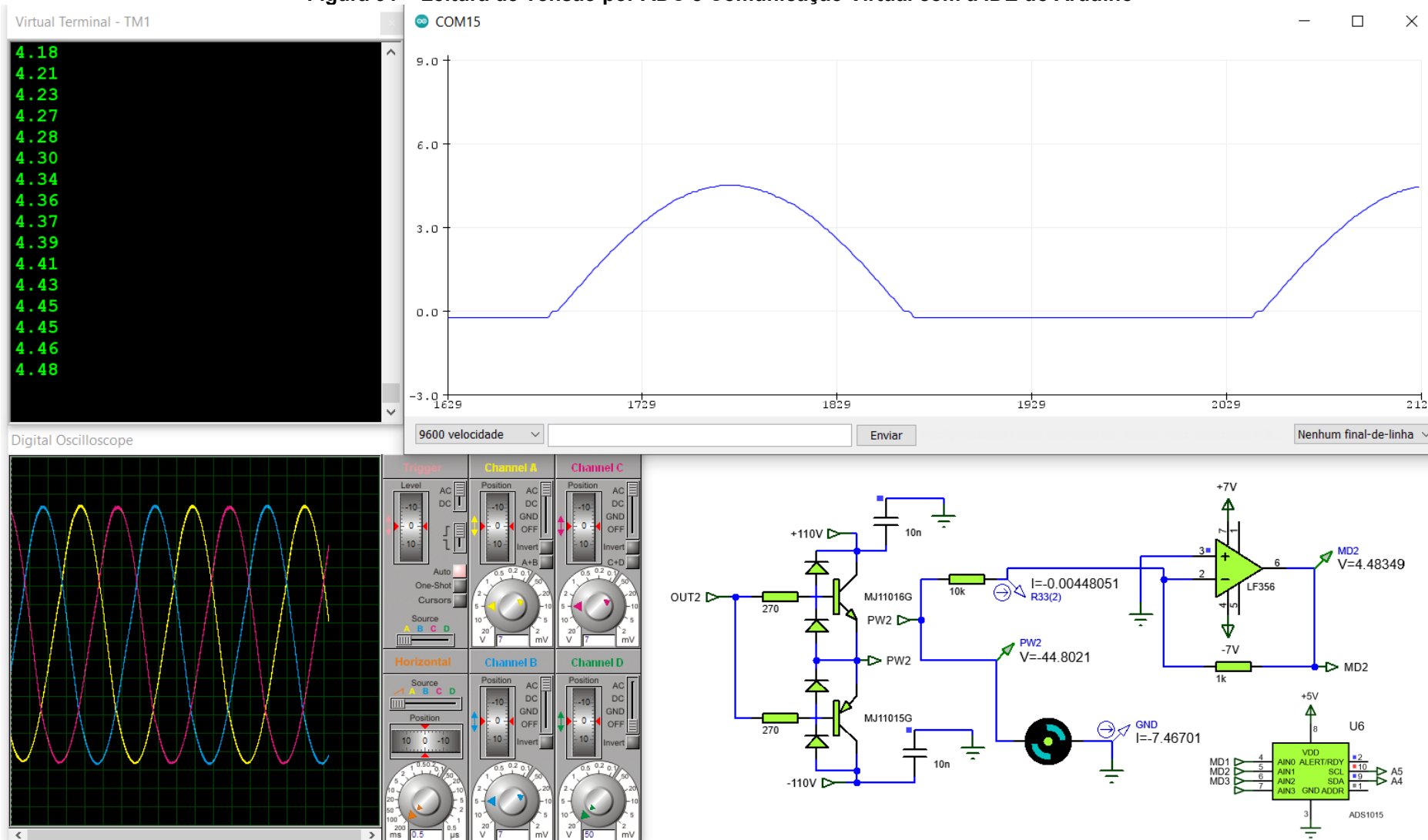
Neste circuito, a primeira e a segunda fontes de alimentação suprem os referenciais positivo e negativo do amplificador *push-pull*, respectivamente. A terceira fonte é a tensão de entrada do amplificador, que representa a saída do sinal amplificado do DAC. A primeiro multímetro tem a função de mostrar a corrente na entrada no amplificador *push-pull* e encontra-se na escala de 200 mA, o segundo multímetro apresenta a tensão submetida à carga e encontra-se na escala de 20 V e o terceiro multímetro mostra a corrente entregue à carga e encontra-se na escala de 20 A. Para ambas as componentes, vê-se que a corrente de entrada está limitada a 300  $\mu$ A. O ganho de corrente é corroborado quando observamos o valor da corrente na carga. Para a componente positiva, esse ganho foi de aproximadamente 2400 vezes. Desta forma, e idealmente falando, para correntes de entrada do amplificador na ordem de 20 mA, a corrente na saída ultrapassaria 40 A.

Um comportamento interessante a ser observado, pelo menos para baixas tensões, é que a tensão na saída foi deslocada: no circuito ideal, a queda de tensão em ambas as componentes seria simétrica de 1,5 V, devido às perdas internas dos transistores *Darlington*, ou seja, para a tensão de entrada de 5,6 V, observaríamos que a carga apresentaria a tensão de 4,1 V em ambas as polaridades. Contudo, o que se observou é que a componente positiva foi mais favorecida que a componente negativa, apresentando 1,26 V de queda de tensão, enquanto a componente negativa apresentou 1,71 V de queda de tensão. Se somarmos ambos os valores e dividirmos por 2, perceberemos que a média é de aproximadamente 1,49 V, que seria o esperado para o comportamento ideal. Isso pode ser explicado devido às características intrínsecas dos componentes ocasionada durante os processos de dopagem e falhas de fabricação, as quais tornam cada componente eletrônico em um componente com parâmetros único, e tais características podem favorecer uma componente do sinal em maior magnitude do que a outra componente.

Para cargas de baixa corrente, a leitura dessa corrente é realizada com os pinos do ADS1115 acoplados à saída dos amplificadores de transimpedância. Observe-se pelos valores simulados que a tensão na saída desses amplificadores retorna uma boa aproximação da corrente na entrada dos amplificadores, uma vez que a tensão na saída é o produto entre a corrente e o resistor de realimentação do amplificador operacional, com polaridade invertida, por se tratar de um amplificador inversor. Tendo posse da tensão na saída e sabendo que a resistência é fixa, podemos calcular com boa precisão a corrente que flui pela carga. Para os

exemplos da figura 88, o maior erro aproximado entre a corrente real medida e a tensão na saída do amplificador operacional é de apenas 0,12%. Algumas bibliografias e *datasheets* trazem ainda nessa configuração um capacitor em paralelo com o resistor de realimentação (TEXAS INSTRUMENTS, 2018), contudo tal componente deve ser dimensionado baseando-se na frequência do circuito e no valor da resistência de realimentação. Esse amplificador deve possuir alta impedância de entrada, como os amplificadores de tecnologia JFET, os quais apresentam impedâncias de entrada na ordem de T $\Omega$ . Além do mais, a tensão de saída do amplificador não deve ultrapassar 5 V, nem ser negativa, de modo que o ADC utilizado para realizar as leituras de tensão não seja danificado. A alimentação do amplificador deve ser suficiente para não saturá-lo quando a tensão na saída estiver próxima de 5 V. Uma última consideração acerca desse circuito deve ser exposta, uma vez que circuitos abertos possuem impedância infinita. É recomendável que se faça um chaveamento da entrada do amplificador de transimpedância diretamente para o terra do circuito caso nenhuma carga esteja conectada à essa entrada, de modo a garantir que a corrente na entrada seja nula. Foi percebido que se a entrada não fosse aterrada, o amplificador operacional ficava sobreaquecido, causando a queima do componente após algum tempo sem carga acoplada. Na figura 91 é mostrado a leitura da tensão do amplificador de transimpedância por parte do sensor ADS1115 e sua respectiva conversão. Nota-se que o conversor possui excelente resolução, já que a tensão convertida é igual à tensão na saída do amplificador. Esse módulo é interessante porque, além de possuir maior resolução que os ADCs internos à placa de desenvolvimento, pode ler as saídas das três fases de maneira simultânea, com apenas dois pinos da placa desenvolvedora. Uma comunicação virtual foi estabelecida entre o programa de simulação e a IDE da placa de desenvolvimento, através do uso de um pequeno programa chamado com0com, de forma que foi possível observar o comportamento da leitura da tensão através do ADS1115. Percebe-se que não é possível obter leituras das componentes negativas da tensão e, desta forma, faz-se necessário a implementação de um circuito inversor que será chaveado quando a componente negativa estiver presente. Basta dividirmos essa tensão por 1000, que, neste exemplo, é o valor da resistência de realimentação do amplificador de transimpedância, e saberemos com ótima precisão qual é o valor da corrente submetida à carga acoplada ao amplificador.

Figura 91 – Leitura de Tensão por ADC e Comunicação Virtual com a IDE do Arduino



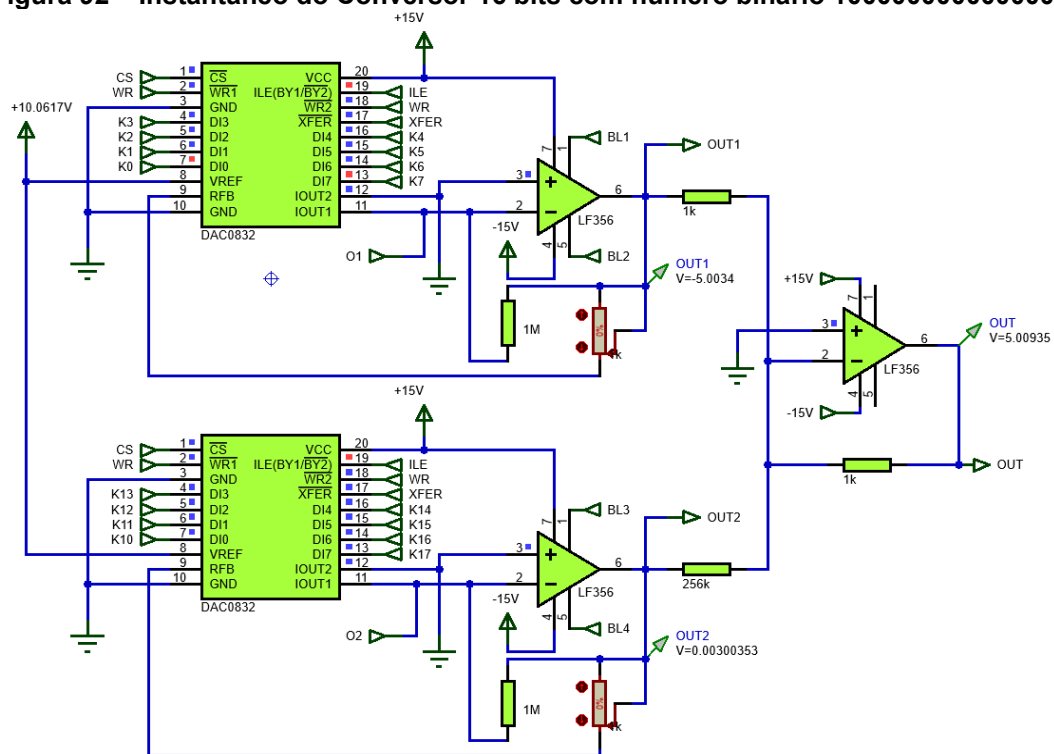
Fonte: Autoria própria

Os instantâneos abaixo referem-se ao estudo do aprimoramento da resolução dos DACs através do uso de amplificador operacional comparados. Infelizmente, o erro de *offset* continua presente nessa simulação, uma vez que não foi possível realizarmos essa correção interna ao *software* de simulação. Perceba que o erro de *offset* do amplificador comparador acaba sendo uma soma de todos os erros de *offset* dos amplificadores atuadores, por isso é imprescindível que todos os amplificadores operacionais tenham sua tensão de *offset* anuladas. Contudo, nos circuitos abaixo já mostramos a topologia para ajuste de escala cheia, o qual, segundo o *datasheet* do componente, melhora erros de linearidade devido aos desvios de tolerância dos resistores internos dos DACs. Ressaltando que os resistores de 1 k $\Omega$  e de 256 k $\Omega$  devem ser o mais próximo possível para não ocorrer desvios na saída do amplificador operacional. Tendo isso em mente, recomenda-se que sejam utilizados *trimpots* multivoltas, de maneira que seja possível ao projetista realizar correções mais acuradas nos valores das resistências.

Analisando a sequência de imagens, é possível concluir que a linearidade dos 8 bits MSB (aqueles acometidos ao DAC superior) possui o mesmo comportamento dos circuitos estudados anteriormente, entretanto o mesmo não ocorre com os 8 bits LSB. Nota-se que o incremento de aproximadamente 150  $\mu$ V (resolução do conversor de 16 bits para uma tensão de referência de 10 V) ocorre de maneira ordenada, o que permite ao circuito um ajuste fino de tensão, dando a possibilidade do sistema contornar os erros de linearidade acometidos aos bits MSB.

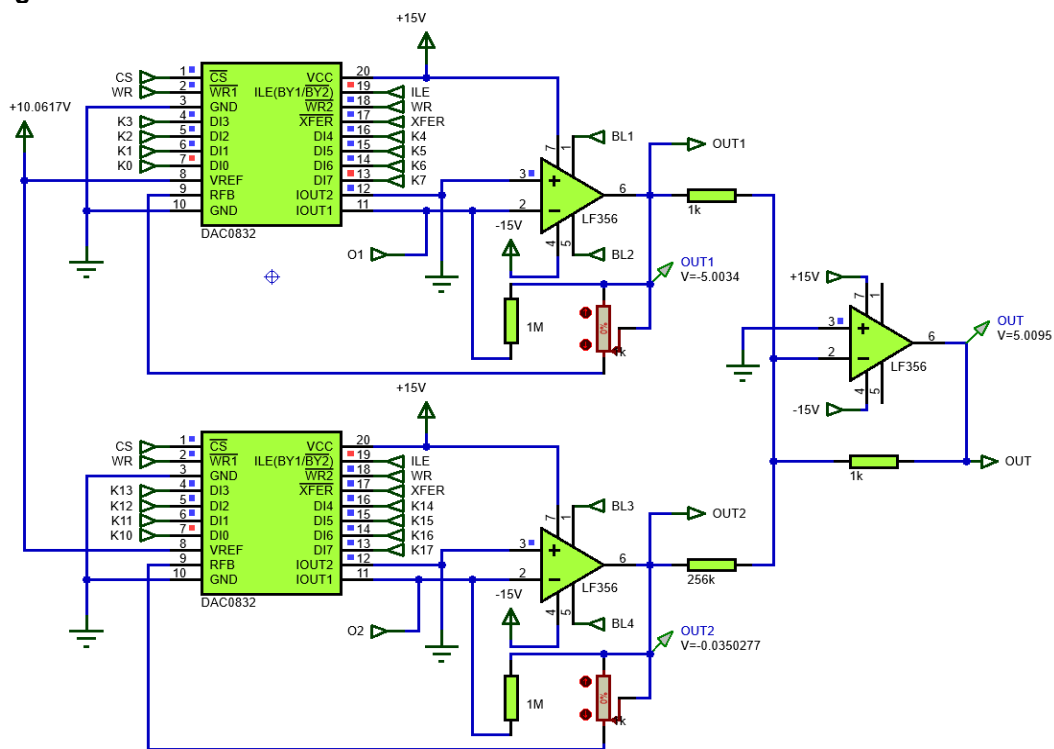
No instantâneo da figura 92, o número binário enviado aos DACs foi 1000000000000000. Para tal número binário e com a tensão de referência ajustada em 10 V, espera-se que a saída seja 5 V. Desconsiderando os erros de *offset* do sistema, a resposta foi satisfatória. Após o envio de um bit LSB, notamos no instantâneo da figura 93 que a tensão na saída variou apenas 150  $\mu$ V, o que era esperado devido ao aumento da resolução do sistema. No instantâneo da figura 94, um bit MSB é enviado, estando o sistema nesse instante acometido ao número binário 1000000100000001. Espera-se que, nesse instante, a saída, acrescida dos erros de *offset* iniciais visto no primeiro instantâneo, apresente o valor de 5,048565 V, porém já notamos que há um erro de linearidade de aproximadamente 0,002% provindo dos bits MSB.

Figura 92 – Instantâneo do Conversor 16 bits com número binário 1000000000000000



Fonte: Autoria própria

Figura 93 – Instantâneo do Conversor 16 bits com número binário 1000000000000001



Fonte: Autoria própria

No instantâneo seguinte da figura 95, um bit MSB e dois bits LSB foram enviados aos conversores, representando o número binário 1000001000000011 e,

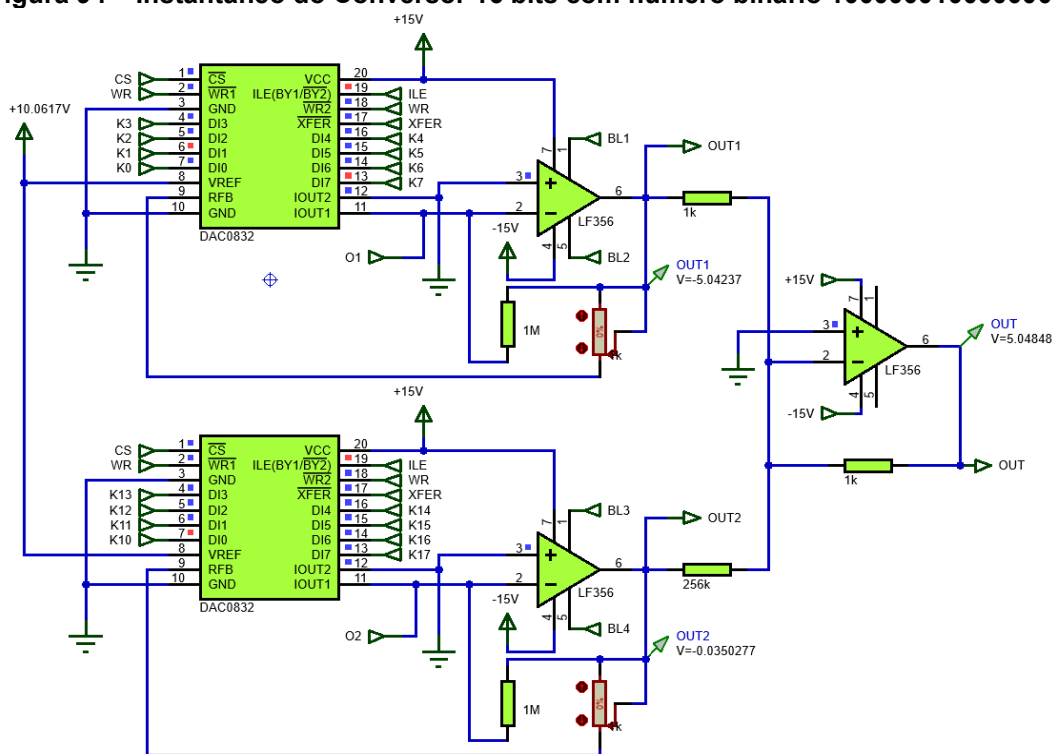


portanto, o valor de aproximadamente 5,078583 V. Acrescentando o erro de *offset* inicial, espera-se que a saída apresente o valor de 5,087933 V, contudo o erro de linearidade dos bits MSB diferem em aproximadamente 0,012% da tensão esperada.

No último instantâneo da figura 96, um bit LSB é enviado e percebe-se que o aumento na saída foi de 150  $\mu\text{V}$ , o que está coerente com o esperado devido à resolução desse sistema. Com base no estudo desses instantâneos, podemos concluir que a adição de um segundo DAC de forma que possamos aumentar a resolução do sistema pode não apresentar um comportamento ideal de linearidade perfeita, mas infere ao sistema a possibilidade de realizarmos ajustes finos na ordem de microvolts. Mesmo após o estágio de amplificação de tensão, esse ajuste fino continuará apresentando bons resultados, pois para tensões de saída de 100 V, o ajuste esperado estaria na ordem de 1,5 mV.

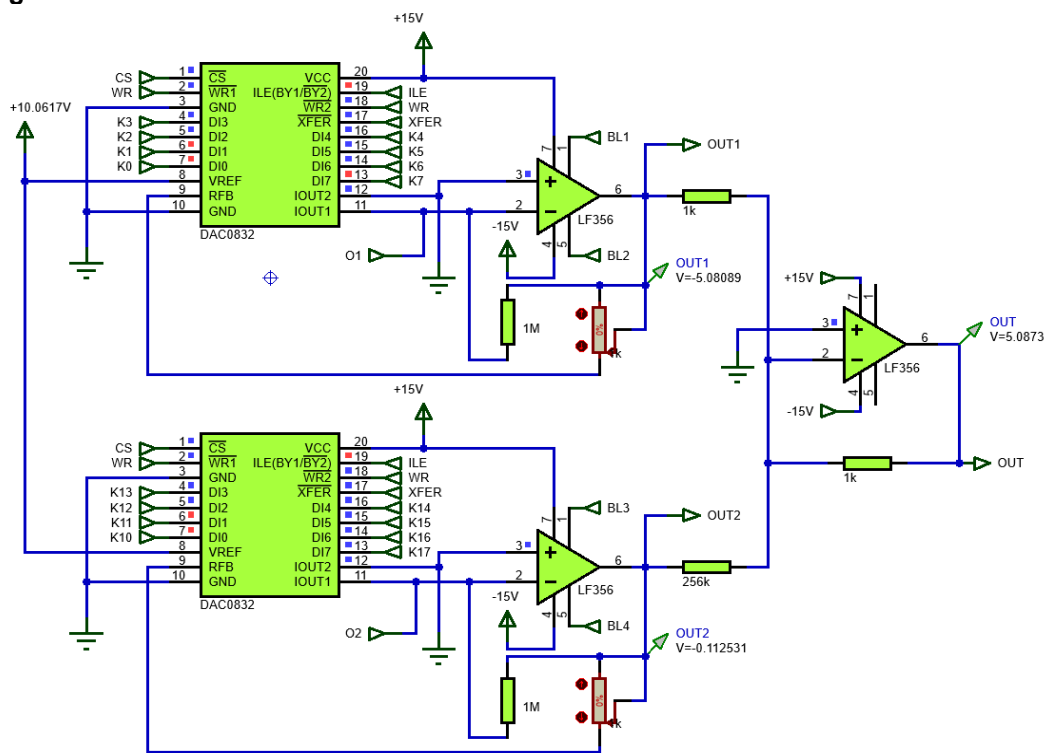
Essa melhoria infelizmente não seria bem aproveitada para a onda senoidal, uma vez que a frequência desse sinal está diretamente relacionada à resolução do sinal aplicado, porém pode ser aplicado aos outros formatos de onda em que a frequência não é um fator de impacto relevante.

**Figura 94 – Instantâneo do Conversor 16 bits com número binário 1000000100000001**



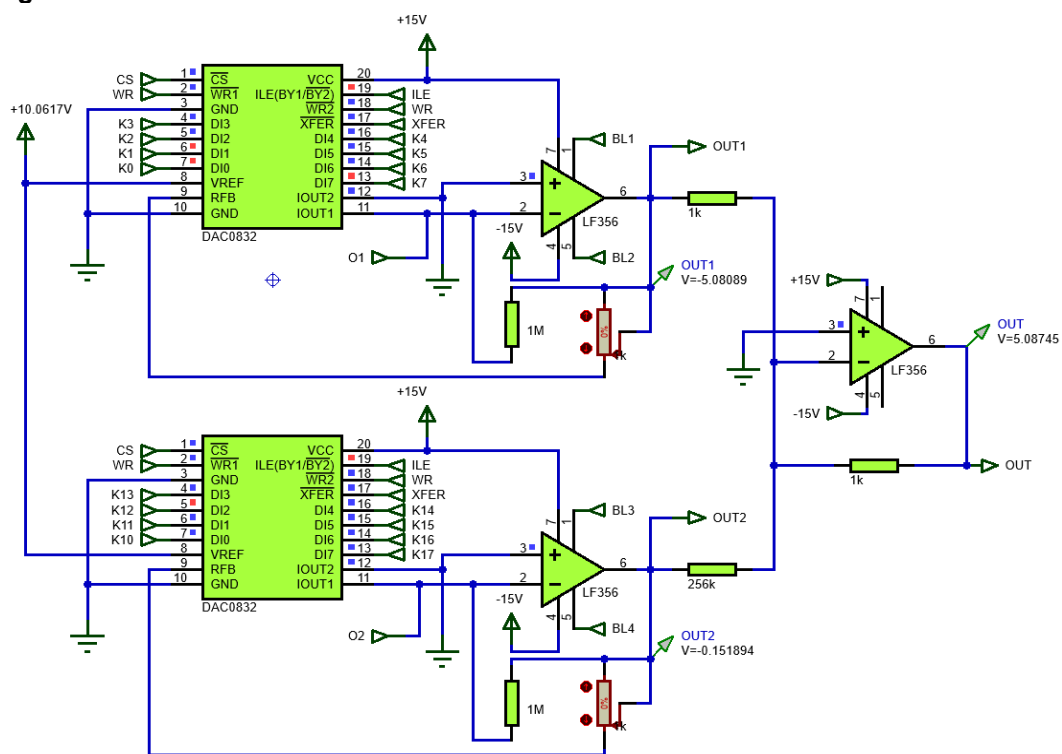
Fonte: Autoria própria

Figura 95 – Instantâneo do Conversor 16 bits com número binário 1000001000000011



Fonte: Autoria própria

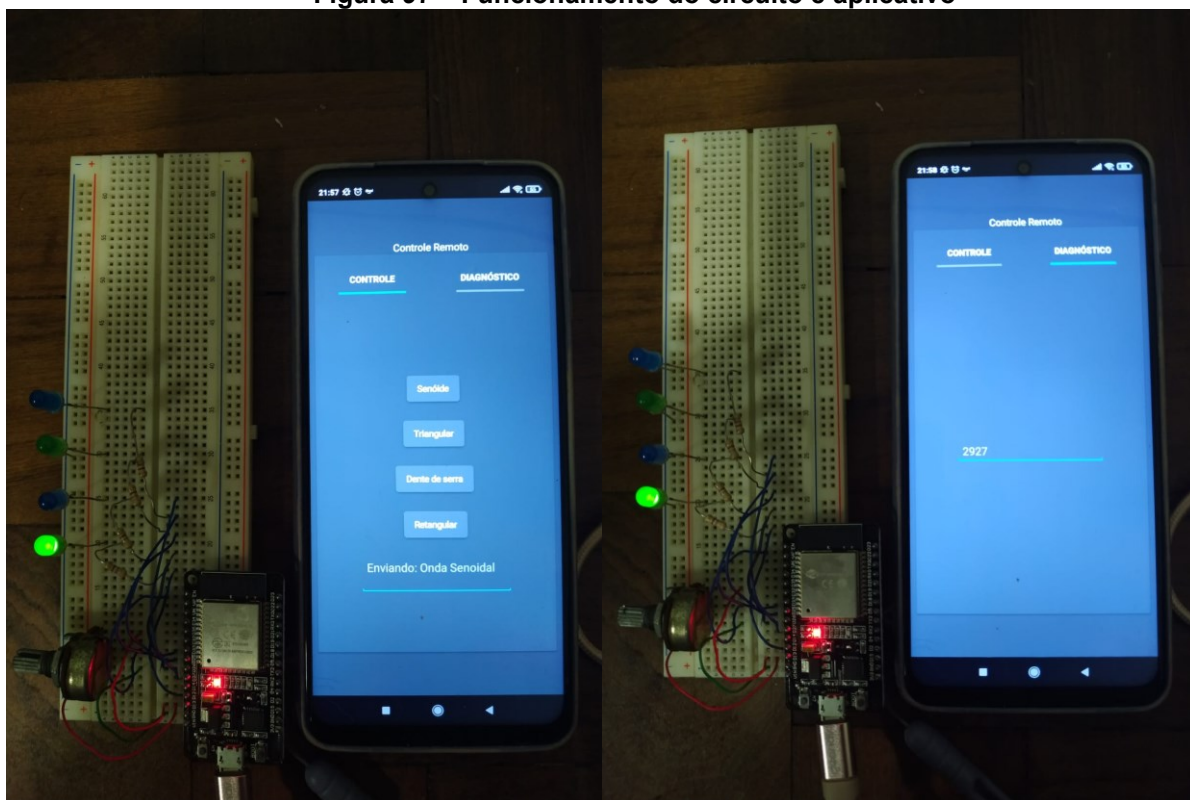
Figura 96 – Instantâneo do Conversor 16 bits com número binário 1000001000000100



Fonte: Autoria própria

Os resultados obtidos pela comunicação remota são apresentados na figura 97, a qual apresenta o programa desenvolvido pelo Android comunicando-se com o circuito de teste montado em protoboard que representa as sequências do programa principal de seleção de modos de operação dos módulos eletrônicos. Percebe-se que o *smartphone* enviou com sucesso o comando para ativação de uma função programada no ESP32, que, por sua vez, acionou um LED correspondente àquela função, representando o estado ativo dentro do código fonte do microcontrolador. Também é possível observar que, simultaneamente, o *smartphone* recebe a informação do valor digital da tensão submetida ao potenciômetro, através da leitura analógica do ESP32. Esse valor varia de 0 a 4095, pois foi utilizado um canal de 12 bits para a conversão analógico digital.

**Figura 97 – Funcionamento do circuito e aplicativo**



**Fonte: Autoria própria**

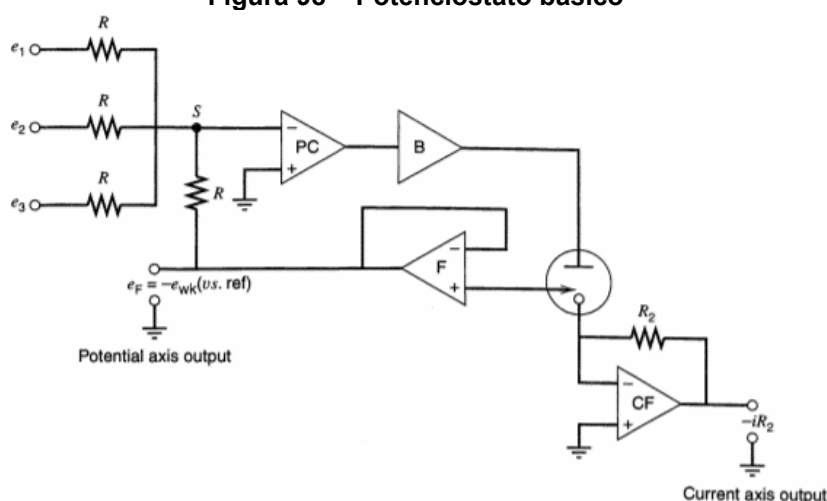
O preço estimado de produção é de R\$ 672,79, usando o ESP32. O apêndice D apresenta a tabela com os preços médios dos componentes utilizados nos módulos eletrônicos. A base de dados foi retirada de algumas lojas nacionais especializadas e de marketplaces, para aqueles componentes mais complexos e com maior valor agregado, ou que não foram encontrados nas lojas especializadas.

## 7 IMPLEMENTAÇÕES FUTURAS

O trabalho apresentado possui grande potencial para aplicação de outros módulos que o torna um equipamento flexível aos mais diversos métodos de instrumentação que podemos imaginar. Apenas com os módulos descritos nos capítulos anteriores, já é possível programarmos uma sexta função que torna o equipamento em um controlador PID, desde que alguns ajustes sejam implementados de forma que se torne possível ao microcontrolador fazer a aquisição de dados dos sensores e transdutores industriais. É claro que tal equipamento deve ser enclausurado em carcaça isolada de umidade e poeira, utilizando componentes mais robustos, o que torna a sua produção mais dispendiosa.

Para caracterização de células eletroquímicas (muitas vezes em estado líquido), utiliza-se um equipamento chamado de potenciostato (BARD; FAULKNER, 2001), apresentado na figura 98. O potenciostato possui uma aplicação bem ampla na caracterização de um material, pois através dele podemos obter diversas características do material analisado, como por exemplo a impedância do material em baixa e em alta frequência, as mudanças de fases que podem ocorrer devido às interações cristalinas do material e o comportamento do processo de oxidação e redução que ocorre em todas as células eletroquímicas.

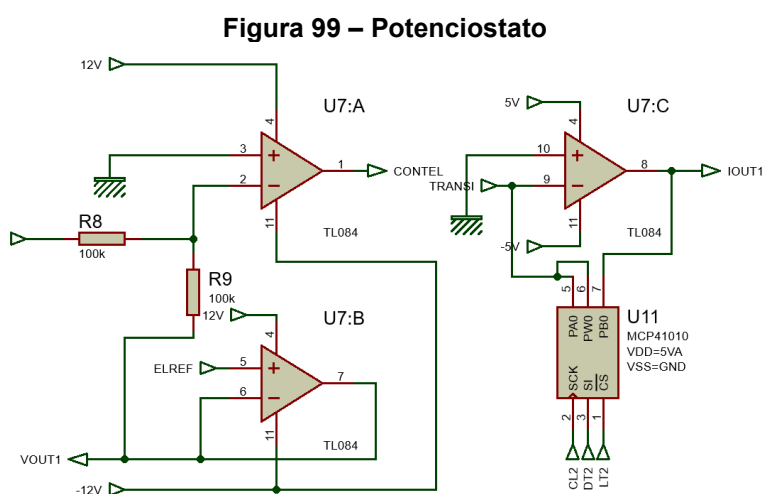
**Figura 98 – Potenciostato básico**



**Fonte: Bard & Faulkner (2001, p 643)**

Potenciostatos podem ser enxergados como fontes de alimentação aprimoradas, e são equipamentos utilizados para caracterização de células

eletroquímicas muitas vezes imersas em ácidos e outras soluções tóxicas, as quais possuem a função de servir como eletrólito de condução. Segundo Bard e Faulkner (2001), o princípio de funcionamento de um potenciostato baseia-se na permanência estática do potencial eletroquímico da célula enquanto ela sofre reações. Um eletrodo de referência de alta impedância, normalmente de prata/cloreto de prata - Ag/AgCl, observa esse potencial. Para que esse potencial seja mantido estático, a energia aplicada no contra-eletrodo pode variar significativamente, e através da leitura da corrente no eletrodo de trabalho podemos caracterizar essa célula eletroquímica. É importante destacar que, se o eletrodo de referência for conectado diretamente ao contra-eletrodo, o potenciostato se torna uma fonte de alimentação convencional, já que o potencial observado pelo eletrodo de referência é o mesmo potencial aplicado pelo contra-eletrodo. Com base nisso, propomos a construção de um módulo potenciostato com ajuste de escala de corrente conforme apresentado na figura 99.

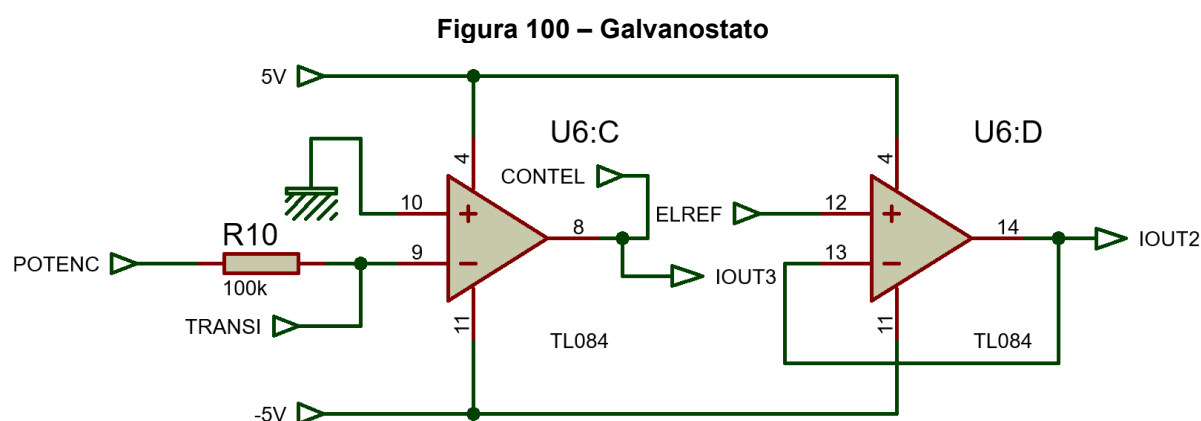


**Fonte: Autoria própria**

Normalmente os potenciostatos são integrados a um circuito chamado galvanostato. Enquanto o potenciostato controla o potencial em um eletrodo, o galvanostato controla a corrente que flui pela célula eletroquímica (BARD; FAULKNER, 2001). A operação é mais simplificada em relação ao potenciostato, pois nesse equipamento não há a necessidade de modular o potencial aplicado à célula em função do potencial medido pelo eletrodo de referência. Para Bard e Faulkner (2001), “em experimentos galvanostáticos, geralmente se está interessado no potencial do eletrodo de trabalho em relação a um eletrodo de referência, e os

circuitos são normalmente adicionados para permitir essa medição, mas não contribui para a função de controle”, em livre tradução (BARD; FAULKNER, 2001, p. 644). O módulo galvanostato proposto é apresentado na figura 100, e a corrente nesse módulo pode ser calculada através da equação (BARD; FAULKNER, 2001):

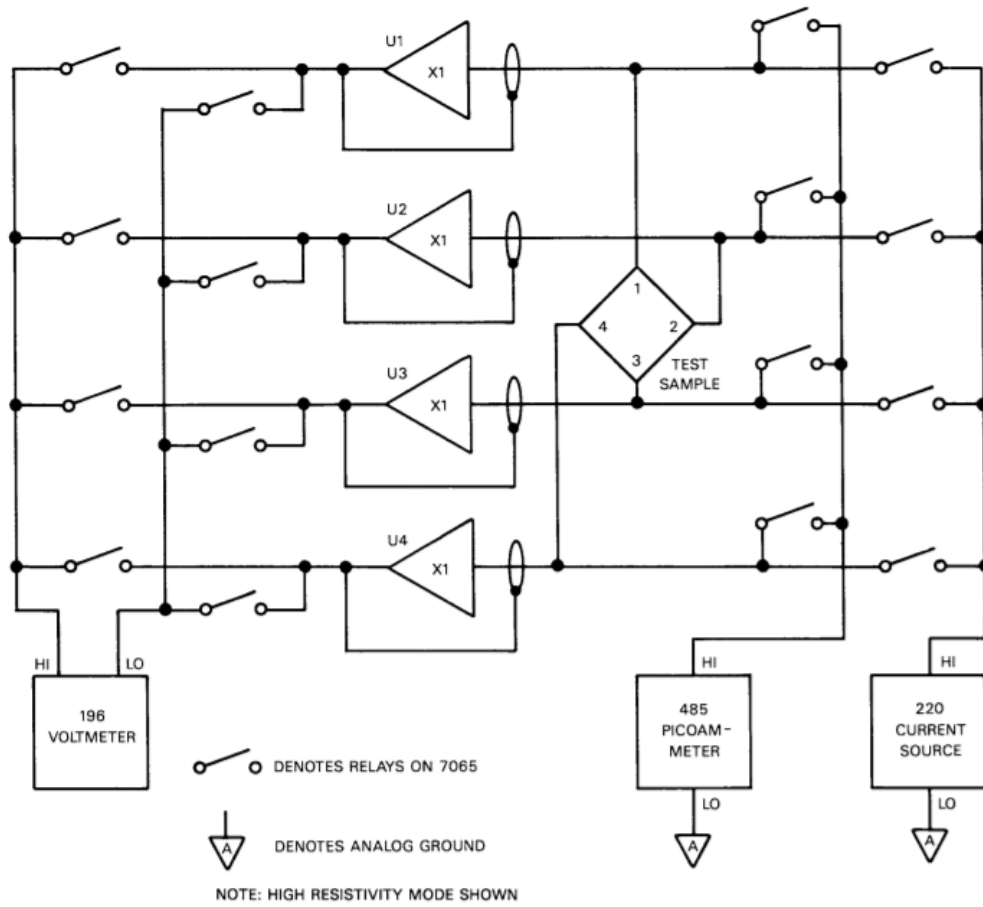
$$i_{cell} = -\frac{V_{in}}{R} \quad (27)$$



**Fonte: Autoria própria**

Algumas técnicas ainda consistem em realizar um levantamento de resistência de folha, resistividade e mobilidade de carga através da aplicação de um potencial em duas extremidades diagonais do material depositado sobre um substrato, geralmente em formato quadrático ou retangular, e verificar a corrente que flui por ele através das outras duas extremidades, também em diagonal. Um comutador Van de Pauw (LOOK, 1989), visto nas figuras 101 e 102, capaz de realizar esse levantamento, é um equipamento simples de ser integrado aos módulos apresentados, mas que traz uma série de possibilidades de caracterizações elétricas. Esse equipamento, como o próprio nome nos induz a concluir, opera comutando relés em conjunto síncrono quatro a quatro, de forma que dois extremos de uma amostra esteja sempre recebendo energia e outros dois extremos estejam sempre sendo medidos com um voltímetro e/ou amperímetro. Esse processo deve ocorrer nos quatro sentidos de aplicação de energia, conforme mostra a sequência de operações da figura 100, de forma que ao fim do processo, os dados coletados nos permitam calcular qual é a resistência de folha da amostra. Um processo similar, mas com o dobro de operações é realizado para o ensaio de efeito hall, porém para esse processo, necessitamos de um ímã acoplado acima da amostra.

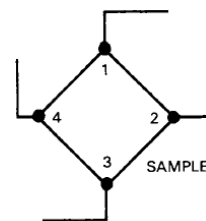
Figura 101 – Comutador Van der Pauw



Fonte: Tektronix (2009)

Figura 102 – Sequência de Operação Van der Pauw

Voltage Designation	Current Applied Between	Voltage Measured Between
V <sub>1</sub>	1-2	3-4
V <sub>2</sub>	2-1	3-4
V <sub>3</sub>	2-3	4-1
V <sub>4</sub>	3-2	4-1
V <sub>5</sub>	3-4	1-2
V <sub>6</sub>	4-3	1-2
V <sub>7</sub>	4-1	2-3
V <sub>8</sub>	1-4	2-3

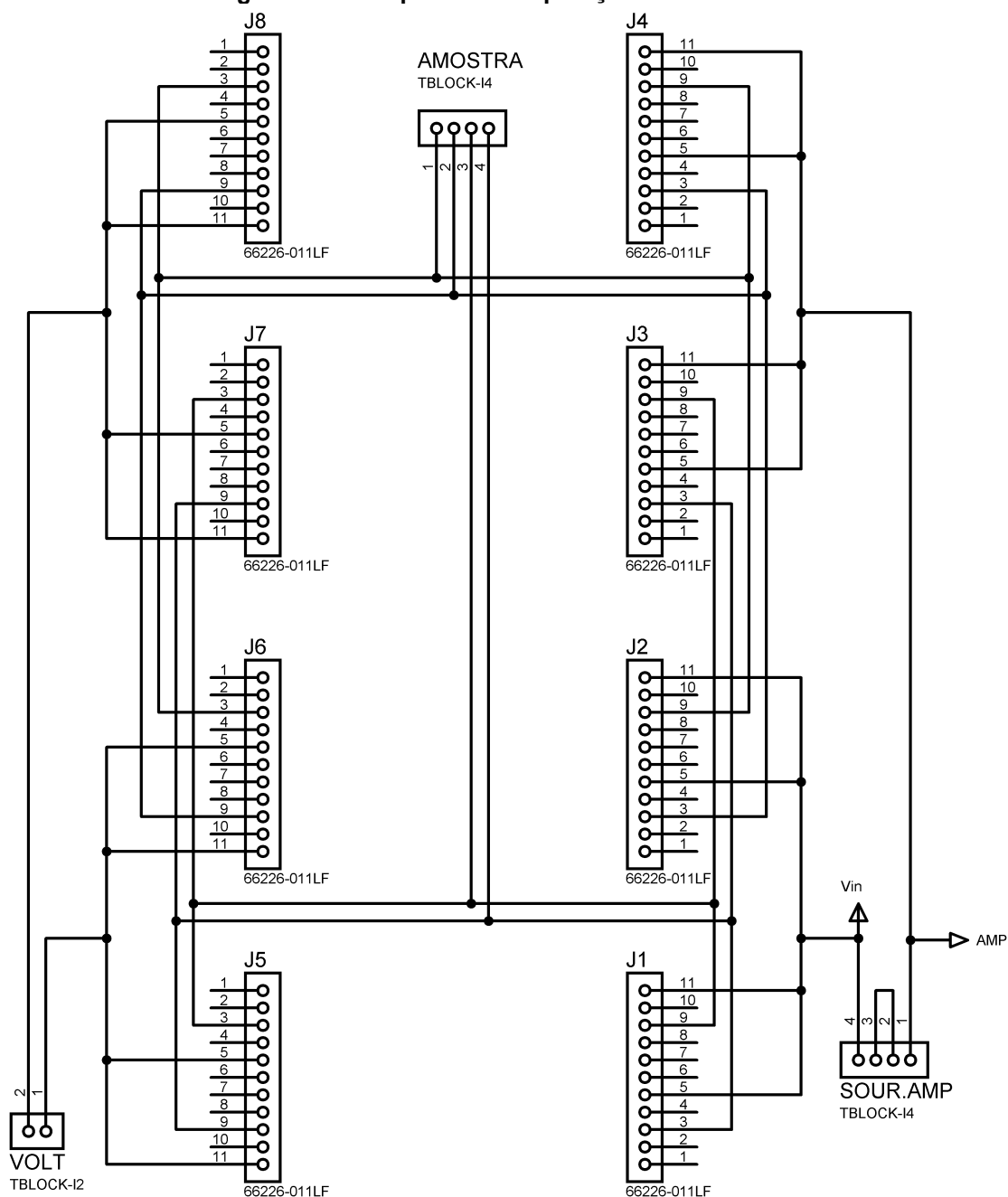


usar as 16 portas relés pra girar os contatos na amostra

Fonte: Adaptado de Tektronix (2009)

O circuito da figura 103 foi baseado no circuito da página 46 do manual de instruções do equipamento da (TEKTRONIX, 2009) e foi montado para testes.

**Figura 103 – Sequência de Operação Van der Pauw**

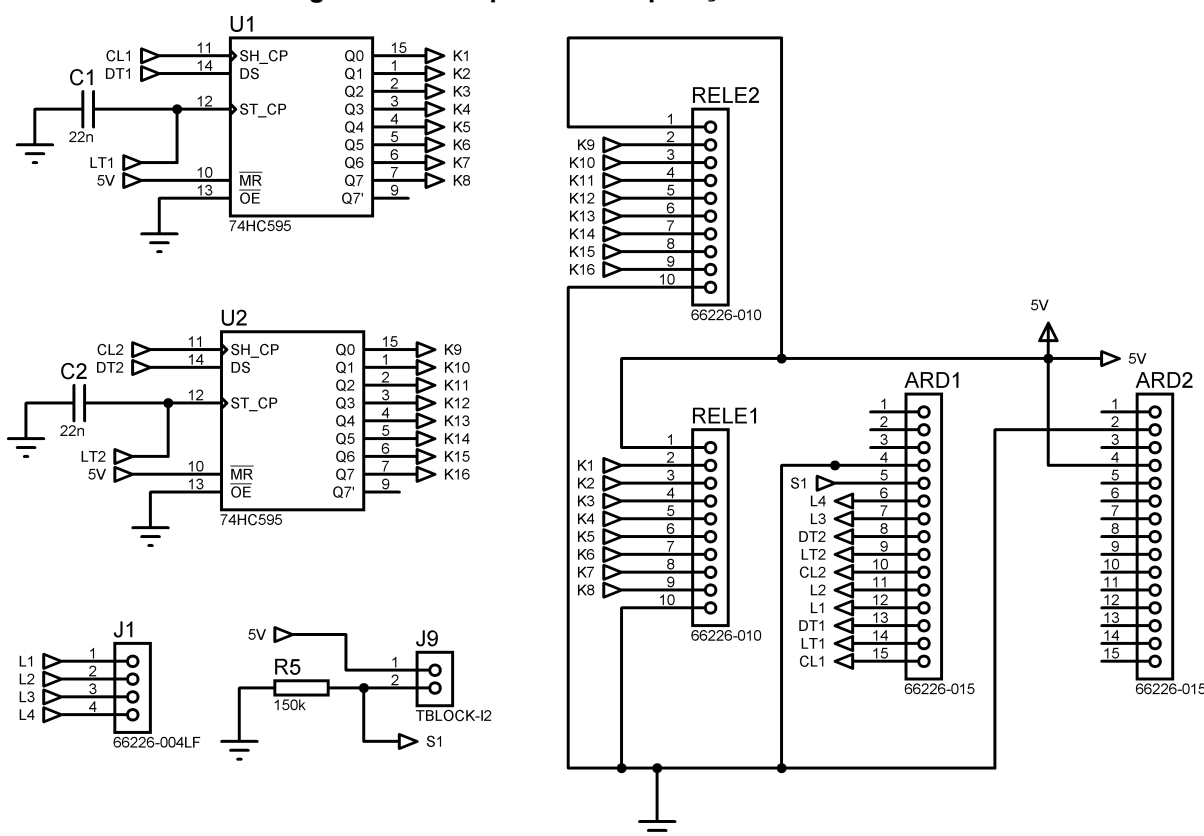


**Fonte: Autoria própria**

Pequenas modificações foram feitas neste circuito para que o mesmo funcione de maneira automatizada. O circuito correspondente é apresentado na figura 104. Uma placa de desenvolvimento Arduino Nano é responsável pela comutação dos relés do circuito. A comutação ocorre por um clique no teclado de um PC, por um tempo determinado ou por um botão externo, encontrado na carcaça do equipamento.



Figura 104 – Sequência de Operação Van der Pauw



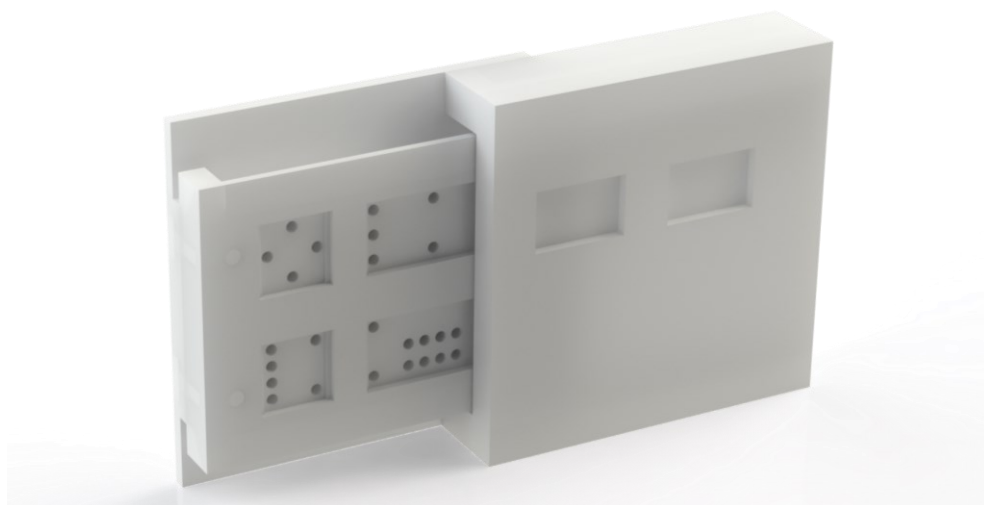
Fonte: Autoria própria

Essas comutações são visualizadas por LEDs, que indicam em qual sentido a corrente está fluindo e em quais contatos, através de ligações intermitentes que ocorrem em fila na direção do potencial aplicado. Como o Arduino Nano não possui saídas suficientes para o acionamento de todos os relés, dois registradores de deslocamento (U1 e U2) foram acoplados ao circuito, com o intuito de sanar essa deficiência e, também, de criar uma comutação síncrona dos relés, já que, diferente do microcontrolador que aciona uma saída após a outra sem a manipulação de ports, aciona todas as saídas simultaneamente.

Tal circuito foi transferido para uma placa de circuito impresso e posteriormente soldado a dois módulos de 8 relés, encontrados a venda como acessório complementar da placa de desenvolvimento Arduino. As barras de pinos denominadas de RELE1 e RELE2 nos circuitos apresentados na figura 104 equivalem as ligações por jumpers que unem o circuito de automação ao circuito de comutação.

Um porta-amostras foi desenvolvido para essa função e pode ser impresso, conforme ilustrado na figura 105.

**Figura 105 – Sequência de Operação Van der Pauw**



**Fonte: Autoria própria**

Os eletrodos posicionados para aplicação de energia e medição são pinos pogo, apresentados na figura 106.

**Figura 106 – Pinos Pogo**



**Fonte: Adaptado de Mill-Max (2020)**

Tais pinos possuem molas que permitem que seu ponto de contato seja deslocado e, por esse motivo, não danificam a superfície da amostra por não exercerem grandes pressões.

## 8 CONCLUSÃO

O presente trabalho apresentou a proposta de desenvolvimento de um equipamento de instrumentação, responsável pela alimentação e controle de potência de cargas que exigem alta corrente e alta tensão. O equipamento é separado por módulos e, devido a essa flexibilidade, diversos módulos especiais com funções específicas podem ser acoplados. Uma vez que os módulos são controlados por placas de desenvolvimento capazes de se comunicar aos mais diversificados protocolos de rede, como o Wi-Fi e o Bluetooth, foi sugerido uma aplicação onde o equipamento possa operar de maneira remota, enviando e recebendo dados em tempo real através de *smartphone*.

Além das flexibilidades citadas acima, o projetista pode desenhar alguns tipos de onda que tenha interesse, seja alternada ou contínua, pois o módulo de controle conta com DACs para reprodução de tensão enviados pelo microcontrolador. O projeto preliminar já traz cinco formas de ondas programadas, que são as ondas comumente encontradas em geradores de funções, mas a gama de aplicação não se limita a apenas tais ondas. Porém, nem todo o processo é perfeito, pois existem erros associados à linearidade e às tensões de *offset* dos amplificadores e dos DACs, que torna o trabalho de diminuir os erros do equipamento bastante árduo, já que todos os amplificadores e DACs devem ser compensados. Contudo, ainda que existam tais erros, esses erros são irrisórios, atingindo menos de 0,5%, mesmo sem a anulação das tensões de *offset*. Na prática, atingir valores eficazes para essa configuração não é tão trivial, pois os resistores de comparação devem ser os mais precisos possível. Esse aperfeiçoamento também não seria útil para ondas que dependem da frequência para funcionamento, pois foi mostrado que quando o circuito foi montado em protoboard, a resolução e o número de bytes enviados interferem diretamente na frequência da onda. Para casos em que a frequência ultrapasse 60 Hz, a resolução do sistema é drasticamente afetada, pois menores números de pontos serão enviados aos DACs.

O sistema foi projetado para ter três saídas, de modo que é possível projetar ondas trifásicas defasadas ou não. Mostramos nesse trabalho que ondas senoidais defasadas em 120° foram reproduzidas apresentando bom aspecto geral das ondas. Para garantir que a carga seja alimentada em alta potência, ainda existe um estágio

de amplificação de tensão na saída dos DACs, onde fez-se o uso de amplificadores em modo inversor, e um estágio de ganho de corrente, que pode ser obtido através do acoplamento de um circuito amplificador *push-pull*, desde que os limites dos transistores *Darlington* sejam respeitados. Para o estágio de ganho de tensão, pode ser uma tarefa difícil encontrar amplificadores operacionais que possuam capacidade para converter tensões acima de 25 V, porém o projetista pode trabalhar com transistores diretamente para realizar a elevação da tensão. O ganho de tensão é selecionado por potenciômetro digital, de modo que o processo de seleção se torne automatizado, sem a necessidade de regulação de *trimpots* toda vez que o projetista decidir modificar os ganhos do circuito. Os mesmos componentes são utilizados para automatizar o processo de seleção da tensão de referência dos DACs e a faixa de leitura de corrente dos amplificadores de transimpedância, circuito capaz de retornar a corrente que flui por uma carga de baixa potência com alta exatidão através de leitura indireta de tensão, realizada por um ADC, que envia tais valores ao microcontrolador. Para cargas de alta corrente, um sensor de efeito hall não invasivo pode ser utilizado.

Vale lembrar que apesar dos circuitos simulados terem resultado em ótimos aspectos, a montagem do equipamento pode apresentar comportamentos divergentes àqueles simulados. Um exemplo disso ocorreu durante a montagem do equipamento em protoboard, quando testamos a hipótese de que a polaridade da tensão na saída seguiria a tensão de referência, aprimorando o circuito encontrado no *datasheet* sem custo de resolução. O circuito de chaveamento resultava em curto-circuito, e tal comportamento carece de estudos, já que essa situação não foi prevista nem pelo simulador. Para corrigirmos o problema, acoplamos amplificadores seguidores de tensão aos circuitos chaveados, de forma a garantir alta impedância no momento da comutação.

Após e durante o desenvolvimento da comunicação por *smartphone*, notou-se que o ESP32 atendeu bem as necessidades, desempenhando a comunicação de forma robusta. Claro que tanto o aplicativo quanto a placa de desenvolvimento dependem da qualidade da internet local e do nível de sinal do Wi-Fi. Já o *software* DroidApp apresenta certas limitações para o desenvolvimento, porém é um *software* que pode ser acessado pelo próprio navegador e testado no celular, o que facilitou a execução desta simples simulação.

O projeto tem potencial para se tornar um equipamento para aplicações científicas de baixo custo. Um pedido de patente será depositado junto ao INPI. Um vídeo foi produzido para que os interessados no trabalho possam verificar os resultados simulados. Tal vídeo pode ser acessado através do link: <https://youtu.be/bTap2TMhgR4>.

## REFERÊNCIAS

- ALEXANDER, C. K., SADIKU, M. N. O. **Fundamentos de Circuitos Elétricos**, 5° ed. Porto Alegre: AMGH, 2013. 874 p.
- ANALOG DEVICES. **AD7541A**: 12-Bit Monolithic Multiplying DAC, Rev. C. Datasheet. Analog Devices, 2017. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7541A.pdf>. Acesso em 15/07/2021
- ANALOG DEVICES. **ADHV4702-1**: 24 V to 220 V Precision Operational Amplifier. Datasheet. Analog Devices, 2020. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adhv4702-1.pdf>. Acesso em 14/05/2022
- ARDUINO. **Arduino Nano**. Tech Informations. Arduino, 2021. Disponível em: <https://store-usa.arduino.cc/products/arduino-nano>. Acesso em 25/11/2021
- ARDUINO. **attachInterrupt()**. Arduino Reference Page, 2021. Disponível em: <https://www.arduino.cc/reference/pt/language/functions/external-interrupts/attachinterrupt>. Acesso em 12/05/2022
- ARDUINO. Digital Pins. Arduino Reference Page, 2022. Disponível em: <https://docs.arduino.cc/learn/microcontrollers/digital-pins>. Acesso em 12/05/2022
- ARDUINO. Easy IOT – Remotely Controlling ESP32 Using an Android App. Arduino Reference Page, 2022. Disponível em: <https://create.arduino.cc/projecthub/benjineering/easy-iot-remotely-controlling-esp32-using-an-android-app-99a1dd>. Acesso em 11/03/2022
- ARDUINO. **Serial to Parallel Shifting-Out with a 74HC595**. Arduino Reference Page, 2022. Disponível em: <https://docs.arduino.cc/tutorials/communication/guide-to-shift-out>. Acesso em 12/05/2022
- ATMEL. **ATmega328P**: 8-bit AVR Microcontroller with 32K Bytes In-System Programmable Flash. Datasheet. Atmel, 2015. Disponível em: [https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-7810-Automotive-Microcontrollers-ATmega328P\\_Datasheet.pdf](https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-7810-Automotive-Microcontrollers-ATmega328P_Datasheet.pdf). Acesso em 25/11/2021
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 6023**: informação e documentação: referências: elaboração. Rio de Janeiro, 2002. (modelo de referência com autoria coletiva)
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência**, 6° ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2006. 315 p.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência**: Projeto de Fontes Chaveadas. Florianópolis: Edição do Autor, \_\_\_\_\_. 332 p.
- BARD, A. J. FAULKNER, L. R. **Electrochemical methods**: fundamentals and applications, 2nd ed. New York: Wiley, 2001. 833 p.
- BEAUMONT, James J. *et al.* **Lung Cancer Mortality in Workers Exposed to Sulfuric Acid Mist and Other Acid Mists**. Journal of the National Cancer Institute, v. 79, n. 5, p. 911-921, 1987.

BOLTON, W. **Instrumentation and Control Systems**. 3 ed. Reino Unido: Newnes, 2021. 369 p.

BOYLESTAD, R. L., NASHELSKY, L. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**, 11° ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2013. 766 p.

BOYLESTAD, R. L. **Introdução à Análise de Circuitos**, 12° ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2012. 959 p.

BRAGA, N. C. **Fontes de Alimentação**. São Paulo: Saber, 2005. 236 p.

CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**, 5° ed. Porto Alegre: AMGH, 2013. 684 p.

CORTEZ, D. F. **Parte 2 - Retificador Monofásico de Onda Completa com Carga R**. Youtube, 15 de set. de 2018. Disponível em: <https://www.youtube.com/watch?v=MIQUHOoCmK8>. Acesso em: 28/10/2021.

DE OLIVEIRA, S. **Internet das Coisas com ESP8266, Arduino e Raspberry Pi**. 1° ed. São Paulo: NOVATEC, 2009. 256 p.

DEL TORO, V. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. Rio de Janeiro: LTC, 1994. 550 p.

DEVELOPER, A. **Guia do usuário Android**. 2021. Disponível em: <https://developer.android.com/studio/intro?hl=pt-br>. Acesso em: 11 nov 2021.

DOKU. **IR Remote Controlled Home Automation Using Arduino**. 2019. Disponível em: <https://doku.pub/documents/ir-remote-controlled-home-automation-using-arduino-5lwopxend2qj>. Acesso em 26/11/2021

EIC SEMI. **KBPC5000 – KBPC5010**: Silicon Bridge Rectifiers. Datasheet. EIC Semi, 2012. Disponível em: [http://www.eicsemi.com/datasheet/KBPC5000\\_10.pdf](http://www.eicsemi.com/datasheet/KBPC5000_10.pdf). Acesso em 11/05/2022

ELECTRONICS TUTORIALS. **Class AB Amplifiers**. Disponível em: <https://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/class-ab-amplifier.html>. Acesso em 15/07/2021

ESPRESSIF SYSTEMS. **ESP32 Series**, Ver. 3.8. Datasheet. Espressif Systems, 2021. Disponível em: [https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32\\_datasheet\\_en.pdf](https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_datasheet_en.pdf). Acesso em 25/11/2021

ESPRESSIF SYSTEMS. **ESP32 Series**, Ver. 4.6. Technical Reference Manual. Espressif Systems, 2021. Disponível em: [https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32\\_technical\\_reference\\_manual\\_en.pdf](https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_technical_reference_manual_en.pdf). Acesso em 25/11/2021

GAVIM, A.E.X. **Dispositivos Eletrocrômicos com Base em PEDOT:PSS – Deposição por Rolos e a Influência da Distribuição do Eletrólito na Eficiência do Dispositivo**, Dissertação (Mestrado). Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Física e Astronomia. Curitiba, 2018. 90 p.

GAVIM, A.E.X., SANTOS, G.H., DE SOUZA, E.H., RODRIGUEZ, P.C., FLORIANO, J.B., KAMIKAWACHI, R.C., DE DEUS, J.F., MACEDO, A.G., **Influence of Electrolyte**

**Distribution in PEDOT:PSS Based Flexible Electrochromic Devices**, Chemical Physics Letters (2017)

GAVIM, A.E.X. *et al.* (2019). **Water-Suspended MoO<sub>3</sub> Nanoparticles Prepared by Lasis and Fast Processing as Thin Film by Ultrasonic Spray Deposition**. Solar Energy Materials and Solar Cells, 200(), 109986–.

GENERAL SEMICONDUCTOR. **BC337, BC338**: Small Signal Transistors (NPN). Datasheet. General Semiconductor, 1998. Disponível em: <https://html.alldatasheet.com/html-pdf/61933/GE/BC337/19/1/BC337.html>. Acesso em 15/07/2021

GODOI, M. G. de; ARAÚJO, L. S. **A INTERNET DAS COISAS: evolução, impactos e benefícios**. Revista Interface Tecnológica, [S. l.], v. 16, n. 1, p. 19-30, 2019. Disponível em: <https://revista.fatectq.edu.br/index.php/interfacetecnologica/article/view/538>. Acesso em: 28 nov. 2021.

H. SHIRAKAWA, E. J., LOUIS, A. G., MACDIARMID, C. K., CHIANG, A. J. HEEGER. J. Chem. Soc., Chem. Commun., 1977, 578-580

INMETRO. **Vocabulário Internacional de Metrologia**: Conceitos fundamentais e gerais e termos associados (VIM 2012). 1 ed. Duque de Caxias, RJ: INMETRO, 2012. 94 p.

INTERSIL. **AD7541**: 12-Bit, Multiplying D/A Converter. Datasheet. Intersil, 2002. Disponível em: [https://www.mouser.com/catalog/specsheets/intersil\\_fn3107.pdf](https://www.mouser.com/catalog/specsheets/intersil_fn3107.pdf). Acesso em 15/07/2021

IXYS. **IXXK300N60B3/IXXX300N60B3**: Extreme Light Punch Through IGBT for 10-30kHz Switching. Datasheet. Ixys Corporation, 2012. Disponível em: [https://br.mouser.com/datasheet/2/240/ixyss06623\\_1-2272155.pdf](https://br.mouser.com/datasheet/2/240/ixyss06623_1-2272155.pdf). Acesso em 14/05/2022

LECHETA, R. R. **Aprenda a criar aplicações para dispositivos móveis com o Android SDK**. 4° ed. São Paulo: NOVATEC, 2009.

LOOK, D. C. **Electrical Characterization of GaAs Materials and Devices**. New York: Wiley, 1989. 280 p.

MALVINO, A., BATES, D. J. **Eletrônica**, Vol. 1, 8° ed. Porto Alegre: AMGH, 2016. 567 p.

MALVINO, A., BATES, D. J. **Eletrônica**, Vol. 2, 8° ed. Porto Alegre: AMGH, 2016. 567 - 1009 p.

MARKUS, O. **Sistemas Analógicos**: Circuitos com Diodos e Transistores, 8° ed. São Paulo: Érica, 2008. 374 p.

MARQUES, A. E. B., CHOUERI JR, S., CRUZ, E. C. A. **Dispositivos Semicondutores**: Diodos e Transistores, 4° ed. São Paulo: Érica, 1998. 389 p.

MATHWORKS. **MATLAB Support Package for Arduino Hardware**. MathWorks, 2021. Disponível em: <https://www.mathworks.com/help/supportpkg/arduinoio/index.html>. Acesso em 25/11/2021

MATHWORKS. **Set up and Configure ESP32 Hardware**. MathWorks, 2022. Disponível em: <https://www.mathworks.com/help/supportpkg/arduinoio/ug/configure-setup-for-esp32-hardware.html>. Acesso em 11/03/2022



MAXIM. **MX7541**: CMOS 12 Bit Multiplying D/A Converter, Rev. 1. Datasheet. Maxim, 1995. Disponível em: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MX7541.pdf>. Acesso em 15/07/2021

METALTEX. **Relé Miniatura AX**. Datasheet. Metaltex, 2022. Disponível em: <https://www.metaltex.com.br/assets/produtos/pdf/ax.pdf>. Acesso em 11/05/2022

MICROCHIP. **MCP41XXX/42XXX**: Single/Dual Digital Potentiometer with SPI™ Interface. Datasheet. Microchip, 2003. Disponível em: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/11195c.pdf>. Acesso em 15/07/2021

MOURA, L., CAMARGO, G. **Impacto econômico e social do Android no Brasil**. Bain & Company. 2019.

NOVOSELOV, K. S., GEIM, A. K. *et al.* (2004) **Electric Field Effect in Atomically Thin Carbon Films**, Science 306(5696): 666–669.

ON-SEMICONDUCTOR. **MJ11028, MJ11030, MJ11032 (NPN) MJ11029, MJ11033 (PNP)**: High Current Complementary Silicon Power Transistor, Rev. 6. Datasheet. On Semiconductor, 2008. Disponível em: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/mj11028-d.pdf>. Acesso em 15/07/2021

PERTENCE JUNIOR, A. **Eletrônica Analógica**: amplificadores operacionais e filtros ativos. 6. ed. Porto Alegre: Bookman, 2003. 304 p.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência**: Dispositivos, Circuitos e Aplicações, 4° ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2014. 853 p.

STMICROELECTRONICS. **BTA12**: 12 A Snubberless™, logic level and standard Triacs. Datasheet. STMicroelectronics, 2019. Disponível em: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/t1250.pdf>. Acesso em 11/05/2022

TEKTRONIX. **Model 7065 Hall Effect Card Instruction Manual**. Cleveland. Tektronix. 2009. Disponível em: <https://www.tek.com/default-accessory-series-manual/model-7065-hall-effect-card-instruction-manual>. Acesso em 15/07/2021

TEXAS INSTRUMENTS. **µA78xx**: Fixed Positive Voltage Regulators, Rev. P. Datasheet. Texas Instruments, 2015. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/slvs056p/slvs056p.pdf>. Acesso em 25/11/2021

TEXAS INSTRUMENTS. **ADS111X**: Ultra-Small, Low-Power, I<sup>2</sup>C-Compatible, 860-SPS, 16-Bit ADCs With Internal Reference, Oscillator, and Programmable Comparator. Datasheet. Texas Instruments, 2018. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1114.pdf>. Acesso em 25/11/2021

TEXAS INSTRUMENTS. **DAC0808**: 8-Bit D/A Converter, Rev. A. Datasheet. Texas Instruments, 1999. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/dac0808.pdf>. Acesso em 15/07/2021

TEXAS INSTRUMENTS. **DAC0830/DAC0832**: 8-Bit µP Compatible, Double-Buffered D to A Converters. Datasheet. Texas Instruments, 2002. Disponível em: <https://datasheet.octopart.com/DAC0832LCN-National-Semiconductor-datasheet-14101993.pdf>. Acesso em 11/05/2022

TEXAS INSTRUMENTS. **LF356-MIL**: JFET Input Operational Amplifier. Datasheet. Texas Instruments, 2017. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lf356-mil.pdf>. Acesso em 11/05/2022

TEXAS INSTRUMENTS. **LM317**: 3-Terminal Adjustable Regulator, Rev. Y. Datasheet. Texas Instruments, 2020. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317.pdf>. Acesso em 25/11/2021

TEXAS INSTRUMENTS. **LM35**: 5 Precision Centigrade Temperature Sensors, Rev. H. Datasheet. Texas Instruments, 2017. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm35.pdf>. Acesso em 25/11/2021

TEXAS INSTRUMENTS. **OPA380**: Precision, High-Speed Transimpedance Amplifier, Rev. G. Datasheet. Texas Instruments, 2007. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa380.pdf>. Acesso em 15/07/2021

TEXAS INSTRUMENTS. **SNx4HC595**: 8-Bit Shift Registers With 3-State Output Registers, Rev. J. Datasheet. Texas Instruments, 2021. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74hc595.pdf>. Acesso em 25/11/2021

TEXAS INSTRUMENTS. **Transimpedance amplifier circuit**. Analog Engineer's Circuit: Amplifiers. Texas Instruments. Dallas, 2018. 5 p. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/an/sboa268a/sboa268a.pdf>. Acesso em 11/05/2022

TOCCI, R. J., WIDMER, N. S., MOSS, G. L. **Sistemas Digitais: Princípios e Aplicações**, 12° ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2018. 1034 p.

UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley**, 7° ed. Porto Alegre: AMGH, 2014. 708 p.

VIEIRA SEGUNDO, J.E.D. VILAR, E.O. **Grafeno: Uma revisão sobre propriedades, mecanismos de produção e potenciais aplicações em sistemas energéticos**. Revista Eletrônica de Materiais e Processos, 11(2):54–57, 2016.

WANG, L., CHEN, W., CHEN, K., HE, R., ZHOU, W. **The Research on the Signal Generation Method and Digital Pre-Processing Based on Time-Interleaved Digital-to-Analog Converter for Analog-to-Digital Converter Testing**. Appl. Sci. 2022, 12, 1704. <https://doi.org/10.3390/app12031704>

## **APÊNDICE A - Código Fonte para Integração dos Módulos**

```

#include <SPI.h>
#include <Wire.h>
#include <Adafruit_ADS1X15.h>

const int latchPin = 4;
const int dataPin = 5;
const int clockPin = 6;
const int latchPin2 = 7;
const int dataPin2 = 9;
const int clockPin2 = 8;
const int menuP = 2;
const int menuN = 3;
const int pot1 = 10;
const int pot2 = 12;
const int pot3 = A0;

bool ref = false;
bool ref1 = false;
bool ref2 = true;
int r2 = 16;
int r1 = 8;
int r = 2;
bool ciclo = false;
int valor1 = 0;
int valor2 = 0;
int valor3 = 0;
int index = 0;
int comuta = 0;
float vref = 10.0;
float ads_bit_Voltage;
unsigned long periodoAgora = 0;
unsigned long periodoAntes = 0;

Adafruit_ADS1015 ads;

void setup() {

  pinMode(latchPin,OUTPUT);
  pinMode(clockPin,OUTPUT);
  pinMode(dataPin,OUTPUT);
  pinMode(latchPin2,OUTPUT);

  pinMode(clockPin2,OUTPUT);
  pinMode(dataPin2,OUTPUT);
  pinMode(pot1,OUTPUT);
  pinMode(pot2,OUTPUT);
  pinMode(pot3,OUTPUT);

  attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(menuP), modoP, RISING);

  attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(menuN), modoN, RISING);

  digitalWrite(latchPin2, LOW);
  shiftOut(dataPin2, clockPin2,
  MSBFIRST, 28);
  digitalWrite(latchPin2, HIGH);

  SPI.begin();
  ads.begin();
  Serial.begin(9600);
  Serial.println("Ola pessoas!");

  ads.setGain(GAIN_TWOTHIRDS); //
  2/3x gain +/- 6.144V 1 bit = 3mV
  0.1875mV (default)
  // ads.setGain(GAIN_ONE); // 1x
  gain +/- 4.096V 1 bit = 2mV
  0.125mV
  // ads.setGain(GAIN_TWO); // 2x
  gain +/- 2.048V 1 bit = 1mV
  0.0625mV
  // ads.setGain(GAIN_FOUR); // 4x
  gain +/- 1.024V 1 bit = 0.5mV
  0.03125mV
  // ads.setGain(GAIN_EIGHT); // 8x
  gain +/- 0.512V 1 bit = 0.25mV
  0.015625mV
  // ads.setGain(GAIN_SIXTEEN); //
  16x gain +/- 0.256V 1 bit = 0.125mV
  0.0078125mV

  MCP41100(pot1,32);
  // MCP41100(pot2,255);
  // MCP41100(pot3,255);

```

```

}

void loop() {

  int16_t adc0, adc1, adc2, adc3;
  float volts0, volts1, volts2, volts3;

  switch (comuta) {
    case 0:
      senoide();
      break;
    case 1:
      triangulo();
      break;
    case 2:
      denteserra();
      break;
    case 3:
      quadrado();
      break;
    case 4:
      continuo();
      break;
    case 5:
      livre();
      break;
    default:
      senoide();
      break;
  }

  else if(comuta==3)
    Serial.println("Quadrado");
  else if(comuta==4)
    Serial.println("Constante");
  else if(comuta==5)
    Serial.println("Livre");
  else{
    comuta = 0;
    Serial.println("Inválido");
  }
}

  adc0 =
ads.readADC_SingleEnded(0);
  adc1 =
ads.readADC_SingleEnded(1);
  adc2 =
ads.readADC_SingleEnded(2);
  //adc3 =
ads.readADC_SingleEnded(3);

  volts0 = ads.computeVolts(adc0);
  volts1 = ads.computeVolts(adc1);
  volts2 = ads.computeVolts(adc2);
  //volts3 = ads.computeVolts(adc3);

  //Serial.println(volts0);
  Serial.println(volts1);
  //Serial.println(volts2);
}

if (Serial.available() > 0) {

  comuta = Serial.parseInt();
  while(Serial.read() >= 0);
  if(comuta==0)
    Serial.println("Senoide");
  else if(comuta==1)
    Serial.println("Triangulo");
  else if(comuta==2)
    Serial.println("Dente de serra");

  void continuo() {

    valor1 = 255;
    valor2 = 255;
    valor3 = 0;

    digitalWrite(latchPin, LOW);
    shiftOut(dataPin, clockPin,
    MSBFIRST, valor3);
  }
}

```

```

    shiftOut(dataPin,          clockPin,
    MSBFIRST, valor2);
    shiftOut(dataPin,          clockPin,
    MSBFIRST, valor1);
    digitalWrite(latchPin, HIGH);

    int estado = 38;
    digitalWrite(latchPin2, LOW);
    shiftOut(dataPin2,         clockPin2,
    LSBFIRST, estado);
    digitalWrite(latchPin2, HIGH);
}

void quadrado() {

    periodoAgora = micros();

    if(periodoAgora-periodoAntes <=
    100000){

        valor1 = 255;
        valor2 = 0;
        valor3 = 0;

        digitalWrite(latchPin, LOW);
        shiftOut(dataPin,          clockPin,
        MSBFIRST, valor3);
        shiftOut(dataPin,          clockPin,
        MSBFIRST, valor2);
        shiftOut(dataPin,          clockPin,
        MSBFIRST, valor1);
        digitalWrite(latchPin, HIGH);

    } else if(periodoAgora-periodoAntes >
    100000 && periodoAgora-
    periodoAntes <= 200000){

        valor1 = 0;
        valor2 = 255;
        valor3 = 0;

        digitalWrite(latchPin, LOW);
        shiftOut(dataPin,          clockPin,
        MSBFIRST, valor3);
        shiftOut(dataPin,          clockPin,
        MSBFIRST, valor2);
        shiftOut(dataPin,          clockPin,
        MSBFIRST, valor1);
        digitalWrite(latchPin, HIGH);

    } else {

        periodoAntes = periodoAgora;

    }

    int estado = 38;
    digitalWrite(latchPin2, LOW);
    shiftOut(dataPin2,         clockPin2,
    LSBFIRST, estado);
    digitalWrite(latchPin2, HIGH);

}

void senoide() {

    float pi = 3.141593;
    int lag = 120;

    //periodoAgora = micros();

    //if(periodoAgora-periodoAntes >= 1){

        valor1 = sin(pi/180.0*index)*255.0;
        valor2 = sin(pi/180.0*index +
        lag*pi/180)*255.0;
        if (valor2 < 0)
            valor2 = valor2*(-1);
        valor3 = sin(pi/180.0*index +
        2*lag*pi/180)*255.0;
        if (valor3 < 0)
            valor3 = valor3*(-1);
        digitalWrite(latchPin, LOW);
        shiftOut(dataPin,          clockPin,
        MSBFIRST, valor3);
    }
}

```

```

    shiftOut(dataPin,          clockPin,
MSBFIRST, valor2);
    shiftOut(dataPin,          clockPin,
MSBFIRST, valor1);
    digitalWrite(latchPin, HIGH);

    index++;
    //periodoAntes = periodoAgora;

//}

if (index == 121){

    ref2 = !ref2;
    if(ref2 == false)
        r2 = 32;
    else
        r2 = 16;
}

else if (index == 61){

    ref1 = !ref1;
    if(ref1 == false)
        r1 = 8;
    else
        r1 = 4;
}

else if (index >= 181){

    ref = !ref;
    index = 0;
    if(ref == false)
        r = 2;
    else
        r = 1;
}

    int estado = r2+r1+r;
    digitalWrite(latchPin2, LOW);
    shiftOut(dataPin2,          clockPin2,
LSBFIRST, estado);
    digitalWrite(latchPin2, HIGH);

}

void triangulo() {

    periodoAgora = micros();

    if(periodoAgora-periodoAntes >= 1){

        valor1 = index;
        valor2 = index;
        valor3 = 0;
        digitalWrite(latchPin, LOW);
        shiftOut(dataPin,          clockPin,
MSBFIRST, valor3);
        shiftOut(dataPin,          clockPin,
MSBFIRST, valor2);
        shiftOut(dataPin,          clockPin,
MSBFIRST, valor1);
        digitalWrite(latchPin, HIGH);

        periodoAntes = periodoAgora;
        if(ciclo == false)
            index++;
        else
            index--;

    }

    if(ciclo == false && index == 255){

        ciclo = true;

    } else if(ciclo == true && index == 0){

        ciclo = false;

```

```

}
    shiftOut(dataPin2,          clockPin2,
    LSBFIRST, estado);
    digitalWrite(latchPin2, HIGH);
}

int estado = 38;
digitalWrite(latchPin2, LOW);
shiftOut(dataPin2,          clockPin2,
    LSBFIRST, estado);
digitalWrite(latchPin2, HIGH);

}

void denteserra() {
    periodoAgora = micros();

    if(periodoAgora-periodoAntes >= 1){

        valor1 = index;
        valor2 = index;
        valor3 = 0;
        digitalWrite(latchPin, LOW);
        shiftOut(dataPin,          clockPin,
    MSBFIRST, valor3);
        shiftOut(dataPin,          clockPin,
    MSBFIRST, valor2);
        shiftOut(dataPin,          clockPin,
    MSBFIRST, valor1);
        digitalWrite(latchPin, HIGH);

        periodoAntes = periodoAgora;
        index++;

    }

    if(index == 255){

        index = 0;

    }

    int estado = 38;
    digitalWrite(latchPin2, LOW);
    shiftOut(dataPin2,          clockPin2,
    LSBFIRST, estado);
    digitalWrite(latchPin2, HIGH);

}

void livre() {

    if (Serial.available() > 0) {

        int rec = Serial.parseInt();
        while(Serial.read() >= 0);
        if (rec < 256){
            valor1 = rec;
            valor2 = rec;
        } else {
            valor1 = 0;
            valor2 = 0;
            comuta = 0;
        }
    }

    valor3 = 0;
    digitalWrite(latchPin, LOW);
    shiftOut(dataPin,          clockPin,
    MSBFIRST, valor3);
    shiftOut(dataPin,          clockPin,
    MSBFIRST, valor2);
    shiftOut(dataPin,          clockPin,
    MSBFIRST, valor1);
    digitalWrite(latchPin, HIGH);

    int estado = 38;
    digitalWrite(latchPin2, LOW);
    shiftOut(dataPin2,          clockPin2,
    LSBFIRST, estado);
    digitalWrite(latchPin2, HIGH);

}

void modoP() {

```



```

comuta++;
if(comuta > 5)
  comuta = 0;

if(comuta==0)
  Serial.println("Senoide");
else if(comuta==1)
  Serial.println("Triangulo");
else if(comuta==2)
  Serial.println("Dente de serra");
else if(comuta==3)
  Serial.println("Quadrado");
else if(comuta==4)
  Serial.println("Constante");
else if(comuta==5)
  Serial.println("Livre");

}

void modoN() {

  comuta--;
  if(comuta < 0)
    comuta = 5;

  if(comuta==0)
    Serial.println("Senoide");
  else if(comuta==1)
    Serial.println("Triangulo");
  else if(comuta==2)
    Serial.println("Dente de serra");
  else if(comuta==3)
    Serial.println("Quadrado");
  else if(comuta==4)
    Serial.println("Constante");
  else if(comuta==5)
    Serial.println("Livre");
}

void MCP41100(const int pino, int res){

  digitalWrite(pino, LOW);
  SPI.transfer(B00010001);
  SPI.transfer(res);
  digitalWrite(pino, HIGH);

}

```

**APÊNDICE B - Código Fonte para Circuito Van der Pauw**

```

const int clockPin1 = 12;
const int latchPin1 = 11;
const int dataPin1 = 10;
const int clockPin2 = 7;
const int latchPin2 = 6;
const int dataPin2 = 5;
const int led1 = 9;
const int led2 = 8;
const int led3 = 4;
const int led4 = 3;
const int sw = 2;
int next = 0;
int aux = 0;
int VdP = 0;
unsigned long pulseTime = 0;

```

```

void setup(){

  pinMode(sw, INPUT);
  pinMode(led1, OUTPUT);
  pinMode(led2, OUTPUT);
  pinMode(led3, OUTPUT);
  pinMode(led4, OUTPUT);
  pinMode(clockPin1, OUTPUT);
  pinMode(clockPin2, OUTPUT);
  pinMode(latchPin1, OUTPUT);
  pinMode(latchPin2, OUTPUT);
  pinMode(dataPin1, OUTPUT);
  pinMode(dataPin2, OUTPUT);
  shift(255,255);
  Serial.begin(9600);
  ledson();
  delay(1500);
  ledsoff();

```

```

  Serial.println("Selecione modo de
operacao: 1 - Van der Pawn. 2 - Mob.
de Hall. 3 - Med. 4 pontas.");
  Serial.println("Ou: 1 - Pressione
rapidamente o botao para Van der
Pawn. 2 - Segure o botao por até");
  Serial.println(" 3 segundos para Mob.
de Hall. 3 - Segure-o por até 6
segundos para Med. 4 pontas.");
  Serial.println(" ");
  mode();
}

```

```

void loop(){

  int data1 = 0;
  int data2 = 0;
  int recData = 0;

  if(VdP == 1){

    switch(next){

      case 1: //2 -> 1
        data1=183; //1011 0111
        data2=222; //1101 1110
        break;

      case 2: //2 -> 3
        data1=189; //1011 1101
        data2=231; //1110 0111
        break;

      case 3: //3 -> 2
        data1=219; //1101 1011
        data2=231; //1110 0111

```

```

    break;
case 4: //3 -> 4
    data1=222; //1101 1110
    data2=123; //0111 1011
    break;
case 5: //4 -> 3
    data1=237; //1110 1101
    data2=123; //0111 1011
    break;
case 6: //4 -> 1
    data1=231; //1110 0111
    data2=189; //1011 1101
    break;
case 7: //1 -> 4
    data1=126; //0111 1110
    data2=189; //1011 1101
    break;
case 8: //1 -> 2
    data1=123; //0111 1011
    data2=222; //1101 1110
    Serial.println("Ciclo completo.
Retornando ao primeiro ciclo.");
    Serial.println(" ");
    next=0;
    break;
default: //1 -> 2
    data1=123; //0111 1011
    data2=222; //1101 1110
    break;
}

}

else if(VdP == 2){

switch(next){
    case 1: //3 -> 1
        data1=215; //1101 0111
        data2=190; //1011 1110
        break;
    case 2: //2 -> 4
        data1=190; //1011 1110
        data2=125; //0111 1101
        break;
    case 3: //4 -> 2
        data1=235; //1110 1011
        data2=125; //0111 1101
        break;
    case 4: //1 -> 3
        data1=125; //0111 1101
        data2=190; //1011 1110
        Serial.println("Ciclo completo.
Retornando ao primeiro ciclo.");
        Serial.println(" ");
        next=0;
        break;
    default: //1 -> 3
        data1=125; //0111 1101
        data2=190; //1011 1110
        break;
}

}

else if(VdP == 3){

switch(next){
    case 1: //3 -> 2
        data1=219; //1101 1011
        data2=126; //0111 1110

```

```

break;
case 2: //2 -> 3
  data1=189; //1011 1101
  data2=126; //0111 1110
  next=0;
  break;
default: //2 -> 3
  data1=189; //1011 1101
  data2=126; //0111 1110
  break;
}
}

shift(data1,data2);

aux++;
blinkleds();

if (Serial.available() > 0) {

  recData = Serial.parseInt();
  while(Serial.read() >= 0);
  Serial.println(recData);
}

pulseTime = pulseIn(sw, HIGH,
5000000);

if((pulseTime >= 1000 && pulseTime
< 2000000)||recData==1){
  next++;
  pulseTime = 0;
  showseq();
}
else if((pulseTime >= 2000000 &&
pulseTime < 5000000)||recData==2){

  VdP = 0;
  shift(255,255);
  pulseTime = 0;
  Serial.println("Execucao pausada!");
  Serial.println(" ");
  ledson();
  delay(1500);
  ledsoff();

  Serial.println("Selecione modo de
operacao: 1 - Van der Pawn. 2 - Mob.
de Hall. 3 - Med. 4 pontas.");

  Serial.println("Ou: 1 - Pressione
rapidamente o botao para Van der
Pawn. 2 - Segure o botao por até");
  Serial.println(" 3 segundos para
Mob. de Hall. 3 - Segure-o por até 6
segundos para Med. 4 pontas.");
  Serial.println(" ");
  mode();
}

delay(50);
}

```

```

void mode(){
    int recData = 0;

    while(VdP == 0){
        if (Serial.available() > 0) {
            recData = Serial.parseInt();
            while(Serial.read() >= 0);
            Serial.println(recData);
        }

        pulseTime = pulseIn(sw, HIGH,
10000000);

        if((pulseTime >= 1000 && pulseTime
< 750000)||recData==1){

            VdP = 1;
            Serial.println("Van de Pawn
seleccionado!");
            Serial.println(" ");
            digitalWrite(led1, HIGH);
            digitalWrite(led2, HIGH);
            delay(750);
            digitalWrite(led1, LOW);
            digitalWrite(led2, LOW);
            delay(750);
            digitalWrite(led1, HIGH);
            digitalWrite(led2, HIGH);
            delay(1500);
        }
        else if((pulseTime >= 750000 &&
pulseTime < 3000000)||recData==2){

            VdP = 2;
            Serial.println("Mob. de Hall
seleccionado!");
            Serial.println(" ");
            digitalWrite(led1, HIGH);
            digitalWrite(led3, HIGH);
            delay(750);
            digitalWrite(led1, LOW);
            digitalWrite(led3, LOW);
            delay(750);
            digitalWrite(led1, HIGH);
            digitalWrite(led3, HIGH);
            delay(1500);
        }
        else if((pulseTime >= 3000000 &&
pulseTime < 6000000)||recData==3){

            VdP = 3;
            Serial.println("Med. 4 pontas
seleccionado!");
            Serial.println(" ");
            digitalWrite(led2, HIGH);
            digitalWrite(led3, HIGH);
            delay(750);
            digitalWrite(led2, LOW);
            digitalWrite(led3, LOW);
            delay(750);
            digitalWrite(led2, HIGH);
            digitalWrite(led3, HIGH);
        }
    }
}

```



```

void showseq(){
    Serial.println("Corrente fluindo de
4 para 3");
    if(VdP == 1){
        Serial.println("Tensao      sendo
medida em 1 e 2");
        switch(next){
            Serial.println(" ");
            break;
            case 1: //2 -> 1
                Serial.println("Corrente fluindo de
2 para 1");
                Serial.println("Tensao      sendo
medida em 3 e 4");
                Serial.println(" ");
                break;
            case 2: //2 -> 3
                Serial.println("Corrente fluindo de
2 para 3");
                Serial.println("Tensao      sendo
medida em 4 e 1");
                Serial.println(" ");
                break;
            case 3: //3 -> 2
                Serial.println("Corrente fluindo de
3 para 2");
                Serial.println("Tensao      sendo
medida em 4 e 1");
                Serial.println(" ");
                break;
            case 4: //3 -> 4
                Serial.println("Corrente fluindo de
3 para 4");
                Serial.println("Tensao      sendo
medida em 1 e 2");
                Serial.println(" ");
                break;
            case 5: //4 -> 3
                Serial.println("Corrente fluindo de
4 para 3");
                Serial.println("Tensao      sendo
medida em 1 e 2");
                Serial.println(" ");
                break;
            case 6: //4 -> 1
                Serial.println("Corrente fluindo de
4 para 1");
                Serial.println("Tensao      sendo
medida em 2 e 3");
                Serial.println(" ");
                break;
            case 7: //1 -> 4
                Serial.println("Corrente fluindo de
1 para 4");
                Serial.println("Tensao      sendo
medida em 2 e 3");
                Serial.println(" ");
                break;
            case 8: //1 -> 2
                Serial.println("Corrente fluindo de
1 para 2");
                Serial.println("Tensao      sendo
medida em 3 e 4");
                Serial.println(" ");
                break;
            default: //1 -> 2
                Serial.println("Corrente fluindo de
1 para 2");
                Serial.println("Tensao      sendo
medida em 3 e 4");
                Serial.println(" ");
                break;
        }
    }
}

```



```

    }
}
else if(VdP == 2){
    switch(next){
        case 1: //3 -> 1
            Serial.println("Corrente fluindo de
3 para 1");
            Serial.println("Tensao sendo
medida em 2 e 4");
            Serial.println(" ");
            break;
        case 2: //2 -> 4
            Serial.println("Corrente fluindo de
2 para 4");
            Serial.println("Tensao sendo
medida em 1 e 3");
            Serial.println(" ");
            break;
        case 3: //4 -> 2
            Serial.println("Corrente fluindo de
4 para 2");
            Serial.println("Tensao sendo
medida em 1 e 3");
            Serial.println(" ");
            break;
        case 4: //1 -> 3
            Serial.println("Corrente fluindo de
1 para 3");
            Serial.println("Tensao sendo
medida em 2 e 4");
            Serial.println(" ");
            break;
        default: //1 -> 3
            Serial.println("Corrente fluindo de
1 para 3");
            Serial.println("Tensao sendo
medida em 2 e 4");
            Serial.println(" ");
            break;
    }
}
else if(VdP == 3){
    switch(next){
        case 1: //3 -> 2
            Serial.println("Corrente fluindo de
3 para 2");
            Serial.println("Tensao sendo
medida em 1 e 4");
            Serial.println(" ");
            break;
        case 2: //2 -> 3
            Serial.println("Corrente fluindo de
2 para 3");
            Serial.println("Tensao sendo
medida em 1 e 4");
            Serial.println(" ");
            break;
        default: //2 -> 3
            Serial.println("Corrente fluindo de
2 para 3");
            Serial.println("Tensao sendo
medida em 1 e 4");
            Serial.println(" ");
            break;
    }
}
}

```

```
    }  
  
    }  
  
    }  
  
void shift(int data1, int data2){  
  
    digitalWrite(latchPin1, LOW);  
    digitalWrite(latchPin2, LOW);  
    shiftOut(dataPin1,      clockPin1,  
LSBFIRST, data1);  
    shiftOut(dataPin2,      clockPin2,  
MSBFIRST, data2);  
    digitalWrite(latchPin1, HIGH);  
    digitalWrite(latchPin2, HIGH);  
  
    }  
  
    }  
  
void ledson(){  
  
    digitalWrite(led1, HIGH);  
    digitalWrite(led2, HIGH);  
    digitalWrite(led3, HIGH);  
    digitalWrite(led4, HIGH);  
  
    }  
  
void ledsoff(){  
  
    digitalWrite(led1, LOW);  
    digitalWrite(led2, LOW);  
    digitalWrite(led3, LOW);  
    digitalWrite(led4, LOW);  
  
    }
```

**APÊNDICE C - Código para Simulação da Comunicação Remota**

```

//Código para Arduino IDE
#include "ESPAsyncWebServer.h"
#include "WiFi.h"
const char* ssid = "VIVOFIBRA-
C830"; //"VIVOFIBRA-A9C0";
const char* password =
"B7445AAA19"; //"luia2026";
AsyncWebServer server(80);
int LED1 = 13;
int LED2 = 27;
int LED3 = 26;
int LED4 = 25;
int LED5 = 12;

int pot = 36;
int analog_value;
void setup()
{
  pinMode(LED1, OUTPUT);
  pinMode(LED2, OUTPUT);
  pinMode(LED3, OUTPUT);
  pinMode(LED4, OUTPUT);
  pinMode(LED5, OUTPUT);

  digitalWrite(LED1, LOW);
  digitalWrite(LED2, LOW);
  digitalWrite(LED3, LOW);
  digitalWrite(LED4, LOW);
  digitalWrite(LED5, LOW);

  Serial.begin(115200);
  WiFi.begin(ssid, password);
  while (WiFi.status() !=
WL_CONNECTED)
{
  delay(1000);
  Serial.println("Connecting to WiFi..");
}
Serial.println(WiFi.localIP());

server.on("/hello", HTTP_GET,
[](AsyncWebServerRequest *request){
  request->send(200, "text/plain",
"Hello World");
});

server.on("/senoide_on", HTTP_GET
, [](AsyncWebServerRequest
*request){
  request->send(200, "text/plain",
"ok");
  digitalWrite(LED1, HIGH);
  digitalWrite(LED2, LOW);
  digitalWrite(LED3, LOW);
  digitalWrite(LED4, LOW);
  digitalWrite(LED5, LOW);
});

server.on("/triangular_on",
HTTP_GET,
[](AsyncWebServerRequest *request){
  request->send(200, "text/plain", "ok");
  digitalWrite(LED1, LOW);
  digitalWrite(LED2, HIGH);
  digitalWrite(LED3, LOW);
  digitalWrite(LED4, LOW);
  digitalWrite(LED5, LOW);
});

```

```

server.on("/dente_on", HTTP_GET,
[](AsyncWebServerRequest *request){
  request->send(200, "text/plain","ok");
  digitalWrite(LED1, LOW);
  digitalWrite(LED2, LOW);
  digitalWrite(LED3, HIGH);
  digitalWrite(LED4, LOW);
  digitalWrite(LED5, LOW);
});

server.on("/retangular_on",
HTTP_GET,
[](AsyncWebServerRequest *request){
  request->send(200, "text/plain","ok");
  digitalWrite(LED1, LOW);
  digitalWrite(LED2, LOW);
  digitalWrite(LED3, LOW);
  digitalWrite(LED4, HIGH);
  digitalWrite(LED5, LOW);
});

server.on("/outro_on", HTTP_GET,
[](AsyncWebServerRequest *request){
  request->send(200, "text/plain","ok");
  digitalWrite(LED1, LOW);
  digitalWrite(LED2, LOW);
  digitalWrite(LED3, LOW);
  digitalWrite(LED4, LOW);
  digitalWrite(LED5, HIGH);
});

server.on("/refresh", HTTP_GET,
[](AsyncWebServerRequest *request){
  request->send(200,
"text/plain",String(analogRead(pot)));
});

server.begin();
}

void loop()
{
  analog_value = analogRead(36);
  Serial.println(analog_value);
  delay(500);
}

```

```

//Código para DroidApp
    var url = "http://192.168.15.25";
    function onStart()
    {
        //Layout centralizado
        lay = app.CreateLayout(
"linear", "VCenter,FillXY" );
        app.AddLayout( lay );

        //Add título
        txt = app.AddText( lay,
"Controle Remoto" )
        txt.SetTextSize( 16 )

        //Cria abas
        tabs = app.CreateTabs(
"CONTROLE,DIAGNÓSTICO", 0.95,
0.8, "VCenter,Fade" )
        //tabs.SetOnChange(
tabs_OnChange )
        tabCtrl = tabs.GetLayout(
"CONTROLE" )
        tabCtrl.SetChildMargins(
0,0.03,0,0 )
        tabDlg = tabs.GetLayout(
"DIAGNÓSTICO" )
        tabDlg.SetChildMargins(
0,0.04,0,0 )
        lay.AddChild( tabs )

        btn1 = app.AddButton( tabCtrl,
"Senóide" );

        btn1.SetOnTouch(btn_OnTouch_1);
        lay.AddChild(btn1);

        btn2 = app.AddButton( tabCtrl,
"Triangular" );
        btn2.SetOnTouch(btn_OnTouch_2);
        lay.AddChild(btn2);

        btn3 = app.AddButton( tabCtrl,
"Dente de serra" );
        btn3.SetOnTouch(btn_OnTouch_3);
        lay.AddChild(btn3);

        btn4 = app.AddButton( tabCtrl,
"Retangular" );
        btn4.SetOnTouch(btn_OnTouch_4);
        lay.AddChild(btn4);

        edt1 = app.AddTextEdit(
tabCtrl, "", 0.6 );
        edt1.SetHint("");

        edt2 = app.AddTextEdit(
tabDlg, "", 0.6 );
        edt2.SetHint("");

        refresh_data();
        intvl =
setInterval(refresh_data, 300);
    }

```

```

function refresh_data()
{
    var path = "/refresh";
    app.HttpRequest( "get",
url, path, "", HandleReply_refresh );
    function btn_OnTouch_1()
    {
        var path = "/senoide_on";
        app.HttpRequest( "get",
url, path, "", HandleReply );
        edt1.SetHint("Enviando:
Onda Senoidal");}
    function btn_OnTouch_2()
    {
        var path = "/triangular_on";
        app.HttpRequest( "get",
url, path, "", HandleReply );
        edt1.SetHint("Enviando:
Onda triangular");}
    function btn_OnTouch_3()
    {
        var path = "/dente_on";
        app.HttpRequest( "get",
url, path, "", HandleReply );
        edt1.SetHint("Enviando:
Onda Dente de Serra");}
    function btn_OnTouch_4()
    {
        var path =
"/retangular_on";
        app.HttpRequest( "get",
url, path, "", HandleReply );
        edt1.SetHint("Enviando:
Onda Retangular");}
    function HandleReply( error,
response )
    {
        console.log(error);
        app.ShowPopup(response);
    }
    function HandleReply_refresh(
error, response )
    {
        console.log(error);
        //app.ShowPopup(response);
        edt2.SetHint(response)
    }
}

```

**APÊNDICE D - Tabela de Preço de Componentes (junho 2022)**



<b>Componente</b>	<b>Nome, Tipo ou Código</b>	<b>Fonte</b>	<b>Preço Un. (R\$)</b>	<b>Quantidade</b>	<b>Preço Tot. (R\$)</b>
Ponte Retific. 10A/1000V	GBK10J <sup>1</sup>	Multcomercial	3,00	1	3,00
Ponte Retific. 50A/1000V	KBPC5010	Multcomercial	12,00	2	24,00
Trafo 15V+15V 1A	---	Multcomercial	53,40	1	53,40
Capacitor 4700uF 25V	Eletrolítico	Multcomercial	3,20	2	6,40
Capacitor 1uF 50V	Eletrolítico	Multcomercial	0,25	2	0,50
Capacitor 10nF 50V	Cerâmico	Multcomercial	0,10	40	4,00
Reg. Tensão Linear	L7815	Multcomercial	2,50	1	2,50
Reg. Tensão Linear	L7915	Multcomercial	3,75	1	3,75
Reg. Tensão Linear	L7812	Multcomercial	2,10	1	2,10
Reg. Tensão Linear	L7912	Baú da Eletrônica	2,60	1	2,60
Reg. Tensão Linear	L7805	Multcomercial	2,20	1	2,20
Reg. Tensão Ajustável	LM317	Multcomercial	2,70	1	2,70
Reg. Tensão Ajustável	LM337	Multcomercial	2,80	1	2,80
Potenciômetro Digital	MCP42010 <sup>2</sup>	Multcomercial	15,00	3	45,00
Potenciômetro Digital	MCP42100	Multcomercial	10,00	2	20,00
Capacitor 4700uF 160V	Eletrolítico	Multcomercial	24,40	2	48,80
Chave Táctil 6x6x7	4 Terminais	Multcomercial	0,30	2	0,60
Registrador de Deslocamento	74HC595	Baú da Eletrônica	2,14	4	8,56
<b>Total</b>				<b>*Fim da Tabela*</b>	

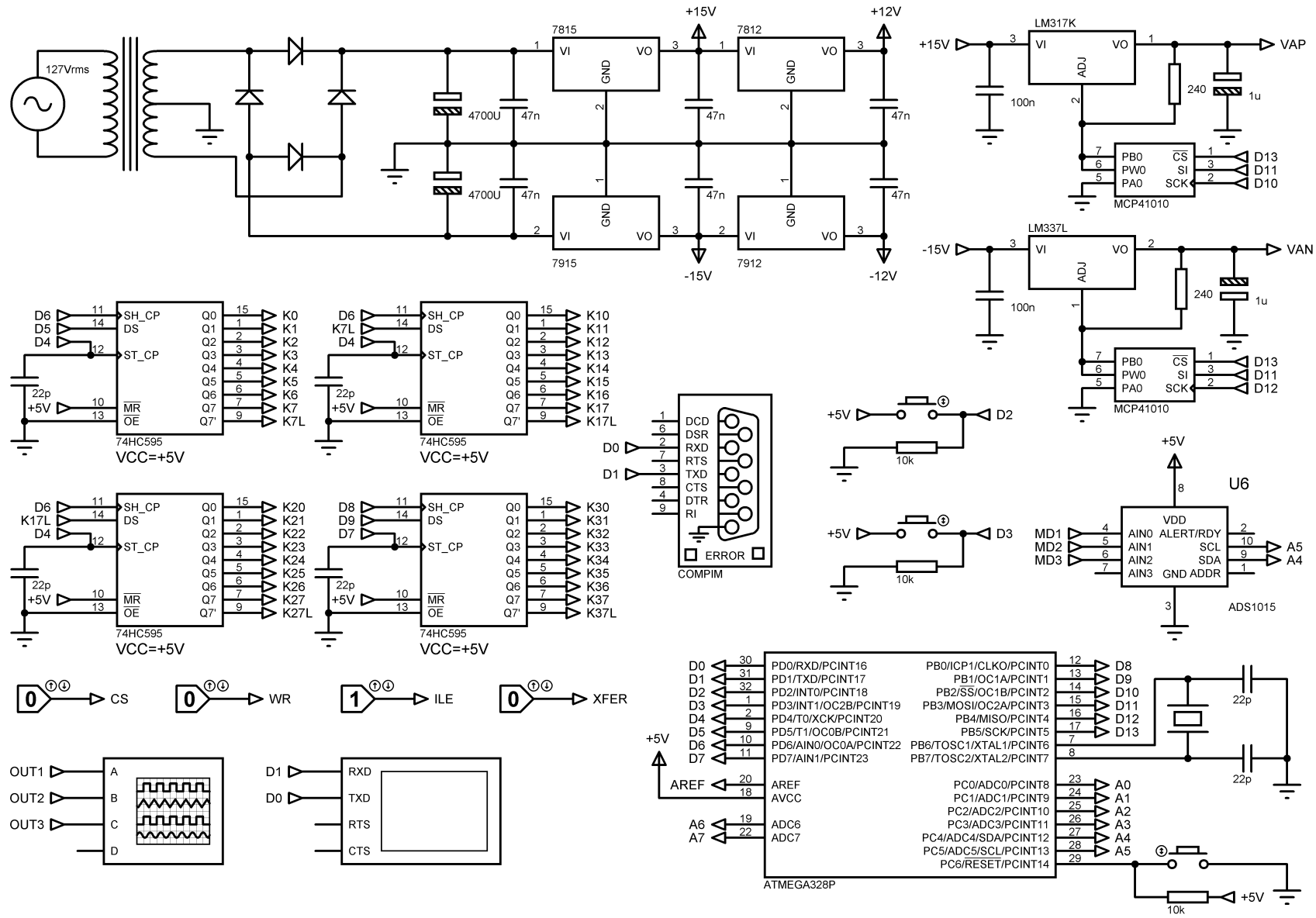
Componente	Nome, Tipo ou Código	Fonte	Preço Un. (R\$)	Quantidade	Preço Tot. (R\$)
Resistor 100k 1/4W	Cartela com 10 un.	Multcomercial	0,05	10	0,50
Resistor 1k 1/4W	Cartela com 10 un.	Multcomercial	0,05	10	0,50
Resistor 330 1/4W	Cartela com 10 un.	Multcomercial	0,05	10	0,50
Resistor 270 1/4W	Cartela com 10 un.	Multcomercial	0,05	10	0,50
Resistor 56 1/2W	Cartela com 10 un.	Multcomercial	0,15	10	1,50
Conversor DA 32 bits	DAC0832 <sup>3</sup>	Multcomercial	9,80	3	29,40
Amp. Op. JFET	LF356 <sup>3,4</sup>	Multcomercial	6,00	15	90,00
Trimpot 50k	3296W <sup>3</sup>	Multcomercial	1,68	15	25,20
OptoTRIAC	MOC3051 <sup>5,6</sup>	Multcomercial	2,90	6	17,40
TRIAC 800V/12A	BTA12 <sup>5,6</sup>	Multcomercial	3,90	6	23,40
Darlington NPN	MJ11032 <sup>7,8</sup>	Mercado Livre	32,00	3	96,00
Darlington PNP	MJ11033 <sup>7,8</sup>	Mercado Livre	32,00	3	96,00
Diodo Retificador	1N4004	Multcomercial	0,10	20	2,00
Relé Reversível	5VDC 20A	Multcomercial	7,00	3	21,00
Transistor BJT	BC338 <sup>5</sup>	Multcomercial	0,20	3	0,60
Borne 2 vias	KF-301	Baú da Eletrônica	0,74	2	1,48
ESP32	---	Mercado Livre	33,90	1	33,90
Amp. Op. Alta Tensão	ADHV4702-1 <sup>9</sup>	Analog Devices	---	3	---
<b>Total:</b>					<b>672,79</b>

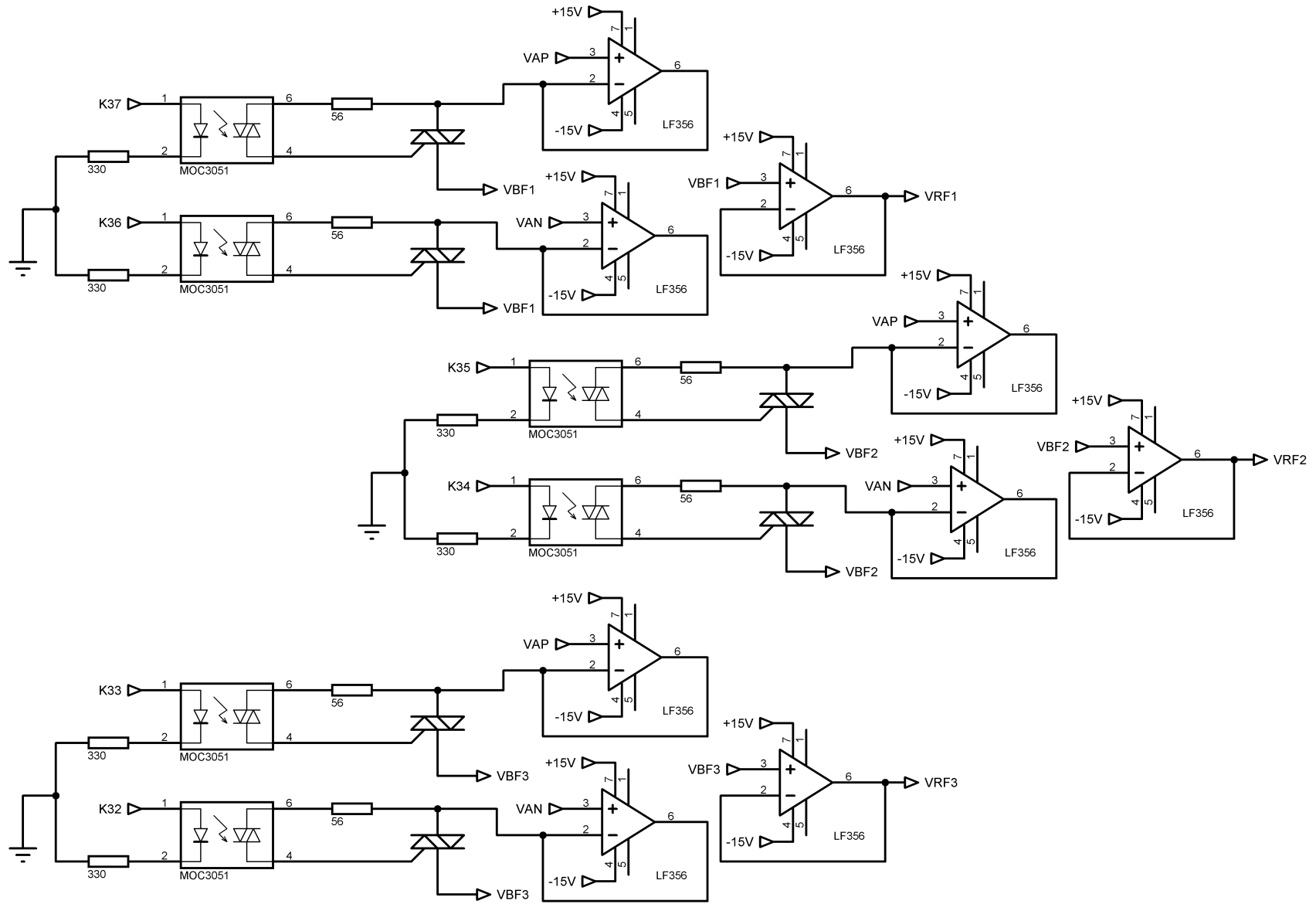
Componente	Nome, Tipo ou Código	Fonte	Preço Un. (R\$)	Quantidade	Preço Tot. (R\$)
Arduino Nano	---	Mercado Livre	49,00	1	49,00
Módulo Wi-Fi Arduino	---	Mercado Livre	14,50	1	14,50
Módulo ADS1115	---	Mercado Livre	45,00	1	45,00
				Total:	<b>108,50</b>

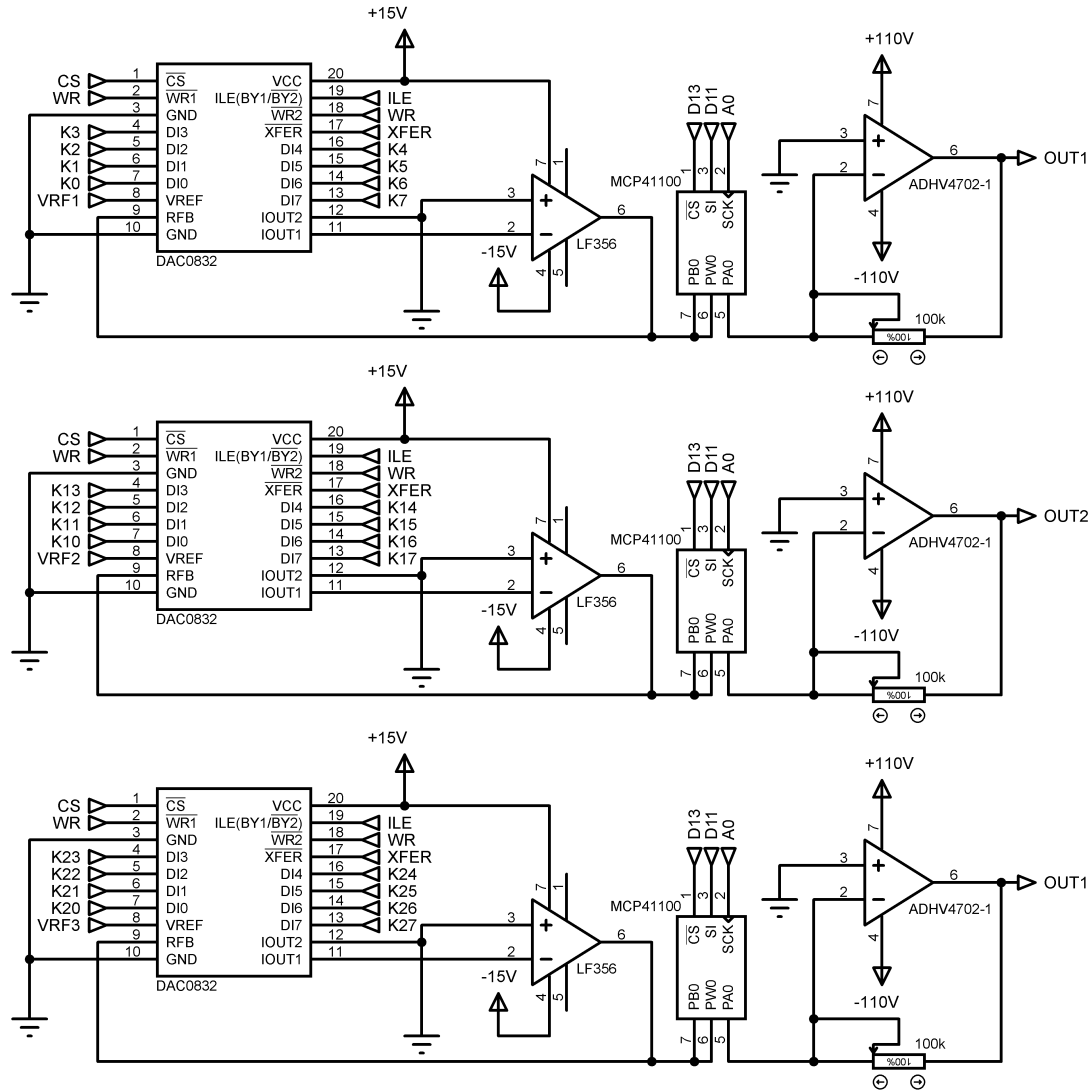
- 1 Podem ser substituídos por diodos ou por ponte de menor potência
- 2 Podem ser substituídos por CI MCP42100, mais barato
- 3 Quantidade mensurada sem considerar otimização de resolução
- 4 Podem ser substituídos por outro amplificador de alta impedância de entrada que seja mais barato
- 5 Podem ser substituídos por equivalentes mais baratos
- 6 Podem ser substituídos por transistores complementares
- 7 Podem ser substituídos por transistores IGBT
- 8 Usar mais unidades em paralelo para aumentar a corrente entregue à carga
- 9 Podem ser substituídos por transistores de alta tensão, desde que seja reprojeto

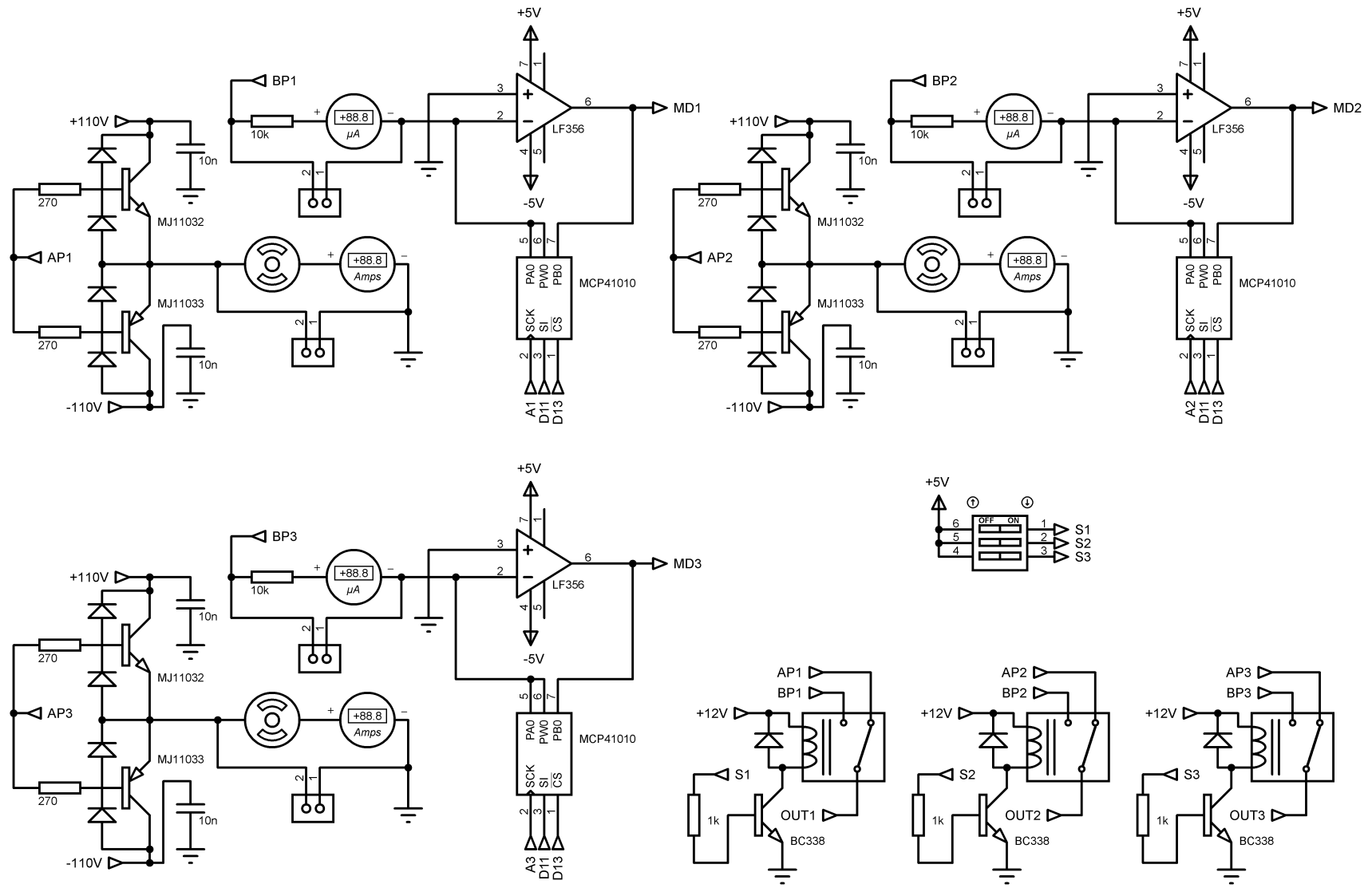
Obs: todas as pesquisas de componentes foram realizadas em lojas que emitem nota fiscal. Comprar de Marketplaces, como o Mercado Livre ou o Shoppe, pode baratear o custo de produção, assim como exportar alguns componentes pelo Aliexpress.

## **APÊNDICE E - Diagramas Completos dos Circuitos Eletrônicos**











**ANEXO A - Especificações da Placa Arduino Nano**

<b>Board</b>	<b>Name</b>	Arduino® Nano
	<b>SKU</b>	A000005
<b>Microcontroller</b>	ATmega328	
<b>USB connector</b>	Mini-B USB	
<b>Pins</b>	<b>Built-in LED Pin</b>	13
	<b>Digital I/O Pins</b>	14
	<b>Analog input pins</b>	8
	<b>PWM pins</b>	6
<b>Communication</b>	<b>UART</b>	Yes
	<b>I2C</b>	Yes
	<b>SPI</b>	Yes
<b>Power</b>	<b>Circuit operating voltage</b>	5V
	<b>Input voltage</b>	7-12 V
	<b>DC Current per I/O Pins</b>	40 mA
<b>Clock speed</b>	<b>Processor</b>	ATmega328 16 MHz
<b>Memory</b>	<b>ATmega328P</b>	2KB SRAM, 32KB flash 1KB EEPROM
<b>Dimensions</b>	<b>Weight</b>	5gr
	<b>Width</b>	18 mm
	<b>Length</b>	45 mm

**ANEXO B - Especificações da Placa ESP32**

- **Processors:**
  - **Main processor:** Tensilica Xtensa 32-bit LX6 microprocessor
  - **Cores:** 2 or 1 (depending on variation)
    - All chips in the ESP32 series are dual-core except for ESP32-S0WD, which is single-core.
  - **Clock frequency:** up to 240 MHz
  - **Performance:** up to 600 DMIPS
  - **Ultra low power co-processor:** allows you to do ADC conversions, computation, and level thresholds while in deep sleep.
- **Wireless connectivity:**
  - **Wi-Fi:** 802.11 b/g/n/e/i (802.11n @ 2.4 GHz up to 150 Mbit/s)
  - **Bluetooth:** v4.2 BR/EDR and Bluetooth Low Energy (BLE)
- **Memory:**
  - **Internal memory:**
    - **ROM:** 448 KiB
      - For booting and core functions.
    - **SRAM:** 520 KiB
      - For data and instruction.
    - **RTC fast SRAM:** 8 KiB
      - For data storage and main CPU during RTC Boot from the deep-sleep mode.
    - **RTC slow SRAM:** 8 KiB
      - For co-processor accessing during deep-sleep mode.
    - **eFuse:** 1 Kibit
      - Of which 256 bits are used for the system (MAC address and chip configuration) and the remaining 768 bits are reserved for customer applications, including Flash-Encryption and Chip-ID.
    - **Embedded flash:**
      - Flash connected internally via IO16, IO17, SD\_CMD, SD\_CLK, SD\_DATA\_0 and SD\_DATA\_1 on ESP32-D2WD and ESP32-PICO-D4.
        - 0 MiB (ESP32-D0WDQ6, ESP32-D0WD, and ESP32-S0WD chips)
        - 2 MiB (ESP32-D2WD chip)
        - 4 MiB (ESP32-PICO-D4 SiP module)
  - **External flash & SRAM:** ESP32 supports up to four 16 MiB external QSPI flashes and SRAMs with hardware encryption based on AES to protect developers' programs and data. ESP32 can access the external QSPI flash and SRAM through high-speed caches.
    - Up to 16 MiB of external flash are memory-mapped onto the CPU code space, supporting 8-bit, 16-bit and 32-bit access. Code execution is supported.
    - Up to 8 MiB of external flash/SRAM memory are mapped onto the CPU data space, supporting 8-bit, 16-bit and 32-bit access. Data-read is supported on the flash and SRAM. Data-write is supported on the SRAM.
      - ESP32 chips with embedded flash do not support the address mapping between external flash and peripherals.
- **Peripheral input/output:** Rich peripheral interface with DMA that includes capacitive touch, ADCs (analog-to-digital converter), DACs (digital-to-analog converter), I<sup>2</sup>C (Inter-Integrated Circuit), UART (universal asynchronous receiver/transmitter), CAN 2.0 (Controller Area Network), SPI (Serial Peripheral Interface), I<sup>2</sup>S (Integrated Inter-IC Sound), RMII (Reduced Media-Independent Interface), PWM (pulse width modulation), and more.
- **Security:**

- IEEE 802.11 standard security features all supported, including WPA, WPA/WPA2 and WAPI
- Secure boot
- Flash encryption
- 1024-bit OTP, up to 768-bit for customers
- Cryptographic hardware acceleration: AES, SHA-2, RSA, elliptic curve cryptography (ECC), random number generator (RNG)

