

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

GABRIEL MINUZZI LAZARINI

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE CARGA ATIVA MICROCONTROLADA DE
BAIXO CUSTO**

PORTO ALEGRE
2017

GABRIEL MINUZZI LAZARINI

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE CARGA ATIVA MICROCONTROLADA DE
BAIXO CUSTO**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial à obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Professor Dr. Hamilton Klimach

**Porto Alegre
2017**

CIP - Catalogação na Publicação

Lazarini, Gabriel Minuzzi
Projeto e Desenvolvimento de Carga Ativa
Microcontrolada de Baixo Custo / Gabriel Minuzzi
Lazarini. -- 2017.
98 f.

Orientador: Hamilton Klimach.

Trabalho de conclusão de curso (Graduação) --
Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Escola de
Engenharia, Curso de Engenharia Elétrica, Porto
Alegre, BR-RS, 2017.

1. Carga Ativa. 2. Carga DC. 3. Microcontrolada.
4. Programável. I. Klimach, Hamilton, orient. II.
Título.

GABRIEL MINUZZI LAZARINI

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE CARGA ATIVA
MICROCONTROLADA DE BAIXO CUSTO**

Este Projeto de Diplomação foi analisado e julgado adequado para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo orientador e pela Banca Examinadora.

Professor orientador, Prof. Dr. Hamilton Klimach, UFRGS.

Regente da disciplina, Prof. Dra. Léia Bernardi Bagesteiro, UFRGS.

Aprovado em: ___/___/___

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Hamilton Klimach, UFRGS

Prof. Dr. Luiz Fernando Ferreira, UFRGS

Eng. Roger Zamparetti, UFRGS

Eng. Gabriel Guimarães, UFRGS

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, por todas as oportunidades que me foram proporcionadas por eles.

Agradeço à ela, que em tão pouco tempo fez tanto por mim.

Agradeço à minha família, por tudo que com eles aprendi.

Agradeço àqueles que, por vontade da vida, não estão mais entre nós, mas que me fizeram chegar até aqui.

Agradeço aos meus amigos, pela paciência e pelo convívio.

Agradeço ao DAELE, pelos ensinamentos a respeito da importância de um bom café e de bons momentos de lazer e gestão de tempo.

Por fim, agradeço aos leitores desse texto – não há reconhecimento maior pela dedicação aqui empregada.

“It’s not personal, it’s just business”

Don Vito Corleone, em The Godfather (1972)

RESUMO

O presente relatório versa a respeito do projeto e construção de um protótipo de carga eletrônica DC, programável, baseada em torno da plataforma de desenvolvimento Arduino, e cujo objetivo é constituir uma opção de menor custo frente às opções comerciais, ao mesmo tempo que é robusta, versátil, flexível e facilmente expansível. Para tanto, a devida pesquisa de mercado foi realizada, levantando as opções de entrada disponíveis, cujo preço base encontrado foi de US\$ 525,00. Com isto, verificou-se quais as necessidades do público a que o equipamento aqui desenvolvido se destina (estudantes universitários de cursos de engenharia elétrica e afins, hobbistas, entusiastas e profissionais da área em geral), realizou-se uma revisão bibliográfica em torno de conceitos fundamentais e por fim projetou-se e construiu-se o referido circuito, com capacidade de tensão elétrica máxima de 50V, corrente elétrica máxima de 10A e potência elétrica máxima de 70W. Com a realização de testes de desempenho, conclui-se que o projeto desenvolvido atendeu às expectativas, fazendo-o por um custo total de R\$248,06, significativamente inferior àquele anteriormente citado, conforme era desejado.

Palavras-chave: carga eletrônica, programável, Arduino, carga DC.

ABSTRACT

This report states over the project and construction of a prototype for a electronic programmable DC load, based over an Arduino development platform, whose objective is to be a low cost option for the commercialy available ones, as well as being robust, versatile, flexible and easily expansible. To do so, the required market research has been done, gathering the entry level options available, which yelded a base price of US\$525,00. That being said, the necessities of the targeted public which this equipment is intended for (college students of electrical engineering and areas alike, hobbysts, enthusiasts and general professionals) have been verified, a bibliographic revision around fundamental concepts has been done, and at last the said circuit has been projected and built, with ratings as of 50V for maximum voltage, 10A for maximum current and 70W for maximum power. With the realization of performance tests, conclusions are that the develped project met the expectations, doing so for a cost of R\$248,06, significantly lower than the one quoted before, as desired.

Keywords: electronic load, programmable, Arduino, DC load.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Carga Eletrônica DC Programável Model 8540.	14
Figura 2 - Carga Eletrônica DC Programável Model 8600.	15
Figura 3 - Carga Eletrônica DC Programável Model 2380-120-60.....	17
Figura 4 - Diagrama de blocos de uma carga eletrônica DC.	19
Figura 5 - O amplificador operacional GAP/R K2-W, foto (e) e diagrama esquemático (d).....	22
Figura 6 - GAP/R P45, um amplificador operacional de estado sólido.	23
Figura 7 - ADI HOS-050 - Amplificador operacional híbrido de alta velocidade.	23
Figura 8 - Símbolo Elétrico de um MOSFET.....	25
Figura 9 - Corte transversal de um transistor NMOS.	26
Figura 10 - Curvas e regiões de operação de um transistor MOSFET.	27
Figura 11 - Placa de desenvolvimento Arduino UNO.....	30
Figura 12 - Circuito de um Divisor Resistivo.....	32
Figura 13 - Circuito completo para medição de tensão elétrica de entrada.	34
Figura 14 - Circuito de um amplificador não-inversor.	36
Figura 15 - Circuito de medição de corrente elétrica.....	37
Figura 16 - Circuito base para controle do transistor MOSFET.	38
Figura 17 - Circuito driver do MOSFET de potência.	41
Figura 18 - Conexão elétrica do MCP4725.	43
Figura 19 - Circuito completo da conexão do conversor D/A.	46
Figura 20 - Conexão elétrica do ADS1115.	46
Figura 21 - Circuito Elétrico Equivalente Para Circuito Térmico.	47
Figura 22 - Circuito para medição de temperatura.....	51
Figura 23 - Diagrama de conexão do sensor DS18B20.....	51
Figura 24 – Circuito amortecedor – snubber.	52
Figura 25 – Circuito de proteção contra sobretensão.	53
Figura 26 - Circuito elétrico para conexão dos botões.....	54
Figura 27 - Diagrama para conexão do display LCD.	55
Figura 28 - Diagrama esquemático das fontes de alimentação.....	56
Figura 29 - Diagrama do circuito - Entrada e conversores.....	57
Figura 30 - Diagrama do circuito - Fontes de alimentação e Arduino.....	58
Figura 31 - Diagrama do circuito - Display e botões.	58
Figura 32 - Tensão Elétrica de Entrada Vin e Saída Vout.	60

Figura 33 - Tensão Elétrica de Entrada V_{in} e Corrente Elétrica no Zener I_d	60
Figura 34 - Corrente Elétrica de Entrada I_{in} e Tensão Elétrica de Saída V_{out}	61
Figura 35 - Tensão Elétrica de Saída V_{out} e Tensão Elétrica no Resistor Shunt V_s	62
Figura 36 - Corrente Elétrica de Entrada I_{in} e Corrente Elétrica no Diodo Zener I_d	62
Figura 37 - Corrente de Entrada I_{in} e Tensão de Referência V_{ref}	64
Figura 38 - Corrente de Entrada I_{in} e Tensão de Referência V_{ref} , overshoot inicial.....	64
Figura 39 - Corrente de Entrada V_{in} e Tensão de Referência V_{ref} , erro estático.....	65
Figura 40 - Corrente Elétrica de Entrada para aplicação de degraus na Tensão de Referência.	66
Figura 41 - Detalhe do comportamento da Corrente Elétrica de Entrada I_{in} quando da aplicação de um degrau de 20mV na Tensão de Referência V_{ref}	66
Figura 42 - Detalhe do comportamento da Corrente Elétrica de Entrada I_{in} quando da aplicação de um degrau de 30mV na Tensão de Referência V_{ref}	67
Figura 43 - Corrente Elétrica de Entrada (em verde) quando da aplicação de um degrau de 20V na Tensão Elétrica de Entrada (em vermelho).....	67
Figura 44 - Fluxograma referente ao programa desenvolvido.....	69
Figura 45 - Layout do circuito impresso, lado cobreado.....	73
Figura 46 - Layout do circuito impresso, posição dos componentes.	74
Figura 47 - Protótipo final montado.....	75
Figura 48 - Limites de operação.	81

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Especificações da Carga Eletrônica Model 8540.	14
Tabela 2 - Especificações da carga eletrônica Model 8600.....	16
Tabela 3 - Especificações da Carga Eletrônica Model 2380-120-60.....	17
Tabela 4 - Especificações técnicas da placa Arduino UNO.....	29
Tabela 5 - Características do MOSFET IRFP260N.	42
Tabela 6- Faixas de tensão elétrica de saída e entrada.	44
Tabela 7 - Dados para Projeto Térmico.....	48
Tabela 8 - Constantes e variáveis declaradas no programa.....	70
Tabela 9 - Descrição das funções utilizadas.	71
Tabela 10 - Valores de Calibração do Circuito de Medição de Tensão.	77
Tabela 11 - Valores de Calibração do Circuito de Medição de Corrente.	78
Tabela 12 - Dados de Teste do Circuito Driver.....	80
Tabela 13 - Comparativo entre as opções citadas.	82
Tabela 14 - Lista de materiais utilizados e seus valores.....	83

LISTA DE SIGLAS

A/D – Analógico para Digital

ADC – Analogic to Digital Converter

AMPOP – Amplificador Operacional

CI – Circuito Integrado

D/A – Digital para Analógico

DAC – Digital to Analogic Converter

DELET – Departamento de Engenharia Elétrica

FS – Full Scale

IC – Integrated Circuit

MOSFET – Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

MSRP – Manufacturer's Suggested Retail Price

OPAMP – Operational Amplifier

UFRGS – Universidade Federal do Rio Grande do Sul

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	12
1.1 MOTIVAÇÃO PARA O ESTUDO	12
1.2 OPÇÕES COMERCIAIS	13
1.3 ESTRUTURAÇÃO DO TEXTO	18
2 REVISÃO DE CONCEITOS TEÓRICOS	19
2.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DE UMA CARGA ELETRÔNICA	19
2.2 O AMPLIFICADOR OPERACIONAL	21
2.3 TRANSISTOR DE EFEITO DE CAMPO – MOSFET	24
2.4 A PLATAFORMA ARDUINO	28
3 PROJETO E CONSTRUÇÃO DE PROTÓTIPO	31
3.1 DEFINIÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS DESEJADAS	31
3.2 PROJETO E CÁLCULO	31
3.3 SIMULAÇÃO – PARTE ANALÓGICA	59
3.4 PROGRAMAÇÃO	68
3.5 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA	72
4 TESTES E FUNCIONAMENTO	76
4.1 METODOLOGIA DE TESTE E CALIBRAÇÃO	76
4.2 RESULTADOS E DISCUSSÃO	81
5 CONCLUSÕES	86
6 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	88
REFERÊNCIAS	89
BIBLIOGRAFIA CONSULTADA	90
APÊNDICE A - CÓDIGO DO PROGRAMA PRINCIPAL	91
APÊNDICE B - CÓDIGO PARA CALIBRAÇÃO DE V_{IN} E I_{IN}	97
APÊNDICE C - CÓDIGO PARA CALIBRAÇÃO DO DAC	98

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO PARA O ESTUDO

No decorrer de alguns cursos, em especial os de Engenharia Elétrica e áreas afins, os alunos são solicitados a desenvolverem e realizarem os mais diversos tipos de atividades e trabalhos, sejam eles teóricos ou práticos. Estes, por sua vez, envolvem as mais variadas competências e capacidades, que possível e provavelmente lhes serão posteriormente cobradas quando do exercício de sua atividade profissional.

A fim de cumprir com o solicitado, faz-se necessário o uso de diferentes conhecimentos, bem como de ferramentas que tanto possibilitem quanto facilitem a realização de tais tarefas. Tratando em específico daquelas que envolvem um cunho prático, podemos citar alguns instrumentos e equipamentos de utilização comum e corriqueira, tais como multímetros, fontes de alimentação, geradores de sinal e osciloscópios. De uma forma geral, estes equipamentos são suficientes para suprir grande parte das necessidades, o acesso aos mesmos é descomplicado, além de serem facilmente encontrados no mercado, em uma ampla faixa de preços.

Contudo, existem casos em que ferramentas que tornariam o trabalho melhor ou mais fácil não estão disponíveis, ou seu uso é proibitivo em virtude do seu custo ou facilidade de obtenção. Uma destas ferramentas que se pode citar é a chamada carga eletrônica, também conhecida como carga ativa. Trata-se de uma ferramenta muito útil em especial quando se trabalha com circuitos de alimentação, tais como fontes e baterias, bem como de acionamentos, os quais necessitam serem testados sob condições de carga.

Seu objetivo é simples: fazer as vezes de um simples resistor, porém com significativas e importantes diferenças. Enquanto que um resistor possui um valor de resistência elétrica fixo, uma carga ativa pode ser configurada de forma a apresentar ao circuito conectado aos seus terminais o valor de resistência elétrica desejado pelo operador. Além disso, pode-se definir não um valor de resistência elétrica fixo, mas sim um valor de corrente elétrica ou de potência elétrica a ser consumida, independente da tensão de alimentação aplicada. Soma-se ainda a estas vantagens o fato destes dispositivos serem capazes de dissipar facilmente potências elétricas da

ordem de algumas centenas de Watts, algo bastante pouco prático de se realizar com resistores comuns.

Apesar de sua grande versatilidade, as cargas eletrônicas encontradas no mercado situam-se em uma faixa de preço bastante elevada, com preços partindo de algo próximo a meio milhar de reais por um dispositivo bastante simples, além de serem difíceis de encontrar à venda. Este fato torna seu uso bastante restrito, tanto por alunos de cursos como o de Engenharia Elétrica, bem como por hobbistas e até mesmo alguns profissionais da área.

Estes fatos constituem a motivação fundamental para a realização deste trabalho, o qual busca desenvolver uma solução simples, de custo acessível, baseada em tecnologias e plataformas de desenvolvimento bem conhecidas, ao mesmo tempo que seja completa em termos de funcionalidades, voltada ao público anteriormente citado. Não obstante tais fatos, deseja-se obter uma base de hardware que permita futuras expansões de funcionalidades que por ventura sejam desejadas, de forma que o presente projeto possa ser expandido em eventuais futuros trabalhos.

1.2 OPÇÕES COMERCIAIS

Existe atualmente uma gama de cargas eletrônicas DC programáveis no mercado, fabricadas por conhecidas marcas de equipamentos de laboratório e instrumentação, tais como BK Precision e Tektronix. A seguir, são apresentadas três diferentes opções, que constituem as versões de entrada da linha de produtos de ambos os fabricantes, ordenadas de acordo com o seu MSRP (*Manufacturer's Suggested Retail Price* – preço de venda sugerido pelo fabricante), do menor para o maior preço.

Com um preço sugerido de US\$ 525,00, a carga eletrônica Model 8540 da BK Precision constitui a opção mais barata atualmente disponível na linha de produtos dos fabricantes consultados. As características da mesma estão apresentadas na Tabela 1, enquanto o equipamento em si está representado na Figura 1.

Figura 1 - Carga Eletrônica DC Programável Model 8540.



Fonte: Imagem Digital, BK Precision, 2017.

Tabela 1 - Especificações da Carga Eletrônica Model 8540.

Faixa de Entrada	Tensão	Corrente	Potência
(0 – 40°C)	0 – 60V	1mA – 30A	150W
	Faixa	Precisão	Resolução
	0 – 10V	$\pm(0,05\% + 0,1\%FS)$	1mV
Regulação de Carga	0 – 60V	$\pm(0,05\% + 0,1\%FS)$	10mV
	0 – 3A	$\pm(0,1\% + 0,1\%FS)$	1mA
	0 – 30A	$\pm(0,1\% + 0,15\%FS)$	10mA
Modo Tensão Constante	0,1 – 60V	$\pm(0,05\% + 0,1\%FS)$	10mV
	0 – 3A	$\pm(0,1\% + 0,1\%FS)$	1mA
Modo Corrente Constante	0 – 30A	$\pm(0,1\% + 0,15\%FS)$	10mA

Modo Resistência Constante	0,1 – 10Ω	$\pm(1\% + 0,8\%FS)$	0,001Ω
	10 – 99Ω	$\pm(1\% + 0,8\%FS)$	0,01Ω
	100 – 999Ω	$\pm(1\% + 0,8\%FS)$	1Ω
	1k – 4kΩ	$\pm(1\% + 0,8\%FS)$	1Ω
Medição de Corrente	0 – 3A	$\pm(0,1\% + 0,1\%FS)$	1mA
	0 – 30A	$\pm(0,1\% + 0,15\%FS)$	10mA
Medição de Tensão Elétrica	0 – 10V	$\pm(0,05\% + 0,1\%FS)$	1mV
	0 – 60V	$\pm(0,05\% + 0,1\%FS)$	10mV
Medição de Potência	0 – 10W	$\pm(1\% + 0,5\%FS)$	1mW
	10 – 99W	$\pm(1\% + 0,5\%FS)$	10mW
	100–150W	$\pm(1\% + 0,5\%FS)$	100mW

Fonte: Model 8540 datasheet, BK Precision, 2014.

Como segunda opção, tem-se a carga eletrônica Model 8600, com preço sugerido de US\$ 1050,00, mostrada na Figura 2 a seguir, e cujas especificações encontram-se na Tabela 2.

Figura 2 - Carga Eletrônica DC Programável Model 8600.



Fonte: Imagem digital. BK Precision, 2017.

Tabela 2 - Especificações da carga eletrônica Model 8600.

Faixa de Entrada	Tensão	Corrente	Potência
(0 – 40°C)	0 – 120V	0A – 30A	150W
	Faixa	Precisão	Resolução
Modo Tensão Constante	0 – 18V	$\pm(0,05\% + 0,02\%FS)$	0,1mV
	0 – 120V	$\pm(0,05\% + 0,025\%FS)$	1mV
Modo Corrente Constante	0 – 3A	$\pm(0,05\% + 0,05\%FS)$	0,01mA
	0 – 30A	$\pm(0,05\% + 0,05\%FS)$	0,1mA
Modo Resistência Constante	0,05 – 10 Ω	$\pm(0,01\% + 0,08 S)$	16 bits
	10 – 7,5k Ω	$\pm(0,01\% + 0,0008 S)$	16 bits
Modo Potência Const.	150W	0,1% + 0,1% FS	10mW
Medição de Corrente Elétrica	0 – 3A	$\pm(0,05\% + 0,05\%FS)$	0,01mA
	0 – 30A	$\pm(0,05\% + 0,05\%FS)$	0,1mA
Medição de Tensão Elétrica	0 – 18V	$\pm(0,05\% + 0,05\%FS)$	0,1mV
	0 – 120V	$\pm(0,05\% + 0,05\%FS)$	1mV
Medição de Potência	0 – 150W	$\pm(1\% + 0,1\%FS)$	10mW

Fonte: Model 8600 datasheet, BK Precision, 2015.

Como último modelo avaliado, tem-se a carga eletrônica Model 2380-120-60, produzida pela Tektronix, cujo MSRP é de US\$ 1880,00. A mesma é mostrada na Figura 3 e as suas características estão presentes na Tabela 3.

Figura 3 - Carga Eletrônica DC Programável Model 2380-120-60.



Fonte: Imagem digital. Tektronix, 2017.

Tabela 3 - Especificações da Carga Eletrônica Model 2380-120-60.

Faixa de Entrada	Tensão	Corrente	Potência
(0 – 40°C)	0 – 120V	0A – 60A	250W
	Faixa	Precisão	Resolução
Modo Tensão Constante	0 – 18V	$\pm(0,05\% + 0,025\%FS)$	1mV
	0 – 120V	$\pm(0,05\% + 0,025\%FS)$	10mV
Modo Corrente Constante	0 – 6A	$\pm(0,05\% + 0,1\%FS)$	0,1mA
	0 – 60A	$\pm(0,05\% + 0,1\%FS)$	1mA
Modo Resistência Constante	0,05–10 Ω	$\pm(0,01\% + 0,08 S)$	0,001 Ω
	10–7,5k Ω	$\pm(0,01\% + 0,0008 S)$	0,01 Ω
Modo Potência Constante	250W	0,2% + 0,2% FS	10mW
Medição de Corrente Elétrica	0 – 6A	$\pm(0,05\% + 0,1\%FS)$	0,1mA
	0 – 60A	$\pm(0,05\% + 0,1\%FS)$	1mA
	0 – 18V	$\pm(0,025\% + 0,025\%FS)$	0,1mV

Medição de Tensão Elétrica	0 – 120V	$\pm(0,025\% + 0,025\%FS)$	1mV
Medição de Potência	0 – 250W	$\pm(0,2\% + 0,2\%FS)$	10mW

Fonte: Model 2380 Datasheet, Tektronix.

Tendo sido apresentadas as opções disponíveis no mercado, convém analisar o princípio de funcionamento destes dispositivos, de forma a permitir maior entendimento a respeito do assunto para o posterior projeto do mesmo

1.3 ESTRUTURAÇÃO DO TEXTO

O presente trabalho estrutura-se em seis capítulos principais, os quais versam acerca das disposições iniciais, introdução ao tema e motivação para o estudo no capítulo 1; uma revisão teórica dos fundamentos necessários à realização do mesmo é apresentada no capítulo 2; o capítulo 3 trata a respeito do projeto e construção do protótipo, incluindo a definição das características desejadas, o cálculo e dimensionamento dos diferentes circuitos, bem como suas simulações computacionais, além das etapas de programação e implementação prática; os testes e análise de funcionamento do dispositivo construído encontram-se no capítulo 4; as conclusões a respeito dos resultados observados em relação àquilo que foi proposto estão apresentados no capítulo 5; sugestões para futuros trabalhos situam-se no capítulo 6.

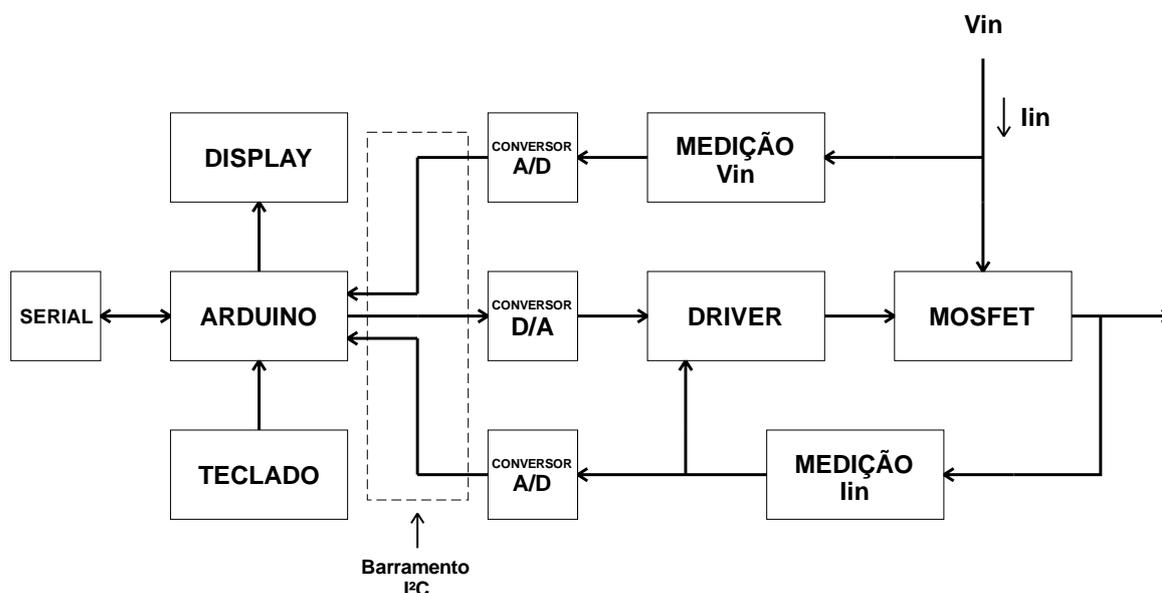
Adicionalmente, existem três diferentes apêndices: no APÊNDICE A - é apresentado o código do programa principal; no APÊNDICE B - é apresentado o código utilizado na calibração e ajuste dos circuitos de medição de tensão elétrica e corrente elétrica de entrada; e no APÊNDICE C - é apresentada a rotina utilizada para calibração do conversor D/A.

2 REVISÃO DE CONCEITOS TEÓRICOS

2.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DE UMA CARGA ELETRÔNICA

Uma carga ativa microcontrolada pode ser descrita, de forma simplificada, pelo diagrama de blocos apresentado na Figura 4, do qual podemos identificar alguns blocos de circuitos e suas finalidades.

Figura 4 - Diagrama de blocos de uma carga eletrônica DC.



Fonte: Do autor.

O primeiro bloco trata da interface entre o dispositivo e o operador. É composto por um *display*, que tem por objetivo informar dados do funcionamento do equipamento, tais como corrente e tensão elétrica nos seus terminais, potência elétrica consumida, informações de configuração, modo de operação, *set-points*, entre outros dados relevantes. Faz parte deste bloco também um dispositivo de entrada de dados, que pode ser tanto um *encoder* rotativo, um teclado, ou mesmo uma combinação de ambos.

Em seguida destaca-se o bloco que envolve o microcontrolador em si, bem como os dispositivos de conversão analógico-digital (ADC – *Analogic-to-Digital Converter*) e de conversão digital-analógico (DAC – *Digital-to-Analogic Converter*). Tem-se neste concentradas as tarefas de leitura dos sensores, sejam eles de tensão elétrica, corrente elétrica, temperatura, entre outros cujos dados forem de interesse, bem como do dispositivo de entrada escolhido.

Os valores de leitura dos sensores estão presentes na entrada do ADC, o qual converte os mesmos para um número binário com tantos bits quantos forem a resolução do dispositivo empregado. Quanto maior a resolução, maior o universo de valores possíveis, e portanto menores variações são perceptíveis ao circuito.

Os dados pertinentes são enviados ao *display*, enquanto que o valor adequado é definido pelo microcontrolador e enviado ao dispositivo DAC, na forma de um número binário de n bits, de acordo com a resolução do conversor empregado, para que seja convertido em um valor analógico, o qual será responsável pela definição do valor de referência a ser seguido pelo controlador. Da mesma forma que os conversores analógico-digital, quanto maior a resolução do conversor digital-analógico, menores serão as variações de tensão elétrica obtíveis em sua saída, e mais preciso será o controle do circuito.

Destaca-se em seguida os blocos referentes aos sensores de tensão elétrica de entrada e de corrente elétrica consumida pelo dispositivo. No primeiro caso, o mesmo é composto por um divisor resistivo, cujo objetivo é adequar os níveis de tensão elétrica da entrada para os limites tolerados pelo circuito, neste caso, pelo ADC empregado. A saída do divisor resistivo é conectada a um amplificador operacional em configuração seguidor de tensão, afim de que não seja consumida corrente elétrica da saída do circuito divisor, assim não alterando a medida realizada. Posteriormente, este seguidor de tensão tem sua saída conectada à entrada do conversor analógico-digital.

Por outro lado, o sensor de corrente elétrica é composto de um resistor *shunt* de baixo valor de resistência elétrica, conectado em série com a entrada do dispositivo. Um amplificador de instrumentação é utilizado para efetuar a leitura do valor de queda de tensão elétrica entre os terminais deste resistor, valor este que é dependente da corrente elétrica que circula pelo *shunt*, tal como dado pela Lei de Ohm. O ganho do amplificador é definido de forma a adequar o nível de tensão elétrica referente à leitura da corrente elétrica à faixa de valores tolerados pelo ADC empregado, bem como aproveitá-la toda, assim maximizando a precisão de leitura..

Tem-se ainda o bloco referente ao circuito de controle analógico, responsável por receber o valor de referência fornecido através do conversor digital-analógico pelo

microcontrolador, o qual deve ser comparado ao valor de leitura do sensor de corrente elétrica, e a partir da diferença entre estes dois valores, é definido o sinal de controle a ser aplicado. Este circuito é implementado com base em um amplificador operacional, de forma que permita obter-se na saída um seguimento à referência aplicada ao controlador.

O último bloco que compõe o circuito básico é o próprio transistor MOSFET, o qual é responsável pela dissipação da potência elétrica consumida, e cujas características estão mais bem detalhadas no decorrer deste documento.

2.2 O AMPLIFICADOR OPERACIONAL

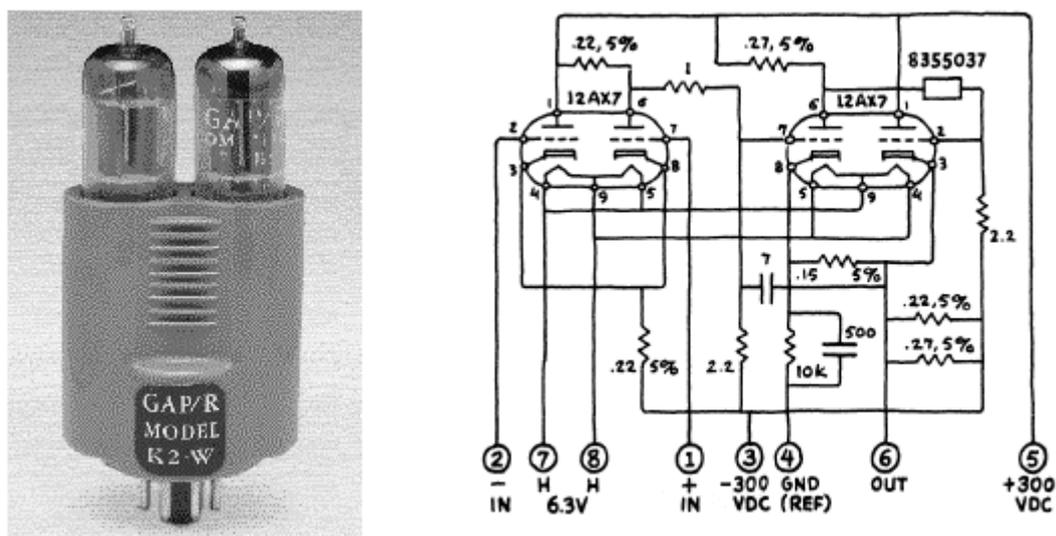
Apesar de hoje em dia os amplificadores operacionais (do inglês, *operational amplifier* – OpAmp) serem bem conhecidos e largamente utilizados na forma de circuitos integrados monolíticos, o seu desenvolvimento remonta ao início do século XX. Segundo Walt Jung (2002), foram duas as invenções chave que levaram ao que hoje é um padrão largamente utilizado na indústria, sendo elas a criação de um elemento retificador baseado em uma placa, a qual quando polarizada positivamente, atuava como um eletrodo capturando elétrons emitidos por um filamento, estando ambos situados no interior de um bulbo de vidro selado a vácuo. Este dispositivo, patenteado em 1904 por J.A. Fleming, ficou conhecido como “diodo de Fleming”.

Adicionalmente a esta criação, foi de fundamental importância a invenção, por parte de Lee De Forest em 1906, de uma válvula tríodo de três elementos. Este foi o primeiro dispositivo capaz de realizar a amplificação de sinais elétricos, utilizando um outro eletrodo, denominado grade (*grid*), posicionado entre o filamento e a placa de uma válvula diodo. Desta forma, tornou-se possível o desenvolvimento de toda a gama de dispositivos eletrônicos modernos.

Em se tratando de amplificadores operacionais, um conceito muito importante é o de realimentação. Neste sentido, é importante destacar a concepção do princípio de realimentação (*feedback*) em amplificadores, desenvolvido nos Laboratórios Bell (*Bell Telephone Laboratories*), durante o final dos anos 1920 e início dos anos 1930. Foi este conceito que abriu caminho para soluções como os amplificadores

operacionais de aplicação geral (*general purpose*) baseados em válvulas, tais como o apresentado na Figura 5, os quais começaram a surgir no início dos anos 1940 e permaneceram em voga até a sua substituição por versões de estado sólido nas décadas de 1950 e 1960.

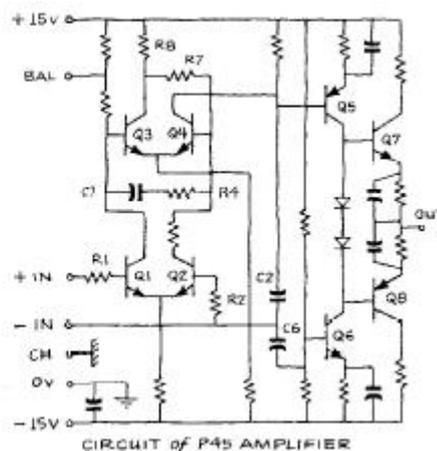
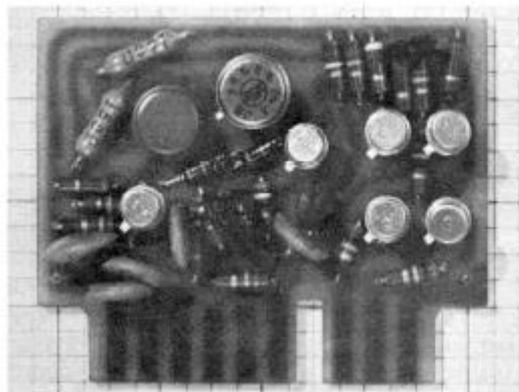
Figura 5 - O amplificador operacional GAP/R K2-W, foto (e) e diagrama esquemático (d).



Fonte: Op Amp Applications, Walter G. Jung, 2002.

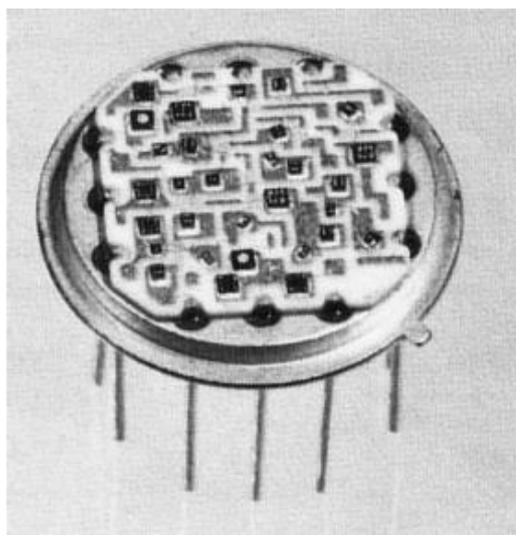
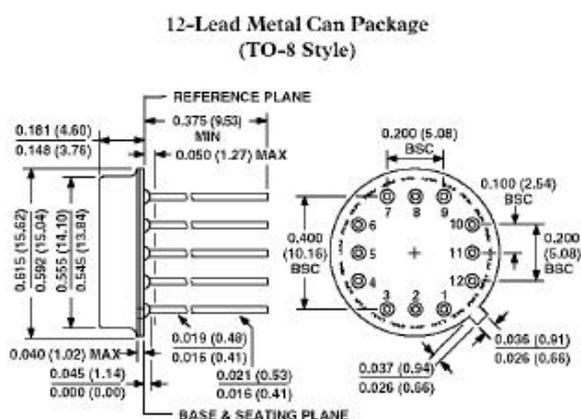
Os amplificadores operacionais baseados em válvulas termoiônicas eram dispositivos grandes, os quais ocupavam um considerável espaço, geravam uma quantidade grande de calor, e consumiam uma potência elétrica considerável. Como alternativa a eles, iniciou-se um processo de miniaturização, utilizando os então recém disseminados transistores de junção bipolar (BJT). Neste período, teve-se a criação de dispositivos como os GAP/R P45, introduzido em 1963, e os ADI HOS-050, introduzidos em 1977, mostrados na Figura 6 e Figura 7.

Figura 6 - GAP/R P45, um amplificador operacional de estado sólido.



Fonte: Op Amp Applications, Walter G. Jung, 2002.

Figura 7 - ADI HOS-050 - Amplificador operacional híbrido de alta velocidade.



Fonte: Op Amp Applications, Walter G. Jung, 2002.

Como uma última etapa da evolução, tem-se o desenvolvimento do primeiro amplificador operacional encapsulado em um circuito integrado monolítico, por volta da metade dos anos 1960. Deste ponto em diante, houve um rápido desenvolvimento quanto às características de desempenho dos mesmo, e não mais tanto a sua topologia ou encapsulamento, com a apresentação de modelos que viriam a se tornar padrões na indústria, como os bem conhecidos $\mu A702$ (Fairchild Semiconductors, 1963), o qual foi um marco histórico, sendo um dos primeiros amplificadores operacionais monolíticos, LM101 (National Semiconductors, 1967), $\mu A741$ (Fairchild Semiconductors, 1968), LM324 (National Semiconductors, 1972) e OP07 (Precision

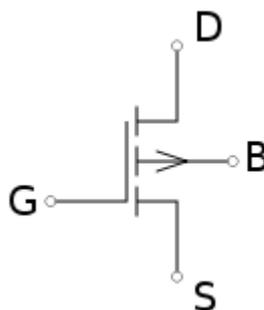
Monolithics, 1975). Cabe destacar a grande importância do $\mu A741$, um amplificador operacional monolítico com compensação interna, que viria a se tornar um grande marco na indústria, amplamente utilizado até os dias atuais, sendo sem sombra de dúvidas o mais popular dentro desta classe de circuitos integrados.

Exposta de forma breve a história deste componente que é fundamental às mais diversas aplicações atualmente, cabe citar alguns aspectos técnicos fundamentais ao entendimento do funcionamento destes dispositivos, bem como permitir o seu equacionamento. Desta forma, tal como exposto por Walt Jung (2002), um amplificador operacional idealmente possui ganho diferencial infinito, ganho de modo comum nulo, tensão de *offset* nula e corrente de polarização nula. Adicionalmente, apresenta em suas entradas uma alta impedância, e uma baixa impedância de saída. Desta forma, surgem dois conceitos muito utilizados no equacionamento de circuitos envolvendo amplificadores operacionais: o curto circuito virtual, onde considera-se que as entradas inversora e não inversora estão conectadas, e a corrente de entrada nula, onde não há fluxo de corrente elétrica nas entradas do amplificador operacional.

2.3 TRANSISTOR DE EFEITO DE CAMPO – MOSFET

Segundo Sedra, A.; Smith, K.C. (2004), o transistor de efeito de campo de metal-óxido-semicondutor, do inglês *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor – MOSFET*, um tipo de transistor de efeito de campo (*Field Effect Transistor – FET*), é um dispositivo composto de quatro terminais, denominados Fonte (*Source*), Porta (*Gate*), Dreno (*Drain*) e Substrato (*Body*). Quando tratado na forma de componente discreto, tem-se apenas três terminais acessíveis, uma vez que o substrato é conectado ao terminal de fonte, tal como tem-se representado na Figura 8.

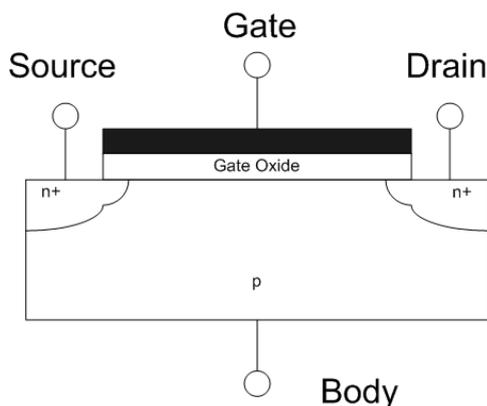
Figura 8 - Símbolo Elétrico de um MOSFET.



A teoria básica por trás do seu funcionamento foi patenteada por Julius Edgar Lilienfeld, em 1925. Porém somente em 1959 o primeiro transistor MOSFET foi desenvolvido, nos laboratórios Bell, por Dawon Kahng e Martin Atalla. Hoje, o termo metal no nome não passa de uma reminiscência dos primeiros chips, onde o terminal de porta era composto de metal.

Ocorre então uma mudança, onde o terminal de porta passa a ser composto de silício policristalino, isolado do substrato por uma fina camada de óxido de silício. Com a posterior evolução, a partir da tecnologia fabril de 45nm, voltou-se a utilizar metal como o terminal de porta, embora não mais alumínio como antes, e sim tungstênio ou tântalo. O substrato, por sua vez, é composto de um semicondutor, mais comumente silício, com uma dopagem complementar à dos poços que compõem os terminais de fonte e dreno. Notadamente, em um MOSFET do tipo N, tem-se o substrato com uma dopagem P, enquanto os poços possuem dopagem N, enquanto que nos transistores do tipo P o substrato possui dopagem N, e os poços, dopagem P. A Figura 9 a seguir ilustra o aspecto construtivo.

Figura 9 - Corte transversal de um transistor NMOS.



Quando uma diferença de potencial elétrico é aplicada entre os terminais de Porta e Substrato, cria-se um campo elétrico entre eles, capaz de causar uma redistribuição de cargas, e assim permitindo a formação de um canal condutor entre os terminais de dreno e fonte. Dado o fato de, em dispositivos discretos, os terminais de Substrato e Fonte estarem conectados, é atribuído a sigla V_{GS} à esta diferença de potencial elétrico.

É fácil notar que quanto maior for a diferença de potencial V_{GS} aplicada, maior será a condutividade do canal criado. Assim, o transistor MOSFET é um dispositivo que permite o controle de sua condutividade, e por consequência, da corrente elétrica que flui entre os terminais Fonte e Dreno, por meio da tensão elétrica V_{GS} aplicada.

De forma resumida, podemos descrever três diferentes modos de operação para um transistor deste tipo, sendo estas definidas por meio das tensões elétricas aplicadas a seus terminais. Para um transistor N-MOS, os modos são os seguintes:

- a) Região de Corte, definido quando $V_{GS} < V_{th}$, onde V_{th} é a Tensão de Threshold, parâmetro do dispositivo que indica o ponto do limiar de condução. Neste estado, o transistor encontra-se cortado (desligado), e não há corrente circulando entre dreno e fonte.
- b) Região de Triodo, dada quando $V_{GS} > V_{th}$ e $V_{DS} < V_{GS} - V_{th}$, onde V_{DS} é a tensão elétrica entre os terminais dreno e fonte. Aqui tem-se o início da condução, quando o canal que permite o fluxo de corrente elétrica entre

os terminais de dreno e fonte é criado. Tal corrente é dada através da seguinte expressão

$$I_D = a (2(V_{GS} - V_{th})V_{DS} - V_{DS}^2), \quad \text{onde } a = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2L}$$

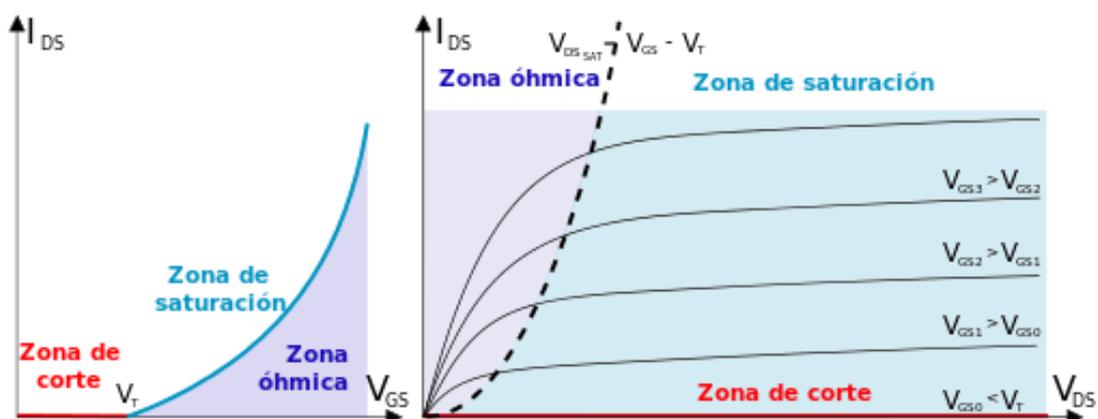
Nota-se, portanto, que o MOSFET opera como um resistor, controlado pelo valor de tensão elétrica aplicado ao terminal de porta.

- c) Região de Saturação, quando $V_{GS} > V_{th}$ e $V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$. Nesta condição, é criado um canal que permite a fluxo de corrente entre dreno e fonte. Entretanto, como a tensão elétrica entre estes terminais é maior do que aquela aplicada à porta, cria-se uma região de pinçamento neste canal, e portanto a corrente elétrica que circula entre dreno e fonte é independente da tensão de dreno, em uma primeira aproximação, sendo controlada somente pela tensão elétrica V_{GS} e dada por:

$$I_D = a (V_{GS} - V_{th})^2, \quad \text{onde } a = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2L}$$

Estes três casos são ilustrados na Figura 10. Cabe ressaltar que, apesar de o MOSFET apresentar um comportamento linear na região de trípodo, o seu uso como elemento amplificador dá-se quando polarizado na região de saturação.

Figura 10 - Curvas e regiões de operação de um transistor MOSFET.



2.4 A PLATAFORMA ARDUINO

Segundo Jeremy Blum (2013), “A melhor parte a respeito da plataforma de prototipagem Arduino é que ela é qualquer coisa que você queira que ela seja” (“*The best part about the Arduino prototyping platform is that it’s whatever you want it to be*”). Esta definição a respeito de o que é a plataforma Arduino destaca uma de suas maiores virtudes: a versatilidade.

Criado em 2003 por Hernando Barragán, como uma tese de mestrado no *Interaction Design Institute Ivrea* (IDII), na Itália, com o objetivo de ser uma plataforma de uso fácil e descomplicado, de baixo custo, e que permitisse mesmo àqueles com pouco ou nenhum conhecimento na área de eletrônica e programação desenvolverem os mais diversos projetos. Desde circuitos tão simples como um pisca LED, até circuitos complexos de controle das mais diversas plantas. Pela grande facilidade e agilidade de implementação, atraiu grande atenção e interesse tanto por parte de leigos quanto de profissionais com vasto conhecimento na área.

Mais conhecido pelo *hardware* em si, na verdade Arduino é o nome dado ao conjunto de *hardware* e *software*, isto é, à plataforma. O *software* é *open-source*, multiplataforma e gratuito, enquanto o *hardware*, a placa em si, também *open-source*, está disponível para compra no mercado por valores bastante atrativos, ou mesmo pode ser montada por quem assim o desejar, uma vez que os diagramas de circuito estão disponíveis de forma pública. Segundo dados estimados pela *Adafruit Industries*, distribuidor oficial de placas e acessórios Arduino, situada em Nova York, no ano de 2013 haviam mais de 700.000 placas Arduino oficiais nas mãos de usuários – isto sem contar todas as versões “clone”, uma vez que trata-se de *hardware open-source*.

Além disso, pela grande adesão e alta relevância em nível mundial, a plataforma conta com um fórum e uma comunidade bastante ativos, de forma que se promove uma troca de experiências vasta. Desta forma, existe sempre um bom suporte a quem esteja tendo alguma dificuldade com o seu projeto. Do mesmo modo, opções e possibilidade são constantemente discutidas, possibilitando e encorajando ainda mais a realização dos projetos intencionados.

Dentre as diversas versões da placa Arduino disponíveis no mercado, para o presente projeto optou-se por trabalhar com a placa Arduino UNO, de revisão 3 (R3), por se tratar de um dos modelos mais simples e de ampla disseminação. As especificações do mesmo são as mostradas na Tabela 4.

Tabela 4 - Especificações técnicas da placa Arduino UNO.

ARDUINO UNO R3	
Microcontrolador	ATmega328P
Tensão de Operação	5V
Tensão de Entrada (recomendada)	7 a 12V
Tensão de Entrada (limite)	6 a 20V
Pinos de E/S Digitais	14 (dos quais 6 com saída PWM)
Pinos de E/S Digitais PWM	6
Pinos de Entrada Analógica	6
Corrente DC por Pino de E/S	20mA
Corrente DC para Saída de 3.3V	50mA
Memória Flash	32KB (ATmega328P), dos quais 0,5KB são usados pelo <i>bootloader</i>
SRAM	2KB (ATmega328P)
EEPROM	1KB (ATmega328P)
Frequência de Clock	16MHZ
Interface	USB
Dimensões	
Comprimento	68,6mm
Largura	53,4mm
Peso	25g

Fonte: arduino.cc

Figura 11 - Placa de desenvolvimento Arduino UNO.



Fonte: Imagem digital, Arduino.cc

3 PROJETO E CONSTRUÇÃO DE PROTÓTIPO

3.1 DEFINIÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS DESEJADAS

Tomando como base as características de cargas eletrônicas disponíveis comercialmente, nota-se que para o uso pretendido para o equipamento aqui proposto estas são bastante exageradas. Para um estudante de Engenharia Elétrica, correntes e tensões elétricas da ordem de cinco ou mais dezenas de ampères ou algumas centenas de volts são coisas pouco comuns no decorrer da graduação. Desta forma, não cabe aqui propor algo que se equipare ao que é oferecido pelas opções comerciais disponíveis, e sim algo direcionado para o uso pretendido.

Desta forma, com base nas experiências vividas e nas necessidades sentidas no decorrer do curso, as seguintes características seriam ideais e desejadas:

- Tensão Elétrica de Entrada Máxima: 50V;
- Corrente Elétrica de Entrada Máxima: 10A;
- Potência Elétrica Máxima Dissipada: 70W;
- Temperatura Máxima de Operação: 40°C;

Uma vez decididos estes parâmetros, pode-se dar sequência ao projeto e cálculo do circuito necessário.

3.2 PROJETO E CÁLCULO

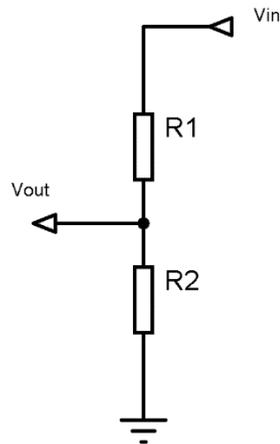
De forma a ser possível o projeto do circuito, toma-se como base o diagrama de blocos apresentado na Figura 4, analisando e desenvolvendo o circuito necessário para cada uma de suas partes, tendo por guia as características desejadas, relacionadas na seção anterior.

3.2.1 Medição da Tensão Elétrica de Entrada – V_{in}

Iniciando pelo bloco referente à medição da tensão elétrica de entrada, a qual sabe-se que será limitada a 50V, faz-se necessário um circuito capaz de compatibilizar os níveis de tensão elétrica de entrada àqueles tolerados pelo conversor AD. Sabendo que este opera em uma faixa de 0 a 5V em sua entrada, deve-se utilizar um divisor

resistivo que apresente uma razão entre tensão elétrica de saída e tensão elétrica de entrada de 1/10.

Figura 12 - Circuito de um Divisor Resistivo.



Fonte: Do autor.

Com base na Figura 12 pode-se obter facilmente a equação para um divisor resistivo. Supondo que inexistente corrente elétrica sendo drenada na saída, a corrente que circula pelos resistores R1 e R2 é igual, e definida por:

$$i = \frac{V_{in}}{R1 + R2}$$

Por sua vez, a queda de tensão elétrica em R2, que é equivalente à tensão elétrica de saída V_{out} , é dada por:

$$V_{R2} = V_{out} = R2 \times i$$

Substituindo a primeira equação na segunda, tem-se a equação do divisor de tensão resistivo:

$$V_{out} = V_{in} \frac{R2}{R1 + R2}$$

$$\therefore \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R2}{R1 + R2}$$

Sabendo que a razão V_{out}/V_{in} desejada é de 1/10, e fixando R_2 como sendo $R_2 = 10k\Omega$, tem-se:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{10} = \frac{10k}{R_1 + 10k}$$

$$\therefore R_1 = 10k \times 10 - 10k$$

$$\therefore R_1 = 90k\Omega$$

De forma a permitir um ajuste na relação entre os resistores R_1 e R_2 , e portanto entre a tensão elétrica de entrada e de saída, emprega-se uma associação série entre trimpot multivoltas de $20k\Omega$ e um resistor de $82k\Omega$ para R_1 .

Com estes valores, a corrente elétrica total máxima que circulará pelo divisor resistivo será de:

$$i_{max} = \frac{V_{in_{max}}}{R_1 + R_2} = \frac{50V}{90k\Omega + 10k\Omega}$$

$$\therefore i_{max} = \frac{50V}{100k\Omega} = 500\mu A$$

Assim como a potência máxima dissipada pelo conjunto será de:

$$P_{max} = V_{in_{max}} \times i_{max}$$

$$P_{max} = 50V \times 500\mu A$$

$$\therefore P_{max} = 25mW$$

Que são valores adequados de forma a não proporcionarem alterações nas medidas realizadas, bem como evitem aquecimentos excessivos dos componentes envolvidos.

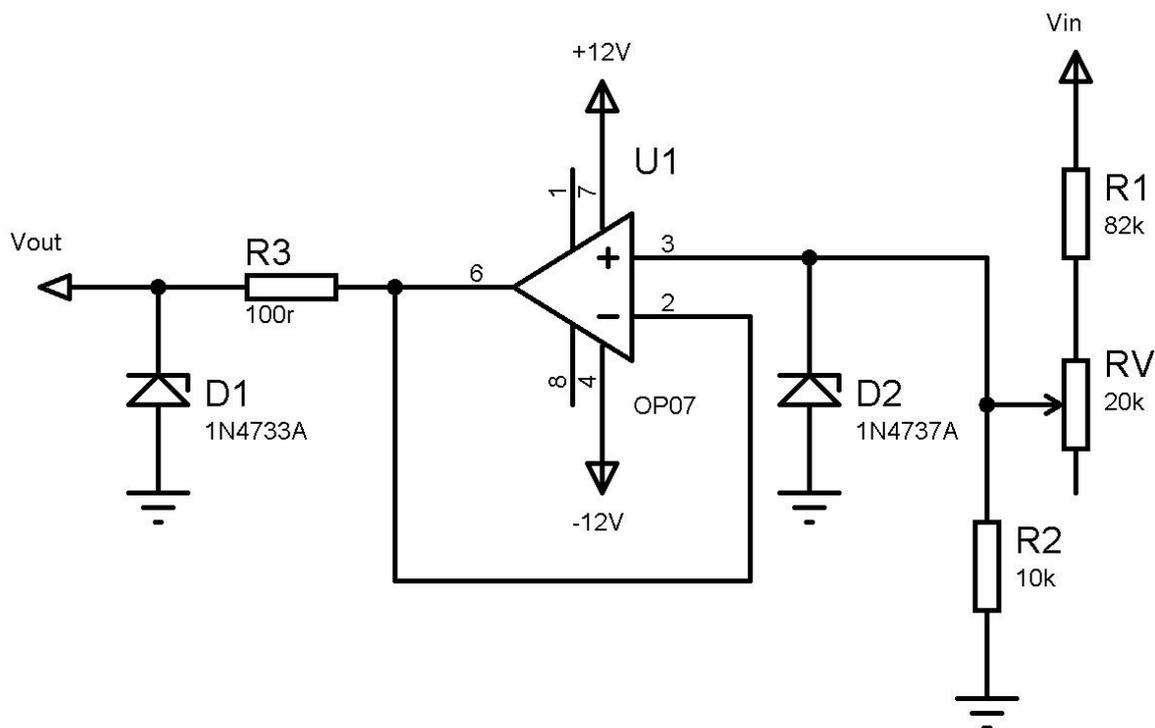
Cabe agora garantir que a corrente de saída i_{out} seja efetivamente nula – ou na prática, tão pequena que não cause erro significativo na medida, e portanto deve ser muito menor quando comparada à corrente elétrica que circula pelo divisor de tensão. Para tanto, adota-se um circuito seguidor de tensão, baseado em um amplificador operacional, uma vez que estes circuitos tem por característica

idealmente apresentarem correntes elétricas nulas – ou, na prática, muito pequenas – em suas entradas.

No presente caso, escolheu-se utilizar os amplificadores operacionais OP07, fabricados pela Analog Devices, devido às suas características. Estes apresentam, de acordo com o *datasheet* fornecido pelo fabricante, uma corrente de *bias* de no máximo $\pm 3nA$, que por sua vez resultaria em um erro máximo de tensão de $\pm 0,03mV$. Este erro encontra-se dentro daquilo que pode ser considerado aceitável.

Por fim, como forma de proteção, adiciona-se um conjunto de um resistor e um diodo zener 1N4733 de 5,1V à saída do circuito, de forma que este atue como uma proteção contra sobretensão, limitando a tensão máxima aplicada na entrada do conversor A/D. Da mesma forma, um diodo zener 1N4737 de 7,5V é adicionado à entrada não inversora do amplificador operacional de forma a protegê-la de uma eventual sobretensão sem acarretar distorções nos valores medidos. A seguir, tem-se o circuito completo do presente bloco, na Figura 13:

Figura 13 - Circuito completo para medição de tensão elétrica de entrada.



Fonte: Do autor.

3.2.2 Medição da Corrente Elétrica de Entrada - I_{in}

Uma vez concluído o projeto do bloco referente à medição da tensão elétrica de entrada, pode-se prosseguir ao desenvolvimento daquele referente à medição da corrente elétrica que está sendo drenada. Para tanto, emprega-se um resistor *shunt*, de valor bem conhecido e com baixa tolerância, em série com a entrada do circuito, de forma que a queda de tensão elétrica neste seja proporcional a corrente elétrica que circula pelo circuito. É importante adotar-se um valor de resistência elétrica pequeno o suficiente para que a dissipação de potência neste elemento seja mantida no menor nível possível, embora grande o suficiente para que se produza um valor aceitável de queda de tensão.

Sabendo-se que a corrente elétrica máxima que circulará por este dispositivo será de 10A, adotando-se um resistor *shunt* de $0,01\Omega$, a queda de tensão elétrica sobre o mesmo será de:

$$V_{R_{shunt}} = 10A \times 0,01\Omega = 0,1V$$

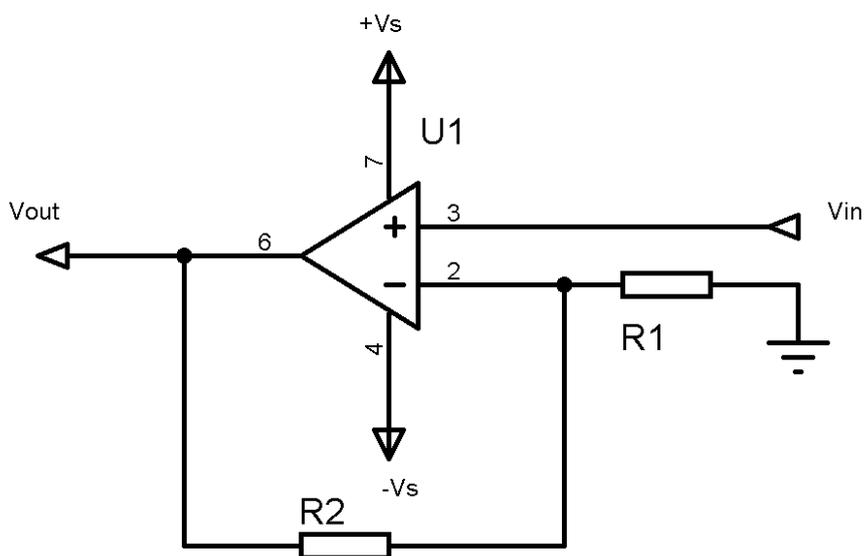
E a potência elétrica dissipada máxima será de:

$$P_{max} = 10A \times 0,1V = 1W$$

Este é um valor adequado de potência, a fim de garantir que não haja aquecimento excessivo dos componentes envolvidos. Desta forma, será empregada uma associação paralela composta por dois resistores de $0,02\Omega$, capazes de dissipar cada um uma potência de 1W, assim melhorando a confiabilidade do circuito. Serão utilizados resistores com tolerância de 1% de forma a obter maior precisão nas leituras.

Novamente, é desejado que se compatibilize os níveis de tensão elétrica presentes na saída do elemento sensor – neste caso, o resistor *shunt* – à faixa de entrada tolerada pelo conversor AD, de forma a aproveitar o máximo da resolução do mesmo, obtendo-se assim maior precisão de leitura. Sabendo que o valor máximo de tensão elétrica aceito pelo conversor em sua entrada é de 5V, e que o maior valor presente na saída do elemento sensor será de 0,1V, deve-se utilizar um circuito amplificador, de topologia não-inversora, tal como mostrado na Figura 14.

Figura 14 - Circuito de um amplificador não-inversor.



Fonte: Do autor.

Sabendo que para um amplificador operacional ideal as seguintes proposições são verdadeiras:

- a) $V^+ = V^-$
- b) $i^+ = i^- = 0$

Tendo em vista o explícito em b), é fácil perceber os resistores R1 e R2 formam um divisor resistivo, e portanto é imediato que a tensão presente na entrada inversora do circuito será:

$$V^- = V_{out} \frac{R1}{R1 + R2}$$

Com base em a), tem-se que:

$$V_{in} = V_{out} \frac{R1}{R1 + R2}$$

$$\therefore \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R1 + R2}{R1}$$

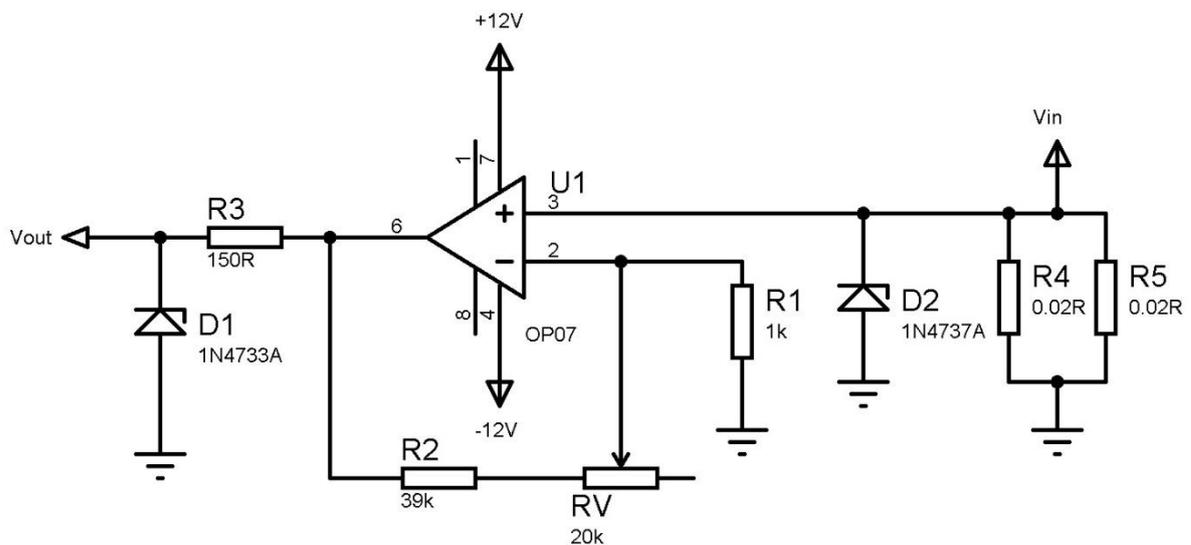
Substituindo os valores de tensão elétrica de entrada e de saída, obtém-se que:

$$\frac{5}{0,1} = \frac{R1 + R2}{R1}$$

$$\therefore R2 = 49 \times R1$$

Assim, adota-se $R1 = 1k\Omega$ e $R2 = 49k\Omega$. Sabendo que $49k\Omega$ não trata-se de um valor comercialmente disponível, opta-se por utilizar um trimpot multivoltas de $20k\Omega$ associado em série com um resistor de $39k\Omega$, de forma a permitir um ajuste mais preciso do ganho do amplificador, e assim obter-se a melhor relação possível entre a tensão elétrica na saída do mesmo e a corrente elétrica que passa pelo MOSFET.

Figura 15 - Circuito de medição de corrente elétrica.



Fonte: Do autor.

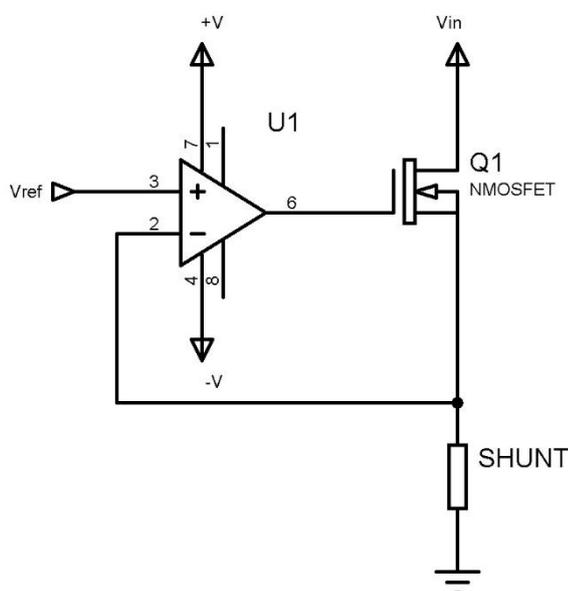
Tal como adotado no circuito anterior como forma de proteção, empregou-se neste também um conjunto de resistor e um diodo zener 1N4733, de forma a proteger a entrada do conversor A/D de uma eventual sobretensão decorrente de uma corrente de entrada excessiva, assim como um diodo zener 1N4737 de 7,5V é adicionado à entrada não inversora do amplificador operacional de forma a protegê-la de uma eventual sobretensão

3.2.3 Driver MOSFET

Uma vez definidos os circuitos responsáveis pelas medições de corrente e tensão elétricas, pode-se prosseguir ao desenho dos elementos responsáveis pelo controle do dispositivo de potência, neste caso representado pelo MOSFET, bem como à escolha do mesmo.

Iniciando pelo desenho do circuito responsável pelo controle do transistor MOSFET, escolheu-se baseá-lo em torno de um simples amplificador operacional, tal como a Figura 16 apresenta. Uma tensão elétrica de referência, proveniente do conversor digital-analógico e controlada pelo microcontrolador é aplicada à entrada não-inversora do amplificador operacional. A saída deste é conectada à porta do transistor, de forma exercer controle sobre o mesmo, limitando a corrente que circula entre os terminais de dreno e fonte e a queda de tensão elétrica entre estes terminais. A entrada inversora é conectada ao terminal de fonte do MOSFET, bem como a um dos terminais do resistor *shunt*, formando assim um laço de *feedback*.

Figura 16 - Circuito base para controle do transistor MOSFET.



Fonte: Do autor.

Desta forma, a tensão elétrica na entrada inversora será igual à queda de tensão elétrica sobre o resistor *shunt*, a qual, por sua vez, é proporcional à corrente elétrica que por ele circula. Sabendo que esta corrente elétrica é a mesma que atravessa o transistor MOSFET, uma vez que pode-se considerar que inexistente fluxo de corrente elétrica nas entradas de um amplificador operacional, e portanto é

equivalente à corrente elétrica consumida da carga, temos que a tensão elétrica na entrada inversora é proporcional à corrente elétrica consumida. Assim, esta pode ser dada pela seguinte equação:

$$V^- = V_{shunt} = R_{shunt} \times I_{in}$$

Onde V^- é a tensão elétrica na entrada inversora do amplificador operacional, dada em Volts, V_{shunt} é a queda de tensão elétrica no resistor *shunt* dada em Volts, R_{shunt} é a resistência elétrica do resistor *shunt*, dada em Ohms, e I_{in} é a corrente elétrica de entrada, dada em Âmperes.

Por sua vez, sabe-se que para um amplificador operacional, o seguinte é verdadeiro:

$$V^+ - V^- = 0$$

Onde V^+ é a tensão elétrica na entrada não inversora do amplificador operacional, dada em Volts, e V^- é a tensão elétrica na entrada inversora do amplificador operacional, dada em Volts.

Isto posto, e tendo aplicado na entrada não inversora uma tensão elétrica de referência, é imediato perceber que o amplificador operacional controlará a sua tensão elétrica de saída V_o de forma a controlar o transistor MOSFET e assim drenar uma corrente elétrica de entrada tal que cause uma queda de tensão elétrica no resistor *shunt* igual à tensão elétrica de referência aplicada. Equivalentemente, temos que:

$$V_{ref} - V_{shunt} = 0$$

$$\therefore V_{ref} = R_{shunt} \times I_{in}$$

$$\therefore I_{in} = \frac{V_{ref}}{R_{shunt}}$$

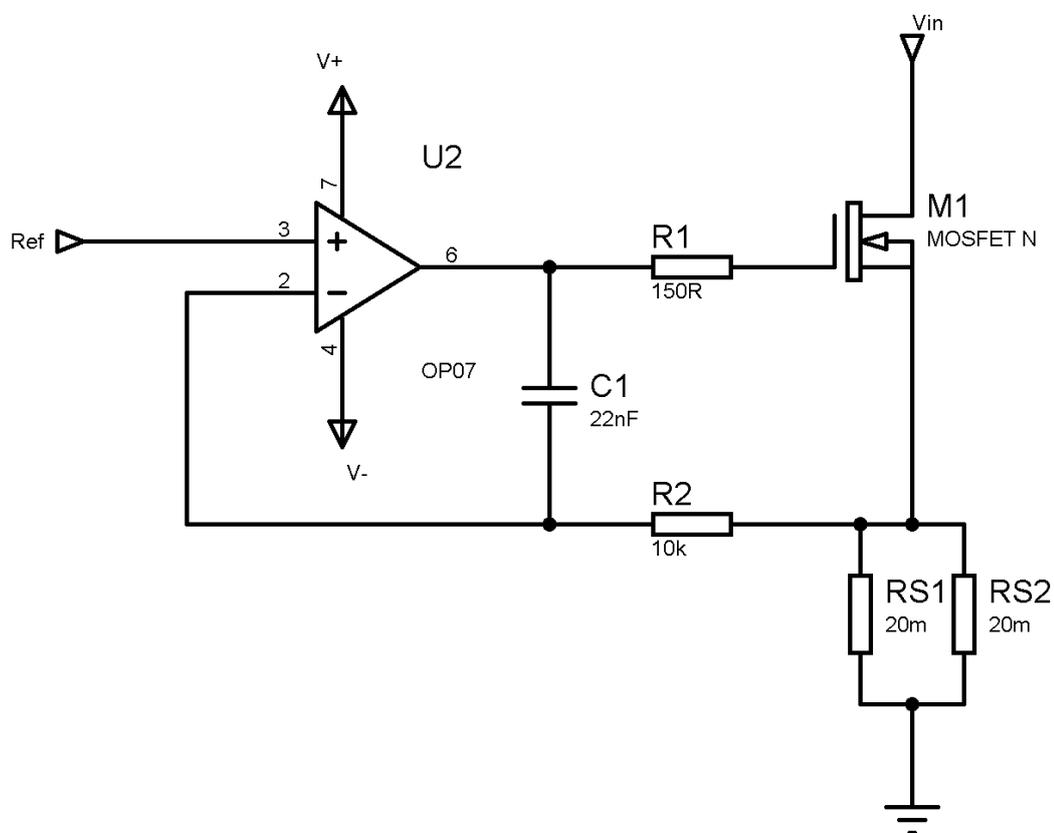
Onde I_{in} é a corrente elétrica de entrada, dada em Âmperes, V_{ref} é a tensão elétrica de referência, dada em Volts, e R_{shunt} é a resistência elétrica do resistor *shunt*, dada em Ohms.

Sendo V_{ref} um valor controlado pelo microcontrolador e R_{shunt} um valor constante, logo I_{in} é passível de ser controlado, tal como desejado.

Adicionalmente, um capacitor foi acrescentado à saída do amplificador operacional, de forma a dar mais estabilidade ao circuito, bem como um resistor de valor baixo entre a saída do amplificador e a porta do MOSFET, para atuar como proteção de forma a limitar a corrente elétrica que eventualmente circule por ali, uma vez que os terminais de porta e fonte comportam-se como um capacitor. O circuito completo encontra-se na Figura 17. Ressalta-se que, quando da elaboração do circuito final, uma pequena alteração na conexão entre o elemento sensor – o resistor *shunt* – e a entrada do amplificador operacional é necessária, haja vista o compartilhamento deste entre o presente circuito e aquele responsável pela medição da corrente elétrica de entrada.

Vale notar que a resposta dinâmica do conjunto circuito e MOSFET apresenta dependência do valor de capacitância de *gate* do transistor escolhido, o que no caso de dispositivos de potência costuma ser de valor elevado, bem como com a capacidade de corrente elétrica de saída do amplificador operacional empregado no controle, a qual é responsável por carregar e descarregar a capacitância anteriormente citada. Tão maior for a razão entre a corrente elétrica de saída do amplificador operacional e a capacitância entre porta e fonte do transistor, mais rápida tende a ser a resposta do circuito.

Figura 17 - Circuito driver do MOSFET de potência.



Fonte: Do autor.

Por fim, como último passo desta etapa, cabe selecionar um transistor MOSFET de canal N adequado à aplicação. Para tanto, deve-se ter em mente os requisitos do projeto, definidos no item 3.1. Assim sendo, deve-se escolher um transistor que possua as seguintes características:

- Tensão elétrica V_{DS} máxima $> 50V$;
- Corrente elétrica I_D máxima $> 10A$;
- Potência elétrica dissipada P_D máxima $> 70W$.

Adicionalmente, deseja-se um transistor que possua o menor valor de resistência elétrica entre dreno e fonte R_{DSon} , de forma a obter-se a menor limitação de potência elétrica consumida para tensões elétricas de entrada pequenas. Não menos importante, cabe observar também os quesitos custo e disponibilidade, uma

vez que o objetivo deste projeto é o de apresentar uma opção de fácil construção e baixo custo frente aos dispositivos comercialmente disponíveis.

Observando estes dados, optou-se por utilizar o transistor MOSFET IRFP260N, fabricado pela International Rectifier, que apresenta as características expostas na Tabela 5.

Tabela 5 - Características do MOSFET IRFP260N.

Característica	Valor
Tensão elétrica V_{DS} máxima	200V
Corrente elétrica I_D máxima	50A
Potência elétrica dissipada P_D máxima	300W
Resistência elétrica entre dreno e fonte $R_{DS_{on}}$	40m Ω

Fonte: IRFP260N *datasheet*, International Rectifier, 2004.

3.2.4 Interface ADC e DAC

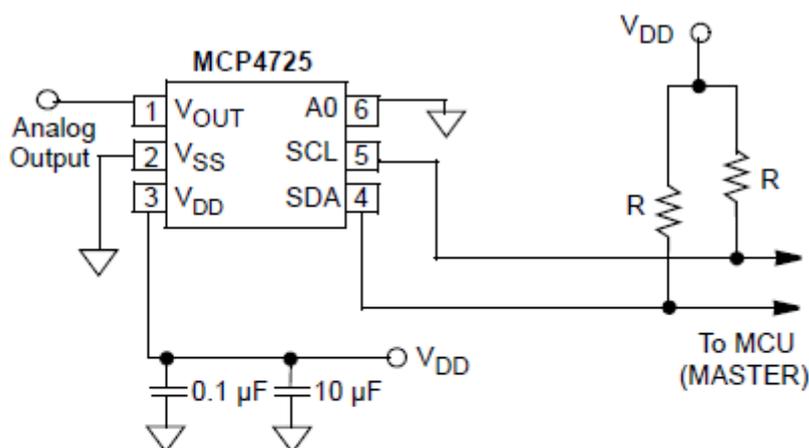
Tendo sido projetadas as demais partes componentes, tal como descrito nos subcapítulos anteriores, é necessário que sejam definidas as conexões dos módulos responsáveis pela interface entre as partes analógicas e digitais. Deste modo, de acordo com as necessidades e especificações deste projeto, optou-se por utilizar um conversor digital-analógico com uma única saída, e um conversor analógico-digital com quatro entradas, ambos utilizando um barramento I²C (*Inter-Integrated Circuit*).

De acordo com dados da NXP Electronics (2014), o protocolo I²C é um padrão mundial, sendo atualmente implementado em mais de 1000 diferentes circuitos integrados, fabricados por mais de 50 companhias. Como destaques, este protocolo requer um barramento com apenas duas linhas de dados, denominadas SDA (*Serial Data Line*) – através da qual os dados são efetivamente transmitidos, de forma serial – e SCL (*Serial Clock Line*), a qual carrega um sinal de relógio (*clock*), de forma a sincronizar os diversos dispositivos conectados ao barramento. Cada um destes dispositivos pode ser endereçado através de *software*, possuindo cada um deles um endereço único, além de poderem operar tanto como mestres ou escravos, enviando ou recebendo dados a qualquer momento. Diferentes taxas de transferência são

possíveis, dependendo do sistema e dos componentes implementados, sendo elas de até 100kbit/s no modo padrão (*standard mode*), até 400kbit/s no modo rápido (*fast mode*), até 1Mbit/s no modo rápido aprimorado (*fast mode plus*), ou até 3,4Mbit/s no modo de alta velocidade (*high speed mode*).

Para o conversor D/A, escolheu-se um MCP4725, produzido pela Microchip Technology Inc., que de acordo com dados do fabricante conta com resolução de 12 bits, distribuídos de acordo com a tensão elétrica de alimentação do circuito integrado, a qual pode ser qualquer valor entre 2,7 e 5,5V. Este circuito integrado utiliza-se do protocolo I²C para comunicação, suportando os modos padrão (100kbit/s), rápido (400kbit/s) e de alta velocidade (3,4Mbit/s). Além disso, possui um pino externo de endereçamento, permitindo assim que se utilizem dois MCP4725 em um mesmo barramento sem que haja conflito. A conexão elétrica do mesmo é bastante simplificada, tal como ilustrado na Figura 18.

Figura 18 - Conexão elétrica do MCP4725.



Note 1: R is the pull-up resistor. Typically
1 ~ 10 k Ω

2: A0 can be tied to V_{SS}, V_{DD} or driven by
MCU

Fonte: MCP4725 Datasheet, Microchip Technology Inc., 2007.

Adicionalmente ao circuito apresentado, é necessário empregar um simples divisor resistivo conectado à saída do circuito integrado, a fim de compatibilizar as faixas de tensões elétricas de saída do circuito e de entrada do circuito driver do

transistor MOSFET. Notadamente, temos o exposto na Tabela 6, e a partir destes dados, a relação do divisor resistivo pode ser calculada e o mesmo projetado.

Tabela 6- Faixas de tensão elétrica de saída e entrada.

Faixa de Tensão Elétrica	Valor
Saída do MCP4725 (VDD = 5V)	0 a 5,0V
Entrada do <i>driver</i> (V _{ref})	0 a 100mV

Tem-se que, para um divisor resistivo, o seguinte é verdadeiro:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R2}{R1 + R2}$$

E para o presente caso:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{50} = \frac{R2}{R1 + R2}$$

$$\therefore R1 = 49 \times R2$$

Adota-se, portanto, R1 = 1kΩ e para R2 utiliza-se uma associação série entre um resistor de 39kΩ e um trimpot multivoltas de 20kΩ. O circuito final encontra-se na Figura 19.

Desta forma, tem-se que para a resolução do conversor empregado, o passo de tensão elétrica mínimo passível de ser obtido será dado pela equação:

$$V_{step} = \frac{V_{CC}}{2^{n_{bits}}}$$

$$\therefore V_{step} = \frac{5,0}{2^{12}}$$

$$\therefore V_{step} = 1,22mV$$

E levando em consideração o fator de divisão utilizado, o menor passo de tensão aplicado à entrada do circuito driver será de:

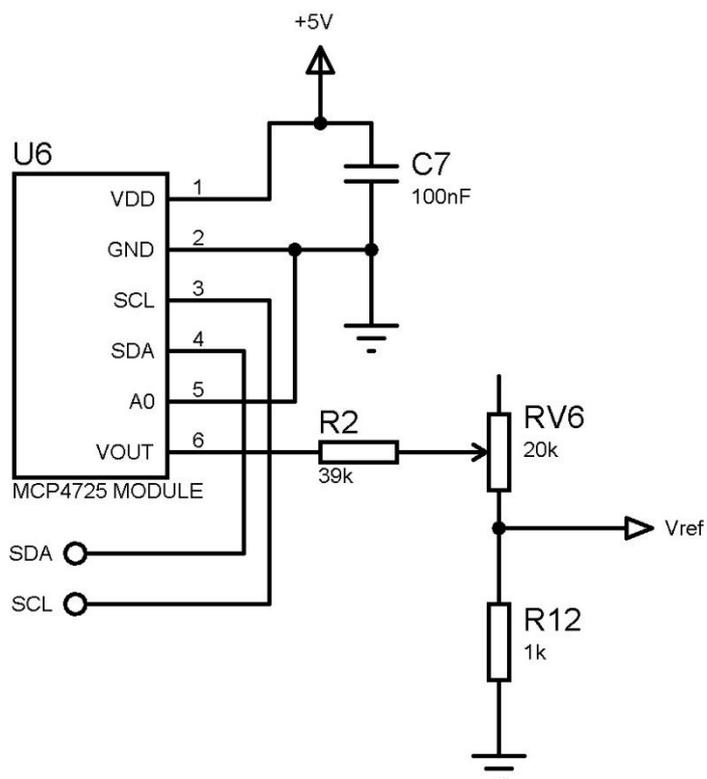
$$V_{step-driver} = \frac{V_{step}}{50}$$

$$\therefore V_{step-driver} = 24,4\mu V$$

Que por sua vez resulta em um passo de corrente de 2,44mA.

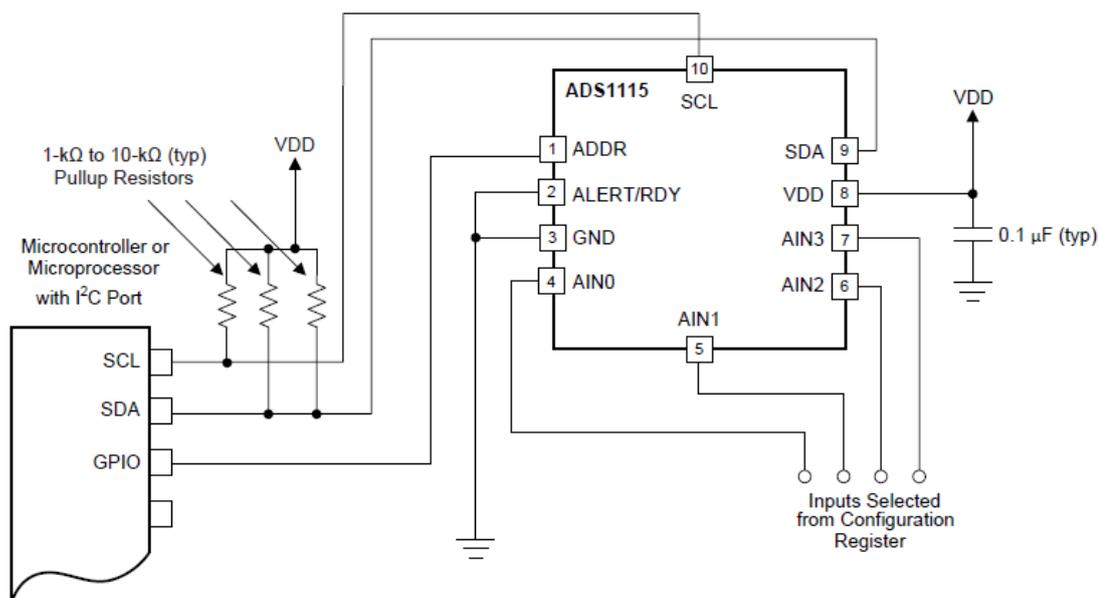
Por sua vez, para o conversor A/D foi escolhido o circuito integrado ADS1115, fabricado pela Texas Instruments, e cujas características segundo a mesma incluem 16 bits de resolução, uma faixa de tensões de alimentação de 2,0 a 5,5V, taxa de amostragem programável entre 8 e 860 amostras por segundo (SPS – *samples per second*), referência de tensão elétrica interna de baixo desvio (*low drift*), quatro endereços passíveis de seleção através de pino de endereçamento, quatro entradas de medição simples (*single-ended*) ou duas entradas de medição diferenciais. Além disso, possui ainda um amplificador de ganho programável interno (PGA – *Programmable Gain Amplifier*), permitindo selecionar faixas de tensão elétrica de entrada entre $\pm 256\text{mV}$ e $\pm 6,144\text{V}$, de forma a permitir medidas precisas tanto de grandes quanto de pequenos sinais. Tal como no caso anterior, a conexão elétrica é bastante simples e está ilustrada na Figura 20.

Figura 19 - Circuito completo da conexão do conversor D/A.



Fonte: Do autor.

Figura 20 - Conexão elétrica do ADS1115.



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

Fonte: ADS1115 Datasheet, Texas Instruments, 2016.

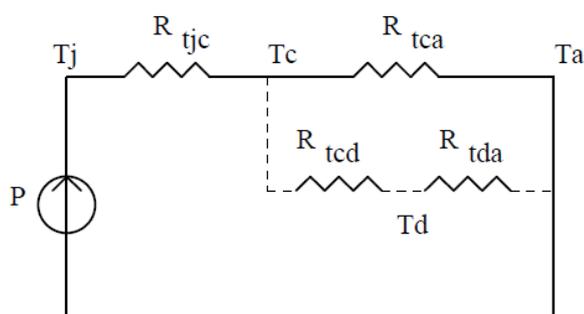
3.2.5 Projeto Térmico

Concluídas as etapas anteriores, deve-se calcular os requerimentos no que diz respeito ao dissipador de calor necessário para lidar com a potência elétrica necessária sem que ocorra o aquecimento do transistor MOSFET a ponto de danificá-lo. Para tanto, é necessário que se utilize a teoria referente ao projeto térmico, observando as características específicas do presente caso.

De acordo com (Pomílio, 2014), o calor decorrente do efeito Joule, nos dispositivos semicondutores de potência, é produzido na pastilha semicondutora, fluindo desta para o encapsulamento, e posteriormente para o ambiente. Tal fluxo é, portanto, dependente de fatores como as características térmicas e materiais envolvidos.

De uma forma geral, esta aproximação pode ser modelada através de uma analogia com um circuito elétrico, conforme o mostrado Figura 21. Neste, tem-se a potência elétrica dissipada, dada em Watts, através de uma fonte de corrente, as resistências térmicas entre os diferentes meios (junção - *junction*, encapsulamento - *case*, dissipador - *sink* e ambiente - *ambiente*) são modeladas através de resistores, cujos valores são dados em $^{\circ}\text{C}/\text{W}$. As temperaturas de cada um dos meios são, portanto, análogas às tensões em cada um dos nós do circuito.

Figura 21 - Circuito Elétrico Equivalente Para Circuito Térmico.



Fonte: Eletrônica de Potência, J. A. Pomílio, 2014.

Para fins de projeto, considera-se que a temperatura ambiente (T_a) permanece constante, e avalia-se para o pior caso esperado – isto é, para a máxima temperatura ambiente esperada. Deve-se, assim, garantir que a temperatura da junção (T_j) não ultrapasse um dado valor máximo, o qual deve ser, de acordo com as

boas práticas de projeto, de 20 a 30% inferior à temperatura de junção máxima ($T_{j\max}$) especificada pelo fabricante do dispositivo. As resistências térmicas entre junção e encapsulamento (R_{tjc}) e encapsulamento e dissipador (R_{tcd}) são dados do componente e fornecidos pelo fabricante. Para fins de cálculo, a resistência térmica entre encapsulamento e ambiente (R_{tca}) pode ser omitida, uma vez que esta é bastante elevada se comparada à associação série de R_{tcd} e R_{tda} .

Dessa forma, a equação a seguir descreve o circuito equivalente dado na Figura 21:

$$T_j = T_a + P (R_{tjc} + R_{tcd} + R_{tda})$$

Na qual T_j , T_a , P , R_{tjc} e R_{tcd} são valores conhecidos tanto dos dados técnicos do componente em questão quanto das especificações do projeto, e R_{tda} é o valor a ser determinado. Deste modo, reorganizando a equação, obtém-se o seguinte:

$$R_{tda} = \frac{T_j - T_a}{P} - R_{tjc} - R_{tcd}$$

A partir disso, e com base nos valores dados na Tabela 7, pode-se prosseguir ao cálculo da resistência térmica do dissipador a ser empregado.

Tabela 7 - Dados para Projeto Térmico.

Grandeza	Valor
Potência Elétrica Máxima Dissipada (P_{\max})	70W
Temperatura Ambiente Máxima (T_a)	40°C
Temperatura de Junção Máxima ($T_{j\max}$)	175°C
Resistência Térmica Junção – Encapsulamento (R_{tjc})	0,5°C/W
Resistência Térmica Encapsulamento – Dissipador (R_{tcd})	0,24°C/W

Isto posto, prosseguindo ao cálculo da resistência térmica entre o dissipador de calor e o ambiente, estipula-se a temperatura de junção máxima de operação (T_j), escolhida como sendo 70% da temperatura de junção máxima ($T_{j\max}$), ou seja, 122,5°C. A partir disso, aplicam-se os valores à equação adequada, obtendo-se o que segue:

$$R_{tda} = \frac{122,5^{\circ}\text{C} - 40^{\circ}\text{C}}{70\text{W}} - 0,5^{\circ}\text{C}/\text{W} - 0,24^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

$$\therefore R_{tda} = 0,44^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Assim, deve-se escolher um dissipador de calor cuja resistência térmica seja inferior ao valor obtido de $0,44^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Este, por sua vez, é um valor bastante pequeno, dado que usualmente a resistência térmica de um dissipador de alumínio atuando por convecção natural situa-se por volta de $1,3^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Isto posto, de forma a manter as dimensões físicas deste componente dentro de limites aceitáveis, é indispensável que se adote um meio de ventilação forçada, através do uso de um microventilador acoplado ao dissipador de calor.

3.2.6 Medição de Temperatura

É apresentado a seguir uma solução simples, embora eficiente para o acompanhamento da temperatura junto ao dissipador de calor, de forma a possibilitar a futura implementação de meios de proteção contra sobretemperatura, tanto por redução da corrente elétrica drenada quanto pela desconexão da fonte de potência elétrica.

O circuito baseia-se em um sensor de temperatura bastante comum, de referência LM35, fabricado pela Texas Instruments. O mesmo tem por característica apresentar uma tensão elétrica em sua saída diretamente proporcional à temperatura medida, com um fator de equivalência de $10,0\text{mV}/^{\circ}\text{C}$, capaz de realizar medições em uma faixa de 0 a 150°C , de acordo com dados do fabricante. Desta forma, tem-se uma variação da tensão elétrica de saída do mesmo entre 0 e $1,50\text{V}$.

Implementando um simples amplificador em topologia não-inversora, de forma a compatibilizar a tensão de saída do sensor à faixa de entrada do conversor analógico-digital, pode-se obter a máxima resolução na leitura da temperatura. Para tanto, deve-se aplicar um ganho G ao amplificador adotado, dado por:

$$G = \frac{\text{Entrada máxima ADC}}{\text{Saída máxima sensor}} = \frac{5\text{V}}{1,5\text{V}}$$

$$\therefore G = 3,33$$

Tal como dado anteriormente no capítulo 3.2.2, o ganho para um amplificador não inversor é dado pela equação:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = G = \frac{R1 + R2}{R1}$$

Substituindo os valores pertinentes:

$$3,33 = \frac{R1 + R2}{R1}$$

$$\therefore R2 = 2,33 R1$$

Adota-se, portanto, $R2 = 10k\Omega$ e $R1 = 22k\Omega$, valores comercialmente disponíveis. Desta forma, o ganho do circuito será de 3,2 vezes, enquanto a máxima tensão elétrica aplicada ao conversor A/D será de 4,8V. O circuito completo encontra-se na Figura 22.

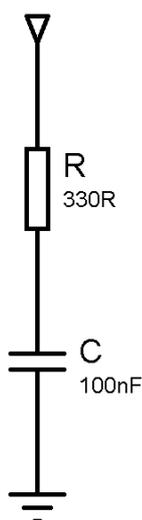
Para o presente momento, decidiu-se por não implementar este circuito, utilizando-se um sensor digital DS18B20, o qual utiliza o barramento 1-Wire, composto por apenas uma linha de dados para comunicação, e que pode realizar medições em uma faixa de temperaturas de -55°C a $+125^{\circ}\text{C}$, com precisão de $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$ entre -10°C e $+85^{\circ}\text{C}$. O diagrama de conexão do mesmo é mostrado na Figura 23.

Além das proteções já empregadas anteriormente, outras fazem-se necessárias de forma a proteger o circuito de eventuais situações que possam causar-lhe danos. As mesmas serão descritas a seguir.

3.2.7.1 *Snubber*

Um circuito *snubber* é constituído por um resistor e um capacitor conectados em série. Por sua vez, este circuito é conectado em paralelo com o transistor MOSFET. Desta forma, o mesmo atua amortecendo eventuais picos de corrente e tensão elétrica sobre o transistor, ocasionados por variações na fonte conectada à carga eletrônica, e assim protegendo o MOSFET de uma situação destrutiva.

Figura 24 – Circuito amortecedor – snubber.



Fonte: Do Autor.

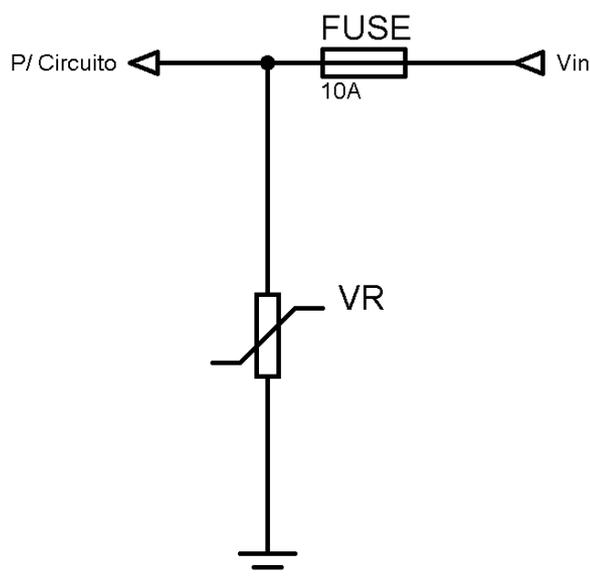
3.2.7.2 *Varistor e Fusível*

O varistor é um componente que comporta-se essencialmente como um circuito aberto até que se atinja em seus terminais um determinado nível de tensão elétrica, definido pelo seu valor nominal. Quando esta condição se verifica, o mesmo passa a se comportar como um curto circuito.

Portanto, aproveitando-se desta característica, conecta-se um varistor em paralelo com a entrada do circuito, bem como um fusível em série antes do mesmo. Desta forma, ocorrendo uma situação de sobretensão na entrada, o varistor atua,

causando um curto circuito, e caso este curto circuito provoque uma situação de sobrecorrente, dá-se a queima do elemento fusível, desconectando fisicamente a fonte de energia da carga eletrônica.

Figura 25 – Circuito de proteção contra sobretensão.



Fonte: Do autor.

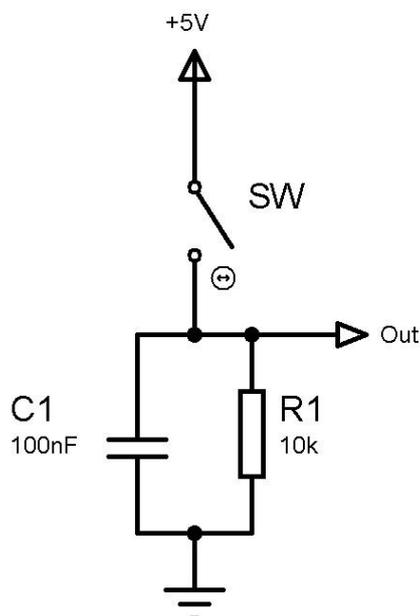
3.2.8 Interface Arduino, Display e Teclado

Cabe agora definir as conexões elétricas necessárias aos demais componentes do equipamento. Com a decisão de utilizar um display de cristal líquido (LCD) para a informação dos dados referentes às leituras e parâmetros de seleção da carga ativa, e de um teclado composto por seis teclas, como forma de entrada de dados, é necessário que se definam as conexões requeridas entre os mesmos e a placa Arduino.

Em se tratando das teclas, e tendo a quantidade necessária de pinos de entrada digital disponíveis no microcontrolador, optou-se por utilizar um esquema simples, composto de um botão de ação momentânea (*push button*), um resistor de *pull-down*, e um capacitor, de forma a implementar um circuito de *debouncing* físico no lugar de uma solução via *software*. A Figura 26 ilustra o referido circuito, cujo

funcionamento é bastante simples: com o acionamento da chave, o pino à que a chave encontra-se conectada é levado a nível alto, enquanto o capacitor é carregado com a tensão elétrica de 5V. Ao ser solta, o capacitor passa a descarregar através do resistor de *pull-down*, levando o pino a que a chave está conectada a nível baixo quando a tensão do mesmo cai abaixo de um determinado valor. É através desse tempo de descarga do capacitor que o fenômeno de *bouncing*, no qual leituras errôneas de acionamentos do botão acontecem, é evitado, criando um certo intervalo mínimo entre cliques sucessivos.

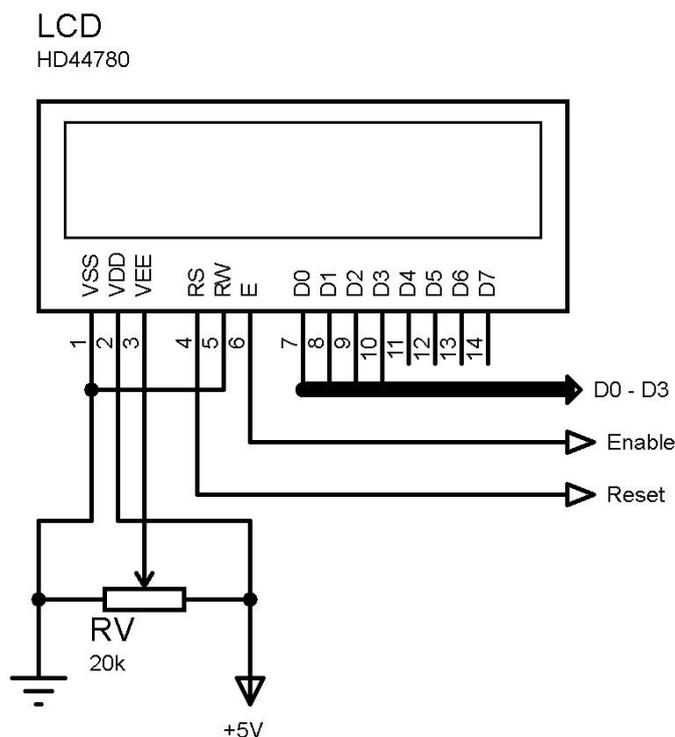
Figura 26 - Circuito elétrico para conexão dos botões.



Fonte: Do autor.

Em termos do display escolhido, trata-se de um LCD de 16 colunas por 2 linhas (16x2), baseado no controlador Hitachi HD4470, o qual, segundo dados do fabricante, permite a conexão em modo paralelo de 8 bits ou 4 bits com um conjunto de instruções reduzido. Para a presente aplicação, optou-se pela conexão de 4 bits, uma vez que a mesma é suficiente para atender aos objetivos, desta forma não ocupando desnecessariamente pinos de entrada/saída do microcontrolador. A conexão do mesmo é bastante simples, e está ilustrada na Figura 27.

Figura 27 - Diagrama para conexão do display LCD.



Fonte: Do autor.

Por fim, cabe citar a conexão necessária entre os conversores A/D e D/A e a placa Arduino. A mesma se dá através do barramento I²C, cujas linhas SDA e SCL correspondem, respectivamente, aos pinos A4 e A5 da referida placa. Ressalta-se a necessidade do emprego de resistores de *pull-up* ao longo destas linhas, uma vez que tratam-se de linhas com topologia de coletor aberto.

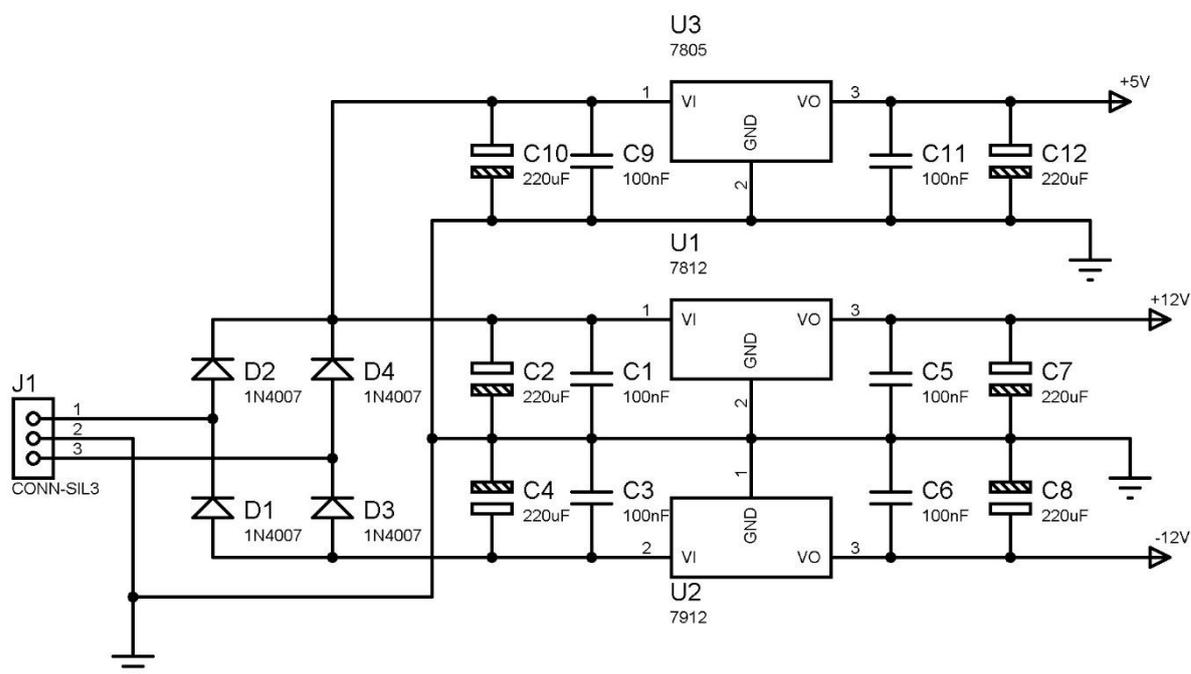
3.2.9 Fontes de Alimentação

Para alimentar as diferentes partes e componentes do circuito projetado, são necessários três diferentes níveis de tensão elétrica, notadamente sendo eles de 5V para alimentação dos conversores analógico-digital e digital-analógico e do display LCD, e simétrico de $\pm 12V$ para os amplificadores operacionais e a placa Arduino.

Por se tratarem de circuitos com baixo consumo de potência elétrica, optou-se por utilizar uma solução simplificada, composta de um transformador com primário em 110/220V, e secundário de 15+15V, com capacidade de corrente de 250mA,

comercialmente disponível. Aliado à ele, foram empregados três circuitos integrados reguladores de tensão, um LM7805, um LM7812 e um LM7912, juntamente com uma retificação e filtragem adequada, promovida por um conjunto de diodos conectados em ponte e uma associação de capacitores eletrolíticos e de poliéster, tanto na entrada quanto na saída dos circuitos reguladores. O diagrama esquemático encontra-se na Figura 28.

Figura 28 - Diagrama esquemático das fontes de alimentação.

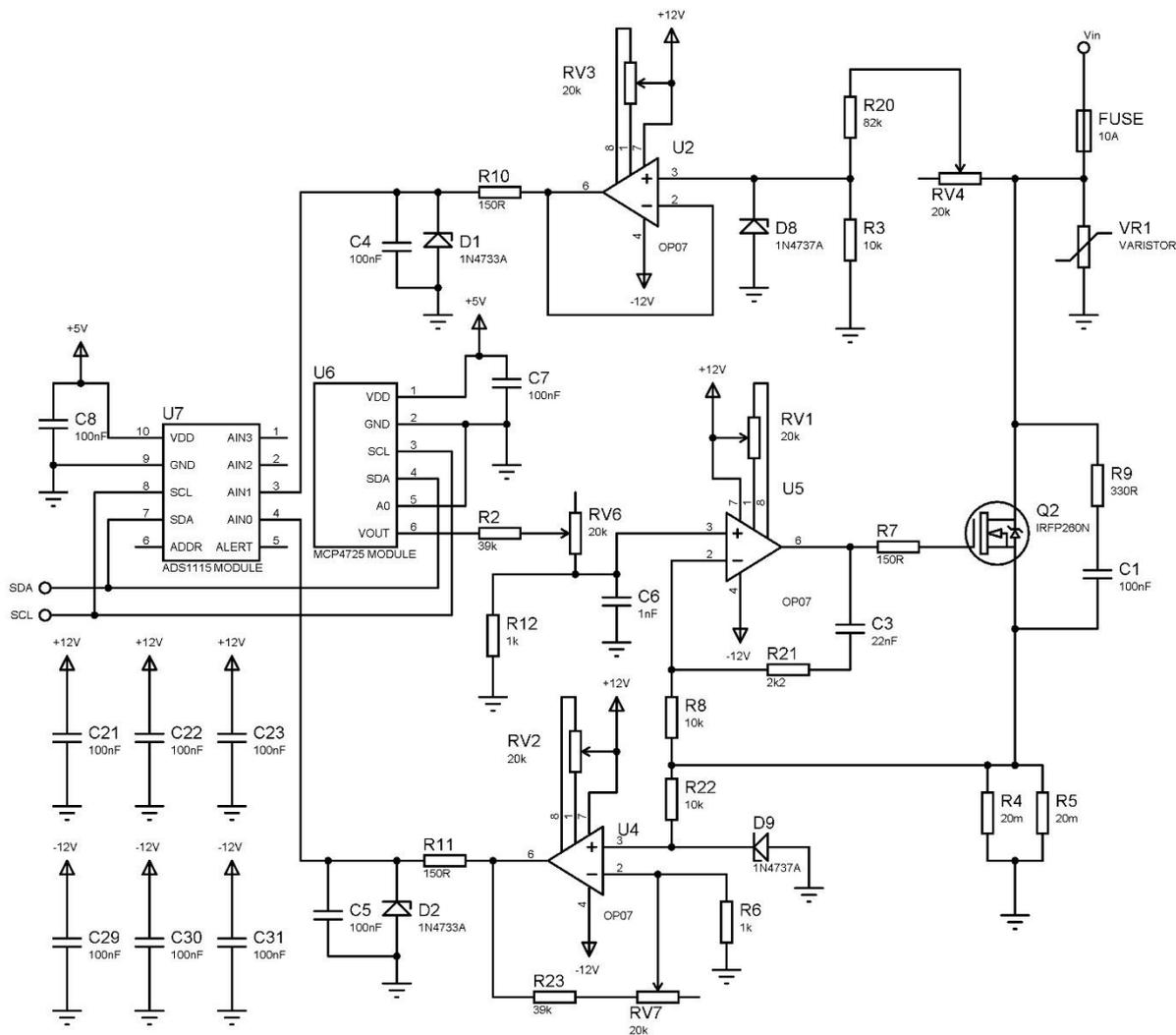


Fonte: Do autor.

3.2.10 Circuito Completo

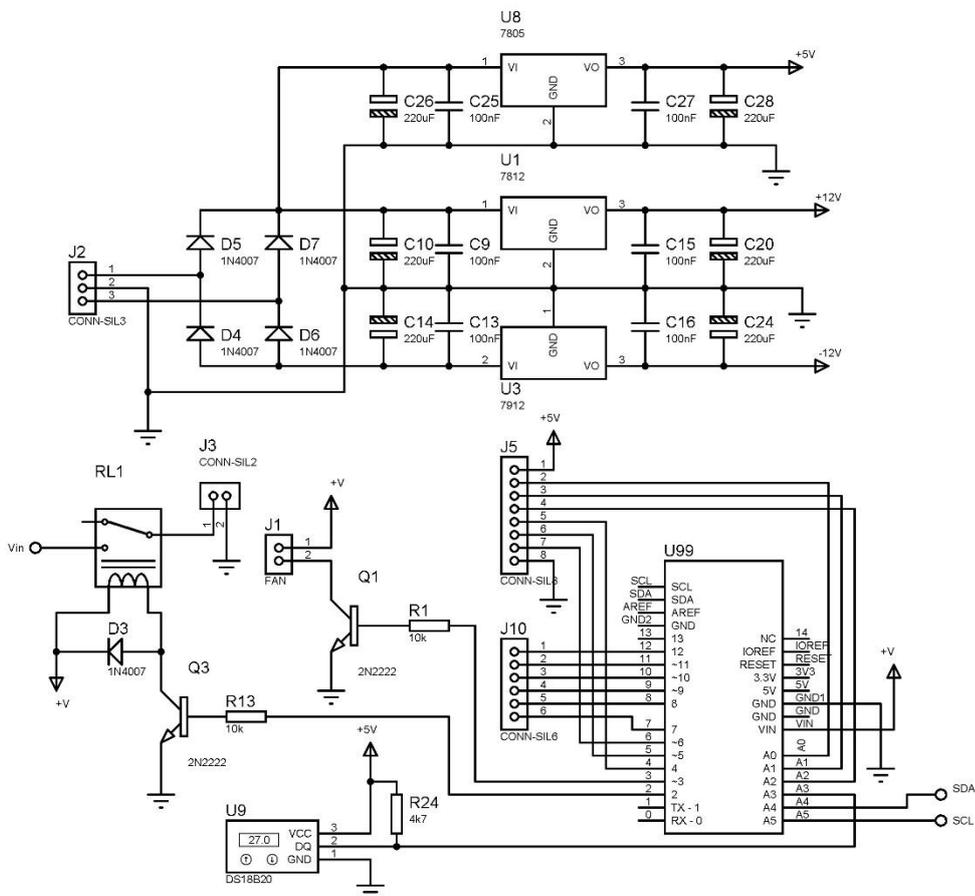
A seguir é apresentado o diagrama esquemático completo do circuito, incluindo todas as partes anteriormente citadas. O mesmo foi dividido em três diferentes partes para melhor visualização, de acordo com a Figura 29, Figura 30 e Figura 31 a seguir. Desta forma, conclui-se a etapa de projeto e cálculo, prosseguindo às demais atividades necessárias para a conclusão do projeto.

Figura 29 - Diagrama do circuito - Entrada e conversores.



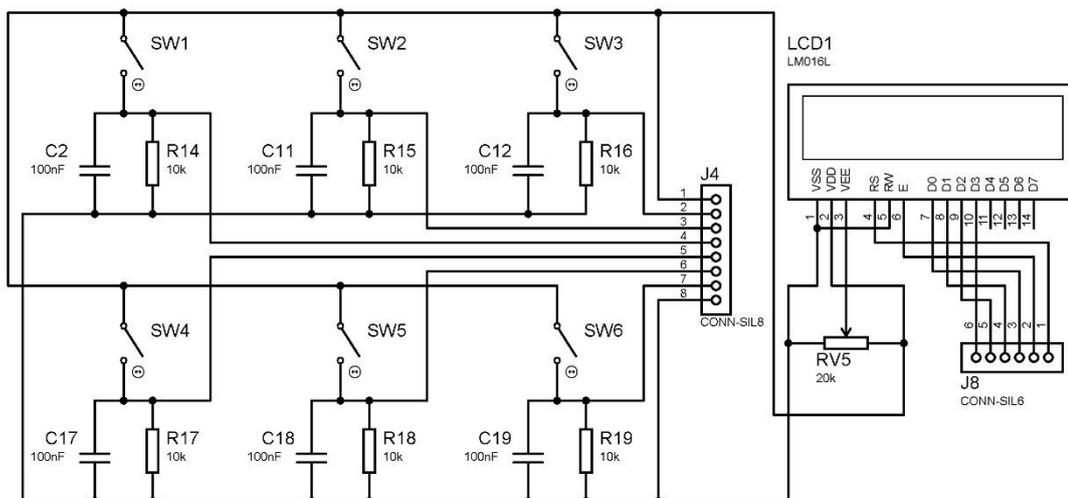
Fonte: Do autor.

Figura 30 - Diagrama do circuito - Fontes de alimentação e Arduino.



Fonte: Do autor.

Figura 31 - Diagrama do circuito - Display e botões.



Fonte: Do autor.

3.3 SIMULAÇÃO – PARTE ANALÓGICA

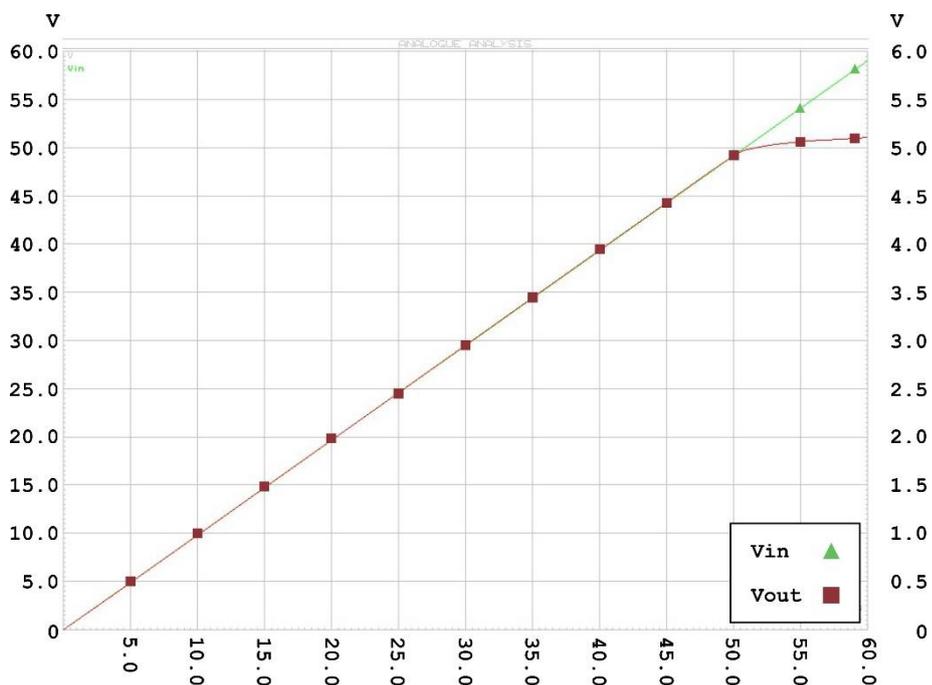
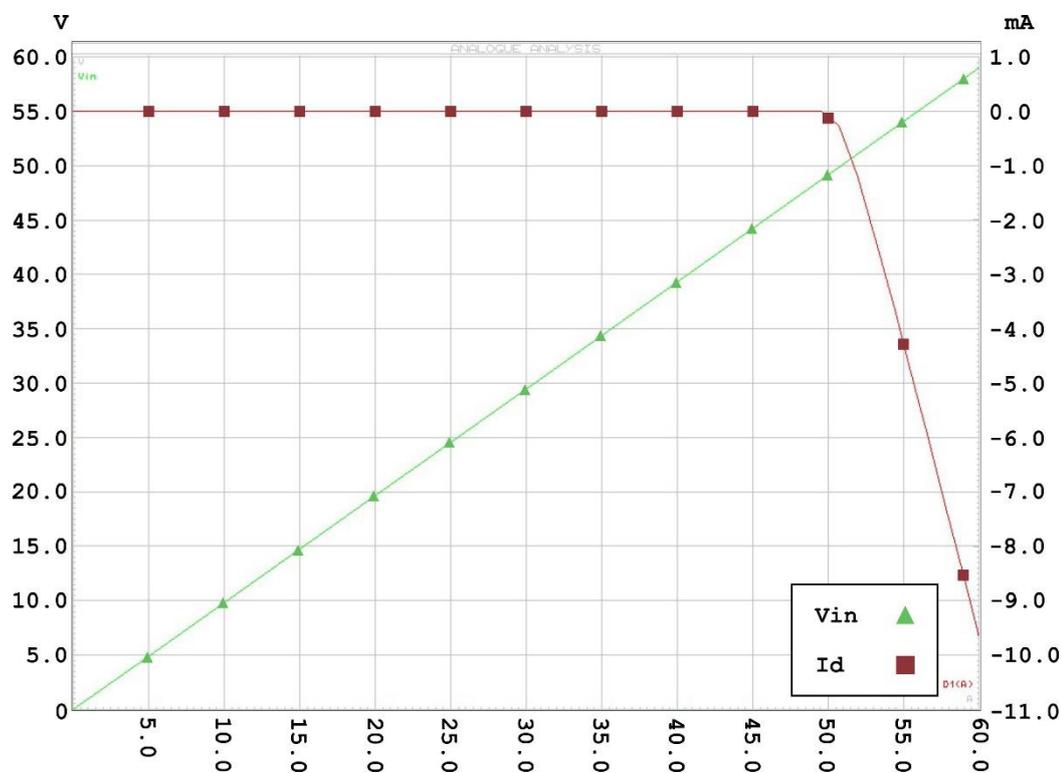
Concluída a etapa de cálculo, e tendo os circuitos já sido projetados, é de interesse que se realizem algumas simulações a fim de validar as escolhas realizadas, bem como avaliar o funcionamento dos diferentes circuitos quanto à sua função e desempenho. Para tanto, foi utilizado o *software* Isis, da suíte de aplicativos *Proteus*, desenvolvido pela Labcenter Electronics. Os resultados seguem nos próximos subcapítulos.

3.3.1 Circuito de Medição de Tensão Elétrica

Com base no circuito apresentado na Figura 13, elaborou-se uma estratégia de simulação que fosse capaz de demonstrar o correto funcionamento do circuito projetado, bem como pudesse apontar possíveis problemas ou falhas no projeto que causem algum tipo de comprometimento na sua função ou desempenho.

Para tanto, aplicou-se uma variação na tensão elétrica de entrada do circuito, partindo do valor de 0V até atingir o limite superior de 60V, ao longo de 60 segundos (isto é, com uma taxa de crescimento de 1V/s). Observou-se a tensão elétrica de saída do circuito, bem como a corrente que percorre o diodo zener. Os resultados estão apresentados nos gráficos presentes nas Figura 32 e Figura 33.

Figura 32 - Tensão Elétrica de Entrada Vin e Saída Vout.

Figura 33 - Tensão Elétrica de Entrada Vin e Corrente Elétrica no Zener I_d .

Tal como pode ser observado, o funcionamento do circuito se deu de acordo com o esperado, mostrando um desempenho satisfatório para toda a faixa de medição, sem grandes inserções de erros por conta do diodo zener aplicado. Quanto a este último, fica claro a atuação do mesmo como elemento de proteção quando a tensão elétrica de entrada excede o limite de 50V, atuando como um grampo na tensão de saída, mantendo-a sempre dentro do limite máximo tolerado pelo conversor A/D de $V_{DD} + 0,3V$, onde no presente caso $V_{DD} = 5V$.

3.3.2 Circuito de Medição de Corrente Elétrica

Da mesma forma, deu-se a simulação do circuito presente na Figura 15, neste caso tendo sido aplicada uma corrente elétrica de entrada partindo de 0A até um limite superior de 15A, ao longo de 15 segundos (1A/s). Foram aferidas a tensão elétrica de saída do circuito e a tensão elétrica sobre o resistor shunt, bem como a corrente elétrica que perpassa o diodo zener de proteção. Os resultados estão presentes nas Figura 34, Figura 35 e Figura 36.

Figura 34 - Corrente Elétrica de Entrada I_{in} e Tensão Elétrica de Saída V_{out} .

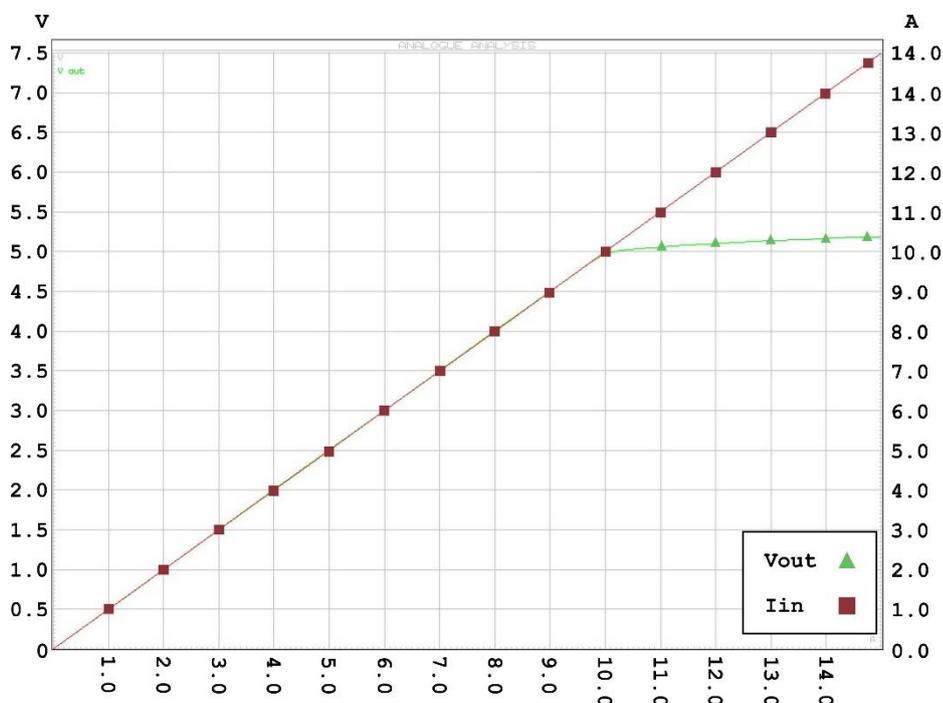


Figura 35 - Tensão Elétrica de Saída Vout e Tensão Elétrica no Resistor Shunt Vs.

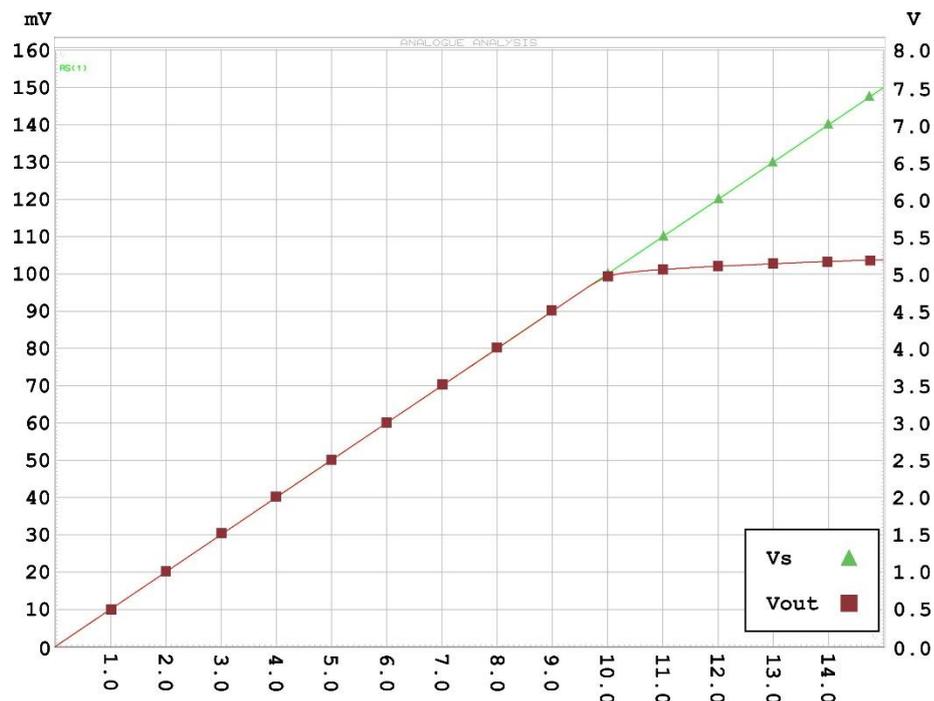
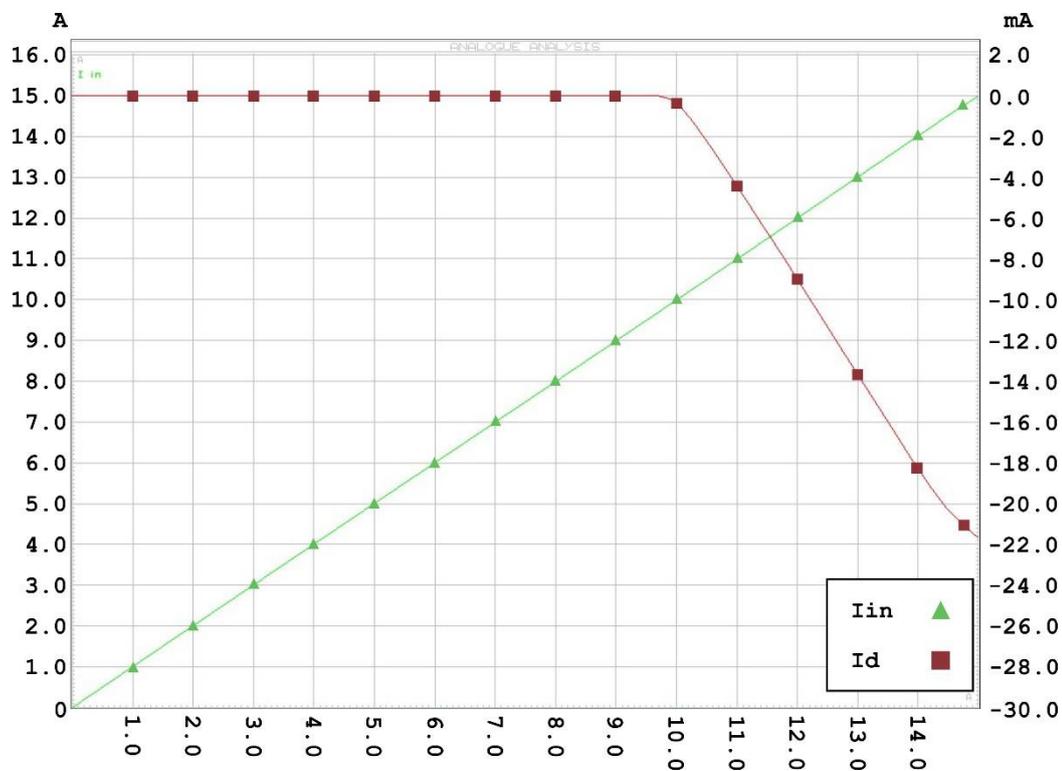


Figura 36 - Corrente Elétrica de Entrada Iin e Corrente Elétrica no Diodo Zener Id.



Tal como se pode observar, o circuito teve um bom funcionamento, atuando na compatibilização dos níveis de tensão elétrica de entrada e saída de acordo com a corrente elétrica aplicada, provendo a devida amplificação. Da mesma forma, nota-se novamente a atuação da proteção implementada por meio do diodo zener, protegendo o circuito de conversão de um possível excesso de corrente na entrada por meio da limitação da tensão de saída a não mais do que 5,1V.

3.3.3 Driver do Transistor MOSFET

Como última etapa no processo de simulação dos circuitos elétricos projetados, é interessante que se avalie o comportamento daquele responsável por controlar o dispositivo de potência, neste caso o transistor MOSFET IRFP264N. Para tal, realizou-se a simulação do circuito *driver*, conforme mostrado na Figura 17, aplicando em um primeiro momento um sinal de referência em forma de rampa na entrada do circuito, enquanto a corrente elétrica drenada pelo transistor era avaliada. O resultado deste ensaio encontra-se na Figura 37. Na Figura 38 tem-se em detalhe o comportamento inicial do circuito (transitório), enquanto a Figura 39 mostra em detalhe o comportamento do circuito quando da aplicação de uma referência constante.

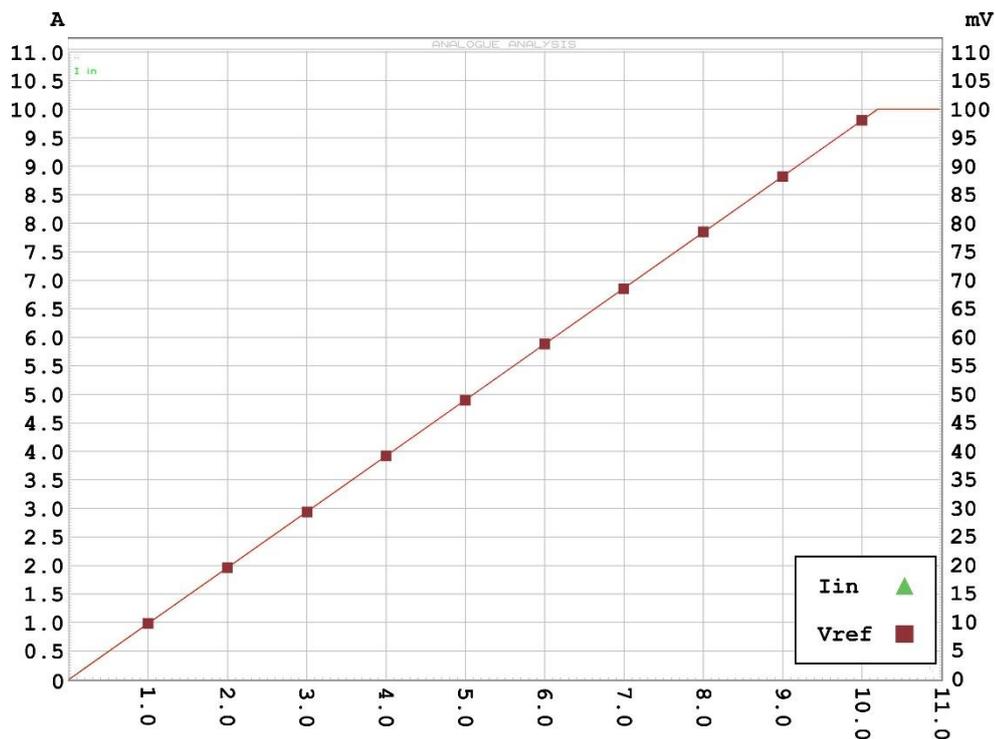
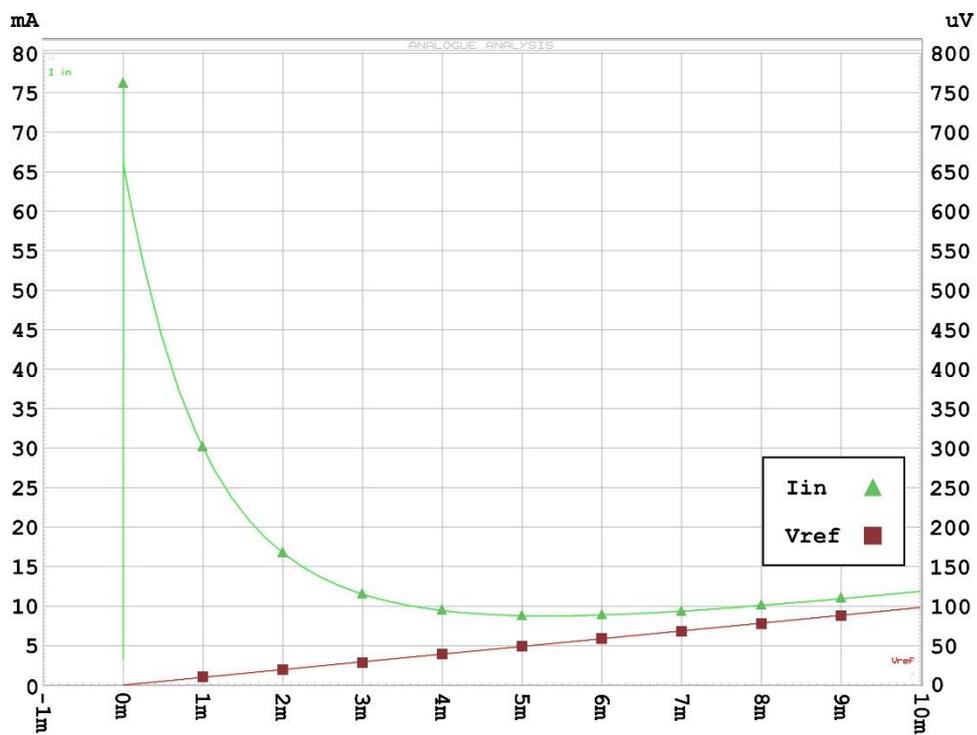
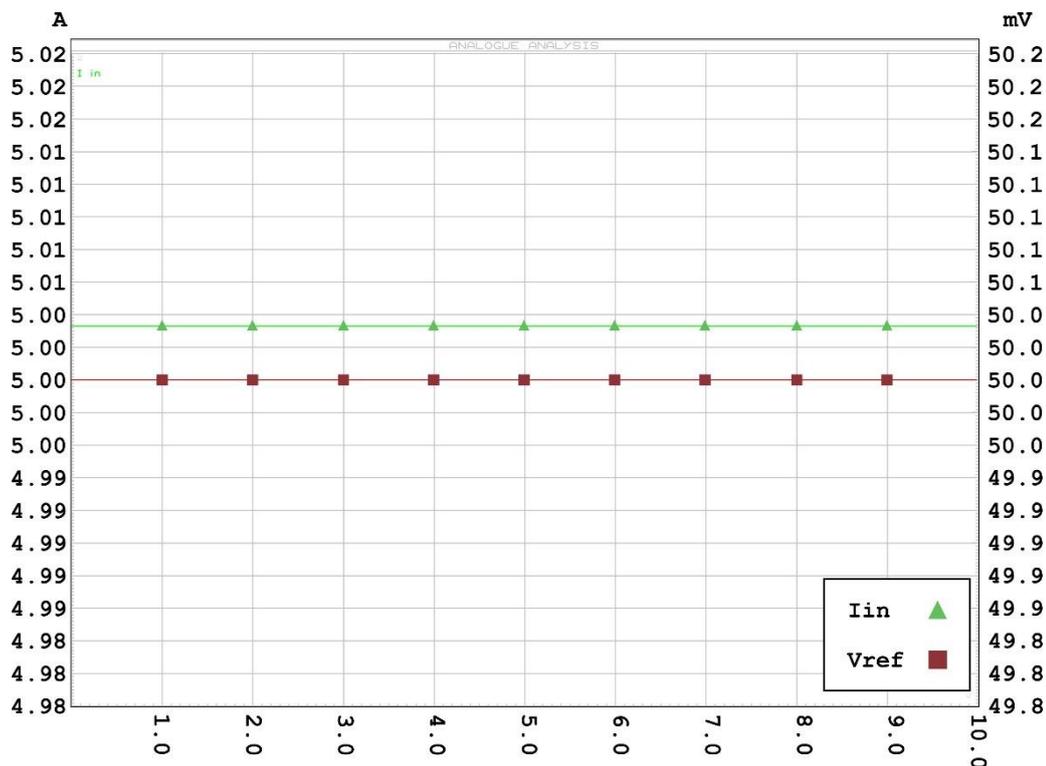
Figura 37 - Corrente de Entrada I_{in} e Tensão de Referência V_{ref} .Figura 38 - Corrente de Entrada I_{in} e Tensão de Referência V_{ref} , overshoot inicial.

Figura 39 - Corrente de Entrada V_{in} e Tensão de Referência V_{ref} , erro estático.

Após, avaliou-se a resposta do mesmo com relação à aplicação de uma série de degraus no valor da tensão elétrica de referência, avaliando a resposta do circuito para tais eventos. Por fim, simulou-se o comportamento quando da aplicação de uma perturbação na tensão elétrica de entrada, composta por um degrau de 20V sobre um nível DC de também 20V, enquanto mantinha-se o valor da tensão elétrica de referência constante.

Os resultados destes testes encontram-se na Figura 40 e Figura 43, respectivamente. Mostrado em detalhe nas Figura 41 e Figura 42 está o comportamento do circuito de controle quando aplicado na entrada um degrau correspondente a uma corrente elétrica de entrada de 1 para 3A (tensão elétrica de referência de 10 para 30mV) e de 3 para 6A (tensão elétrica de referência de 30 para 60mV), respectivamente.

Figura 40 - Corrente Elétrica de Entrada para aplicação de degraus na Tensão de Referência.

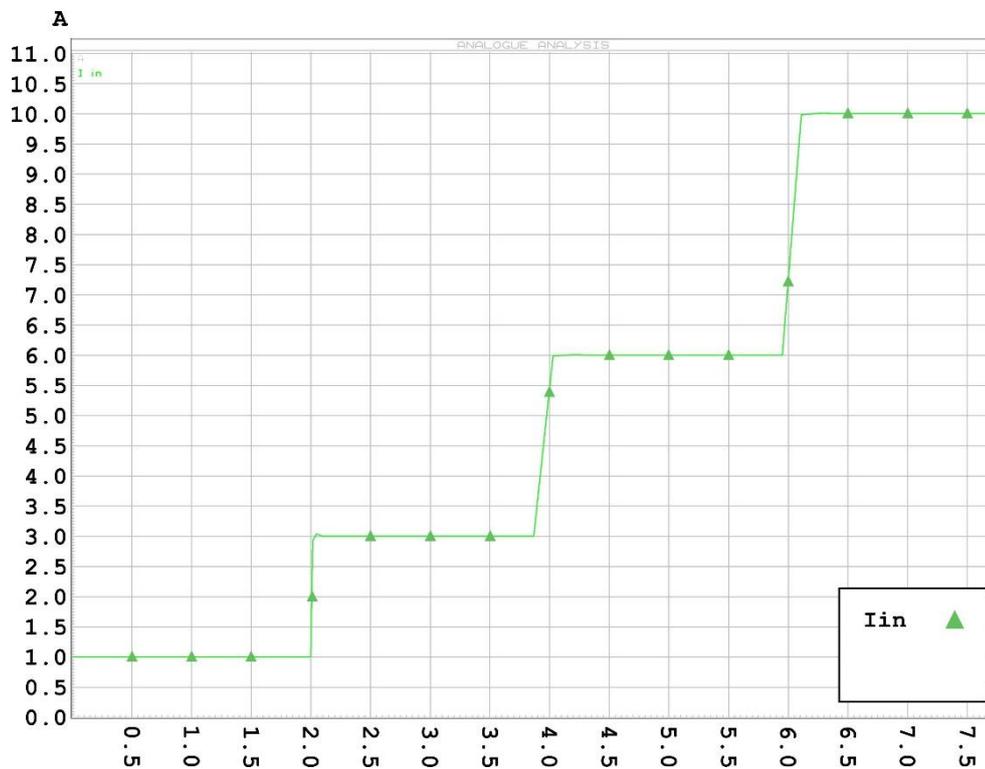


Figura 41 - Detalhe do comportamento da Corrente Elétrica de Entrada I_{in} quando da aplicação de um degrau de 20mV na Tensão de Referência V_{ref} .

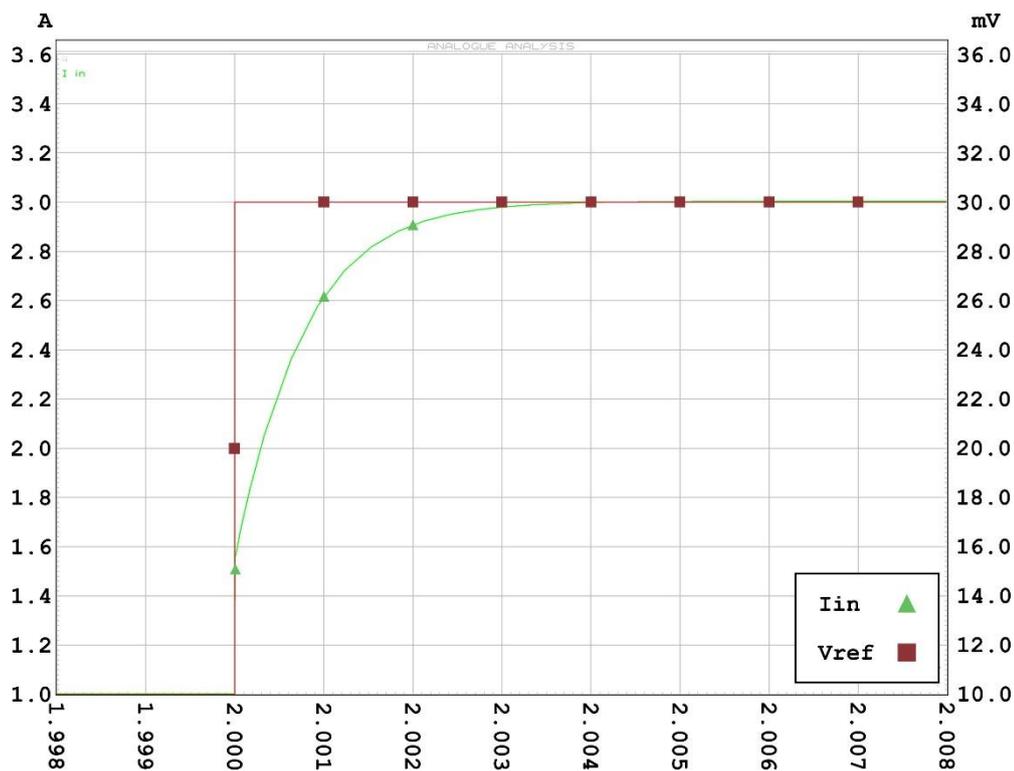


Figura 42 - Detalhe do comportamento da Corrente Elétrica de Entrada I_{in} quando da aplicação de um degrau de 30mV na Tensão de Referência V_{ref} .

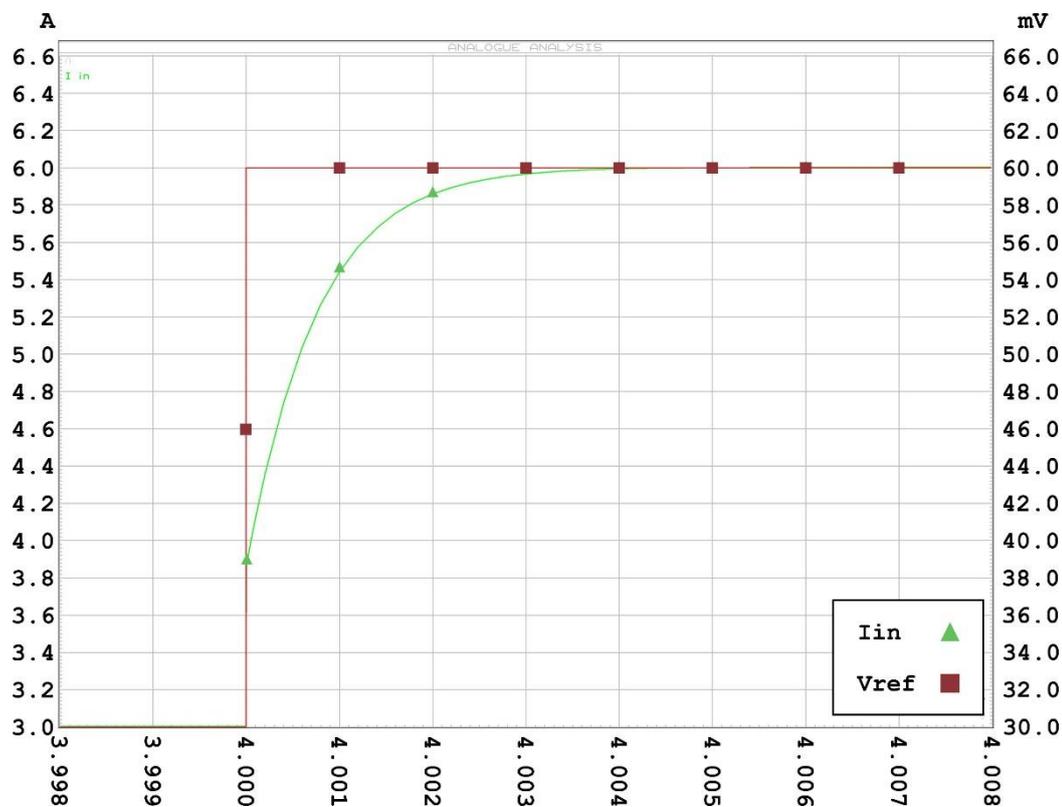
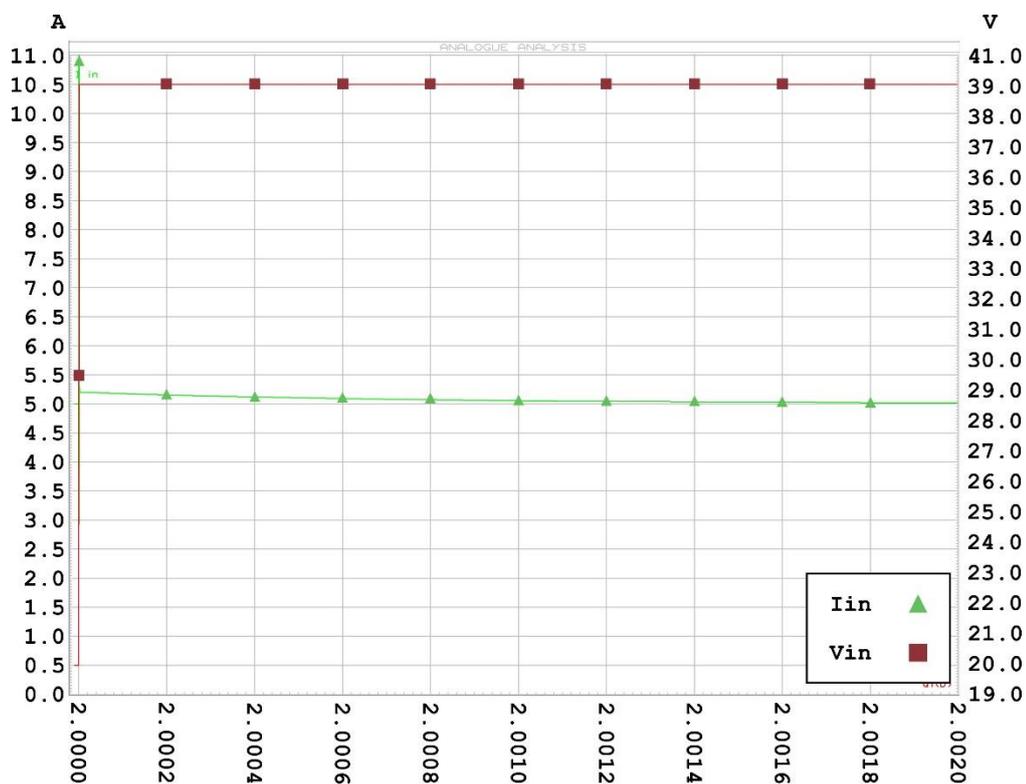


Figura 43 - Corrente Elétrica de Entrada (em verde) quando da aplicação de um degrau de 20V na Tensão Elétrica de Entrada (em vermelho).



Analisando os resultados obtidos, tem-se que o comportamento do circuito é satisfatório, muito embora existam uma série de pontos passíveis de serem aprimorados em um momento futuro. Tal como representado na Figura 37, o circuito cumpre aquela que é a sua função principal: permitir que se exerça controle sobre a corrente elétrica drenada pelo transistor por meio de uma tensão elétrica de referência. O comportamento oscilatório apresentado pelo circuito na presença de um transitório como o da Figura 38 é algo que merece ser tratado de forma mais aprofundada em uma oportunidade futura. O erro estático apresentado na Figura 39 é passível de ser corrigido através do código carregado na placa Arduino. Contudo, por se tratar de um erro de $3,3\mu V$, considerou-se o mesmo desprezível.

No que diz respeito às aplicações de degraus na tensão elétrica de referência, o comportamento foi satisfatório, dado o tempo de acomodação apresentado, da ordem de 2,85ms entre o momento da aplicação do degrau e a saída atingir 98% do valor de regime, como pode ser percebido na Figura 41. Quanto à perturbação aplicada na tensão elétrica de entrada, o circuito apresentou um comportamento oscilatório no transiente, entretanto convergindo de forma breve novamente para o valor de corrente elétrica definido pela referência aplicada, tal como visto na Figura 43. Trata-se de mais um ponto a ser avaliado em uma nova aproximação ao tema.

De modo geral, considerando-se as pretensões quando do projeto e os resultados obtidos, avalia-se que o circuito respondeu dentro do esperado, e portanto pode ser implementado sem maiores prejuízos aos objetivos pretendidos. Contudo, trata-se de forma clara de um ponto onde futuros refinamentos são de grande necessidade.

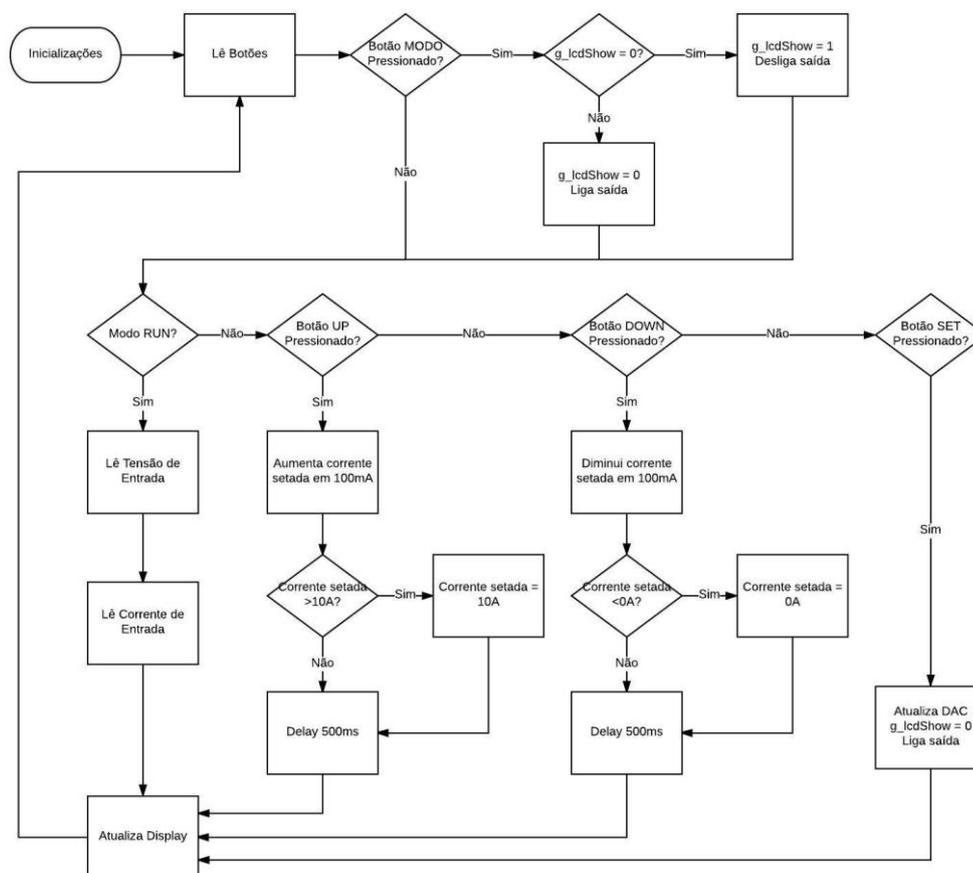
3.4 PROGRAMAÇÃO

No que diz respeito à programação da plataforma Arduino, três são as possibilidades básicas existentes em termos de linguagem de programação a ser utilizada. Nativamente, o Arduino usa uma IDE própria, a qual suporta uma linguagem de programação própria, simplificada, que nada mais é do que um conjunto de funções em C e C++ que podem ser chamadas diretamente a partir do código. Quando da compilação do mesmo, pequenas mudanças são realizadas pela IDE, a qual gera os protótipos das funções utilizadas, e posteriormente envia o código modificado

diretamente ao compilador avr-gcc. Desta forma, é possível que a plataforma seja também programada diretamente em C ou C++.

Para o presente projeto, tendo em vista os objetivos inicialmente propostos de tratar-se de um dispositivo de fácil compreensão e que permita aos mais diversos usuários interessados em promover alterações e melhorias ao mesmo fazê-las, optou-se por realizar a programação com base na linguagem própria do Arduino. Para tanto, utilizaram-se as bibliotecas específicas para cada um dos módulos empregados, de forma a serem providas as funções necessárias ao uso dos mesmos. O fluxograma apresentado na Figura 44 demonstra o comportamento do programa, enquanto a Tabela 8 cita as diversas constantes e variáveis declaradas no escopo do mesmo, bem como seu tipo e função. O código final encontra-se no APÊNDICE A -.

Figura 44 - Fluxograma referente ao programa desenvolvido.



Fonte: Do autor.

Tabela 8 - Constantes e variáveis declaradas no programa.

Nome	Tipo	Função
Constantes		
k_adcCurrent	constant int	Entrada do ADC para medição de corrente
k_adcVoltage	constant int	Entrada do ADC para medição de tensão
k_readToVoltage	constant float	Fator de conversão Volts/Leitura
k_readToCurrent	constant float	Fator de conversão Àmperes/Leitura
k_showMenu	constant int	Mostra o menu de seleção de corrente
k_showRead	constant int	Mostra os valores de tensão e corrente lidos
k_maxCurrent	constant int	Limite de corrente máxima de entrada
k_maxVoltage	constant int	Limite de tensão máxima de entrada
k_maxPower	constant int	Limite de potência máxima de entrada
button1	constant int	Pino referente ao botão MODE
button2	constant int	Pino referente ao botão UP
button3	constant int	Pino referente ao botão DOWN
button4	constant int	Pino referente ao botão RIGHT
button5	constant int	Pino referente ao botão LEFT
button6	constant int	Pino referente ao botão SET
relay	constant int	Pino referente ao relé
fan	constant int	Pino referente ao ventilador
Variáveis		
g_lcdShow	int	Define a tela a ser mostrada (Menu ou Leitura)
g_button[6]	int array	Armazena a leitura dos botões
g_inputVoltage	float	Armazena a leitura da tensão de entrada
g_inputCurrent	float	Armazena a leitura da corrente de entrada
g_setCurrent	float	Armazena a corrente de entrada selecionada
g_lastDisplay	unsigned long	Usado para definir a atualização do display

Uma vez especificadas e descritas as constantes e variáveis utilizadas no decorrer do programa, é importante que se entenda o funcionamento das diversas funções criadas e utilizadas. Para tanto, as mesmas seguem descritas na Tabela 9.

Tabela 9 - Descrição das funções utilizadas.

Função	Descrição
void setDac (value)	Utilizada para atualizar o valor enviado ao conversor D/A, alterando assim o valor de tensão elétrica de referência aplicado ao circuito driver. Realiza esta alteração enviando o valor presente na variável 'value' recebida quando da chamada da função.
void readCurrent ()	Realiza a leitura da corrente elétrica de entrada, por meio do valor reportado pelo conversor A/D para a porta especificada na constante k_adcCurrent, aplicando o fator de conversão armazenado em k_readToCurrent, e por fim dispondo este resultado na variável global g_inputCurrent.
void readVoltage ()	Realiza a leitura da tensão elétrica de entrada, por meio do valor reportado pelo conversor A/D para a porta especificada na constante k_adcVoltage, aplicando o fator de conversão armazenado em k_readToVoltage, e por fim dispondo este resultado na variável global g_inputVoltage.
float roundFloat (num, dec)	Arredonda uma variável do tipo float cujo valor esteja presente em num para um número de casas decimais especificados em dec, retornando o resultado calculado.
void currentToDac (setCurrent)	Converte o valor de corrente elétrica selecionado, o qual é dado em Ampères, para um número do tipo int, com base nos valores de corrente elétrica máxima presente em k_maxCurrent e na resolução do conversor D/A utilizado (12 bits).
boolean updateLCD ()	Verifica o tempo transcorrido desde a última atualização do display, e retorna verdadeiro para o caso de ser necessária uma nova atualização ou falso para quando ainda não transcorreu o tempo especificado (500ms).
void readButtons ()	Realiza a leitura de todos os seis botões presentes, armazenando o status de cada um deles no vetor g_buttons, o qual possui seis posições: uma para cada botão. Notadamente, os botões MODE, UP, DOWN, RIGHT, LEFT e SET correspondem às posições 0, 1, 2, 3, 4 e 5, respectivamente.
void updateScreen (displayType)	Responsável por, caso esteja sinalizada a necessidade de atualização da tela, assim

	fazê-lo de acordo com o modo atual: Set ou Run. No modo Set, apresenta a corrente elétrica selecionada no momento, enquanto que no modo Run apresenta os valores de leitura da tensão e corrente elétricas de entrada.
void setup ()	Nesta função ocorrem as inicializações necessárias aos diversos componentes: ADC, DAC, LCD, interface serial, modos dos pinos referentes aos seis botões (entradas) e ao relé e ventilador (saídas). É responsável também por ativar o ventilados.
void loop ()	Função principal, a qual roda continuamente enquanto o sistema estiver ligado. Inicialmente, é chamada a função readButtons, em seguida é testado para uma possível alternância entre os modos Run e Set. Após, testa-se o modo corrente. Sendo modo Run, são chamadas as funções readVoltage e readCurrent. Se modo Set, executa as rotinas referentes ao ajuste da corrente selecionada. Por fim, é chamada a função updateScreen, que atualiza a tela, retornando ao início da função e a executando novamente.

3.5 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA

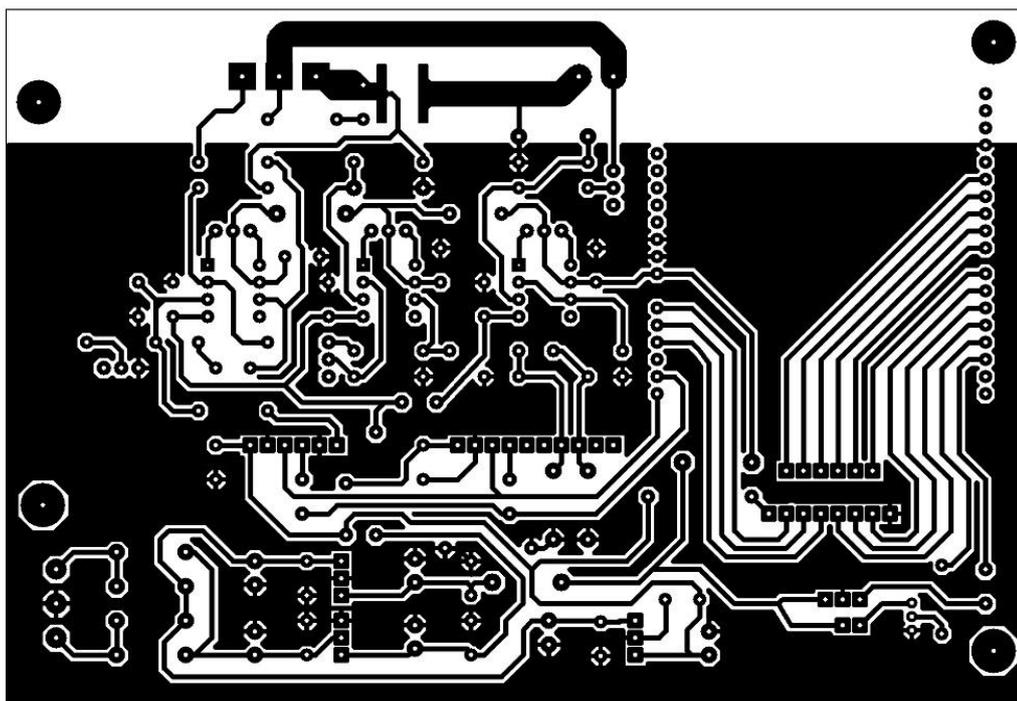
Uma vez que os circuitos foram validados computacionalmente, parte-se então à implementação prática dos mesmos. Com este objetivo, foi desenhada uma placa de circuito impresso, de forma a acomodar os diversos componentes, bem como proporcionar as devidas conexões elétricas entre os mesmos. Para este fim, utilizou-se o *software* Ares, da suíte Proteus, desenvolvida pela Labcenter Electronics. Optou-se por utilizar uma placa de face simples, uma vez que o número de conexões entre os componentes assim o permite.

Com base no diagrama esquemático do circuito, procedeu-se à disposição preliminar dos componentes em uma placa de circuito impresso com dimensões de 10cm por 15cm. Optou-se também por conectar a placa de desenvolvimento Arduino UNO diretamente à placa de circuito impresso através de um conector, formando um conjunto de ambas. Quanto aos botões e display LCD, uma placa à parte foi

desenhada, permitindo que a mesma forme o painel frontal do dispositivo quando da montagem em uma caixa adequada.

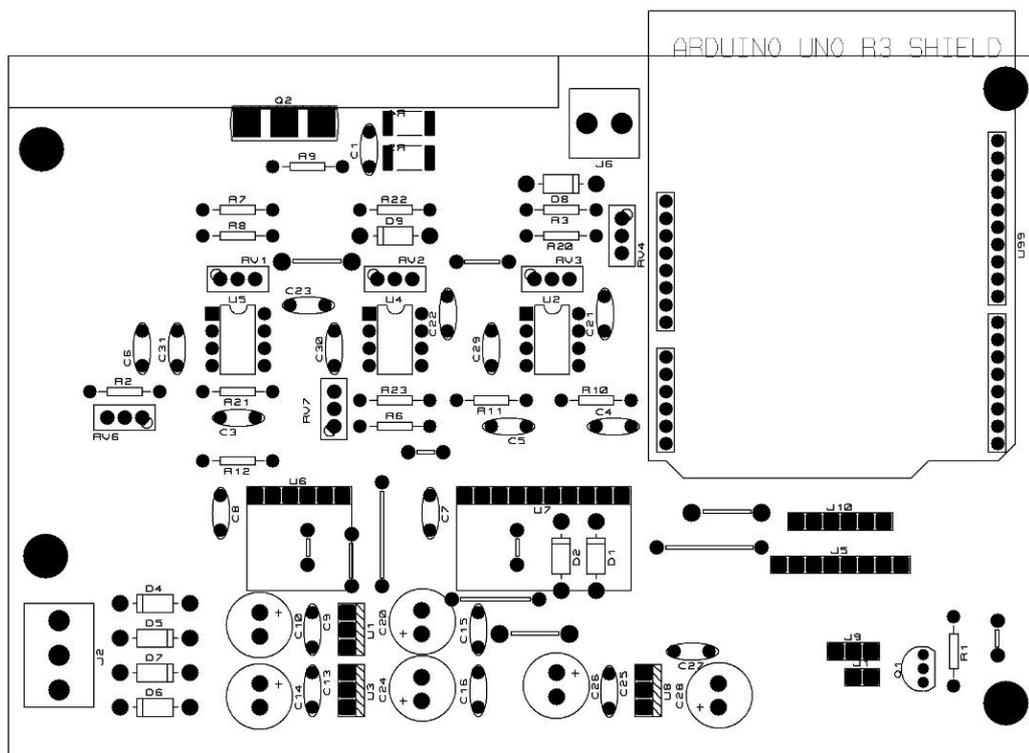
No desenho da placa de circuito, observou-se o correto dimensionamento dos encapsulamentos dos componentes, de forma a permitir o correto encaixe dos mesmos na placa. Junto a isso, o dimensionamento das trilhas na placa também foi algo que recebeu boa atenção, principalmente aquelas responsáveis pela condução de correntes elétricas elevadas. De uma forma geral, foi empregado bastante cuidado também no que diz respeito aos caminhos dos sinais elétricos, a fim de evitar ao máximo possíveis interferências e distorções nos mesmos.

Figura 45 - Layout do circuito impresso, lado cobreado.



Fonte: Do autor.

Figura 46 - Layout do circuito impresso, posição dos componentes.



Fonte: Do autor

Concluído o desenho, tal como mostrado na Figura 45 e Figura 46, confeccionou-se as referidas placas através do método de transfer térmico. O mesmo consiste na impressão a laser do leiaute em uma folha de papel transfer, o qual posteriormente é posicionado sobre a placa de circuito impresso virgem, e este conjunto prensado a uma temperatura de 220°C por um período de 3 minutos. Após, é removido o papel transfer, tendo sido o desenho impresso transferido para a placa. Dá-se então a corrosão da mesma, que quando concluída, segue-se à perfuração e posterior montagem da mesma. O resultado final do protótipo montado encontra-se na Figura 47.

Figura 47 - Protótipo final montado.



4 TESTES E FUNCIONAMENTO

4.1 METODOLOGIA DE TESTE E CALIBRAÇÃO

Uma vez concluída a montagem do circuito, cabe a realização do procedimento de calibração, a fim de tornar o equipamento o mais preciso possível. Desta forma, o mesmo deve ser ajustado de forma a atender e funcionar de acordo com as características estipuladas em 3.1.

Para tanto, devem ser calibrados três diferentes circuitos: aquele referente à medição de tensão elétrica, o referente à medição de corrente elétrica, bem como o responsável pela determinação da corrente elétrica a ser consumida – isto é, o circuito *driver*.

4.1.1 Calibração e Ajuste do Circuito de Medição de Tensão Elétrica

Tendo como base o circuito apresentado na Figura 13, deve-se em primeiro lugar proceder ao ajuste do mesmo, de forma que a faixa de tensões elétricas de entrada esperadas coincida com a faixa de tensões elétricas de saída permitidas e desejadas.

Para tal, deve-se ajustar a razão do divisor resistivo por meio da regulagem do *trimpot* empregado para este fim. Aplicando-se a máxima tensão elétrica esperada, no caso 50V, o *trimpot* deve ser ajustado de forma a se obter na saída do circuito uma tensão elétrica de 5V. Além disso, deve-se proceder também ao ajuste de zero, garantido que a entrada esteja aterrada e ajustando o *trimpot* correspondente de forma a obter zero volts na saída do circuito.

Uma vez realizado tal procedimento, dá-se seguimento à calibração do circuito em questão. Para tanto, foram aplicados os valores de tensão elétrica de entrada (V_{IN}) presentes na Tabela 10, com o uso de uma fonte de alimentação Minipa MPC-303, ao passo que os valores de tensão elétrica aplicados à entrada do conversor A/D foram mensurados, e a leitura do valor reportado por este capturada por meio do código presente no APÊNDICE B -, pela plataforma Arduino. Repetiu-se este processo por três vezes e calculou-se um valor médio para cada uma das tensões elétricas de entrada. Com base na tensão elétrica aplicada e no valor de leitura do conversor analógico-digital capturado, foi calculada a relação entre estes dois valores.

Os resultados obtidos estão presentes na Tabela 10. As leituras do valor de tensão de entrada foram realizadas com o auxílio de um multímetro Minipa ET-997, na escala de 40V_{DC}, a qual apresenta uma resolução de 0,1V e precisão de $\pm (0,5\% + 5 \text{ digitos})$.

Tabela 10 - Valores de Calibração do Circuito de Medição de Tensão.

V_{IN} (V)	V_{IN-ADC} (V)	Leitura ADC	Volt / Leitura
50,0	5,01	26798	0,001866
45,0	4,51	24081	0,001869
40,0	4,01	21442	0,001866
35,0	3,51	18713	0,001870
30,0	3,01	16068	0,001867
25,0	2,51	13362	0,001871
20,0	2,00	10693	0,001870
15,0	1,50	8011	0,001872
12,5	1,25	6681	0,001871
10,0	1,00	5347	0,001870
7,5	0,75	4004	0,001873
5,0	0,50	2673	0,001871
4,0	0,40	2137	0,001872
3,0	0,30	1597	0,001878

Com base nos dados obtidos para o fator Volt/Leitura, calculou-se um valor médio de forma a obter-se a menor discrepância possível entre o valor verdadeiro e o mensurado pelo circuito, obtendo-se a seguinte razão:

$$\frac{\text{Volt}}{\text{Leitura}} = 0,001870 \text{ V}$$

4.1.2 Calibração e Ajuste do Circuito de Medição de Corrente Elétrica

De forma análoga ao circuito anterior, em um primeiro momento deve ser realizado o ajuste do ganho do amplificador não inversor presente no circuito representado na Figura 15.

Para tanto, faz-se percorrer através do resistor *shunt* a corrente máxima esperada, a qual no presente caso é de 10A, e dá-se o ajuste do *trimpot* presente no circuito. O mesmo deve ser realizado de forma que, para este valor de corrente elétrica, a saída do circuito apresente a máxima tensão elétrica desejada e tolerada na entrada do conversor A/D, isto é, 5V. Além disso, deve-se proceder também ao ajuste de zero, garantido que a entrada esteja aterrada e ajustando o *trimpot* correspondente de forma a obter zero volts na saída do circuito.

Concluído este procedimento, parte-se à calibração do circuito de medição de corrente elétrica. Com este fim, foram aplicados os valores de corrente elétrica presentes na Tabela 11, à medida que os valores de tensão elétrica aplicada à entrada do ADC foram mensuradas, e o valor de leitura informado pelo mesmo capturado com o uso do Arduino e do código anteriormente utilizado. Repetiu-se este processo por três vezes e calculou-se um valor médio para cada uma das correntes elétricas de entrada. A leitura dos valores de corrente elétrica foram realizados com o uso de um multímetro Minipa ET-997, na escala de 20A_{DC}, a qual possui resolução de 0,01A e precisão de $\pm (1,2\% + 10 \text{ dígitos})$. Por fim, a razão entre a corrente elétrica aplicada e o valor numérico de leitura reportado pelo conversor foi calculada para cada caso.

Tabela 11 - Valores de Calibração do Circuito de Medição de Corrente.

I_{IN} (A)	V_{IN-ADC} (V)	Leitura ADC	Amp / Leitura
10,00	4,99	26900	0,0003710
9,00	4,51	24378	0,0003700
8,00	4,03	21707	0,0003713
7,00	3,54	19068	0,0003713
6,00	3,06	16482	0,0003713
5,00	2,54	13696	0,0003709

4,50	2,28	12258	0,0003720
4,00	2,02	10898	0,0003707
3,50	1,76	9433	0,0003710
3,00	1,51	8102	0,0003703
2,50	1,25	6723	0,0003719
2,00	1,00	5362	0,0003730
1,50	0,75	4022	0,0003730
1,00	0,50	2690	0,0003717
0,50	0,25	1348	0,0003708
0,25	0,13	670	0,0003729

De forma a realizar a calibração do circuito, calculou-se o valor médio das razões Ampère/Leitura, de forma a manter a maior fidelidade possível entre o valor real e aquele medido pelo circuito para toda a faixa de medição. A razão obtida foi a que segue:

$$\frac{\text{Ampère}}{\text{Leitura}} = 0,0003714$$

4.1.3 Ajuste do Circuito *Driver*

Faz-se necessário, também, que se realize o ajuste do circuito de controle do transistor MOSFET, de forma que com a máxima tensão elétrica de referência, aplicada ao mesmo através do conversor digital-analógico, seja drenada a máxima corrente elétrica desejada.

Em primeiro lugar, deve-se garantir que o conversor D/A esteja aplicando em sua saída o valor máximo de tensão elétrica possível. Isto é feito por meio do código apresentado no APÊNDICE C -, carregado no microcontrolador para este fim.

Isto posto e realizado, com uma fonte de alimentação capaz de fornecer a corrente elétrica máxima desejada conectada ao circuito da Figura 17, procede-se ao

ajuste do *trimpot* presente no mesmo, de forma a obter uma leitura de 10A de corrente elétrica drenada.

A seguir, a tensão elétrica de saída do conversor D/A foi verificada para 16 diferentes níveis, bem como a correspondente corrente elétrica drenada, expostos na Tabela 12. Estão apresentados ambos os valores obtidos através de cálculo e os medidos efetivamente.

Tabela 12 - Dados de Teste do Circuito Driver.

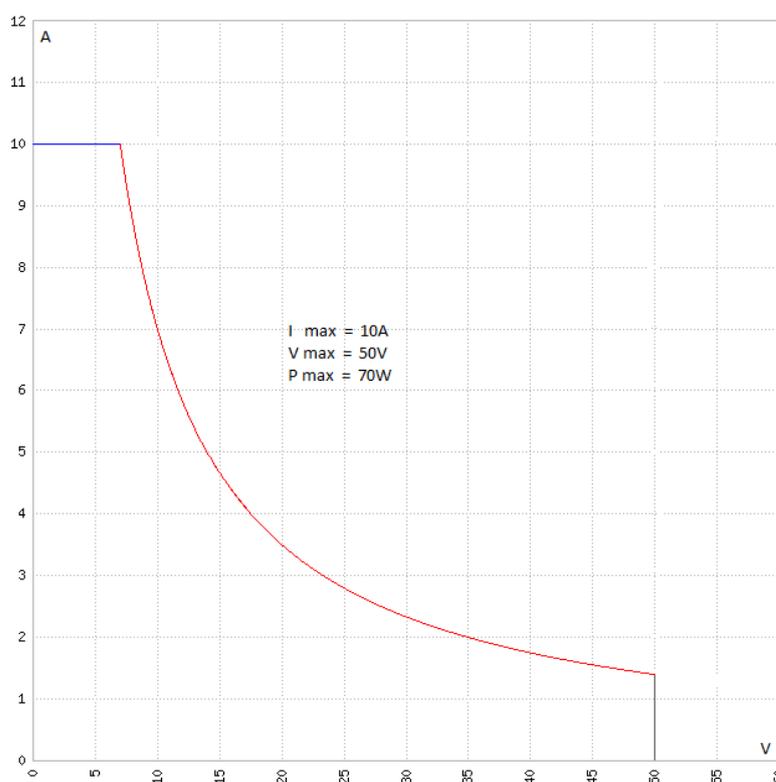
DAC	Calculado		Medido	
	DAC Vout (V)	I in (A)	DAC Vout (V)	I in (A)
0	0,00	0,00	0,00	0,01
273	0,33	0,67	0,34	0,68
546	0,67	1,33	0,67	1,34
819	1,00	2,00	1,00	2,00
1092	1,33	2,67	1,34	2,68
1365	1,67	3,34	1,67	3,34
1638	2,00	4,00	2,01	4,01
1911	2,33	4,67	2,33	4,66
2184	2,67	5,34	2,68	5,34
2457	3,00	6,01	3,01	6,00
2730	3,33	6,67	3,34	6,66
3003	3,67	7,34	3,69	7,33
3276	4,00	8,01	4,01	8,02
3549	4,33	8,68	4,32	8,68
3822	4,67	9,34	4,66	9,33
4095	5,00	10,01	4,99	10,00

4.2 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Concluídas as etapas de projeto, simulação, construção, testes e ajustes do circuito, pode-se então extrair e analisar os resultados obtidos com o a realização do presente projeto. Para tanto, é importante ter em vista os objetivos estipulados quando da proposição deste, e desta forma realizar também uma análise a respeito daquilo que foi alcançado.

Como ponto fundamental e mais importante, tem-se o fato de que o circuito como um todo apresentou um bom funcionamento dentro daquilo que era esperado. O mesmo foi capaz de drenar a corrente elétrica desejada de uma fonte de alimentação, de forma estável e continuada, sem apresentar falha ou superaquecimento, dentro dos limites estipulados no projeto, os quais estão ilustrados na Figura 48. Além disso, permitiu a seleção do valor desejado, ajustando a corrente elétrica consumida de acordo com esta seleção, apresentando os valores correntes de tensão e corrente elétricas presentes nos terminais do equipamento, bem como a potência elétrica total consumida no momento.

Figura 48 - Limites de operação.



Fonte: Do autor.

Isto posto, é importante que se realize um comparativo entre as opções comercialmente disponíveis apresentadas anteriormente no capítulo 1.2 e a versão aqui desenvolvida quanto às suas características básicas e limites de operação. Tal comparativo encontra-se na Tabela 13, apresentada a seguir.

Tabela 13 - Comparativo entre as opções citadas.

	BK Precision Model 8540	BK Precision Model 8600	Tektronix Model 2380	Carga Projetada
Tensão Máxima	60V	120V	120V	50V
Corrente Máxima	30A	30A	60A	10A
Potência Máxima	150W	150W	250W	70W
Modos	CC, CV, CR	CC, CV, CR, CP	CC, CV, CR, CP	CC
Valor	R\$ 1685,25	R\$ 3370,50	R\$ 6034,80	R\$ 248,06

Observando os dados apresentados, nota-se que a versão desenvolvida encontra-se bem aquém daquelas disponíveis no mercado, principalmente no que diz respeito à capacidade de corrente e modos de operação. Entretanto, quando levado em consideração os requisitos do usuário a que se destina, percebe-se que o equipamento desenvolvido no decorrer deste projeto é aquele que mais se aproxima das necessidades destes, de forma a não apresentar grande capacidade ociosa em termos de características técnicas, as quais se revertem em um menor custo de aquisição.

Tratando-se do fator custo, a Tabela 14 - Lista de materiais utilizados e seus valores. apresenta a lista de materiais utilizados na construção do protótipo aqui documentado, bem como os valores correntes para cada um dos componentes no momento da realização deste trabalho. Assim, tem-se que o custo total para construção deste dispositivo foi de R\$ 248,06, muito inferior àquele da opção comercial de menor valor atualmente (US\$525,00), que em moeda local, com a cotação atual, seria de R\$ 1685,25 (cotação atual: US\$ 1,00 = R\$ 3,21). De fato, em uma comparação, o custo de construção do presente projeto é de menos de 15% daquele referente ao modelo 8540 da BK Precision.

Tabela 14 - Lista de materiais utilizados e seus valores.

Componente	Quant	Valor Unitário	Valor Total
Capacitores			
Poliéster 100nF	23	R\$ 0,26	R\$ 5,98
Poliéster 22nF	1	R\$ 0,26	R\$ 0,26
Poliéster 1nF	1	R\$ 0,26	R\$ 0,26
Eletrolítico 220uF x 25V	6	R\$ 0,19	R\$ 1,14
Resistores			
10k x 1/4W – 5%	11	R\$ 0,05	R\$ 0,55
39k x 1/4W – 5%	2	R\$ 0,05	R\$ 0,10
0,02R x 1W – 1% SMD	2	R\$ 1,10	R\$ 2,20
1k x 1/4W – 5%	2	R\$ 0,05	R\$ 0,10
150R x 1/4W – 5%	3	R\$ 0,05	R\$ 0,15
330R x 1/4W – 5%	1	R\$ 0,05	R\$ 0,05
82k x 1/4W – 5%	1	R\$ 0,05	R\$ 0,05
2,2k x 1/4W – 5%	1	R\$ 0,05	R\$ 0,05
Trimpots			
Trimpot Multivoltas 20k	7	R\$ 1,02	R\$ 7,14
Circuitos Integrados			
LM7812	1	R\$ 1,08	R\$ 1,08
LM7912	1	R\$ 1,05	R\$ 1,05
LM7805	1	R\$ 0,72	R\$ 0,72
OP07	3	R\$ 1,02	R\$ 3,06
Módulos			
MCP4725	1	R\$ 12,25	R\$ 12,25
ADS1115	1	R\$ 25,00	R\$ 25,00
Transistores			
2N2222	2	R\$ 0,24	R\$ 0,48
IRFP260N	1	R\$ 9,27	R\$ 9,27
Diodos			
1N4733	2	R\$ 0,18	R\$ 0,36
1N4737	2	R\$ 0,18	R\$ 0,36
1N4007	5	R\$0,07	R\$ 0,35
Outros			
Arduino Uno R3	1	R\$ 59,90	R\$ 59,90

Display LCD 16x2	1	R\$ 29,72	R\$ 29,72
Fusível 10A	1	R\$ 0,14	R\$ 0,14
Soquete para Fusível	1	R\$ 1,50	R\$ 1,50
Conector SIL 8 pinos	2	R\$ 0,96	R\$ 1,92
Conector SIL 6 pinos	2	R\$ 0,68	R\$ 1,36
Relé 12V 20A	1	R\$ 3,53	R\$ 3,53
Varistor	1	R\$ 0,80	R\$ 0,80
Pushbutton 12x12x12mm	6	R\$ 0,47	R\$ 2,82
PCI 10x15cm	1	R\$ 3,91	R\$ 3,91
PCI 15x5cm	1	R\$ 1,95	R\$ 1,95
Transformador 15+15V 500mA	1	R\$ 18,50	R\$ 18,50
Dissipador + Fan	1	R\$ 50,00	R\$ 50,00
Total.....			R\$ 248,06

Além dos pontos já apresentados, o fato desta carga ativa ser baseada em torno de uma plataforma de desenvolvimento amplamente difundida torna-a bastante convidativa a aperfeiçoamentos por parte de qualquer um que venha a se interessar. Desta forma, e com base no *hardware* desenvolvido, é possível que sejam implementados futuramente novas funcionalidades e recursos, tais como diferentes modos de operação (resistência constante, tensão constante, potência constante), hoje ausentes, aplicação de variações nos parâmetros de seleção, como por exemplo para testes de comportamento transitório de fontes de alimentação, entre outros. Desta forma, é possível que se torne esta opção mais próxima do que é oferecido pelos produtos hoje no mercado, com uma adição de custo praticamente nula.

Ainda, a presença da interface de comunicação serial, por meio da conexão USB, propicia que sejam desenvolvidas ferramentas para captura e tratamento de dados com o uso de um computador e *softwares* adicionais, permitindo que sejam realizadas operações de registro de dados para posterior análise, bem como traçado de gráficos, por exemplo, de curvas de descarga de baterias.

Por fim, havendo necessidade e interesse em expandir-se os limites de operação deste dispositivo, aproximando-o mais daqueles das versões comerciais, isto pode ser feito sem maiores modificações ao circuito aqui desenvolvido. Como exemplos, pode-se citar uma ampliação da faixa de tensões de entrada com um

simples ajuste na relação do divisor resistivo, bem como escolha de um transistor adequado. Por sua vez, um aumento da capacidade de corrente máxima requer que haja uma adequação dos resistores shunt quanto à capacidade de dissipação de potência, ajuste do ganho do amplificador não-inversor para compatibilizar os novos níveis de tensão elétrica e seleção de um MOSFET capaz de suportar tal corrente desejada.

A potência máxima, por outro lado, depende do transistor empregado, bem como, principalmente, do dissipador em uso, e constitui o elemento mais custoso em termos de expansão. Em um cálculo rápido, para estender os limites máximos para 60V e 30A, com uma potência máxima de 150W, estima-se um custo adicional de R\$ 131,89, totalizando R\$ 379,59. Valor este ainda muito inferior aos R\$ 1685,25 do modelo 8540 da BK Precision.

5 CONCLUSÕES

O desenvolvimento do presente trabalho possibilitou o estudo de formas de projetar-se uma carga eletrônica DC programável como alternativa em relação aos modelos disponíveis atualmente no mercado. Juntamente com este fato, permitiu que se obtivesse uma melhor noção a respeito da faixa de preço em que estas se situam, bem como as funções por elas oferecidas, assim servindo como elemento de comparação para o equipamento desenvolvido no decorrer do presente relatório.

Baseado em necessidades mais específicas do público ao qual destinou-se o presente trabalho, notadamente acadêmicos, hobbistas ou profissionais fora do ambiente corporativo, foi possível o desenho e construção de um equipamento cujo custo de montagem é bastante inferior ao valor de uma carga eletrônica DC comercial. Adicionalmente, uma vez que o mesmo baseou-se em torno da plataforma de desenvolvimento Arduino, uma futura adição de recursos e funcionalidades é algo que pode ser concretizado sem dificuldades maiores, bem como não requerendo um conhecimento avançado a respeito. Desta forma, pode-se dizer que os objetivos propostos foram efetivamente alcançados com a realização deste projeto.

As simulações computacionais realizadas foram de fundamental importância para que se obtivesse uma melhor noção acerca do correto funcionamento, bem como do comportamento dos circuitos projetados. Eventuais falhas puderam ser detectadas e corrigidas, assim como diferentes soluções puderam ser avaliadas e a com melhor desempenho, escolhida. Da mesma forma, a realização de calibrações e testes foram essenciais para que o circuito apresentasse o comportamento adequado, de acordo com o que fora projetado e esperado para o mesmo, assim como comprovar que o funcionamento se dava tal como planejado. Assim, comprovou-se que o dispositivo projetado é realmente funcional, e pode ser utilizado para os fins pretendidos.

Dada a importância que um equipamento desses tem para propiciar uma melhor formação acadêmica, fornecendo uma poderosa ferramenta na realização de testes e análises de circuitos eletrônicos de potência, é importante que se desenvolva uma opção que seja acessível, sem os requerimentos aplicados a um equipamento de nível laboratorial. Não obstante, permite também àqueles que têm interesse na área de projetos eletrônicos possuírem um equipamento acessível, que pode lhes ser

muito útil no desenvolvimento de seus projetos, bem como pode ser customizado para atender de forma mais específica as necessidades individuais de cada um.

Desta forma, o uso de componentes eletrônicos amplamente disponíveis no mercado, aliado ao emprego de uma plataforma bastante difundida, permite a obtenção de uma carga eletrônica DC programável com um custo total de R\$248,06, o que representa menos de 15% do valor da opção comercialmente disponível mais barata. Ao mesmo tempo, permite que suas características e limites sejam facilmente ampliados, de acordo com as necessidades, assim propiciando uma significativa economia de recursos.

6 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Uma vez concluído o presente trabalho, ficam elencadas a seguir uma série de sugestões acerca de pontos passíveis de uma análise e desenvolvimentos aprofundados em uma futura oportunidade, por parte de quem possa interessar.

- Implementação dos modos de resistência constante (CR), potência constante (CP) e tensão constante (CV), por meio da programação das funções adequadas. Verificar comportamento dinâmico de um laço de controle envolvendo o microcontrolador;
- Projeto de um circuito driver com melhor resposta, assim diminuindo o tempo de acomodação e melhorando a resposta em frequência do equipamento;
- Caracterização detalhada acerca da resposta dinâmica do circuito, resolução e precisão;
- Inserção de opções de variações programadas na corrente selecionada, como por exemplo, aplicações de degraus de corrente para testes de transitórios em fontes de alimentação;
- Ampliação dos limites de tensão elétrica máxima, corrente elétrica máxima e potência elétrica máxima;
- Desenvolvimento de ferramentas que possibilitem o uso da interface serial via USB para recebimento e tratamento de dados, possibilitando o uso para testes de baterias, com a possibilidade do traçado de suas respectivas curvas de descarga;
- Implantação de rotina de proteção e superaquecimento no programa.

REFERÊNCIAS

- JUNG, W.G. **Op Amp Applications**. Analog Devices, 2002. Disponível em <<http://www.analog.com/en/education/education-library/op-amp-applications-handbook.html>>. Acesso em 25/05/2017.
- POMÍLIO, J.A. **Eletrônica de Potência**. Campinas, SP: UNICAMP, 2014.
- SEDRA, A.; SMITH, K.C. **Microelectronic Circuits**. 5th edition. McGraw-Hill, 2004.
- BLUM, J. **Exploring Arduino: Tools and Techniques for Engineering Wizardry**. Indianapolis, IN: Wiley, 2013.
- NXP SEMICONDUCTORS. **UM10204: I²C Bus Specification and User Manual**. Rev. 6. NXP Semiconductors, 2014. Disponível em <<http://www.nxp.com/docs/en/user-guide/UM10204.pdf>>. Acesso em 06/06/2017.
- KEITHLEY. **Series 2380 Programmable DC Electronic Loads**. 2015.
- BK PRECISION. **DC Electronic Load: Model 8540**. 2014.
- BK PRECISION. **Programmable DC Electronic Loads: 8600 Series**. 2015.
- ANALOG DEVICES. **OP 07 – Ultralow Offset Voltage Operational Amplifier**.
- INTERNATIONAL RECTIFIER. **IRFP260N – HEXFET® Power MOSFET**. 2004.
- MICROCHIP. **MCP4725 – 12-Bit Digital-to-Analog Converter with EEPROM Memory**. 2007.
- TEXAS INSTRUMENTS. **ADS111x Ultra-Small, Low-Power, I²C-Compatible, 860-SPS, 16-Bit ADCs with Internal Reference, Oscillator, and Programmable Comparator**. 2016.
- TEXAS INSTRUMENTS. **LM35 Precision Centigrade Temperature Sensors**. 2016.
- MAXIM INTEGRATED INC. **DS18B20 – Programmable Resolution 1-Wire Digital Thermometer**. 2015.
- ARDUINO. **Arduino Uno Rev3**. Disponível em <<https://store.arduino.cc/usa/arduino-uno-rev3>>. Acesso em 02/07/2017.
- BK PRECISION. **DC Electronic Loads**. Disponível em <<http://www.bkprecision.com/products/dc-electronic-loads.html>>. Acesso em 10/05/2017.
- TEKTRONIX. **Series 2380 DC Electronic Loads**. Disponível em <<http://www.tek.com/dc-electronic-load/series-2380>>. Acesso em 10/05/2017.

BIBLIOGRAFIA CONSULTADA

KITCHIN, C.; COUNTS, L. **A Designer's Guide to Instrumentation Amplifiers**. 3rd. ed. Analog Devices, 2006.

SATTAR, A. **Power MOSFET Basics**. IXYS Corporation, 2006. Disponível em <<http://www.ixys.com/Documents/AppNotes/IXAN0061.pdf>>. Acesso em 02/06/2017.

BAKER, B.C. **Designing an Anti-Aliasing Filter for ADCs in the Frequency Domain**. Texas Instruments, 2015.

ANALOG DEVICES. **MT-038: Op Amp Input Bias Current**. Analog Devices, 2008. Disponível em <<http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-038.pdf>>. Acesso em 28/05/2017.


```

int g_button[6] = {0,0,0,0,0,0}; // Armazena status dos botões

float g_inputVoltage = 0; // Armazena a leitura da tensão de entrada
float g_inputCurrent = 0; // Armazena a leitura da corrente de entrada
float g_setCurrent = 0; // Armazena a corrente selecionada

unsigned long g_lastDisplay = 0; // Usada para atualizar o display

LiquidCrystal lcd(12, 11, 10, 9, 8, 7); // Conexões do LCD (RS, EN, D4, D5, D6, D7)

// Funções

//Seta o valor da saída do DAC
void setDac(int value)
{
    dac.setVoltage(value, false);
}

//Lê a corrente de entrada
void readCurrent()
{
    g_inputCurrent = (ads.readADC_SingleEnded(k_adcCurrent))*k_readToCurrent;
}

//Lê a tensão de entrada
void readVoltage()
{
    g_inputVoltage = (ads.readADC_SingleEnded(k_adcVoltage))*k_readToVoltage;
}

// Arredonda um float para n casas
float roundFloat(float num, int dec)
{
    float round_float = round(num * pow(10, dec)) / pow(10, dec);
    return round_float;
}

```

```
// Converte a corrente setada em um valor a ser enviado para o DAC
```

```
void currentToDac(float setCurrent)
```

```
{
    int dacCurrent = setCurrent * 4095 / k_maxCurrent;
    setDac(dacCurrent);
}
```

```
// Atualiza o display a cada 500ms
```

```
boolean updateLCD()
```

```
{
    unsigned long now = millis();
    if(now - g_lastDisplay >= 500)
    {
        g_lastDisplay = now;
        return true;
    }
    else
    {
        return false;
    }
}
```

```
// Lê os botões
```

```
void readButtons()
```

```
{
    g_button[0] = digitalRead(button1);
    g_button[1] = digitalRead(button2);
    g_button[2] = digitalRead(button3);
    g_button[3] = digitalRead(button4);
    g_button[4] = digitalRead(button5);
    g_button[5] = digitalRead(button6);
}
```

```
// Escreve no display
```

```
void updateLCD(int displayType)
```

```
{
    char buf[17]; //LCD de 16 colunas
```

```
switch (displayType)
{
  case 0:
    if(updateLCD())
    {
      lcd.clear();
      lcd.print("Tensao:");
      lcd.setCursor(10, 0);
      lcd.print(g_inputVoltage, 3);
      lcd.print("V");
      lcd.setCursor(0, 1);
      lcd.print("Corrente:");
      lcd.setCursor(10, 1);
      lcd.print(g_inputCurrent, 3);
      lcd.print("A");
    }
    break;

  case 1:
    if(updateLCD())
    {
      lcd.clear();
      lcd.setCursor(4, 0);
      lcd.print("Set Mode");
      lcd.setCursor(0, 1);
      lcd.print("Corrente:");
      lcd.setCursor(10, 1);
      lcd.print(g_setCurrent, 3);
      lcd.print("A");
    }
    break;
}
}
```

// Inicializações

void setup()

{

```
ads.begin();           // Inicia o conversor AD
dac.begin(0x62);      // Inicia o conversor DA
lcd.begin(16, 2);     // Inicia o display LCD
Serial.begin(9600);   // inicia a interface serial
pinMode(button1, INPUT); // Define o pino button 1 como entrada
pinMode(button2, INPUT); // Define o pino button 2 como entrada
pinMode(button3, INPUT); // Define o pino button 3 como entrada
pinMode(button4, INPUT); // Define o pino button 4 como entrada
pinMode(button5, INPUT); // Define o pino button 5 como entrada
pinMode(button6, INPUT); // Define o pino button 6 como entrada
pinMode(fan, OUTPUT); // Define o pino fan como saída
pinMode(relay, OUTPUT); // Define o pino relay como saída
```

```
digitalWrite(fan, HIGH); //Ativa o ventilador
```

}

void loop()

{

```
readButtons(); //Lê os botões
if(g_button[0] == HIGH) // Alterna a tela mostrada
{
  if(g_lcdShow == 0)
  {
    g_lcdShow = 1;
    digitalWrite(relay, LOW); // Desliga a saída
  }
  else
  {
    g_lcdShow = 0;
    digitalWrite(relay, HIGH); // Liga a saída
  }
}
```

}

```
if(g_lcdShow == 0) // Se modo leitura
```

```

{
  readVoltage();           // Lê a tensão
  readCurrent();          // Lê a corrente
}
else                        // Se modo ajuste
{
  if(g_button[1] == HIGH)
  {
    g_setCurrent = g_setCurrent + 0.1; // Incrementa em 100mA a corrente setada
    if(g_setCurrent > k_maxCurrent)    // Caso a corrente seja maior que o limite
    {
      g_setCurrent = k_maxCurrent;
    }
    delay(500); // Atraso de 500ms
  }
  if(g_button[2] == HIGH)
  {
    g_setCurrent = g_setCurrent - 0.1; // Decrementa em 100mA a corrente setada
    if(g_setCurrent < 0)                // Caso a corrente seja menor que zero
    {
      g_setCurrent = 0;
    }
    delay(500);                        // Atraso de 500ms
  }
  if(g_button[5] == HIGH)              // Botão Set pressionado
  {
    currentToDac(g_setCurrent); // Seta a saída do DAC
    g_lcdShow = 0;              // Volta a exibir os valores de leitura
    digitalWrite(relay, HIGH);  // Liga a saída
  }
}

updateLCD(g_lcdShow);                // Atualiza o display
}

```

APÊNDICE B - CÓDIGO PARA CALIBRAÇÃO DE V_{IN} E I_{IN}

```

#include <Wire.h>           /* Biblioteca necessária para uso do protocolo I2C */
#include <Adafruit_ADS1015.h> /* Biblioteca incluindo as funções para controle e uso
                             do ADC ADS1115 */

Adafruit_ADS1115 ads; /* Define ads como equivalente a Adafruit_ADS1115 */

void setup(void)
{
  Serial.begin(9600); /* Inicializa a comunicação serial com baud rate de 9600bps */
  ads.begin();        /* Inicializa o ADS no endereço padrão */
}

void loop(void)
{
  int16_t adc0, adc1; /* Define as variáveis necessárias para o funcionamento do
                       código */

  adc0 = ads.readADC_SingleEnded(0); /* Realiza a leitura da entrada A0 do ADC e
                                       armazena o valor lido na variável adc0 */
  adc1 = ads.readADC_SingleEnded(1); /* Realiza a leitura da entrada A1 do ADC e
                                       armazena o valor lido na variável adc1 */

  Serial.print("A0: "); /* Envia, via comunicação serial, o texto A0: */
  Serial.print(adc0);   /* Imprime o valor da leitura na entrada A0 */
  Serial.println(" ");  /* Insere uma linha em branco */
  Serial.print("A1: "); /* Envia, via comunicação serial, o texto A1: */
  Serial.print(adc1);   /* Imprime o valor da leitura na entrada A1 */
  Serial.println(" ");  /* Insere uma linha em branco */

  delay(3000); /* Força um atraso na execução do código a fim de permitir a leitura
                dos dados reportados */
}

```

APÊNDICE C - CÓDIGO PARA CALIBRAÇÃO DO DAC

```

#include <Wire.h> // Biblioteca necessária para uso do
                  // protocolo I2C
#include <Adafruit_MCP4725.h> // Biblioteca incluindo as funções para
                              // controle e uso do DAC MCP4725
Adafruit_MCP4725 dac; // Define dac como equivalente a
                      // Adafruit_MCP4725

void setup(void)
{
  Serial.begin(9600); // Inicializa a comunicação serial com baud
                     // rate de 9600bps
  dac.begin(0x62); // Inicializa o DAC no endereço (0x62)
}

void loop(void)
{
  int16_t voltage = 0; // Define as variáveis necessárias para o
                       // funcionamento do código

  for (int i = 0; i<15; i++)
  {
    Serial.print("DAC set: "); // Envia, via serial, o texto DAC set:
    Serial.println(voltage); // Imprime o valor setado para a DAC
    dac.setVoltage(voltage, false); // Seta o valor armazenado em 'voltage' no
                                     // DAC
    voltage = voltage + 273; // Acresce em 273 o valor armazenado em
                             // 'voltage'
    delay (3000); // Atrasa a execução do código em 3
                  // segundos
  }
}

```