



Universidade Federal do Ceará
Campus Sobral
Curso de Engenharia Elétrica

Jéfferson Pimenta Melo

Desenvolvimento de um emulador dinâmico de carga

Sobral, Ceará
2017

Jéfferson Pimenta Melo

Desenvolvimento de um emulador dinâmico de carga

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica do Campus Sobral da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Elmano de Alencar e Silva

**Sobral, Ceará
2017**

Jéfferson Pimenta Melo
Desenvolvimento de um emulador dinâmico de carga/ Jéfferson Pimenta Melo.
– Sobral, Ceará, 2017-
46 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Elmano de Alencar e Silva

Trabalho de Conclusão de Curso (Monografia) – Universidade Federal do Ceará
Campus Sobral
Curso de Engenharia Elétrica , 2017.

1. Carga eletrônica. 2. Instrumentação. I. Prof Dr. Carlos Elmano de Alencar e
Silva. II. Universidade Federal do Ceará. III. Faculdade de Engenharia Elétrica.
IV. Título

CDU 02:141:005.7

Jéfferson Pimenta Melo

Desenvolvimento de um emulador dinâmico de carga

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Engenharia Elétrica do Campus Sobral da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: ____/____/____

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Carlos Elmano de Alencar e Silva
(Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. André dos Santos Lima
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Éber de Castro Diniz
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Marcus Rogério de Castro
Universidade Federal do Ceará (UFC)

O cientista descobre o que existe, enquanto que o engenheiro cria o que nunca existiu
Theodore von Kármán

Resumo

Emulador dinâmico de carga é um equipamento eletrônico capaz de se comportar de forma equivalente a uma carga passiva em termos de corrente e potência drenada do equipamento que está sob ensaio. Ao permitir fixar a corrente drenada, a resistência emulada ou a potência absorvida, a carga eletrônica se mostra um equipamento muito útil e bastante versátil no ensaio dos mais diversos tipos de equipamentos eletrônicos, tais como testes e estudo de fontes de tensão, fontes de corrente, conversores chaveados, teste de capacidade de baterias, obtenção de curvas de descarga de baterias e painéis solares. Naturalmente, há diversas topologias possíveis para a implementação de cargas eletrônicas, as quais podem ser divididas, a grosso modo, entre dissipativas ou regenerativas. Não obstante a grande vantagem de reinjetar na rede elétrica parte da energia consumida, as cargas eletrônicas regenerativas são de construção mais complexa do que as cargas eletrônicas dissipativas, o que demandaria mais tempo de execução. Logo, tomou-se a decisão estratégica de desenvolver neste trabalho uma carga eletrônica dissipativa. Além disso, por questões pragmáticas, o emulador dinâmico de carga proposto opera em corrente contínua, sendo capaz de atender a uma extensa gama de aplicações: conversores cc-cc, retificadores, ensaio de baterias, ensaios de painéis fotovoltaicos, entre outras. Ademais, a partir do sedimento deste estudo, é perfeitamente possível avançar na direção de uma carga eletrônica regenerativa e/ou capaz de emular cargas em corrente alternada. Nesta monografia é desenvolvido um equipamento capaz de desempenhar todas as funções explanadas anteriormente com um preço menor que as encontradas no mercado e utilizando componentes eletrônicos largamente comercializados no Brasil.

Palavras-chaves: Carga eletrônica. Instrumentação.

Abstract

Dynamic load emulator is an electronic equipment capable of behaving equivalent to a passive load in terms of current and electric power. By permitting to attach a drained current, a resistance in an absorbent power, an electronic load shows a very useful equipment and quite versatile to test of the most diverse types of electronic equipment. Such as testing and study of voltage sources, current sources, switched converters, battery capacity testing, obtaining battery discharge curves and solar panels. There are several possible topologies for an implementation of electronic loads, as they can be roughly divided between dissipative or regenerative. Nevertheless a great advantage of reinjecting the electrical part of the energy consumed, as regenerative electronic loads are of more complex construction than as dissipative electronic loads, which require more time for execution. For this reason, a dissipative electronic charge was made a strategic development decision. In addition, for pragmatic reasons, the dynamic load emulator proposed for the continuous current, capable of serving a wide range of applications: dc-dc converters, rectifiers, battery testing, photovoltaic panel testing, among others. In addition, from the sediment of this study, it is perfectly possible to move towards a regenerative electronic load capable of emulating charges in alternating current. In this monograph is developed an equipment able to perform all the functions with less cost than another equipment found in the market and only use electronic components widely commercialized in Brazil.

Keywords: Electronic load. Instrumentation.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Fluxograma da divisão dos emuladores dinâmicos de carga	12
Figura 2 – Modo de operação	13
Figura 3 – Sazonalidade da carga emulada	14
Figura 4 – Circuito básico	17
Figura 5 – Diagrama de blocos do sistema	17
Figura 6 – Modelo real do amplificador operacional	18
Figura 7 – Controlador alternativo PI	19
Figura 8 – Circuito base	20
Figura 9 – Circuito base	22
Figura 10 – Curvas de operação do MOSFET	23
Figura 11 – Tabela de características do <i>MOSFET</i> utilizado	24
Figura 12 – Circuito de proteção	26
Figura 13 – Teclado matricial 3x4	27
Figura 14 – Encoder rotativo	28
Figura 15 – Encoder rotativo	29
Figura 16 – Display 16x2	30
Figura 17 – Efeito Hall	32
Figura 18 – Resistor shunt	33
Figura 19 – Circuito amplificador	34
Figura 20 – Placa desenvolvida	36
Figura 21 – Circuito de alimentação	37
Figura 22 – linhas de alimentação	39
Figura 23 – Resposta da amplitude	40
Figura 24 – Imagem do menu principal	41
Figura 25 – Imagem do menu de funcionamento	41
Figura 26 – Imagem da montagem final	42

Lista de abreviaturas e siglas

V	Volts
A	Ampere
F	Faraday
AMPOP	Amplificador Operacional
W	Watt
NTC	Negative Thermal Couple
CI	Circuito integrado
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
ADC	Analog-to-digital converter
DAC	Digital-to-analog converter
DIP	Dual in-line package
PBJTs	Power Bipolar Junction Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect
Ground	Barramento de aterramento
V_{DS}	Tensão entre o dreno e a fonte
Slew Rate	Velocidade de varrimento
ESR	Equivalent Serie Resistance

Sumário

1	INTRODUÇÃO	11
2	ESCOPO DO TRABALHO	15
2.1	Introdução	15
2.2	Objetivos	15
2.2.1	Objetivos Gerais	15
2.2.2	Objetivos Específicos	16
2.3	Motivações	16
2.4	Topologia e método de controle propostos	16
2.4.1	Modelo ideal	17
2.4.2	Modelo real	18
3	DESENVOLVIMENTO	20
3.1	Circuito Principal	20
3.2	Interruptores	21
3.3	Proteções	25
3.4	Funções do Processador	26
3.4.1	Entrada de Dados	27
3.4.1.1	Teclado	27
3.4.1.2	Encoder	28
3.4.2	Geração das Tensões de Referência	28
3.4.2.1	Conversor DAC externo	29
3.4.2.2	PWM	29
3.4.3	Display	30
3.4.4	Conversor ADC	30
3.4.4.1	ADC Discreto	31
3.4.4.2	ADC Dedicado	31
3.4.4.3	ADC Integrado	31
3.5	Medição de Corrente	31
3.5.1	Transformador de Corrente	31
3.5.2	Sensor de Efeito Hall	32
3.5.2.1	Resistor Shunt	32
3.6	Medição de Tensão	35
3.7	Desenvolvimento da Placa	35
3.8	Fonte Auxiliar	37

4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	39
4.1	Fonte de Alimentação	39
4.2	Amplificador de Diferenças	39
4.3	Interface	40
	Conclusão	44
	REFERÊNCIAS	44
	ANEXOS	45

1 Introdução

Bancos de resistores, bancos de capacitores e bancos de indutores são elementos geralmente utilizados durante a fase de testes de alguns equipamentos elétricos. Entretanto, os elementos empregados nessa fase nem sempre se enquadram no perfil de teste adequado ao equipamento, como, por exemplo, instrumentos que necessitam de testes em corrente constante ou potência constante dentre os quais fontes de alimentação, lineares e chaveadas, e conversores de energia) ([HEERDT et al., 2013](#)) ([KLEIN et al., 2012](#))

O equipamento que desempenha todas estas funções é o emulador dinâmico de carga que simula uma carga de diferentes parâmetros. Esse aparelho tem função importante na etapa de ensaios e testes de inúmeros tipos de equipamentos, tais como:

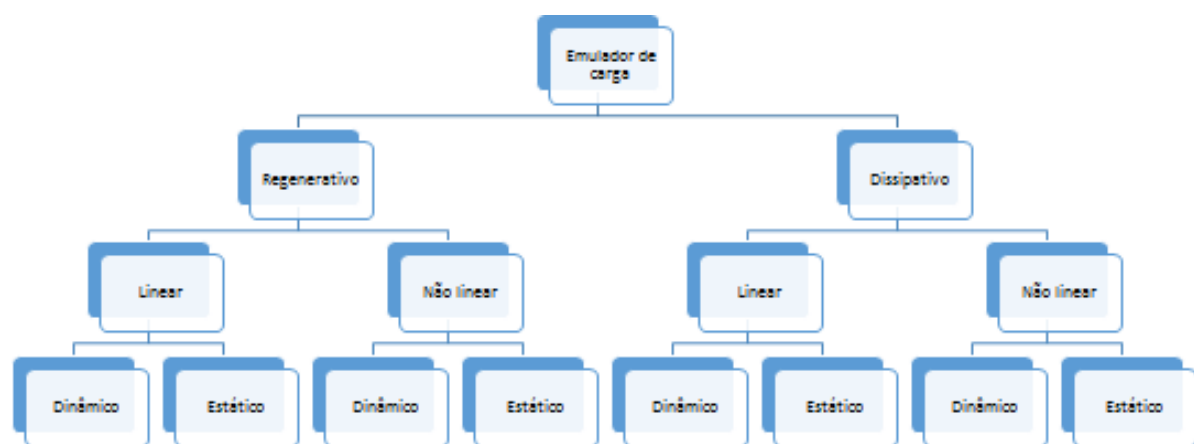
- Fontes ininterruptas de energia;
- Inversores;
- Gradadores;
- Fontes de tensão;
- Fontes de corrente;
- Chaves eletrônicas ou eletromecânicas;
- Circuitos de proteção;
- Fusíveis;
- Disjuntores;
- Conectores;
- Fornos de indução;
- Linhas de transmissão;
- Transformadores;
- Geradores;
- Medidores de energia
- Conversores CA-CC;
- Conversores CA-CA;

- Conversores CC-CA;
- Conversores CC-CC;

Apesar da gama de utilidades, esse equipamento é de difícil acesso no Brasil, pois seu custo é bastante oneroso. (KLEIN et al., 2012)

A tecnologia de emuladores de carga pode ser subdividida de diversas maneiras. Um exemplo de classificação é mostrados na figura 1.

Figura 1 – Fluxograma da divisão dos emuladores dinâmicos de carga



Fonte: autor

As cargas passivas ou dissipativas não reciclam a energia recebida do elemento a ser testado, pois a dissipam em forma de calor. Embora a quantidade de componentes utilizados em um emulador dissipativo seja bem inferior à quantidade de componentes utilizados em um emulador ativo ou regenerativo, a necessidade de dissipação em forma de calor de toda a energia processada exige a introdução de radiadores suficientemente grandes, consequentemente, estes acabam ficando mais volumosos e pesados do que os conversores regenerativos (HEERDT et al., 2013).

As cargas de caráter regenerativo trabalham de modo a devolver a energia recebida do elemento a ser testado à rede elétrica ou a um acumulador, proporcionando uma maior eficiência energética. Naturalmente são equipamentos menores, por dispensarem o uso de grandes dissipadores de calor, porém possuem uma complexidade maior por exercerem a função de regenerar a energia elétrica.

Em resumo, a carga ativa se destaca da passiva por ter um porte menor e regenerar a energia cedida pelo elemento a ser testado. Em contrapartida, a carga passiva se destaca da ativa por ter uma construção mais simples e, consequentemente, mais robusta. Além disso, a natureza do equipamento dissipativo não opera com comutação em alta

frequência e emite menos ruído eletromagnético além do *ripple* da corrente de entrada ser muito menor (HEERDT et al., 2013) (KLEIN et al., 2012) (BARBI, 2001) .

Tendo em vista o tipo de ensaio a ser realizado, é possível conceber três modos de operação para um emulador de carga: operação como um sorvedouro de uma corrente fixa, como um resistor ou como um sorvedouro de potência constante. Os dois primeiros modos levam a uma relação linear entre a tensão e a corrente de alimentação da carga eletrônica, como mostram as figuras 2a e 2b. Já o terceiro modo de operação implica em uma relação não-linear entre a tensão e a corrente de alimentação do emulador de carga (KLEIN et al., 2012).

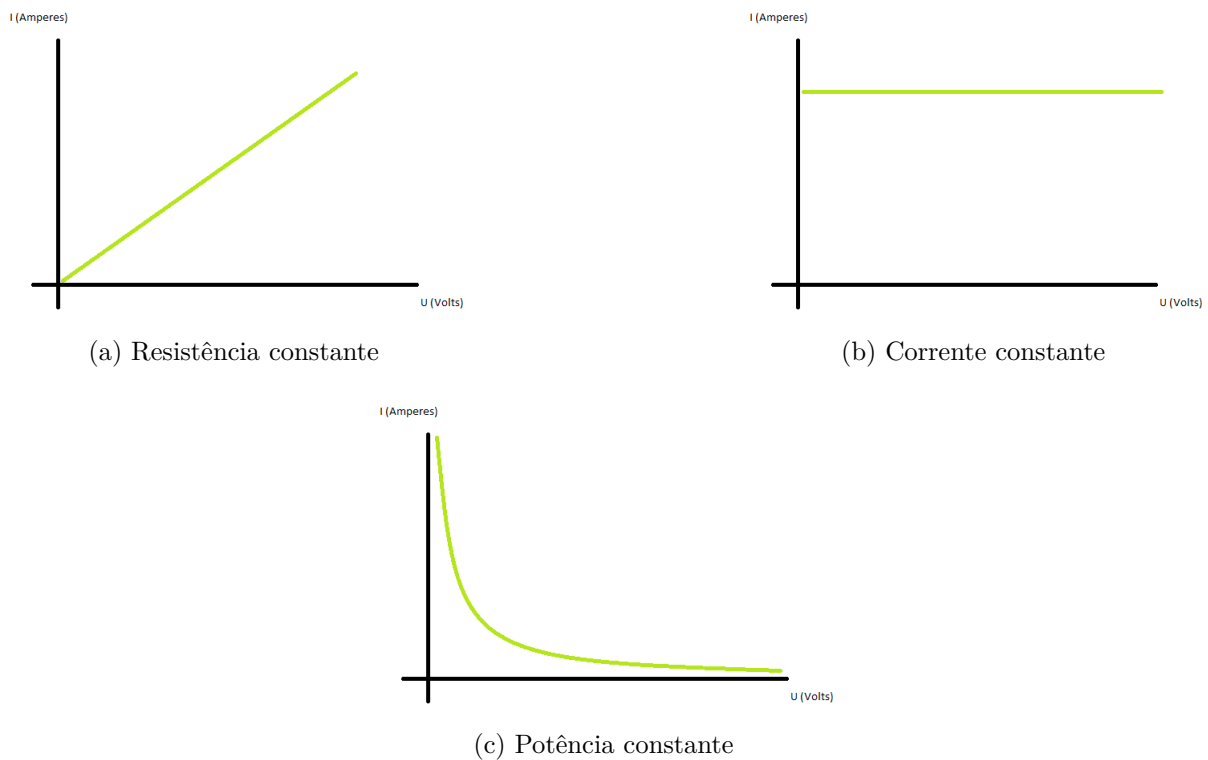


Figura 2 – Modo de operação

Fonte: autor

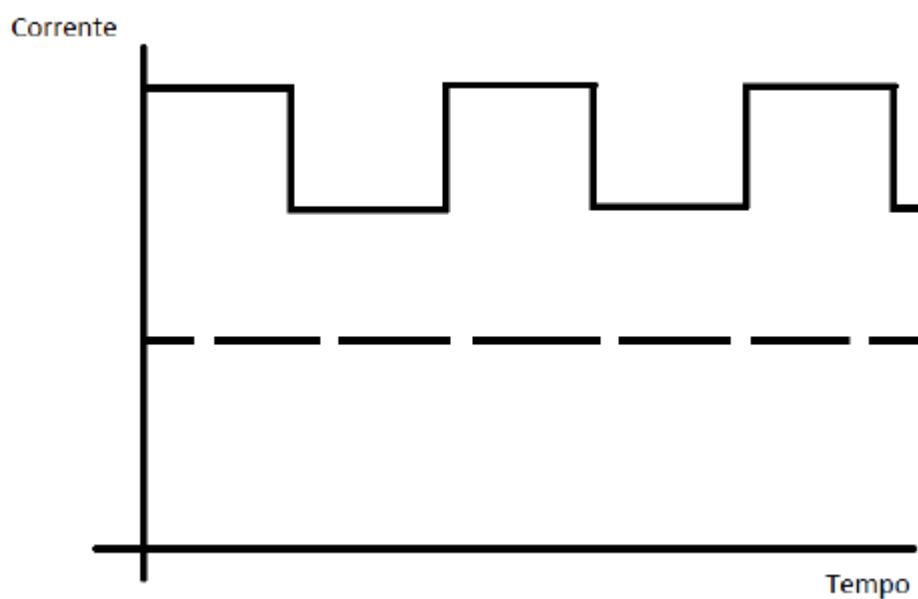
Pode-se, ainda, classificar uma carga eletrônica quanto a flexibilidade dentro de um modo de operação e até mesmo entre modos de operação. Quando uma carga eletrônica permite que seu valor de carga e/ou seu modo de operação sejam alterados em tempo de execução ela é denominada de **dinâmica**. Caso contrário, ou seja, se a reprogramação da carga exige a interrupção do ensaio, ela é classificada como **estática**.

Tomamos como exemplo um emulador de carga funcionando no regime de potência constante, mas alternando a potência drenada entre dois valores distintos emulando o ligamento e desligamento de elementos a serem alimentados pela fonte testada. Outro exemplo importante de ensaio que exige uma carga dinâmica é o de degrau de carga,

essencial para a avaliação da estabilidade e robustez de sistemas em malha fechada (HEERDT et al., 2013).

Um exemplo de carga estática e outro de carga dinâmica é dado no gráfico da corrente em função do tempo da figura 3, onde a linha contínua caracterizada por variações bruscas de corrente representa o modo dinâmico. O modo estático é representado pela linha tracejada.

Figura 3 – Sazonalidade da carga emulada



Fonte: autor

O emulador de carga pode ser classificado quanto ao tipo de corrente emulada. Essa entrada pode ser em corrente contínua, em corrente alternada ou em ambas.

Entrada em corrente contínua é caracterizado quando a corrente admitida no equipamento tem direção de circulação bem definida. Usados para ensaios em fontes ou aplicações cuja corrente é cc, tais como fontes em geral, baterias, células fotovoltaicas, conversores cc-cc e ca-cc.

Entrada em corrente alternada é caracterizado quando a corrente admitida no equipamento tem direção de circulação variante, típico padrão de corrente alternada. Usados para ensaios em fontes ou aplicações cuja saída é ca, tais como fontes ca, geradores, transformadores, UPS, inversores, medidores de energia e aplicações ca em geral.

2 Escopo do Trabalho

2.1 Introdução

O presente trabalho se dedica ao desenvolvimento de um emulador de carga dissipativo, estático e em corrente contínua. O desenvolvimento desse emulador é apresentado na forma de estudo de caso para o qual são considerados equipamentos a serem ensaiados com potência nominal de no máximo 600W, corrente de até 10A e tensão de pico de 200V. Esses valores foram obtidos a partir da disponibilidade dos componentes no laboratório e da demanda de experimentos, que é basicamente de aplicações cc com potências de cerca de 100W.

Aparelhos com características diferentes podem ser construídos utilizando outros componentes, com a condição de obedecer aos critérios adotados no dimensionamento de cada seção.

A fim de que o emulador opere de forma segura e com a máxima flexibilidade de aplicação, o equipamento desenvolvido conta ainda com: proteção contra sobretensão independente do processamento central do equipamento, ligação da ventoinha de resfriamento também independente do processamento central, resolução de corrente de uma dezena de mA (como detalhado na seção 3.5.2.1 e 3.4.4.3) e medição de tensão com 200mV de resolução (detalhado na seção 3.4.4.3). O aparelho pode funcionar de três modos diferentes: corrente constante, resistência constante ou potência constante e conta com um display que mostra todas essas informações simultaneamente.

2.2 Objetivos

2.2.1 Objetivos Gerais

Este trabalho tem por objetivo a análise, o projeto e a execução de uma carga eletrônica cc com as seguintes características.

- Boa precisão;
- Interface amigável;
- Baixo custo;
- Fácil produção;

2.2.2 Objetivos Específicos

- Estudo da tecnologia envolvida na produção de uma carga eletrônica;
- Projeto de controle da carga eletrônica;
- Projeto de hardware;
- Confeção do protótipo;
- Implementação de uma interface computacional com comunicação com o hardware da carga eletrônica.

2.3 Motivações

Todos os equipamentos similares disponíveis no mercado são de alto custo e difícil acesso. Tendo em vista o alto custo de aquisição de equipamentos, julgou-se sensata a ideia de desenvolver um equipamento que suprisse as necessidades de um pequeno laboratório ou de pequenos testes.

2.4 Topologia e método de controle propostos

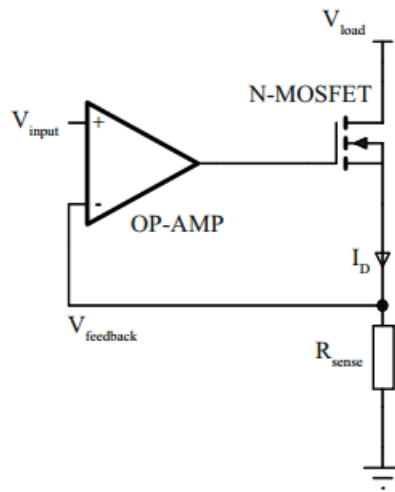
A topologia foi inspirada no projeto do engenheiro Lukas Rosén e Sahar Samini (ROSÉN; SAMIMI, 2012) que utilizou apenas um amplificador operacional, um resistor e um MOSFET para o circuito de controle de corrente. Nesse trabalho utilizou-se um filtro RC de primeira ordem para atrasar a realimentação da corrente controlada e utilizou-se o modelo matemático desenvolvido por Lukas Rosén e Sahar Samini.

A figura 4 mostra a malha de controle básica usado no projeto. O sinal de erro que é a diferença entre a entrada do sinal de referência (V_{input}) e o sinal de *feedback* (tensão no resistor R_{sense}) é amplificada para controlar o *MOSFET*. A tensão do gate do *MOSFET* controla a corrente que circula através desse componente e o resistor R_{sense} fornece o sinal de *feedback* e também pode fornecer a tensão para a leitura da corrente.

Os valores dos componentes do filtro foram constatados experimentalmente após verificar indutâncias, capacitâncias e resistências parasitas que tornaram o modelo do circuito impreciso.

A topologia descrita anteriormente foi escolhida dada a sua simplicidade e confiabilidade. Sua principal desvantagem é a eficiência energética, pois o equipamento não regenera a energia absorvida pelo equipamento testado.

Figura 4 – Circuito básico

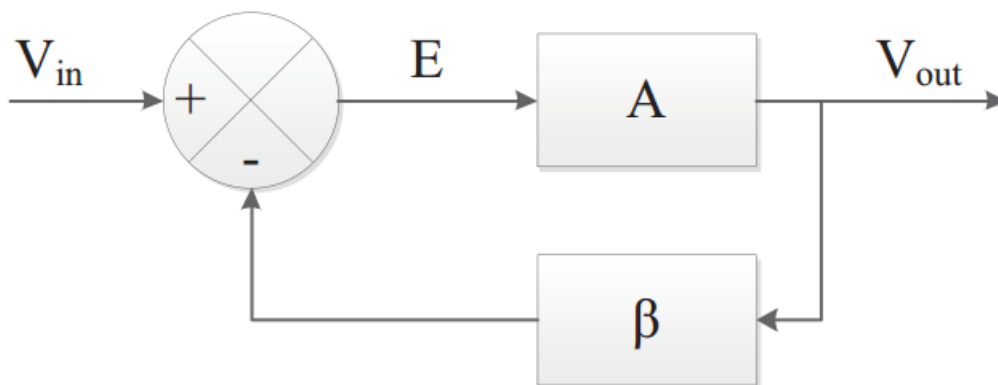


Fonte: (ROSÉ; SAMIMI, 2012)

2.4.1 Modelo ideal

Uma forma de representar o circuito utilizado é usando o diagramas de blocos. Todas as características do sistema pode ser representado nesse diagrama.

Figura 5 – Diagrama de blocos do sistema



Fonte: (ROSÉ; SAMIMI, 2012)

O circuito utilizado foi representado por meio de diagramas de blocos na figura 5, o sinal de saída pode ser representado, em malha fechada, pela equação 2.1.

$$V_{out} = (V_{in} - \beta V_{out})A \quad (2.1)$$

Com algum algebrismo é possível reescrever a equação 2.1 na equação 2.2.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A}{1 + A\beta} \quad (2.2)$$

Se o ganho da planta A e o ganho da realimentação (β) forem suficientemente grandes, o ganho do sistema pode representado pela equação 2.3.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\beta} \quad (2.3)$$

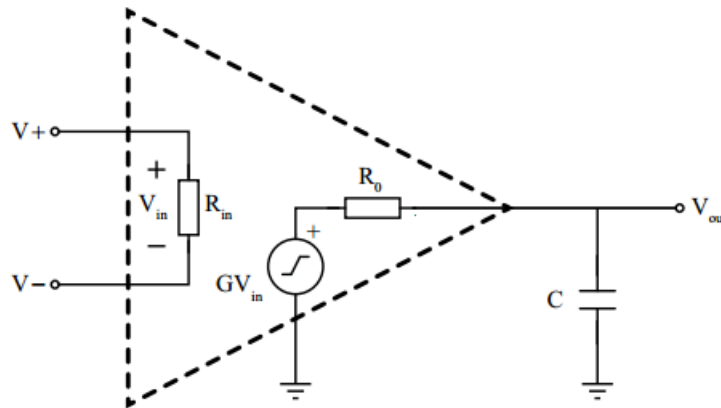
A equação 2.3 mostra que o modelo ideal com componentes passivos é controlável e estável. (ROSÉN; SAMIMI, 2012)

2.4.2 Modelo real

Para um circuito real, algumas características como a resistência interna de saída do amplificador operacional e a capacitância do MOSFET devem ser levados em consideração para o projeto do compensador do circuito.

A figura 6 exemplifica a resistência interna R_0 do amplificador operacional conectado a uma carga capacitiva C . Esses dois elementos formam um filtro passa baixa e introduzem um polo na função de transferência, sua localização pode ser calculada através da equação 2.4.

Figura 6 – Modelo real do amplificador operacional



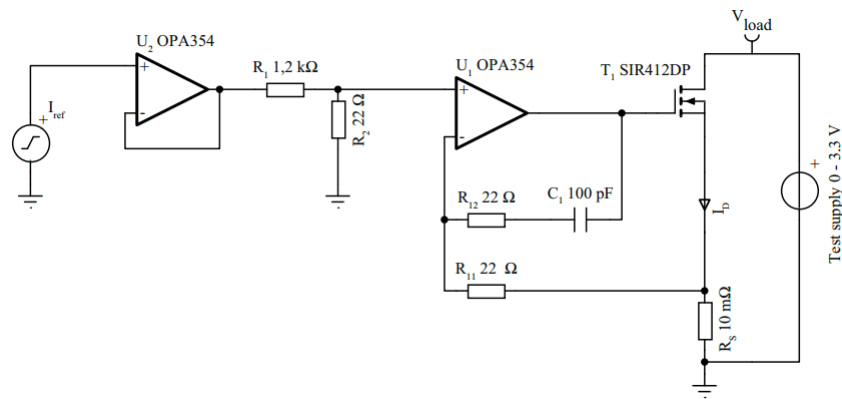
Fonte: (ROSÉN; SAMIMI, 2012)

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_0 C} \quad (2.4)$$

Esse polo extra adicionado pode causar instabilidade no sistema, especialmente se o produto R_0 e C é grande o suficiente. Neste caso a frequência do polo é pequena de forma que geralmente acarretam baixas margens de fase (ROSÉN; SAMIMI, 2012).

Neste protótipo foi utilizado um filtro RC para atrasar a resposta da realimentação e evitar oscilações, mas uma melhoria no circuito pode ser utilizada aplicando a solução do engenheiro Lukas Rosén (ROSÉN; SAMIMI, 2012) mostrado na figura 7. O controlador é implementado através dos resistores R_{12} , C_1 e R_{11} .

Figura 7 – Controlador alternativo PI



Fonte: (ROSÉN; SAMIMI, 2012)

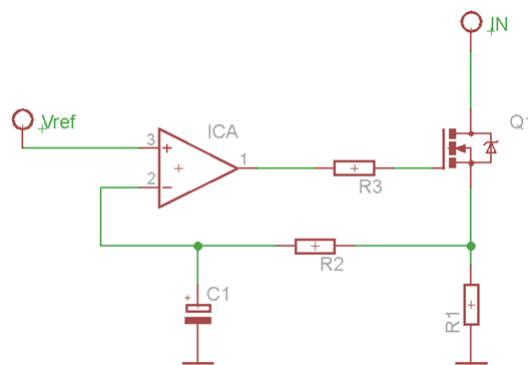
3 Desenvolvimento

O funcionamento do circuito do equipamento pode ser dividido em algumas secções: circuitos de alimentação, digitais, de controle e de potência. Cada secção será abordada de acordo com os critérios utilizados no desenvolvimento.

3.1 Circuito Principal

O circuito principal do emulador de carga, responsável por toda a sua funcionalidade, que é mostrado na figura 8, utiliza um amplificador operacional como compensador. Nesta configuração o sinal do erro é a diferença entre a referência de entrada e o valor da variável de processo. O amplificador operacional é responsável por comparar os dois sinais e minimizar o erro entre ambos. (ROSÉN; SAMIMI, 2012)

Figura 8 – Circuito base



Fonte: autor

Utilizando o elemento a ser testado como fonte de energia conectado na marcação *IN* e o simbolo de *ground* e um *MOSFET* operando na região linear podemos controlar a corrente que circula no *MOSFET*. Estes dois elementos dissipam toda a energia absorvida do equipamento sob teste. (ROSÉN; SAMIMI, 2012)

Em combinação com um circuito RC, é capaz de eliminar instabilidades e produzir um bom *slew rate* para a corrente drenada. O amplificador operacional é guiado por uma tensão de referência na entrada não inversora e tem sua realimentação conectada diretamente a um resistor de carga representado por R1 na figura 8. No projeto foram utilizados capacitores de 10uF e resistores de 470 Ohms, conforme 2.4.2.

Para o circuito básico utilizamos um amplificador operacional LM324 fabricado pela *Texas Instruments*. Este modelo consiste em Quatro amplificadores operacionais confinados em um encapsulamento *DIP* (*Dual in line package*).

- Largura de banda de até 1MHz
- Compensação de temperatura é fator importante para a precisão do produto final, pois circuitos integrados são elementos que são fortemente afetados pela temperatura.

Abaixo temos uma imagem do circuito completo utilizando os quatro amplificadores disponíveis no encapsulamento do LM324.

As marcações nomeadas de $I_sensor1$ e $I_sensor2$ se referem a onde será conectado o sensor de corrente (resistor shunt).

3.2 Interruptores

Dentre as chaves mais comuns para a utilização, temos os *MOSFETs* e os transístores bipolares. Ambos têm funcionamento diferente, porém produzem os mesmo efeito no circuito base utilizado. Escolheu-se o *MOSFET* devido à dificuldade de se encontrar drivers adequados para gerenciar os PBJTs (*Power Bipolar Junction Transistor*).

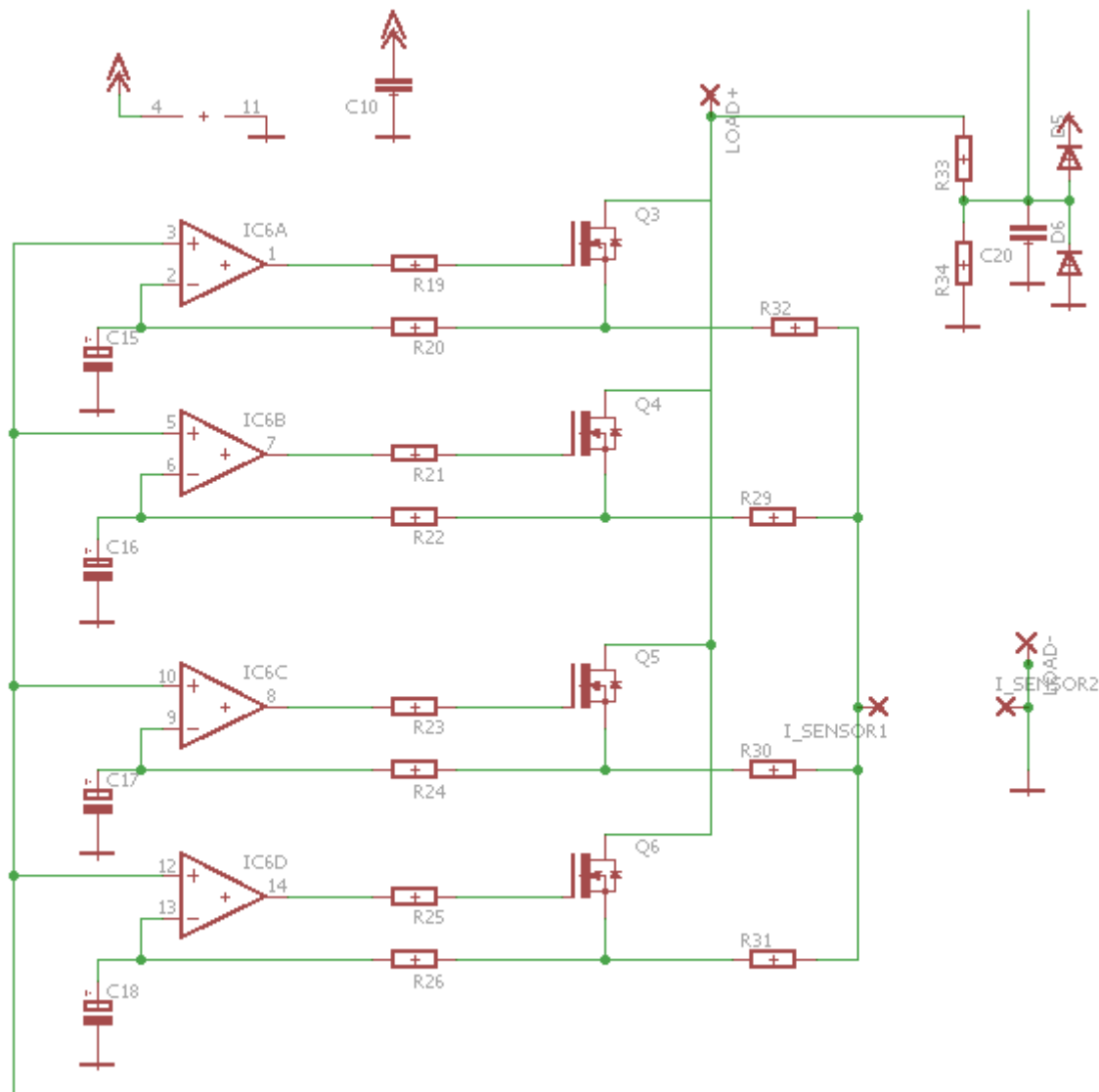
Os *MOSFET* têm funcionamento diferente dos transístores e se enquadram melhor na nossa aplicação, pois funcionam, basicamente, como transdutor de resistência controlados por tensão. Como a impedância do *gate* é alta o amplificador operacional é capaz de fornecer a corrente necessária.

Conforme já abordado, uma carga eletrônica passiva dissipa em forma de calor toda a energia drenada do equipamento sob ensaio. Na topologia aqui proposta, essa dissipação ocorre no próprio *MOSFET*, que opera como uma resistência controlada por tensão. Por este motivo, todos os quatro *MOSFET* devem estar acoplados a um dissipador de calor capaz de transferir o calor gerado na junção do *MOSFET* para o ambiente com eficácia suficiente para que a temperatura da junção não exceda o limite determinado pelo fabricante de 175 °C.

Não é possível obter correntes muito altas em baixas tensões, pois o equipamento possui uma resistência mínima definida pela soma do valor do resistor de *shunt* (responsável pela medição da corrente), resistor de carga (referido por R1 da figura 8) e $R_{ds(on)}$ do *MOSFET*. É pertinente lembrar que essa resistência varia levemente com a temperatura da junção e essa variação deve ser levada em consideração.

Os *MOSFET* de potência utilizados foram do modelo IRF640. Um banco com quatro *MOSFETs* é responsável por fazer o controle da corrente que circula nos resistores de carga de 0,47 Ohms.

Figura 9 – Circuito base

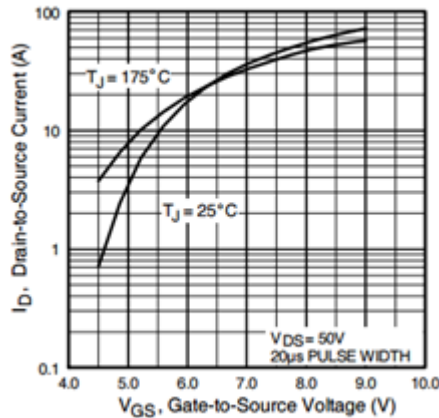


Fonte: autor

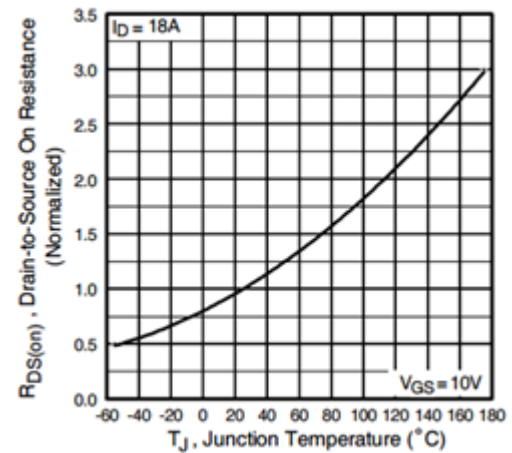
A tensão máxima de operação do equipamento depende do *MOSFET* utilizado. Este protótipo utilizou o modelo IRF640 e, portanto, possui tensão máxima de 200V. Outros modelos podem ser usados desde que as tensões máximas sejam respeitadas.

A figura 10a demonstra o comportamento da corrente dreno-source em função da tensão gate-source para uma tensão dreno-source de 50V sob duas condições de temperatura de junção: 25 °C e 175 °C. Conclui-se desse gráfico que a saída do amplificador de erro deve operar entre 4,5V e 9V e que a alimentação simétrica de $\pm 12V$ é adequada para esse dispositivo. A escolha de um *MOSFET* diferente pode implicar na mudança dos níveis de alimentação simétrica dos amplificadores operacionais associados a esses dispositivos

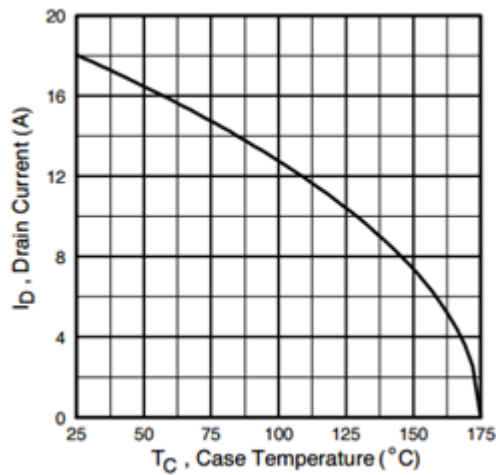
A figura 10b apresenta a variação da resistência série do *MOSFET* com a temperatura da junção, para uma tensão gate-source de 10V e uma corrente dreno-source de 18A. Esta informação é útil quando se deseja operar o equipamento em altas correntes com baixas tensões de entrada. Quando é desejado uma carga eletrônica que opere com altas correntes e baixas tensões é necessário escolher *MOSFETs* com baixo $R_{ds(on)}$.



(a) Curva de corrente em função de V_{GS}



(b) $R_{ds(on)}$ em função da temperatura da junção



(c) Corrente máxima em função da cápsula do *MOSFET*

Figura 10 – Curvas de operação do *MOSFET*

Fonte: autor

De acordo com a corrente máxima do equipamento definida pela corrente máxima do resistor *shunt* (10A) e considerando que cada *MOSFET* deve conduzir 2,5A máximos, pois a corrente se divide igualmente entre os quatro *MOSFETs*, usamos o gráfico da figura 10c para obter a temperatura máxima do encapsulamento do *MOSFET*, aproximadamente 160°C .

Outra característica particular do aparelho foi extraída do resistor *shunt* disponível no laboratório. A corrente máxima do equipamento é definida por esse dispositivo e pode ser facilmente modificada. Uma consequência desse dimensionamento é a corrente que cada *MOSFET* deve conduzir, pois eles devem ser capazes de conduzir toda a corrente medida pelo resistor *shunt*.

O gráfico da figura 10c é importante para definir a temperatura máxima que o *MOSFET* pode operar e também definir os níveis de temperatura seguros de forma a evitar acidentes.

A potência do equipamento está limitada pelo dissipador instalado nos *MOSFETs* e não pode ser maior que 600W, pois cada um dissipa apenas 150W e opera a uma temperatura máxima de 80° Celcius de acordo com a configuração da proteção de sobretemperatura. Se o dissipador utilizado não for capaz de dissipar a potência máxima dos *MOSFETs* certamente as proteções do equipamento irão atuar. Este é o caso deste protótipo, pois foi utilizado um dissipador recuperado de um computador com potência nominal de 70W.

Uma tabela de características do *MOSFET* é dada na figura 11.

Figura 11 – Tabela de características do *MOSFET* utilizado

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	18	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	13	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	72	
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	150	W
	Linear Derating Factor	1.0	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy②	247	mJ
I_{AR}	Avalanche Current③	18	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy④	15	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ⑤	8.1	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw④	10 lbf•in (1.1N•m)	

Fonte: Datasheet

Cada *MOSFET* é capaz de processar uma corrente de contínua de 18A, porém a corrente máxima processada por cada um é de 2,5A (corrente total dividida pelos quatro *MOSFETs*) e a corrente máxima do equipamento é de 10A (corrente máxima do resistor *shunt*). A tensão máxima V_{ds} do *MOSFET* é de 200V e esta limita a tensão de entrada máxima do equipamento.

3.3 Proteções

É prudente que equipamentos de laboratórios tenham algum tipo de proteção contra efeitos danosos ao usuário e ao próprio equipamento. Adotou-se neste projeto a proteção contra aquecimento que consiste na ativação automática de uma pequena ventoinha que arrefece o dissipador de calor dos *MOSFET* e proteção contra sobreaquecimento dos *MOSFETs* que desliga a etapa de potência do equipamento evitando danos maiores. Há diversas formas de implementar estas proteções. Ao tornar a proteção uma tarefa do processador, esse é encarregado de ler o sensor e tomar as decisões. É adicionado uma carga de processamento extra ao microcontrolador e torna sua resposta menos rápida às tarefas designadas a ele. Há uma economia de componentes, uma vez que toda a verificação é feita pelo processador.

Ao dedicar um circuito a esta tarefa, esse é responsável pela leitura do sensor e pela tomada de decisões. A carga de processamento adicionada ao processador é apenas verificar se houve sobrecarga e interromper suas atividades, entretanto existe ainda a possibilidade de implementar a proteção de sobrecorrente interna ao microcontrolador, pois esse realiza a cada ciclo a medição de corrente.

A figura 12 mostra o circuito de proteção. Este circuito mede a temperatura do dissipador através de um *Negative Thermal Couple* (NTC). Este elemento muda a sua resistência elétrica através de mudança de temperatura e está associado a um resistor formando um divisor de tensão e assim associando um nível de tensão a cada temperatura registrada pelo NTC.

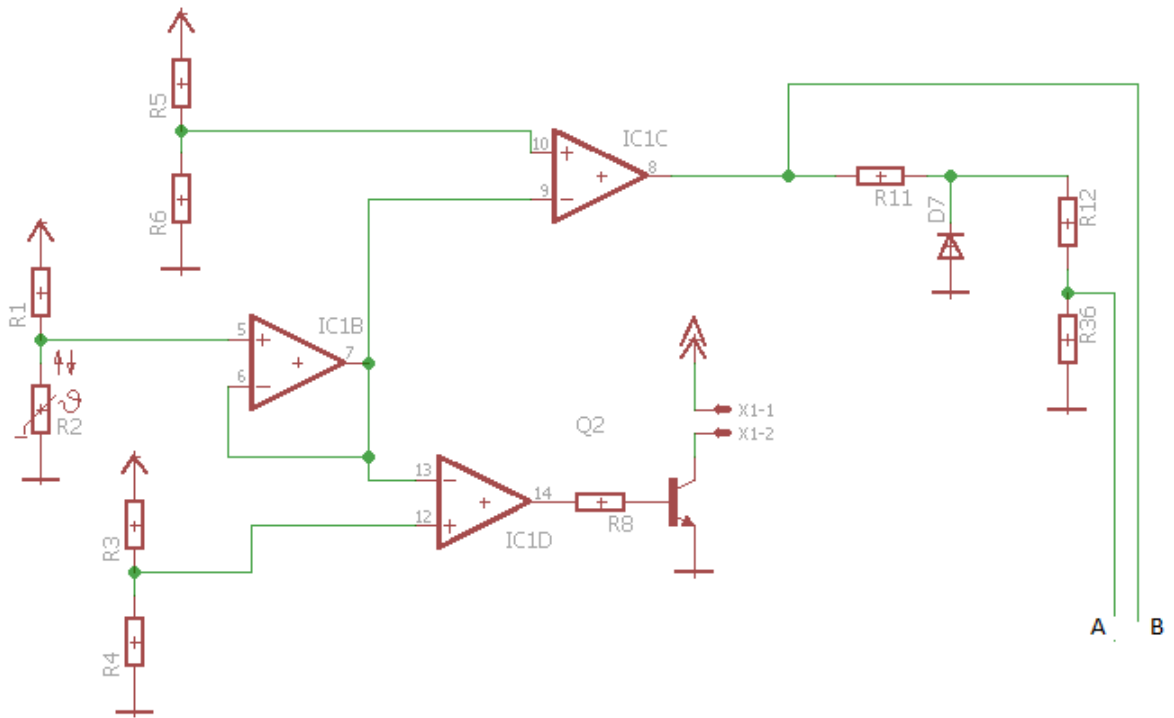
O circuito integrado é mostrado no esquemático como três elementos separados distintos por uma letra no final. O elemento mostrado na figura 12 como IC1 é um amplificador operacional LM324. O amplificador operacional nomeado de IC1B promove uma alta impedância de acoplamento.

A função de ligar a ventoinha é desempenhada pelo elemento nomeado IC1D, este é um dos amplificadores operacionais contidos no LM324 e está funcionando como um comparador de tensão fornecida pelo transdutor de temperatura. A função de sobretemperatura é desempenhada pelo outro elemento mostrado na figura 12 como IC1C e satura diretamente um *MOSFET* que força a tensão de referência a um valor nulo e sinaliza ao microcontrolador tal evento.

O diodo mostrado na figura 12 protege o microcontrolador contra tensões negativas resultado do modo de operação do amplificador operacional e a natureza de sua alimentação. Um divisor resistivo ajusta a tensão do sinal aplicada na porta do microcontrolador.

A conexão indicada por A é responsável por sinalizar ao microcontrolador a sobretemperatura e a conexão sinalizada por B é responsável por polarizar o *MOSFET*.

Figura 12 – Circuito de proteção



Fonte: autor

Neste protótipo foram usados os limiares 40° Celcius para ativar a ventoinha e 80° Celcius para ativar a proteção de sobretemperatura. Valores diferentes de temperatura podem ser obtidos utilizando a equação de Steinhart e Hart para NTCs

$$T(^{\circ}C) = \frac{1}{a + b \ln(RNTC) + c \ln^3(RNTC)} \quad (3.1)$$

Onde os parâmetros a, b e RNTC são encontrados no datasheet do dispositivo.

O divisor de tensão de referência, representado na figura 12 por R1 e pelo NTC geram os níveis para os dois comparadores. Utilizando a equação do divisor de tensão é possível modificar esses valores e até mesmo ajustar o circuito para diferentes modelos de NTC.

3.4 Funções do Processador

Como explanado anteriormente, o microcontrolador é responsável por diversas funções. Esse deve ter capacidade de processamento que comporte todas as funções do aparelho, resolução e precisão aceitável nas entradas e saídas de tensões e seja facilmente

encontrado no mercado brasileiro.

A programação do dispositivo foi realizada em linguagem de programação C e o código está disponível no github ([MELO, 2017](#)).

3.4.1 Entrada de Dados

Toda a entrada de dados deve ser feita de forma a economizar pinos físicos de entrada e saída de modo a evitar a utilização de um controlador exageradamente grande. Deve fornecer também uma forma fácil e simples de operar.

3.4.1.1 Teclado

Este elemento pode ser conectado ao microcontrolador de várias formas. A usualmente aplicada é no modo matricial e utiliza a quantidade de portas mostradas pela equação abaixo.

$$n = l + c \quad (3.2)$$

Os modelos encontrados no mercado brasileiro têm quatro **linhas** e três **colunas**. Este modelo utiliza sete pinos físicos do microcontrolador e não se encaixa no projeto devido a quantidade de pinos que é consumida para a realização da leitura das teclas. Tomemos como exemplo um teclado matricial facilmente encontrado no mercado brasileiro e mostrado na figura 13.

Figura 13 – Teclado matricial 3x4



Fonte: Imagem retirada da internet

3.4.1.2 Encoder

Este elemento se assemelha a um potenciômetro comumente encontrado em circuitos eletrônicos, mas tem funcionamento totalmente diferente. Possui três pinos para referenciar a rotação e o sentido horário ou anti-horário e mais dois pinos para indicar quando o botão for pressionado. Neste caso, iremos consumir apenas três pinos do microcontrolador para receber todos os parâmetros. A figura 14 mostra o elemento.

Figura 14 – Encoder rotativo



Fonte: Imagem retirada da internet

Quando a chave é girada, um pulso característico é gerado de acordo com o sentido de rotação. Uma imagem explanatória é dada na figura 15.

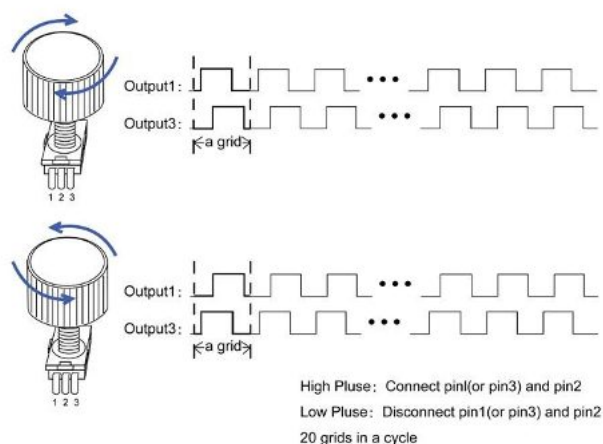
Esta chave se enquadra melhor no projeto, pois é facilmente encontrada, possui preço acessível e é a opção que consome a menor quantidade de pinos para realizar as funções necessárias.

3.4.2 Geração das Tensões de Referência

Tensões de referências são necessárias em dois pontos do circuito proposto: na referência de tensão do leitor ADC e na referência do circuito controlador de corrente.

O circuito de controle de corrente funciona baseado em um nível de tensão inserido na entrada não inversora do amplificador operacional. Este nível de tensão deve ser o mais livre de ruído possível, pois definirá, junto com outros elementos, a precisão do equipamento. Os níveis de *slew rate* são importantes para o comportamento final do equipamento.

Figura 15 – Encoder rotativo



Fonte: Imagem retirada da internet

3.4.2.1 Conversor DAC externo

Utilizar um conversor digital-analógico é a forma mais robusta de realizar essa tarefa, possui versões de 12 a 14 bits de resolução (mais comuns) e têm uma resposta rápida (OVERHOFF, 2013). Estes dispositivos recebem informações sobre a saída desejada através de um protocolo de comunicação que recebe os dados de forma digital e os converte em dados analógicos através de diversas técnicas, dentre elas por uma rede de resistores e saídas digitais que fogem do escopo deste trabalho. A desvantagem deste método reside no custo e dificuldade de aquisição deste componente no mercado brasileiro.

3.4.2.2 PWM

A técnica de obter níveis de tensões através da modulação por largura de pulso é bastante conhecida. Inicialmente devemos conhecer o conceito desta modulação, que consiste em pulsos de frequência constante e de período variável de forma a modificar o valor médio da onda. Essa onda deve ser filtrada para resultar apenas em um nível DC que irá alimentar a referência do amplificador operacional.

Um filtro de, no mínimo, primeira ordem deve ser utilizado para eliminar a componente da onda portadora do nível DC de tensão desejado. Para esta aplicação, foi utilizado um filtro RC sem o uso de amplificadores operacionais ou filtros ativos, pois os resultados que o filtro RC fornecem se enquadram na proposta do equipamento final.

De acordo com a frequência do PWM do microcontrolador, que pode variar com o cristal oscilador utilizado, deve-se projetar o filtro passa baixas. Este filtro deve possuir frequência de corte abaixo da frequência do sinal gerado pelo PWM, podendo essa

frequência ser calculada pela equação 3.3.

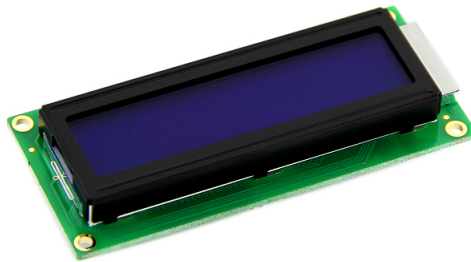
$$F_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.3)$$

Nesse protótipo o PWM tem configuração de $11,7kHz$, foram utilizados valores de resistência de $10k\Omega$ e de capacitância $10\mu F$, produzindo uma frequência de corte de aproximadamente $1,6kHz$.

3.4.3 Display

Existem diversos modelos que se enquadram bem à proposta do projeto, possuem aplicação simples, protocolo de comunicação bem explanado em documentação do fabricante, mas em especial o modelo com maior acessibilidade comercial e técnica é mostrado na figura 16.

Figura 16 – Display 16x2



Fonte: Imagem retirada da internet

Este modelo possui duas linhas e dezesseis caracteres por cada linha. Responde ao controlador HD44780, permite a elaboração de caracteres especiais e possui vasta documentação.

3.4.4 Conversor ADC

O ADC é o periférico responsável por fazer as leituras das variáveis analógicas e enviá-las ao processador para o tratamento adequado. Suas principais características são a taxa de amostragem máxima, resolução e precisão (FEDDELER, 2003). Podemos aplicá-lo de três formas;

3.4.4.1 ADC Discreto

É possível elaborar um conversor analógico digital utilizando basicamente resistores, porém não é viável para nosso estudo, pois esta configuração consome muitos pinos I/O do microcontrolador e tem uma relação custo benefício ruim, visto a quantidade de resistores empregadas e o resultando final das medições.

3.4.4.2 ADC Dedicado

Na forma de circuitos dedicados a esta função, geralmente são mais rápidos, precisos e tem uma melhor resolução que os outros modelos, porém são mais caros e mais difíceis de se encontrar no mercado brasileiro.

3.4.4.3 ADC Integrado

A maioria dos microcontroladores atuais possuem esse periférico internamente. Sua precisão, resolução e velocidade é aceitável para nossa aplicação. Seu funcionamento é baseado em registradores facilmente controlado pelo processador.

Para o caso específico do Atmega8 no encapsulamento PDIP há 6 canais ADC com 10 bits de precisão. Conta com referência de tensão interna e modo *Noise Reduction*.

Utilizou-se a referência interna do microcontrolador de 2,56V produzindo passos de 2,5mV a cada bit lido pelo ADC. O sinal a ser lido deve ser tratado antes de ser lido pelo ADC para se evitar incompatibilidades entre os níveis de tensão de entrada e o nível de tensão de referência.

Com um ADC de 10 bits, tem-se 1023 valores possíveis para leitura, ou 2^n combinações. Dividindo-se a corrente máxima (10A) pela quantidade de combinações, têm-se 9,77mA ou aproximadamente uma dezena de resolução. Utilizando o mesmo critério para a tensão, têm-se 200mV de resolução.

3.5 Medição de Corrente

Para um equipamento que trabalha basicamente com controle de corrente é imprescindível uma medição robusta e bem dimensionada. Existem diversas maneiras diferentes de se realizar esta tarefa.

3.5.1 Transformador de Corrente

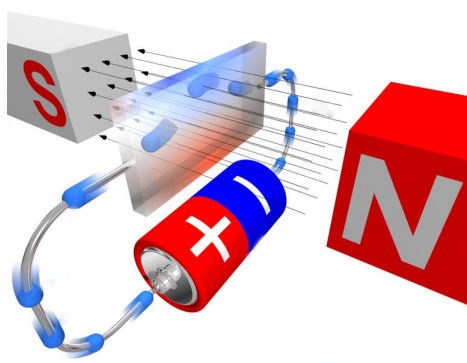
Consiste em um transformador cujo enrolamento primário é o fio que conduz a corrente a ser medida. É fabricado com diversas escalas de fundo e precisões. Muito utilizado em sistemas de potência convertendo as correntes presentes nas linhas de transmissão,

distribuição ou até mesmo quadros de distribuições em correntes de 1A ou 5A. Esta modalidade não se encaixa no produto desenvolvido devido à natureza da corrente a ser medida. Não é possível medir corrente contínua com transformadores de corrente.

3.5.2 Sensor de Efeito Hall

O efeito Hall é um fenômeno observado em correntes de condutores transpassados por campos magnéticos, onde há o surgimento de uma diferença de potencial no condutor transpassado. Através de um material ferromagnético capaz de orientar o campo magnético gerado pela corrente a ser medida, um condutor conduzindo uma corrente conhecida e um sensor preciso de medição de tensão é possível medir a corrente que circula em um condutor. Na figura 17 temos uma representação de um sensor que se utiliza do efeito Hall.

Figura 17 – Efeito Hall



Fonte: Imagem retirada da internet

Um sensor baseado no efeito Hall é capaz de medir correntes alternadas e contínuas. Possuem boa precisão, mas possuem um custo de aquisição alto, o que o desclassifica para nosso equipamento.

3.5.2.1 Resistor Shunt

O uso do resistor shunt para medição de corrente é bastante simples e confiável quando corretamente desenvolvido. Consiste em fazer a corrente a ser medida a circular por um resistor de valor conhecido. Desta forma se for conhecida a resistência é possível, através da lei de Ohm e da queda de tensão neste resistor, medir a corrente. A desvantagem de se utilizar esse método é a propagação de ruído para as etapas de leitura.

Para se obter valores válidos e confiáveis é necessária a utilização de resistores específicos para este tipo de aplicação. Estes resistores possuem baixa resistência, capaci-

dade suficiente para dissipar o calor que é gerado neste componente e baixo coeficiente de temperatura. Para o equipamento foi utilizado o resistor mostrado na figura 18.

Figura 18 – Resistor shunt



Fonte: Imagem retirada da internet

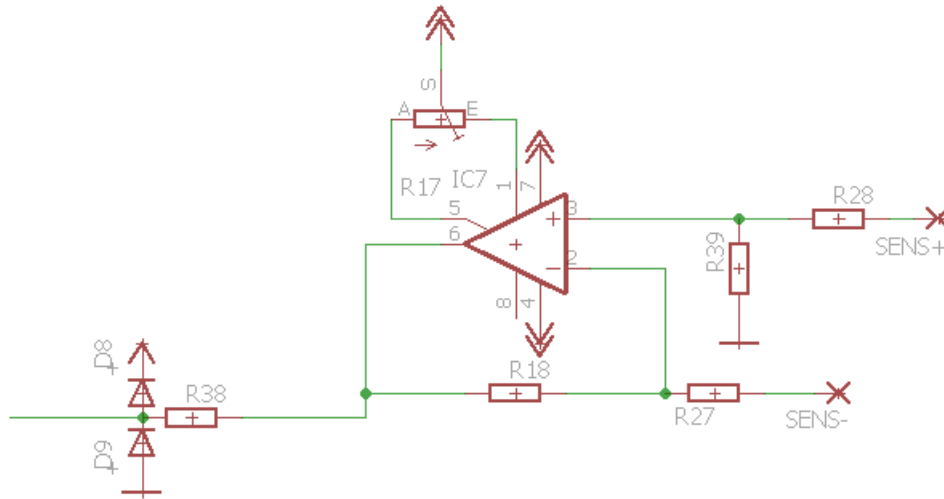
Este resistor é capaz de medir uma corrente de até 10A e produz 75mV em fundo de escala. Como este nível de tensão é bastante baixo para ser lido pelo ADC do microcontrolador é preciso haver um tratamento deste sinal antes da sua leitura. Considerando que foi utilizado a tensão de referência interna do microcontrolador (2,56V) devemos ajustar a tensão do fundo de escala do resistor shunt a tensão de referência do microcontrolador de forma a obter 2,56V lidos quando houver uma corrente de 10A circulando pelo resistor shunt.

Esta tarefa é feita através de um amplificador operacional operando no modo amplificador diferencial, pois neste modo há um cancelamento dos erros comuns. Um amplificador LM741 fabricado pela Texas Instruments foi utilizado para esta tarefa, dentre as características deste componente, estão:

- Proteção contra sobrecarga
- Temperatura de operação de 0 a 70 graus Celcius
- Compensação de tensão de *offset*

Destaque para o range de temperatura, pois como o aparelho é de caráter dissipativo é possível que ocorram altas temperaturas próximas da placa de circuito impresso e a compensação de tensão de *offset* para minimizar o erro de medida causado pela tensão de *offset*.

Figura 19 – Circuito amplificador



Fonte: autor

A figura 19 mostra o circuito de amplificação. Os capacitores de desacoplamento foram omitidos na imagem, porém estão presentes no projeto. A função dos dois diodos posicionados logo na saída do sinal é prevenir que a tensão de saída do amplificador operacional atinja níveis perigosos à porta do microcontrolador. Esta situação ocorre se houver algum mal contato, pulso eletromagnético ou distúrbio nas entradas do amplificador operacional. O sensor deve ser posicionado entre as duas marcações mostradas na figura como "SENS+" e "SENS-".

Este sensor possui locais específicos para a instalação dos fios que irão conduzir a corrente e fios que irão conduzir o sinal de medição de corrente. Desta forma é evitado o erro causado pela resistência dos fios.

Para ajustar o ganho do amplificador de diferenças quando se utiliza sensores de diferentes fundos de escala usa-se a equação 3.4.

$$V_{saída} = \frac{R27}{R18}(SENS+ - SENS-) \quad (3.4)$$

Onde R27 deve ter o mesmo valor de R28 e R39 deve ter o mesmo valor de R18. O ganho deve ser escolhido de forma que a tensão de saída seja igual a 2,56V quando houver a leitura da corrente máxima do sensor, pois 2,56V é a tensão de referência do ADC do microcontrolador. Para tensões de referência diferentes, esse parâmetro deve ser ajustado.

3.6 Medição de Tensão

Assim como na medição de corrente, o sinal de medição de tensão também deve possuir correção de níveis para a compatibilidade e proteção. Como a tensão de entrada do equipamento opera com uma tensão máxima de $200V_{DC}$, um correto tratamento a este sinal deve ser dado de forma a adequar aos níveis corretos e proteger a entrada do microcontrolador.

Esta tarefa foi feita através de um divisor resistivo devidamente projetado, um filtro RC para aprisionar ruídos nas medições e diodos posicionados de forma a evitar que a tensão atinja níveis perigosos para o microcontrolador. Consiste no método mais econômico de se realizar a tarefa.

3.7 Desenvolvimento da Placa

Uma atenção especial deve ser dada ao desenvolvimento da placa para evitar efeitos inerentes ao funcionamento de equipamentos elétricos. Existem diversos documentos de grandes fabricantes de componente elétricos denominados *application notes* que guiam bem as boas práticas de desenvolvimento de placas de circuito impresso. Uma breve explanação de cada efeito indesejado será dado seguido da sua solução.

Um desenvolvimento correto do desenho da placa de circuito impresso é fundamental para o bom funcionamento do projeto. Cuidados com interferências eletromagnéticas devem ser tomados, pois existem pontos que necessitam de uma tensão estável e livre de ruídos para o correto funcionamento do equipamento.

O primeiro cuidado a ser tomado é isolar a parte lógica do circuito da parte digital e também da parte de potência, pois uma pode interferir no funcionamento da outra.

Todos os componentes críticos devem possuir filtros de desacoplamento e estar fisicamente situados próximo dos elementos reguladores de tensão para evitar ruídos irradiados.

Separação das malhas aterradas da etapa de potência do restante do circuito para minimizar o ruído gerado pelas altas corrente que porventura venham a circular pelo equipamento.

Detalhes como tamanho, largura, proximidade entre trilhas e até a disposição das trilhas em curvas suaves devem ser levadas em consideração para o desenvolvimento da placa.

Na figura 20a e 20b temos as duas camadas da placa de circuito impresso desenvolvida.

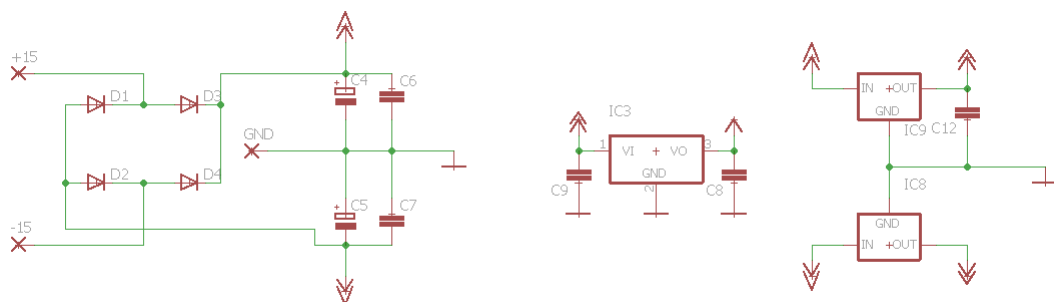
Na figura 20c temos a disposição de todos os componentes na placa.

3.8 Fonte Auxiliar

A fonte auxiliar é responsável por prover os níveis ideais de tensão para todos os elementos do circuito, sejam eles de cunho linear ou não (BRAGA, 2004). Uma fonte de alimentação deve possuir menor ondulação de tensão possível para evitar travamentos nos elementos microprocessados e erros nos elementos lineares (ATMEL, 2003).

Dentre as opções disponíveis temos as fontes chaveadas e as fontes lineares. As fontes chaveadas se destacam das lineares por possuírem uma relação peso/potência menor, em contrapartida são consideravelmente mais complexas. A carga eletrônica desenvolvida neste trabalho necessita de alimentação auxiliar em apenas três patamares de tensão contínua: +15V, -15V e +5V, com uma demanda não superior a 12W. Por esse motivo optou-se pela solução mais simples: uma fonte linear, cuja arquitetura básica é mostrada no diagrama esquemático da figura 21.

Figura 21 – Circuito de alimentação



Fonte: autor

Pode-se observar na figura 21 que a fonte auxiliar consiste nos seguintes estágios: rebaixamento da tensão da rede elétrica, retificação da tensão alternada rebaixada, divisão da tensão contínua obtida através do tap central do enrolamento secundário do transformador e, finalmente, regulação e filtragem da tensão de saída.

A alimentação proveniente da rede monofásica 220 ou 110V RMS (selecionada pelo tap primário do transformador) é transformada para 24V RMS através de um tap central. Esse é capaz de fornecer até 400mA de corrente. A retificação é feita através de uma ponte completa de diodos 1N4007 e a filtragem através de capacitores eletrolítico e cerâmico.

Após o rebaixamento do nível de tensão realizado pelo transformador, retificação feita pelos quatro diodos 1N4007, dois reguladores lineares LM7812 e LM7912 fabricados

pela *Fairchild Semiconductor* são conectados entre o tap central e os enrolamentos do transformador para fornecerem níveis de tensão positivos e negativos para a alimentação dos diversos amplificadores operacionais presentes no circuito. O microcontrolador necessita de um nível de tensão de 5V para funcionar corretamente. Este nível é obtido através de um regulador de tensão linear LM7805 que recebe alimentação da linha de 12V regulada pelo CI LM7812.

Escolheu-se conectar a linha de 5V a linha de 12V porque os reguladores são todos lineares e geram uma quantidade considerável de calor. Separando a regulação em vários estágios, divide-se a quantidade de calor que iria ser dissipada, protegendo os circuitos contra sobreaquecimento e ruído extra nos barramentos de tensão devido à dependência dos componentes a temperatura.

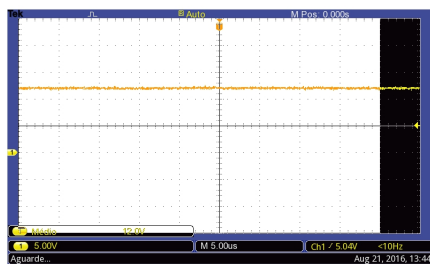
Todos os reguladores lineares possuem capacitores de desacoplamento em suas linhas de entrada e saída de forma a minimizar os efeitos causados por ruídos e desacoplar os circuitos (INGELS; STEYAERT, 1997). Uma imagem do circuito completo de alimentação é dado na figura 21

4 Resultados Experimentais

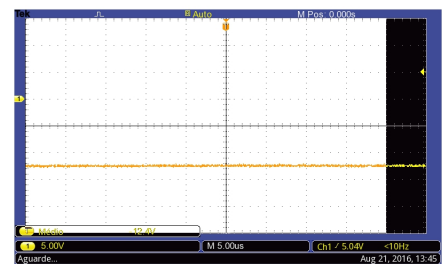
4.1 Fonte de Alimentação

Foi desenvolvido uma fonte capaz de fornecer níveis de tensão de +12V, -12V e 5V estáveis. Para alimentar os circuitos operacionais é necessária uma tensão simétrica de +12V e -12V, a linha de 12V também alimenta a pequena ventoinha quando acionada. A linha de 5V é responsável por suprir o microcontrolador, LCD e todos os circuitos digitais.

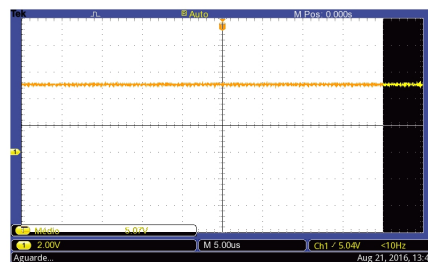
Todas as linhas são desacopladas por meio de capacitores e tomou-se o cuidado de utilizar capacitores de baixo ESR para evitar ruídos de alta frequência. Nas figuras 22a, 22b e 22c temos imagens das três linhas de alimentação.



(a) Linha de +12V



(b) Linha de -12V



(c) Linha de 5V

Figura 22 – linhas de alimentação

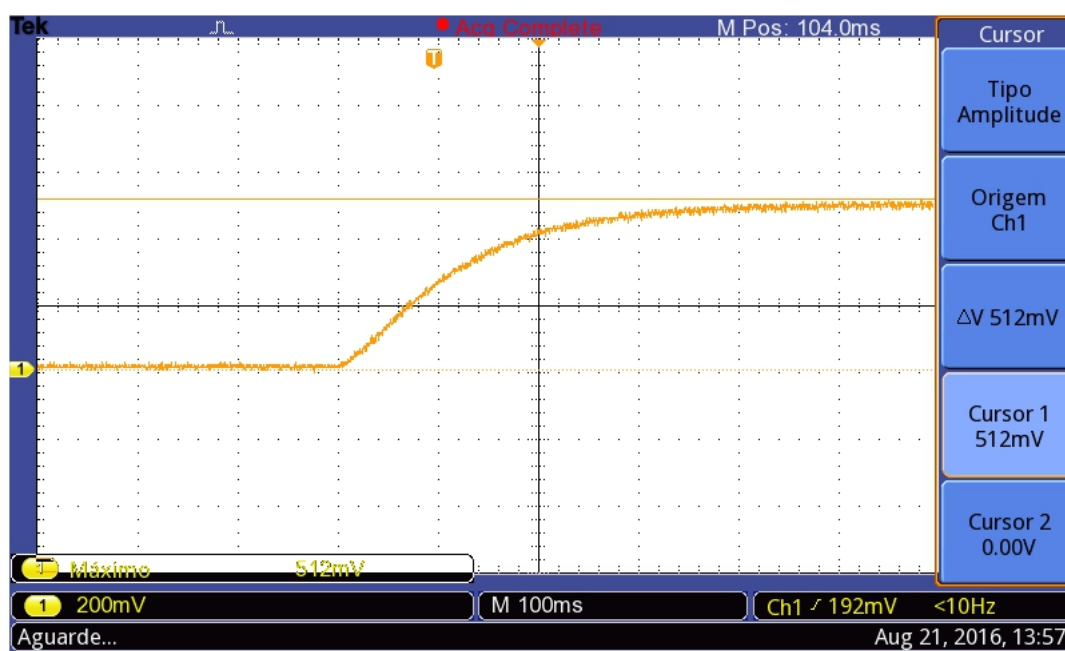
Fonte: autor

4.2 Amplificador de Diferenças

Conforme explicado na secção 3.1 foi utilizado um amplificador operacional LM324 em conjunto com quatro *MOSFETs* IRF640 (3.2). Com o resistor R20, R22, R24 e R26 da figura 9 assumindo valores de 470 Ohms e os capacitores C15, C16, C17 e C18 assumindo valores de 10uF.

Um pequeno teste foi realizado para verificar a velocidade da resposta do equipamento. Uma fonte de bancada foi conectada diretamente ao emulador de carga e foi configurado para uma corrente de 2A. O osciloscópio foi configurado no modo *single shoot* e conectado na saída do amplificador operacional que amplifica o sinal do transdutor de corrente, resultando na imagem 23.

Figura 23 – Resposta da amplitude



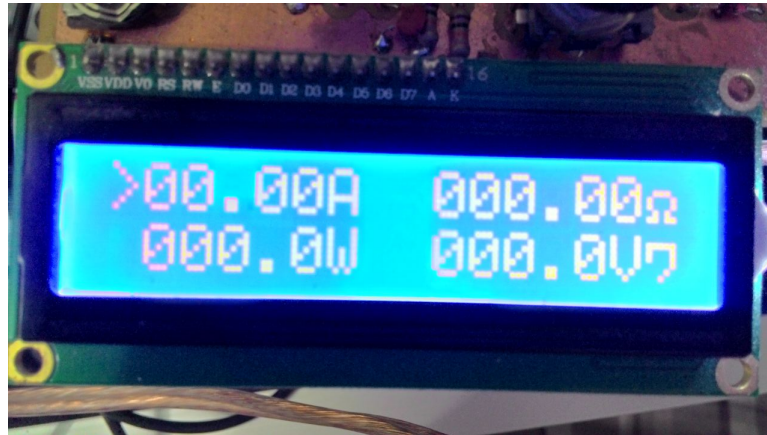
Fonte: autor

A imagem 23 mostra que o equipamento foi capaz de seguir a referência com sucesso, pois o fundo de escala é de 2,56V e o valor lido foi de 512mV, então temos uma leitura correta de 2A.

4.3 Interface

Para exibir as informações lidas e fornecidas ao aparelho foi criada um pequeno menu de seleção chamado de menu principal. As informações são passadas através da chave rotativa onde uma pequena seta mostrada na figura 24 seleciona o modo de operação e uma caixa piscante modifica o dígito desejado.

Figura 24 – Imagem do menu principal



Fonte: autor

Após a seleção das informações o menu de funcionamento é exibido com as informações medidas. Um exemplo é dado na figura 25. A distinção dos dois menus é dada por um pequeno quadrado exibido no canto inferior direito, onde na marcação aberta mostra o menu principal e na marcação fechada mostra o menu de funcionamento.

Figura 25 – Imagem do menu de funcionamento



Fonte: autor

A montagem final do equipamento foi feita em uma caixa de PVC da marca patola modelo PB215 utilizando um dissipador de calor montado no seu exterior conforme a figura 26. Dois bornes e um *Knob* impresso em uma impressora 3D foram adicionados a montagem.

Figura 26 – Imagem da montagem final



Fonte: autor

Conclusão

O protótipo desenvolvido atingiu os objetivos iniciais com sucesso. A resolução do equipamento é da ordem de dezenas de miliamperes, a corrente drenada é estável. A decisão de se dividir a linha de 5V em duas regulações evitou o aquecimento excessivo do LM7805, o circuito medidor e controlador de corrente obteve desempenho satisfatório e as proteções atuaram corretamente em testes.

A versão inicial da placa apresentava um erro de conexão no amplificador operacional responsável pela leitura de corrente, felizmente o erro era mínimo e uma correção foi possível sem a necessidade de refazer a placa, ademais uma segunda versão da placa foi desenvolvida e será executada de modo a melhorar a disposição dos componentes. Alguns fios foram utilizados para posicionar os *MOSFETs* no dissipador do lado de fora da caixa, após a realização de alguns testes observou-se que a adição desses não alterou o funcionamento do circuito.

Um software de computador e comunicação *Bluetooth* é prevista para aumentar a funcionalidade do equipamento, adicionando a funções de ensaio de painéis solares, elaboração de gráficos e escolha de parâmetros do equipamento remotamente. O software elaborado para o microcontrolador funcionou bem, porém é necessário um ajuste fino no modo de potência constante e resistência constante e não apresentando problemas no modo de corrente constante.

Todos os componentes utilizados são de ampla utilização sendo fácil encontrá-los no mercado brasileiro, a placa de circuito impresso, apesar de possuir dupla face de conexões, foi confeccionada utilizando métodos alternativos, assim cumprindo o requisito inicial de simplicidade e reprodutibilidade.

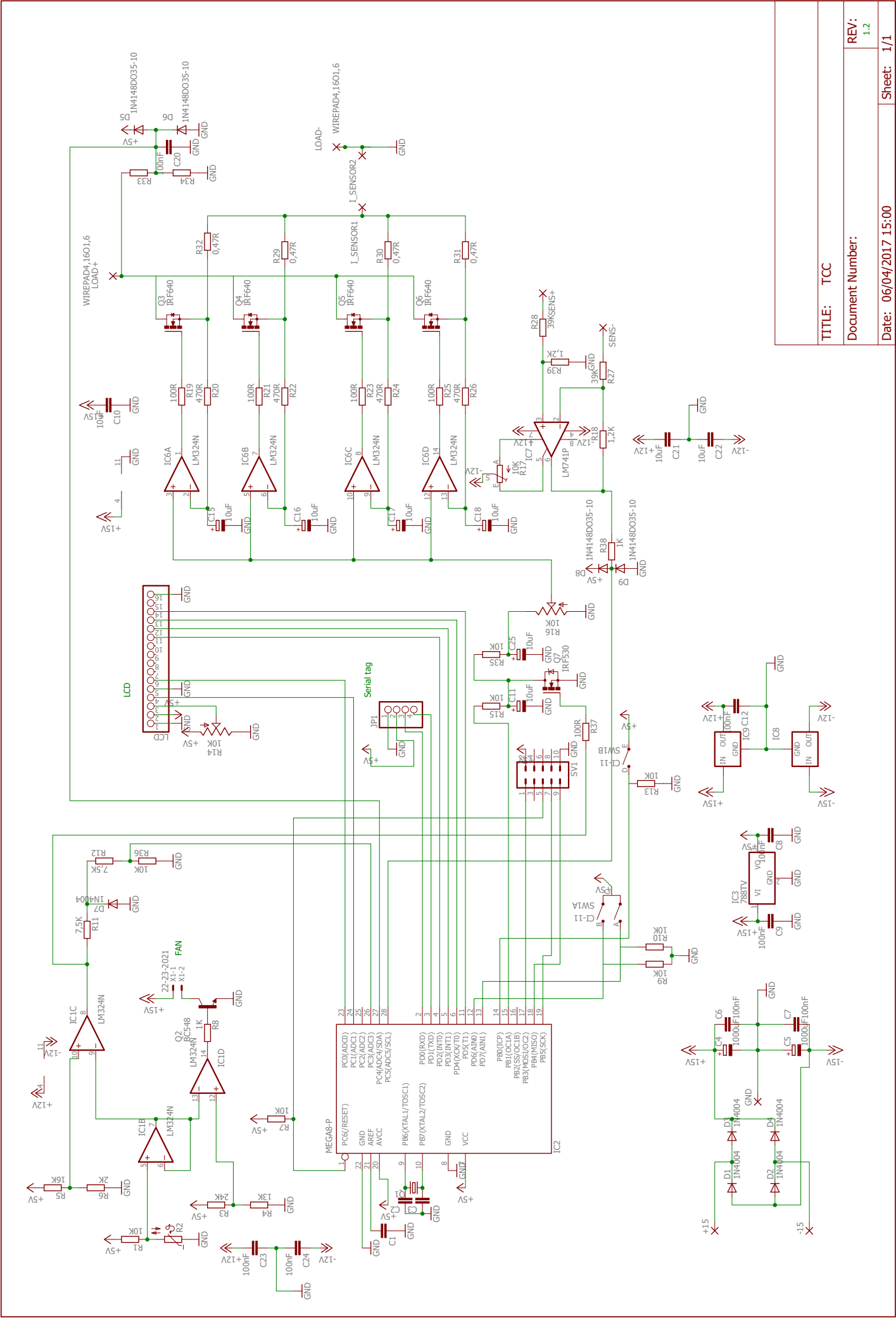
Apesar da presença de proteções de sobretemperatura o, equipamento não possui proteção de tensão nos bornes de entrada e nem proteção de sobrecorrente nos *MOSFETs* o que se julga uma falha grave e deverá ser corrigida.

A interface cumpriu bem o propósito, sendo testado pelos alunos da disciplina de eletrônica de potência sem dificuldades. Relataram facilidade no uso, robustez do equipamento e praticidade das funcionalidades. O equipamento ainda foi usado para medir a saúde de uma bateria de uma bicicleta elétrica cumprindo a tarefa sem dificuldades.

Referências

- ATMEL, A. *ATmega8 Datasheet*. 2003. Citado na página 37.
- BARBI, I. Projetos de fontes chaveadas. *Florianópolis: Edição do autor*, 2001. Citado na página 13.
- BRAGA, N. C. *Curso básico de eletrônica*. [S.l.]: Ed. Saber, 2004. Citado na página 37.
- FEDDELER, B. L. J. Adc definitions and specifications application note. *Freescale Semiconductor Application Note*. Disponível: http://www.nxp.com/files/microcontrollers/doc/app_note/AN2438.pdf Acessado em Jun. 2016, 2003. Citado na página 30.
- HEERDT, J. A. et al. Carga eletrônica ativa trifásica. 2013. Citado 4 vezes nas páginas 11, 12, 13 e 14.
- INGELS, M.; STEYAERT, M. S. Design strategies and decoupling techniques for reducing the effects of electrical interference in mixed-mode ic's. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, IEEE, v. 32, n. 7, p. 1136–1141, 1997. Citado na página 38.
- KLEIN, R. L. et al. Carga eletrônica ca programável com regeneração de energia. 2012. Citado 3 vezes nas páginas 11, 12 e 13.
- MELO, J. P. Carga eletrônica. *GitHub repository*. Disponível: https://github.com/jeffersonpimenta/Carga_Eletronica, GitHub, 2017. Citado na página 27.
- OVERHOFF, S. Direct-sampling dacs in theory and application. *Maxim integrated Application Note*. Disponível: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/5446>. Acessado em Jun. 2016, v. 556, 2013. Citado na página 29.
- ROSÉN, L.; SAMIMI, S. Small electronic load. design and analysis of a small electronic load for testing on-board dc/dc converters. Chalmers University of Technology, 2012. Citado 5 vezes nas páginas 16, 17, 18, 19 e 20.

Anexos



TITLE: TCC	
Document Number:	REV: 1.2
Date: 06/04/2017 15:00	Sheet: 1/1