

DOUGLAS ALEXANDRE FERNANDES PEDROSO

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE CONTROLE DE
TEMPERATURA**

**VIÇOSA-MG
DEZEMBRO/2007**

DOUGLAS ALEXANDRE FERNANDES PEDROSO

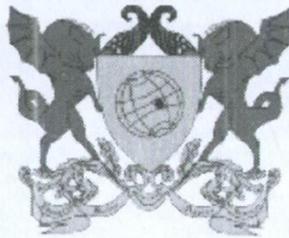
**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE CONTROLE DE
TEMPERATURA**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à
Universidade Federal de Viçosa para a
obtenção dos créditos referentes à disciplina
monografia e seminário do curso de
Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Automação Eletrônica de Processos Elétricos e Industriais

Orientador: Prof. André Gomes Torres

**VIÇOSA-MG
DEZEMBRO/2007**



Universidade Federal de Viçosa

CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLÓGICAS
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Parecer da Banca de Monografia

A banca composta pelos professores: André Gomes Torres, Leonardo Bonato Felix e Kétia Soares Moreira, sob a presidência do primeiro, se reuniu no dia 12 de dezembro de 2007, às 18:00 horas, para avaliar a defesa do trabalho de monografia apresentado pelo aluno Douglas Alexandre Fernandes Pedroso, com o tema **“DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE CONTROLE DE TEMPERATURA”**.

Após a conclusão dos trabalhos a banca **aprovou** a defesa da monografia apresentada pelo aluno.

Viçosa, 12 de dezembro de 2007.

Prof. André Gomes Torres (Presidente) - Orientador

Prof. Leonardo Bonato Felix (membro)

Prof. Kétia Soares Moreira (membro)

DEDICATÓRIA

Aos meus pais, Elias e Rosa, minha irmã Lídia Lorena e minha namorada Eliene.

AGRADECIMENTOS

À grande inspiração de todos os meus pensamentos e idéias positivas.

Aos meus pais, Elias e Rosa por terem colaborado com a realização desse sonho desde muito cedo, tornando-o possível. Vocês estiveram sempre ao meu lado indicando o caminho do bem, incentivado e dando total apoio e merecem infindáveis agradecimentos.

Eliene muito obrigado por me dividir com a engenharia elétrica e obrigado por enfrentar esta “disputa desleal”, como você mesmo diz. Saiba que você me deu força e fé a continuar buscando meus objetivos com determinação e contribuiu bastante para as vitórias alcançadas nestes cinco anos.

À Universidade Federal de Viçosa que acolhe com carinho os seus estudantes e permite que pessoas carentes alcancem ensino de qualidade tenham uma vida digna através da assistência estudantil. Muitíssimo obrigado por permitir a vivência de inúmeras experiências inesquecíveis, o intercâmbio cultural e a formação de grandes amizades.

Ao professor André, meu orientador, que sempre me recebeu com tranquilidade e sanou com bastante competência e presteza a grande maioria de minhas dúvidas. Muito obrigado por possibilitar a conclusão do meu curso com vivência prática.

Aos professores José Tarcísio e Kétia pelo exemplo de disposição e prestatividade no atendimento às necessidades de todos os estudantes de engenharia elétrica, muitos agradecimentos e parabéns pela competência e prestatividade.

Ao professor Mauro Prates muito obrigado pela dedicação incansável e empenho empregado no auxílio ao departamento. Como o pessoal diz, “professor pau para toda a obra”.

Aos meus exemplares colegas de trabalho que contribuíram bastante na plataforma deste projeto e que são, acima de tudo, grandes e valiosos amigos. Marcelo Marques Melo (Magreleza) e Octávio Gregio de Araujo (Soró) saibam que valeu o aprendizado, “ralação” e, sobretudo, pelas risadas que demos durante o curso.

Ao Ricardo da marcenaria da Física, pessoa maravilhosa e prestativa, que sempre esteve disposto a ajudar nos trabalhos (inclusive neste) oferecendo préstimos com suas habilidades em trabalhos com madeira.

Aos amigos do 1412 (suíte presidencial do alojamento velho), Juninho, Daniel e Adriano, Maurinho e Dudu obrigado pelos momentos felizes vivenciados e pela segunda família que conseguimos formar.

Aos amigos do 2122, minha segunda morada no alojamento da UFV, obrigado pela acolhida e pelo carinho neste meu último ano de vida acadêmica.

Aos colegas da coordenação do RU, Wellington, Mayra, Mozart e Izabel obrigado pela convivência profissional sadia e amigável. Quando o trabalho se torna uma diversão, fica fácil fazer bem feito!

Gleison, Marcelo, Ana, Nastasha e Wualyson, grandes amigos que conquistei no curso de Engenharia Elétrica, obrigado pelos momentos felizes que vivenciamos juntos. Esperam que ainda existam mais!

Aos demais amigos feitos nestes cinco anos de UFV, e aos que torceram bastante por mim de longe, obrigado pela convivência, bate-papo produtivo, diversão e aprendizado que conquistamos juntos.

Se consegui enxergar algo, é porque me apoiei em ombros de gigantes.

Adaptado de Sir. Isaac Newton

RESUMO

Na atualidade, são muitos os processos na indústria e na agropecuária que necessitam de temperatura estabilizada a valores mais elevados que a ambiente. Na maioria das vezes aplica-se métodos de controle on-off. No contexto apresentado, este trabalho propõe uma metodologia diferente e sofisticada de se controlar a temperatura utilizando um conversor cc-cc e um controlador PID. Trata-se de uma fonte de corrente contínua regulada (Conversor buck) alimentando uma carga (lâmpadas) destinadas a aquecer uma estufa, sendo o objetivo controlar a temperatura em estufas, incubadoras ou quaisquer outras aplicações, mantendo oscilações mínimas de temperatura. Utilizou-se um retificador não controlado permitindo a conversão da tensão alternada da rede elétrica em contínua, alimentando o conversor buck. A chave IGBT (Transistor Bipolar de Porta Isolada) do conversor buck é controlada por um sinal PWM (Pulse Width Modulation) oriundo de um comparador a uma frequência de 4.0kHz. Um dos terminais do comparador recebe o sinal triangular originado de um oscilador 555, passando por dois estágios somadores e um integrador. O segundo terminal é conectado a um controlador PID (proporcional-integral-derivativo). Uma chave permite que o controle PID possa ser realizado de duas maneiras: digital, via software em C++ e placa de aquisição de dados, ou analógico através de hardware específico. O termômetro é constituído de um sensor cujos sinais de tensão em seus terminais variam de acordo com a temperatura nas suas proximidades. Este termômetro tem seu sinal condicionado e enviado a uma placa de aquisição de dados que lê o seu sinal em um intervalo de tempo determinado por software. O software em C++, através de uma interface amigável com o usuário, permite que este visualize a temperatura atual da estufa, faça ajustes de *set point* e das constantes do PID e também salve arquivos com a extensão *.txt para um futura modelagem da planta. Desta forma, pode-se visualizar o valor da temperatura, ciclo de trabalho do PWM, *set point* e saída do controlador no monitor do computador. O conversor buck apresentou ótimos resultados no controle de tensão e temperatura para a faixa desejada de 0 a 130°C, tanto via hardware, quanto via software. O elemento atuador IGBT não apresentou aquecimento mantendo 60°C com a potência máxima das lâmpadas (4x150W), sendo chaveada, ou seja, em sua condição mais crítica.

Palavras-Chave: conversor buck, PID digital, aquisição de dados, controle de temperatura.

ABSTRACT

Nowadays there are many processes in the industry and in the agriculture that need temperature stabilized to values higher than normal. Most of the time it is applied methods of on-off control. This work proposes a different and sophisticated methodology of controlling the temperature using a dc-dc converter and a PID controller. The project is a source of regulated continuous current (buck converter) feeding a load (lamps) destined to heat up a stove. The objective is to control the temperature in stoves, brooders or any applications keeping minimal swing of temperature. An uncontrolled rectifier was used allowing the conversion of the alternate tension in continuous, feeding the buck converter. The switch IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) of the buck converter is controlled by a sign PWM (Pulse Width Modulation) originated from of a comparator to a frequency of 4.0 KHz. One of the terminals of the comparator receives the originated triangular sign of an oscillator 555, going by two more stages and an integrator. The second terminal is connected to a PID (proportional-integral-derivative) controller. A switch allows the PID controller to be accomplished in two ways: digital through software in C++ and a board of data acquisition, or analogical through specific hardware. The thermometer is constituted of a sensor which tension signs in its terminals vary in agreement with the temperature in its proximities. This thermometer has its sign conditioned and sent to a board of data acquisition that reads its sign in an interval of certain time by software. The software in C++ through a friendly interface with the user allows the view of the current temperature of the stove, make the set point and fittings and of the constants of PID and also save files with the extension *.txt for a future model of the plant. This way, the value of the temperature, duty cycle of PWM, set point and the controller's exit can be visualized in the computer's monitor. The buck converter presented great results in the tension control and temperature for the wanted interval from 0 to 130°C, as through hardware, as through software. The IGBT did not present heating keeping 60°C with the maximum potency of the lamps (4x150W) being switched, in other words, in its more critical condition.

Keywords: buck converter, digital PID, data acquisition, temperature control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Diagrama geral do projeto.	16
Figura 2 – Fonte chaveada via sinal PWM.....	21
Figura 3 – Construção de um sinal PWM.	22
Figura 4 – Conversor buck.	23
Figura 5 – Conversor buck no Modo Contínuo. a) chave fechada e b) chave em corte.	24
Figura 6– a) Corrente no indutor no limite entre os modos contínuo e descontínuo. b) I_{LB} em função de D com V_d mantido constante.....	26
Figura 7 – Tensão e Corrente no indutor no modo descontínuo de operação do conversor buck.	28
Figura 8 – Relação de Tensões do buck com V_d constante e em função do ciclo de trabalho.	29
Figura 9 – Relação de tensões do buck com V_d constante e em função do ciclo de trabalho.	30
Figura 10 – Formas de onda do conversor buck.	31
Figura 11 – Limites de operação de componentes semicondutores de potência.	33
Figura 12 – Semicondutores dopados.	34
Figura 13 – Estrutura de um diodo.....	35
Figura 14 – Características de construção e operação e simbologias para o IGBT.	36
Figura 15 – Constituição de um IGBT.	37
Figura 16 – Estado de condução do IGBT.	39
Figura 17 – Diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada utilizado.....	40
Figura 18 – Conversor buck confeccionado.	44
Figura 19 – Fonte de potência.	47
Figura 20 – Fonte de baixa potência.	48
Figura 21– Circuito interno do Sensor.....	49
Figura 22 – Sensor LM35-DZ, configuração para medir valores positivos de temperatura e configuração para medir de -55°C a 150°C	50
Figura 23 – Verificação da linearidade do sensor LM35.	50
Figura 24 - Circuito subtrator utilizado como controlador proporcional.....	51
Figura 25 – Formulário principal do software confeccionado.	53
Figura 26 – Formulário de ajuste do controlador.	53
Figura 27 – Circuito interno do CI 555.....	54
Figura 28 - CI 555 operando como multivibrador astável.....	55
Figura 29 - Funcionamento do amplificador operacional com comparador.	55

Figura 30 – Somador.....	57
Figura 31 – Integrador.	57
Figura 32 – Integrador modificado.....	58
Figura 33 – Somador utilizado para ajuste da onda triangular.	58
Figura 34 – Detalhes do optoacoplador utilizado.	60
Figura 35 – Filtragem e isolamento elétrico do sinal recebido da placa de aquisição de dados e isolamento elétrico do sinal adquirido pelo pc.	62
Figura 36 – Visualização da forma com que os dados podem ser salvos através de um clique no botão salvar no formulário principal. As colunas são, da esquerda para a direita, tempo, sinal condicionado do termômetro, saída truncada do controlador e saída do controlador sem truncar.....	63
Figura 37 – Tratamento de exceções e erros realizado nos campos. As validações correspondem, da esquerda para a direita, de separador decimal (o software utiliza a vírgula como padrão), valores incorretos para K_p , K_i e K_d (estas constantes devem ser valores reais positivos) e mensagem enviada quando um caractere literal é digitado em um campo numérico.....	63
Figura 38 – Estufa com detalhes no posicionamento do sensor e das lâmpadas.....	64
Figura 39 – Configuração Geral do Circuito.....	66
Figura 40 – Fonte de alimentação.	68
Figura 41 – Placa multifuncional.	68
Figura 42 – Detalhe da placa e do transformador que constituem o optoacoplador.	69
Figura 43 – Visão geral do projeto adaptado em painel de madeira, conector da placa de aquisição de dados e estufa.	70
Figura 44 – Comparação entre os Controladores PID digital não sintonizado ($K_p = 1$, $K_i = 0.028$ e $K_d = 0$) e P analógico via hardware ($K_p = 1$).....	71

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação entre fontes chaveadas e lineares.....	20
Tabela 2 – Tabela verdade do flip-flop SR.....	56

SUMÁRIO

DEDICATÓRIA	iv
AGRADECIMENTOS	v
RESUMO	viii
ABSTRACT	ix
LISTA DE FIGURAS	x
LISTA DE TABELAS	xii
SUMÁRIO	xiii
1. INTRODUÇÃO	15
1.1 OBJETIVOS	16
1.2 RESUMO DOS CAPÍTULOS DESENVOLVIDOS	17
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	18
2.1 SISTEMAS DE CONTROLE DE TEMPERATURA	18
2.2 CONVERSORES CC – CC	19
2.3 CONVERSOR BUCK	22
2.3.1 MODO DE OPERAÇÃO CONTÍNUO	24
2.3.2 LIMITE ENTRE MODO CONTÍNUO E DESCONTÍNUO	25
2.3.3 MODO DE OPERAÇÃO DESCONTÍNUO	27
2.3.3.1 MODO DE OPERAÇÃO DESCONTÍNUO COM V_d CONSTANTE	27
2.3.3.2 MODO DE OPERAÇÃO DESCONTÍNUO COM V_o CONSTANTE	29
2.3.4 OSCILAÇÕES (<i>RIPPLE</i>) NA TENSÃO DE SAÍDA	31
2.4 ELEMENTOS CHAVEADORES E IGBT	32
2.4.1 FÍSICA DOS SEMICONDUTORES	33
2.4.2 IGBT	36
2.4.2.1 ESTADO DE BLOQUEIO	39
2.4.2.2 ESTADO DE CONDUÇÃO	39
2.5 CONTROLADOR PID	40
2.6 PROGRAMAÇÃO EM C++	42
3. MATERIAS E MÉTODOS	42
3.1 CONVERSOR BUCK	44
3.2 FONTE DE POTÊNCIA	47
3.3 FONTE DE BAIXA POTÊNCIA	48

3.4 TERMÔMETRO.....	49
3.5 CONTROLADORES.....	51
3.6 GERADOR DE ONDA TRIANGULAR	54
3.6.1 GERADOR DE ONDA QUADRADA.....	54
3.6.2 INTEGRADOR.....	57
3.7 GERADOR DE PULSOS PWM	59
3.8 OPTOACOPLADOR.....	59
3.9 SOFTWARE.....	61
3.10 ESTUFA.....	64
3.11 FUNCIONAMENTO DO CIRCUITO EM MALHA FECHADA	64
4. RESULTADOS E DISCUSSÕES	67
5. CONCLUSÕES.....	72
6. SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	73
7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	74

1. INTRODUÇÃO

Diante da crescente utilização de equipamentos que trabalham na equalização de temperatura, mantendo-a a níveis sensivelmente mais elevados que a temperatura ambiente, surgiu o estímulo para o desenvolvimento deste trabalho. O sistema de controle de temperatura se constitui de vários módulos onde, a partir de um valor de temperatura escolhido inicialmente pelo usuário, conseguirá se auto-ajustar mantendo a temperatura regulada a um patamar desejado.

Uma grande aplicação para o sistema seriam as estufas, onde a temperatura é regulada a valores mais altos que a ambiente, mas a idéia pode ser aplicada a vários outros sistemas semelhantes como chocadeiras e até mesmo fornos industriais, onde seria necessário um ajuste de escala para os componentes. Entretanto, devido à ampla utilização de dispositivos de controle térmico na indústria e na agropecuária, não se pode enumerar com certeza o número e a diversidade de aplicações para este sistema.

Como a maioria dos sistemas térmicos empregados na atualidade utilizam controle *on-off* ou, na melhor das hipóteses proporcional. Tem-se por objetivo deste trabalho, construir um sistema simples e pouco oneroso que permita uma estabilização de temperatura a patamares determinados pelo usuário e também, a implementação de uma nova estratégia de controle aliando um conversor cc-cc e um controlador PID.

Mesmo os melhores sistemas de controle de temperatura utilizados atualmente apresentam grande variação na sua eficiência, tanto em regime transitório quanto permanente, perante modificações das características físicas da estufa, forno ou incubadora ou quaisquer outras aplicações. Devido a este fato, tem-se o estímulo de procurar confeccionar um sistema que possua as características de controle adaptáveis a diferentes plantas.

Existe, com certeza, uma infinidade de topologias e estratégias diferentes de se confeccionar um sistema de controle de temperatura. No presente trabalho, faz-se uma sugestão da arquitetura ilustrada na figura 1.

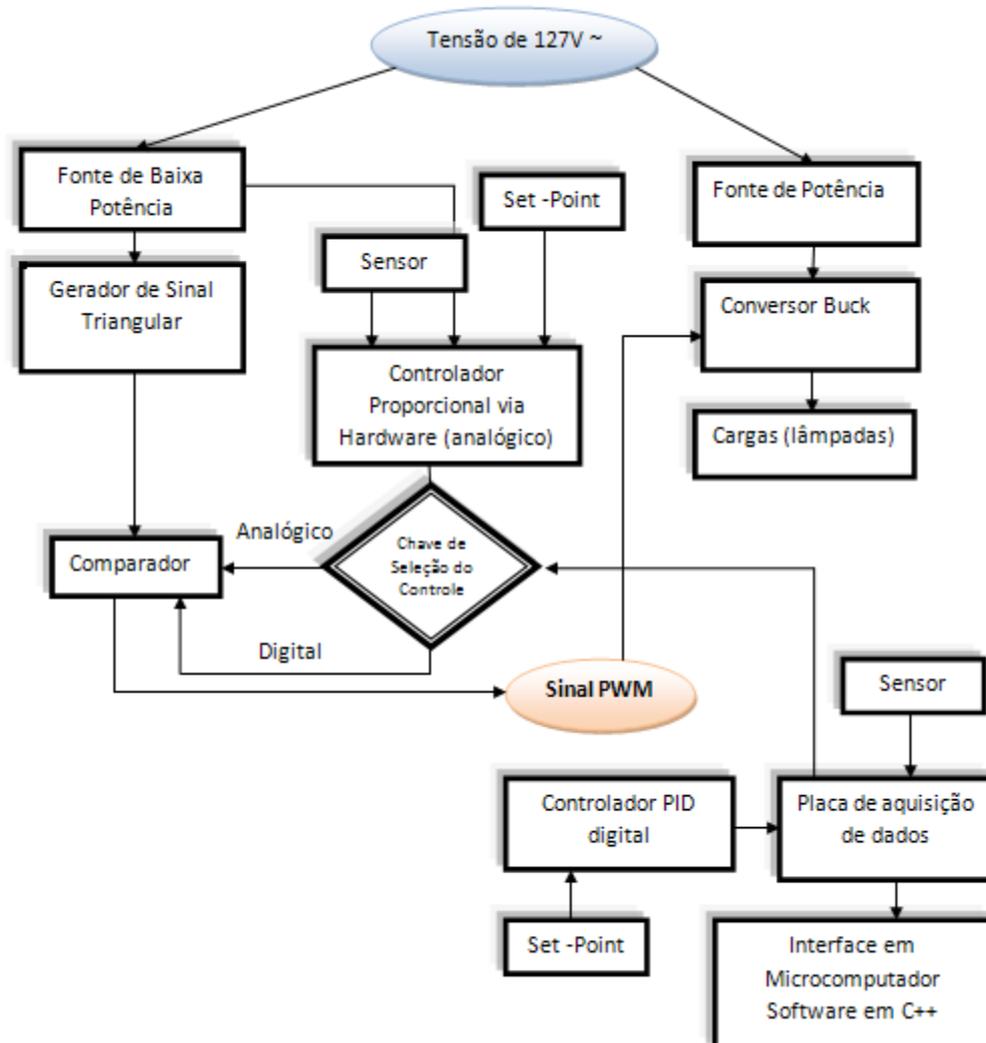


Figura 1- Diagrama geral do projeto.

Na figura 1 está ilustrado um diagrama que permite obter uma idéia geral da constituição do Sistema de Controle de Temperatura proposto.

1.1 OBJETIVOS

Propor uma maneira alternativa e eficiente de se controlar a temperatura em processos da indústria e da agropecuária, através da confecção de um protótipo que seja capaz de manter a temperatura, a níveis superiores à ambiente, em patamares constantes, podendo ser aplicado em estufas, chocadeiras e pequenos fornos.

Confeccionar um sistema de controle que seja adaptado a vários sistemas distintos através do ajuste de algumas constantes via software e pouquíssimas modificações em hardware, ou seja, um sistema que apresente elevada adaptabilidade.

Permitir também uma interface amigável com o usuário e possibilitar a adaptação do sistema a diferentes plantas (estufas), mantendo uma ação de controle eficiente tanto na resposta transitória, quanto em regime permanente.

1.2 RESUMO DOS CAPÍTULOS DESENVOLVIDOS

Este trabalho promoveu grande interdisciplinaridade relacionada ao curso de engenharia elétrica, sendo necessários conhecimentos dos sistemas de temperatura normalmente utilizados, eletrônica, sistemas de controle, programação e eletrônica de potência, além de requerer, futuramente, uma modelagem para aperfeiçoar os resultados do trabalho.

No capítulo 2 será feita uma revisão de alguns conceitos indispensáveis ao entendimento deste trabalho e necessários para corroborar algumas justificativas e procedimentos adotados no desenvolvimento do projeto. Serão discutidos os conversores cc-cc, enfatizando o conversor buck utilizado e seus modos de operação, nos tópicos 2.2 e 2.3. No item 2.4 será feita uma breve discussão sobre elementos chaveadores de potência, expondo alguns conceitos de física dos semicondutores necessários para justificar o uso do IGBT. Também são expostas as características e modos de operação do IGBT.

No capítulo 3 são expostos os materiais e a metodologia utilizados durante o desenvolvimento deste trabalho. Serão destacados os cálculos para dimensionamento e utilização dos constituintes do conversor buck, fontes de baixa e alta potência empregadas, termômetro, controladores via hardware e software aplicados e o processo necessário para obter o sinal PWM de maneira analógica utilizado. Além disso, serão descritos também, o acoplador óptico empregado para isolar as partes de baixa e alta potência, o software dedicado ao controle PID digital, a estufa onde foi realizado o controle de temperatura e o funcionamento do sistema em malha fechada.

Todos os resultados, placas de circuito impresso, painel montado, respostas dos controladores, avaliação de desempenho e demais discussões serão expostos no capítulo 4.

O capítulo 5 traz algumas conclusões realizadas com base no desenvolvimento e nos ensaios realizados no protótipo construído.

Já o capítulo 6 traz algumas propostas para continuidade, já que é possível e também necessário a alguns processos, agregar mais algumas funcionalidades e também melhorar a interface com o usuário.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 SISTEMAS DE CONTROLE DE TEMPERATURA

Métodos de controle de temperatura eficientes e de baixo custo podem ser aproveitados em diversos processos na indústria, agropecuária e também em pesquisas científicas de diversas áreas.

Em algumas aplicações o controle de temperatura não é muito rígido, podendo esta variar em uma faixa determinada. Em contrapartida, algumas aplicações apresentam-se extremamente sensíveis a estas variações, como por exemplo, a secagem de plantas medicinais e o processo de chocagem artificial de ovos de aves.

Segundo JANKOWSKY et al. (2003), em qualquer processo de transformação de madeira em manufaturados a secagem é a fase intermediária que mais agrega valor ao produto final. A secagem tornará o produto mais estável, facilitando o acabamento mecânico da superfície e a aplicação de adesivos, tintas e vernizes.

Na secagem convencional de eucalipto, em estufas ou secadores, tem-se controle de temperatura, umidade relativa e velocidade do ar. Este método é caracterizado por operar com temperaturas entre 40 °C e 90°C, ter circulação forçada de ar e sistema de umidificação e troca de ar (JANKOWSKY et al., 2003).

De acordo com VENSKUTONIS (apud PRATES et al., 2007) o efeito da secagem sobre a composição de substâncias voláteis vem sido pesquisado buscando demonstrar que as variações nas concentrações de seus constituintes dependem de vários fatores. Dentre estes fatores destacam-se a temperatura do ar utilizado na secagem, característica fisiológicas, além do tipo e conteúdo dos componentes químicos presentes nas plantas expostas ao processo de secagem.

MELO et al. (2004) afirma que, no método de secagem de plantas medicinais, aromáticas e condimentares, a velocidade e temperatura do ar exercem influência na qualidade e quantidade de seus princípios ativos.

É sabido também, que o processo de incubação de ovos de aves necessita de um rigoroso controle de temperatura e umidade para ocorrer de maneira eficiente, isto é, possibilitar um maior índice de eclosão dos ovos. A temperatura ideal varia de uma ave para a outra, mas a variação de temperatura tolerável para obtenção de bons resultados está na faixa de 0,5 °C.

De acordo com NAKAGE et al. (2003) a temperatura de incubação de ovos de aves está dentro de uma gama de valores variando de 33 a 39 °C, mas quando se trata de aves domésticas, os valores para uma incubação ideal são entre 37 °C e 38 °C. WAGENINGEN et al. (2004) afirma que acima dos 40,5 °C, as temperaturas são fatais para os embriões no processo de incubação de ovos de galinhas.

Experimentos científicos em diversas áreas, como química, física, biologia, bioquímica e outras necessitam freqüentemente ser realizados a temperaturas fixas em determinados valores abaixo ou acima da ambiente. O presente trabalho oferece um aparato perfeitamente aplicável a estes casos.

2.2 CONVERSORES CC – CC

Conversores cc-cc são dispositivos responsáveis por receber um sinal de tensão contínua e convertê-lo a outro sinal contínuo de menor ou maior magnitude nos seus terminais de saída. Frequentemente nos deparamos com dispositivos desta categoria no dia-dia, na maioria das vezes, sem perceber ou tomar conhecimento. Estes dispositivos são comumente utilizados sucedendo retificadores, controlados ou não, já que a rede nacional fornece tensão alternada. As maiores aplicações para estes conversores são fontes chaveadas e o controle de motores de corrente contínua.

As fontes chaveadas têm, como principal componente, um elemento chaveador semicondutor capaz de operar a altas freqüências. Os dispositivos utilizados variam conforme potência desejada, tensão máxima de saída e freqüência de operação. Os dispositivos mais utilizados em fontes chaveadas são: TBJ's, MOSFET's, JFET's, GTO's, IGBT's e outros que são detalhados em MOHAN et al. (2003) e AHMED (2000).

As fontes ferro-ressonantes são compostas basicamente de um transformador operando com o secundário saturado, onde a densidade de fluxo magnético é praticamente constante, permitindo que a tensão de saída mantenha um patamar com variações de até quinze por cento da tensão de entrada. Estas fontes apresentam elevada eficiência, mas seu uso é cada vez menor devido ao fato de serem volumosas e pesadas. As fontes lineares apresentam elementos de controle em série ou em paralelo com a carga, mas estão caindo em desuso devido à baixa eficiência causada pelas grandes perdas de potência nos dispositivos reguladores durante o chaveamento. Estas perdas são altas porque os dispositivos reguladores (transistores) operam na região ativa. As fontes chaveadas, apresentam alta eficiência e são compactas. Mesmo possuindo dispositivos chaveadores, estas fontes são eficientes, pois a chave opera somente em saturação ou corte, caracterizando uma menor perda de potência já que a região ativa é evitada.

Os conversores cc-cc, aqui detalhados, estão inseridos no grupo das fontes chaveadas. A tabela 1 ilustra as vantagens e desvantagens as fontes lineares e chaveadas.

Tabela 1 – Comparação entre fontes chaveadas e lineares.

	Tipo Chaveado	Tipo Linear
Rendimento	80% a 95%	25% a 50%
Ondulação (para iguais capacitores)	20 mV a 50 mV	5 mV
Peso	2 kW/kg	0,5 kW/kg
Volume	10 cm ³ /W	50 cm ³ /W
Interferência eletromagnética	alta	desprezível
Rejeição a Transientes	alta	baixa

Fonte: Material de ensino da disciplina de Eletrônica de Potência – EE883. Módulo 5 Fontes Chaveadas. Campinas: Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação – Unicamp.

Como se pode observar na tabela 1, as grandes vantagens das fontes chaveadas são o seu alto rendimento e topologia compacta, apresentando a desvantagem de altas oscilações e suscetibilidade a interferências eletromagnéticas.

Segundo MOHAN et al. (2003), as topologias básicas dos conversores cc-cc são os conversores abaixadores (conversores buck) e os conversores elevadores (conversores boost) de tensão, sendo todos os demais conversores cc-cc (buck-boost, cúk e full bridge e outros) combinações e derivações destes dois.

Os modos de operação e particularidades dos conversores buck serão descritos adiante com as seguintes ressalvas:

- Os conversores serão analisados no estado permanente;
- Os elementos chaveadores serão considerados ideais, isto é, terão impedância nula quando estiverem conduzindo e impedância infinita quando estiverem em corte.
- As perdas nos elementos indutivos e capacitivos serão desprezadas.
- A impedância interna da fonte de tensão que fornece o potencial cc de entrada destes conversores será considerada nula, isto é, somente as impedâncias das cargas e do próprio conversor é que atuarão como limitadores de corrente.

Maiores detalhes sobre o conversor boost e os demais podem ser encontrados em MOHAN et al. (2003) e AHMED (2000).

Em operações com conversores de tensão contínua deseja-se que a tensão de saída possa ser controlada e mantida em um determinado patamar. Para isso, os conversores utilizam um ou mais elementos chaveadores para transformar o nível de tensão de entrada em um ou mais outros níveis de tensão na saída. Normalmente, os elementos chaveadores operam em frequências fixas, varia-se o tempo em que a chave permanece ligada (t_{on}) e o tempo em que ela permanece desligada (t_{off}). Este método de controle de tensão é chamado de pulse width modulation (PWM) e o ciclo de trabalho (D) é definido de acordo com MOHAN et al. (2003) como sendo a razão entre o tempo de operação pelo período do sinal (t_{on}/T).

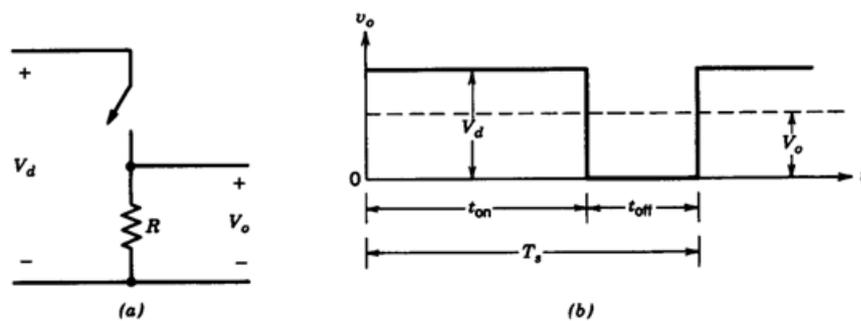


Figura 2 – Fonte chaveada via sinal PWM. Fonte: (MOHAN et al., 2003).

A carga R na figura 2 enxerga sobre os seus terminais uma tensão igual a V_o , já que a frequência constante de operação é tomada com um alto valor, normalmente na faixa de kHz ou MHz.

Existe um método de controle mais geral de tensão onde tanto o ciclo de trabalho como a frequência de operação são permutados. O trabalho com frequências variáveis torna difícil a eliminação das flutuações de tensão de saída via filtros o que faz com que estes conversores sejam utilizados somente em aplicações específicas.

Os sinais de controle PWM para as chaves são gerados, comumente, comparando-se um sinal de erros oriundo de um controlador com um sinal triangular ou dente de serra na frequência de operação. Desta maneira, à medida que o sinal de erro contínuo varia em magnitude, altera-se a largura do pulso positivo do sinal de controle, como se pode ver na figura 3.

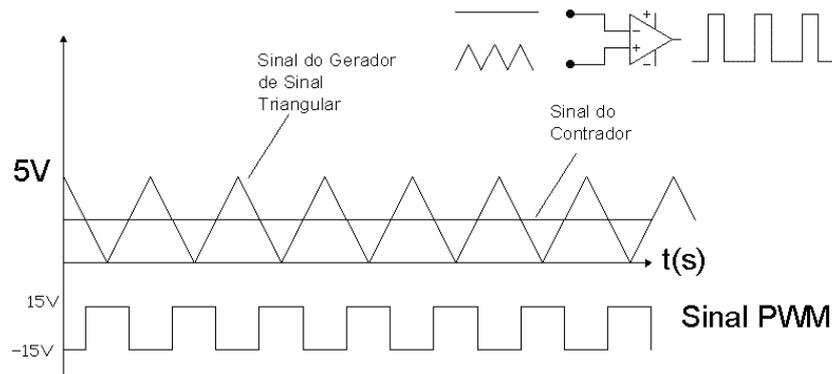


Figura 3 – Construção de um sinal PWM.

2.3 CONVERSOR BUCK

Este conversor sempre produz nos seus terminais de saída uma tensão com valor menor ou igual à tensão de entrada (variando de 0 a V_d , ver figura 4), caracterizando-se por ser um conversor abaixador.

Assume-se para o estudo deste conversor que as cargas por ele alimentadas são puramente resistivas. A topologia e as formas de onda pertencentes a este conversor podem ser observadas na figura 4 abaixo.

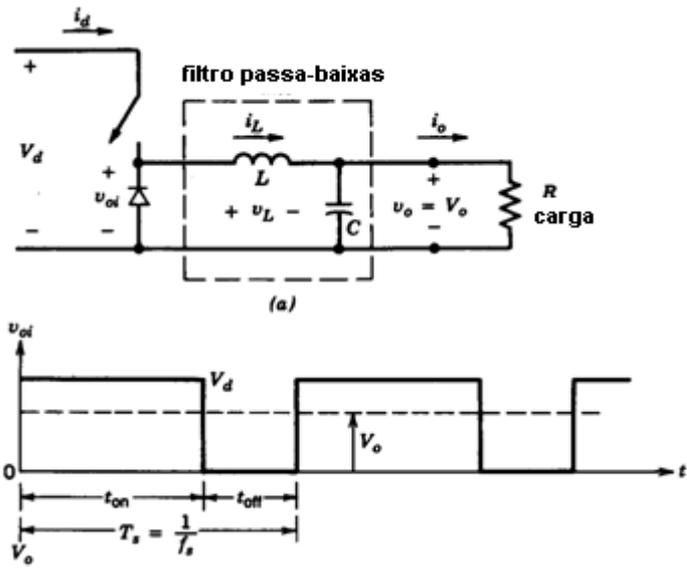


Figura 4 – Conversor buck. Fonte: (MOHAN et al., 2003).

Pode-se controlar a tensão de saída V_o variando-se o ciclo de trabalho do sinal de comando do elemento chaveador. A tensão de saída varia linearmente com o ciclo de trabalho e conseqüentemente com o sinal contínuo de controle.

A tensão na saída deste conversor pode apresentar flutuações que podem ser minimizadas através do uso de um filtro passa-baixas constituído de um indutor e um capacitor. O indutor tem como função minimizar as oscilações de corrente, protegendo e aumentando a vida útil da chave utilizada e das cargas alimentadas por esta topologia de circuito. O capacitor, por sua vez, tem a responsabilidade de minimizar as flutuações de tensão.

Com a presença do indutor, torna-se imprescindível a utilização do diodo ilustrado na figura 4. Este diodo é conhecido como diodo de roda livre e tem como função conduzir a corrente oriunda do indutor no estado de bloqueio da chave. Desta maneira, a energia indutiva, armazenada no estado de condução da chave, é dissipada durante t_{off} .

Para o estudo dos modos de operação do conversor buck assume-se, de acordo com MOHAN et al. (2003), o capacitor C como sendo muito grande de maneira que as oscilações de tensão V_o possam ser eliminadas. O cálculo de C perante o *ripple* (oscilação de tensão) será abordado posteriormente.

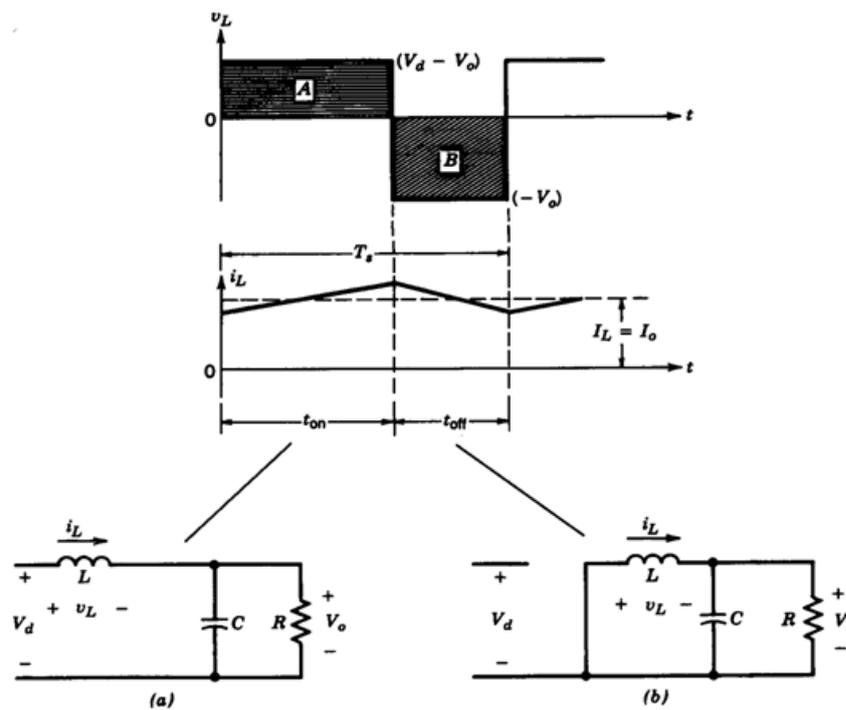


Figura 5 – Conversor buck no Modo Contínuo. a) chave fechada e b) chave em corte. Fonte: (MOHAN et al., 2003).

Tanto em t_{on} como em t_{off} , a corrente flui através da carga em um mesmo sentido, hora originada da fonte de entrada atravessando a chave, ora do indutor, que pela lei da indução de Faraday não permite que a corrente em seus terminais varie bruscamente. O indutor mantém uma corrente de amplitude decrescente de um valor máximo a um valor mínimo, durante t_{off} , alimentando a carga com a energia que armazenou durante t_{on} . A magnitude L do indutor utilizado pode alterar o modo de operação do conversor entre contínuo (a corrente oscila, mas não chega a zero) e descontínuo (a corrente chega a se anular devido a baixa indutância).

2.3.1 MODO DE OPERAÇÃO CONTÍNUO

A figura 5 ilustra o modo de operação contínuo do conversor buck. O indutor fica submetido a uma tensão $V_L = V_d - V_o$ durante t_{on} e a uma tensão V_o durante t_{off} . No estado permanente, esta forma de onda se repetirá e a integral da tensão no indutor através de um período deve ser zero segundo MOHAN et al. (2003).

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt \quad (1)$$

de onde,

$$(V_d - V_o)t_{on} = V_o (T_s - t_{on}) \quad (2)$$

e,

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \text{ (ciclo de trabalho)} \quad (3)$$

Neste modo a tensão de saída varia linearmente com o ciclo de trabalho a uma dada tensão de entrada.

Se as perdas associadas aos elementos do circuito forem desprezadas, $P_d = P_o$ o que implica:

$$V_d I_d = V_o I_o \quad (4)$$

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = \frac{1}{D} \quad (5)$$

No modo contínuo de operação o conversor abaixador comporta-se como um transformador para o caso ac (ver equações 3 e 5), possuindo idênticas equações de transformação de tensão e corrente.

2.3.2 LIMITE ENTRE MODO CONTÍNUO E DESCONTÍNUO

No estado permanente, esta forma de onda se repetirá e a integral da tensão no indutor através de um período deve ser zero segundo MOHAN et al. (2003). Vale também ressaltar que a referência para classificação dos modos em contínuo e descontínuo é a corrente no indutor. O modo contínuo de condução é definido como sendo o modo onde a corrente no indutor jamais se anula e o modo descontínuo apresenta, dentro do período, instantes de tempo onde a corrente é zero. Entre os dois modos existe um caso limite em que a corrente do indutor chega à zero apenas no último instante de tempo durante o período T_s , como se pode observar na figura 6.a.

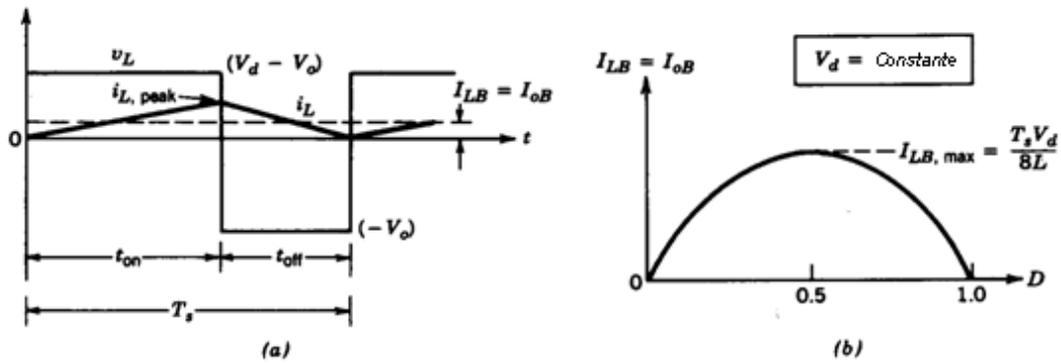


Figura 6– a) Corrente no indutor no limite entre os modos contínuo e descontínuo. b) I_{LB} em função de D com V_d mantido constante. Fonte: (MOHAN et al., 2003).

Nesta ocasião, tem-se de acordo com MOHAN et al. (2003):

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,pico} = \frac{t_{on}}{2L} (V_d - V_o) = \frac{DT_s}{2L} (V_d - V_o) = I_{oB} \quad (6)$$

onde $i_{L,pico}$ representa a corrente de pico no indutor, t_{on} o tempo de condução da chave e I_{oB} a corrente de média do indutor.

Para a análise deste caso especial, adota-se a tensão V_d como sendo constante e para quaisquer valores da corrente I_{LB} inferiores ao encontrado na equação 6, o conversor passará a operar no modo descontínuo.

2.3.3 MODO DE OPERAÇÃO DESCONTÍNUO

Para este modo de operação, de acordo com MOHAN et al. (2003) existem duas formas diferentes de análise dependendo da aplicação. Há casos em que se tem V_d constante durante a operação de conversão, assim como existem casos em que V_o se mantém constante.

2.3.3.1 MODO DE OPERAÇÃO DESCONTÍNUO COM V_d CONSTANTE

Em aplicações como fontes de tensão contínua variável e controle de velocidade de motores cc, V_d permanece constante e V_o é controlada através do ajuste do ciclo de trabalho D .

Utilizando a relação principal do conversor buck ($V_o = DV_d$), é possível ajustar a equação 6 que trata do limite do modo de condução contínuo para que dependa somente do ciclo de trabalho e da tensão de entrada, ficando da seguinte maneira:

$$I_{LB} = \frac{T_s V_d}{2L} D(1 - D) \quad (7)$$

Através da equação 7, é possível construir o gráfico da figura 6.b, mantendo V_d constante e variando-se V_o . Desta forma, é possível observar que a corrente de saída necessária para que não se tenha o modo de condução descontínuo ocorre com $D = 0,5$ e possui a seguinte magnitude:

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_d}{8L} \quad (8)$$

Das equações 7 e 8 é possível chegar a:

$$I_{LB} = 4I_{LB,max} D(1 - D) \quad (9)$$

É possível também, calcular a relação de tensão (V_o/V_d) no modo descontínuo de operação com se pode ver na figura 7.

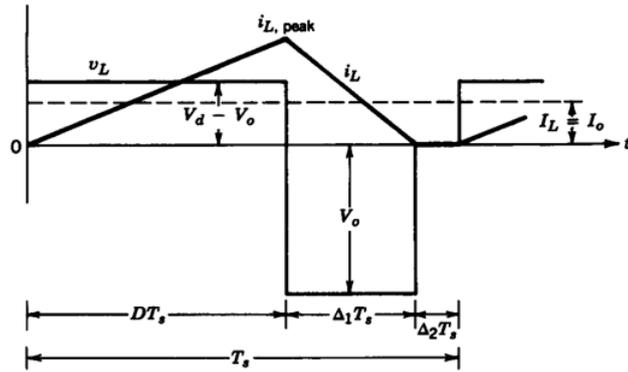


Figura 7 – Tensão e Corrente no indutor no modo descontínuo de operação do conversor buck.

Fonte: (MOHAN et al., 2003).

Inicialmente, foi assumido o limite entre os modos contínuo e descontínuo de operação. Agora, de acordo com MOHAN et al. (2003) todos os demais parâmetros serão mantidos constantes e a carga será reduzida, ou seja, terá sua resistência aumentada. Em consequência disto, ter-se-á uma redução na corrente média do indutor. Esta modificação acarreta um valor para V_o maior que o anterior e uma corrente descontínua através do indutor como mostrado na figura 7.

Na figura 7, durante o intervalo $\Delta_2 T_s$ a corrente do indutor é mantida em zero e a corrente através da carga é fornecida somente pelo capacitor. Neste intervalo de tempo a queda de tensão através do indutor também é nula. Equacionando-se novamente a integral para a tensão sobre o indutor durante um período tem-se:

$$(V_d - V_o)DT_s + (-V_o)\Delta_1 T_s = 0 \quad (10)$$

$$\therefore \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{D + \Delta_1}$$

da figura 7,

$$i_{L,peak} = \frac{V_o}{L} \Delta_1 T_s \quad (11)$$

e ainda,

$$I_o = i_{L,peak} \frac{D + \Delta_1}{2} \quad (12)$$

Usando as equações 11,10 e 8 chega-se a,

$$I_o = 4I_{LB,max} D \Delta_1 \quad (13)$$

$$\therefore \Delta_1 = \frac{I_o}{4I_{LB,max}D}$$

Substituindo o encontrado na equação 13 na equação 10, tem-se:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4}(I_o/I_{LB,max})} \quad (14)$$

O gráfico da equação 14 com V_d constante tem como resultado a seguinte figura:

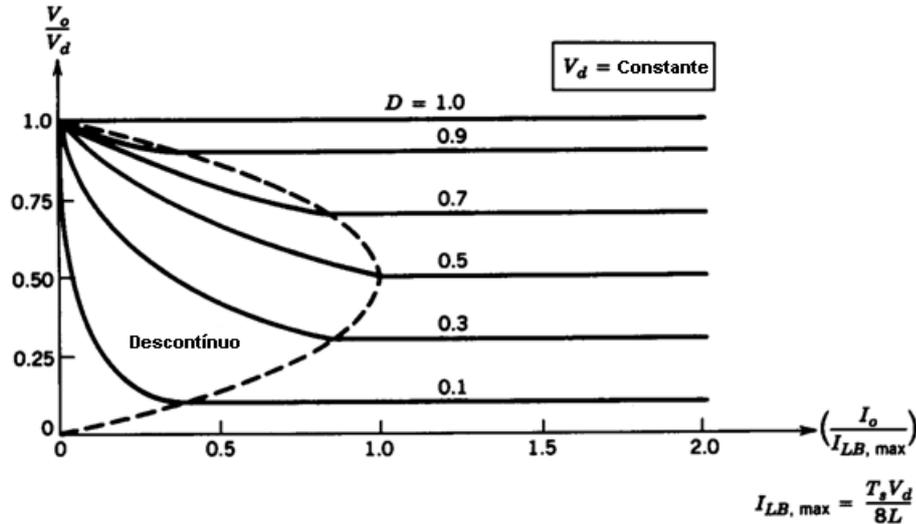


Figura 8 – Relação de Tensões do buck com V_d constante e em função do ciclo de trabalho.

Fonte: (MOHAN et al., 2003).

A figura 8 descreve a característica do conversor buck em ambos os modos de operação se V_d for tomado constante. A relação de tensão V_o/V_d é vista no gráfico em função de $I_o/I_{LB,max}$ para vários valores de ciclo de trabalho, utilizando as equações 3 e 14. O limite entre os modos contínuo e descontínuo é mostrado pela linha pontilhada e é estabelecido pelas equações 3 e 9.

2.3.3.2 MODO DE OPERAÇÃO DESCONTÍNUO COM V_o CONSTANTE

De acordo com MOHAN et al. (2003), existem aplicações, tais como fontes reguladas de tensão contínua e carregadores de baterias, onde V_d pode flutuar enquanto V_o é mantido constante pelo ajuste do ciclo de trabalho D .

Para analisar este caso, toma-se a relação $V_d = V_o/D$ e a corrente média através do indutor da equação 6 pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D) \quad (15)$$

Com V_o constante na equação 15 é possível perceber que o valor máximo decorrente I_{LB} ocorrerá com $D = 0$:

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (16)$$

O caso de $D = 0$ implicaria em V_d infinito ($D = V_o/V_d$) e é com certeza, uma situação hipotética. Das equações 15 e 16 observa-se que:

$$I_{LB} = (1 - D)I_{LB,max} \quad (17)$$

Para o caso em que V_o é mantido constante, de acordo com MOHAN et al. (2003) é mais usual se obter o ciclo de trabalho D como uma função de $I_o/I_{LB,max}$. Utilizando as equações 10, 11, 12 e 13, que são válidas para o modo de operação descontínuo, tanto para V_o ou V_d mantido constantes e trabalhando sobre a equação 15 com V_o constante chega-se a:

$$D = \frac{V_o}{V_d} \left(\frac{I_o/I_{LB,max}}{1 - V_o/V_d} \right)^{1/2} \quad (18)$$

Fazendo um gráfico de D em função de V_d/V_o , com V_o mantido constante, tem-se como resultado a figura abaixo onde a linha tracejada ilustra o limite entre os modos contínuo e descontínuo de operação.

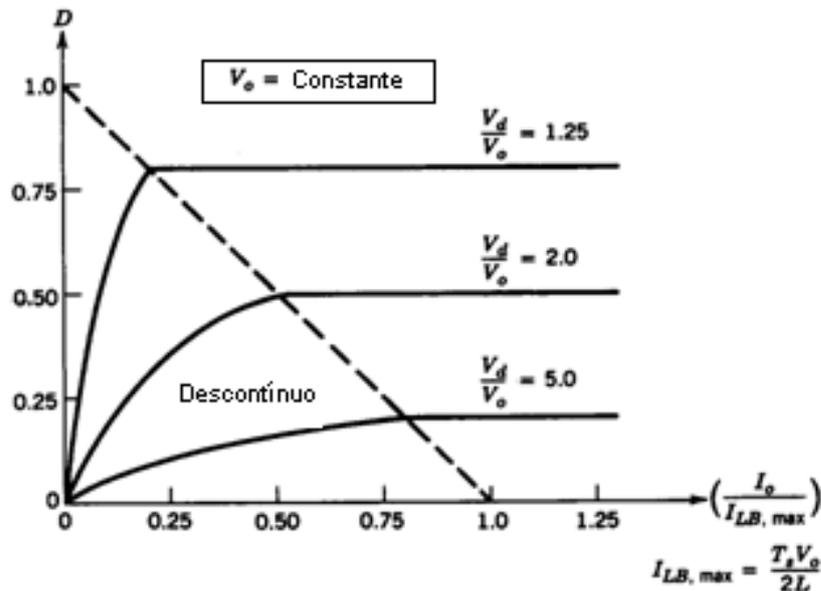


Figura 9 – Relação de tensões do buck com V_o constante e em função do ciclo de trabalho.

Fonte: (MOHAN et al., 2003).

2.3.4 OSCILAÇÕES (RIPPLE) NA TENSÃO DE SAÍDA

Em todas as análises feitas anteriormente o capacitor conectado em paralelo com a carga foi considerado grande o suficiente para que as oscilações em V_o pudessem ser desprezadas. Em situações onde temos valores práticos de capacitância as oscilações na tensão da carga não poderiam ser consideradas desprezíveis e a capacitância poderia ser calculada considerando as formas de onda ilustradas na figura abaixo para o modo contínuo de operação.

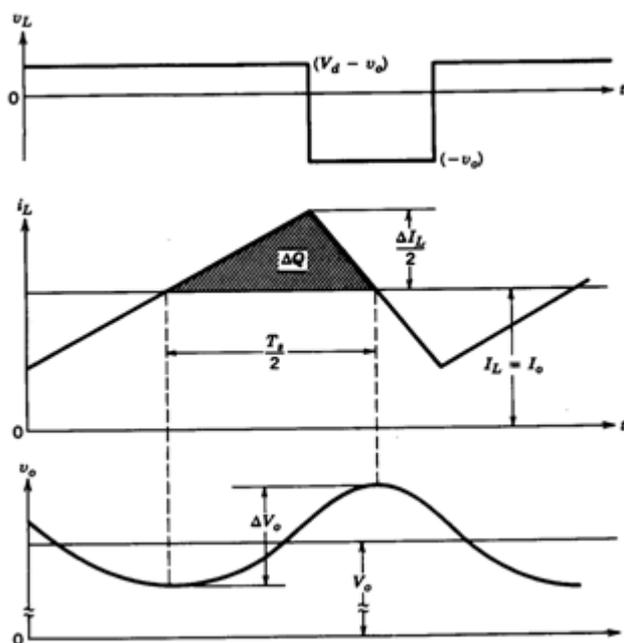


Figura 10 – Formas de onda do conversor buck. Fonte: (MOHAN et al., 2003).

Assumindo que as oscilações de corrente i_L circulam pelo capacitor e que sua componente média flui através da carga, a área sombreada na figura 10 representa a carga adicional imposta ao capacitor (ΔQ). Desta maneira, a tensão de pico a pico ΔV_o pode ser expressa da seguinte maneira:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L T_s}{2} \quad (19)$$

Da figura 8, durante t_{off} ,

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} (1 - D) T_s \quad (20)$$

Substituindo a equação 20 na 19, chega-se a:

$$\Delta V_o = \frac{T_s}{8C} \frac{V_o}{L} (1 - D) T_s \quad (21)$$

$$\therefore \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \frac{T_s^2 (1 - D)}{LC} = \frac{\pi^2}{2} (1 - D) \left(\frac{f_c}{f_s} \right)^2$$

onde a frequência de operação $f_s = 1/T_s$ e

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (22)$$

Pela equação 21 não é difícil observar que as oscilações de tensão da saída podem ser minimizadas escolhendo-se uma frequência de corte para o filtro passa-baixas muito inferior à frequência de operação ($f_c \ll f_s$). Nota-se também que o *ripple* é independente da carga conectada em seus terminais de saída. A Análise de *ripple* foi tomada para o modo contínuo de operação, mas é possível fazer uma discussão semelhante para o modo de operação descontínuo.

Segundo MOHAN et al. (2003) o valor de oscilação usual na saída de fontes de tensão continua é por volta de 1%, mas a consideração de V_o constante tomada nas demonstrações anteriores é válida.

2.4 ELEMENTOS CHAVEADORES E IGBT

Os principais componentes constituintes das fontes chaveadas são, com certeza, os elementos responsáveis por fazer a permutação entre o estado ligado e desligado, as chaves. Em eletrônica de potência, os dispositivos incumbidos desta tarefa são os semicondutores.

De acordo com POMILIO (2006), os principais fatores para especificação dos componentes semicondutores são tensão de bloqueio, corrente de condução e frequência de comutação. A figura 11 ilustra como os dispositivos semicondutores mais comumente utilizados se caracterizam nestes três critérios.

Os dispositivos semicondutores mais utilizados em eletrônica de potência são: tiristores, TBP (transistor bipolar de junção de potência), MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*), e o IGBT. Dentre estes componentes, o TBP, o MOSFET e o IGBT são os mais indicados para trabalhos em tensão contínua.

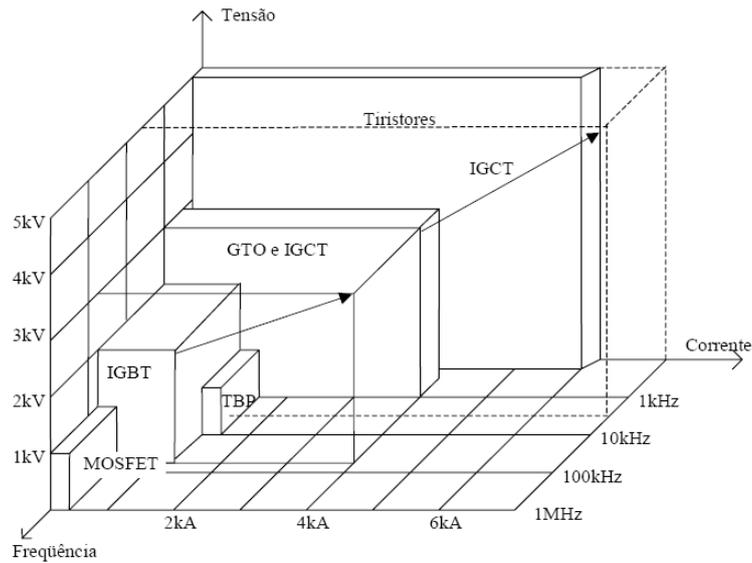


Figura 11 – Limites de operação de componentes semicondutores de potência. Fonte: Fonte: (POMILIO, 1998).

Para compreender o funcionamento, vantagens e desvantagens de cada um destes dispositivos, é necessário tomar conhecimento da física de semicondutores detalhada em MOHAN et al. (2003) e POMILIO (2006). Alguns conceitos são extremamente pertinentes a este trabalho e serão expostos a seguir.

2.4.1 FÍSICA DOS SEMICONDUCTORES

De acordo com POMILIO (2006), a circulação de corrente elétrica em um meio depende da aplicação de um campo elétrico e da existência de portadores livres (usualmente elétrons) neste meio. Em metais, como o cobre ou a prata, a densidade de portadores livres (elétrons) é da ordem de $10^{23}/\text{cm}^3$, enquanto nos materiais isolantes, como o quartzo ou o óxido de alumínio, o valor é da ordem de $10^3/\text{cm}^3$. Os semicondutores, como o silício, têm densidades intermediárias, na faixa de 10^8 a $10^{19}/\text{cm}^3$. Tais densidades são propriedades intrínsecas dos materiais, para os condutores e isolantes, enquanto que, para os semicondutores, podem ser variadas pela adição de “impurezas” de outros materiais e pela aplicação de campos elétricos em algumas de suas estruturas.

Átomos de materiais com 4 elétrons em sua camada mais externa (C, Ge, Si) possuem, segundo POMILIO (2006), ligações muito estáveis em suas estruturas através de ligações covalentes, completando 8 elétrons em sua camada de valência. O silício é o dispositivo

semicondutor mais utilizado. Mas, uma vez que a temperatura assuma um valor diferente do zero absoluto algumas destas ligações serão desfeitas, devido ao fenômeno da ionização térmica, produzindo elétrons livres. O átomo que perde o elétron fica carregado positivamente, ou seja, apresenta uma lacuna. Este átomo pode vir a receber outro elétron livre que se desprende de um átomo anterior, e assim continuamente, caracterizando um movimento de cargas positivas (lacunas) no interior do material.

Os materiais semicondutores utilizados na construção de dispositivos eletrônicos possuem 4 elétrons em suas camada de valência e podem vir a ser dopados com outros materiais. A dopagem consiste no acréscimo de pequenas quantidades destes outros materiais ao semicondutor. Os materiais utilizados na dopagem de semicondutores são de valência 3 (como o alumínio) ou 5 (como o fósforo). Quando o semicondutor é dopado com material de valência 3 (como o Boro), adquire excesso de lacunas e é dito tipo p. Se o processo de dopagem é realizado com elemento do valência 5, o semicondutor adquire excesso de elétrons livres, sendo denominado tipo n. O material permanece neutro após a dopagem pois possui a mesma quantidade de prótons e elétrons.

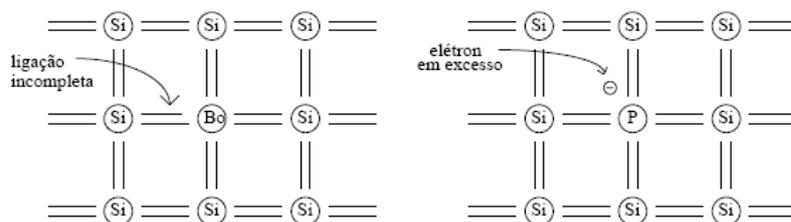


Figura 12 – Semicondutores dopados. Fonte: (POMILIO, 1998).

No silício dopado com boro (material tipo p) tem-se um fluxo de lacunas devido ao fato dos elétrons livres poderem ocupar estas lacunas sucessivamente. Neste material as lacunas são ditas portadores majoritários. Um raciocínio semelhante pode ser utilizado para o material tipo n onde os elétrons são os portadores majoritários.

De acordo com POMILIO (2006), as dopagens com acréscimo das impurezas ($10^{19}/\text{cm}^3$ ou menos), são realizadas em níveis muito menores que a densidade de átomos do material semicondutor ($10^{23}/\text{cm}^3$), de modo que as propriedades de ionização térmica não são afetadas.

Dispositivos semicondutores são construídos com a associação de substratos tipo p e tipo n. O mais simples destes dispositivos é o diodo. Quando se aplica campo elétrico em um material semicondutor, segundo POMILIO (2006), as lacunas se movem no sentido de campo

decrecente e os elétrons no sentido oposto. Um diodo é formado pela junção de um material tipo p com um tipo n como se pode ver na figura abaixo:

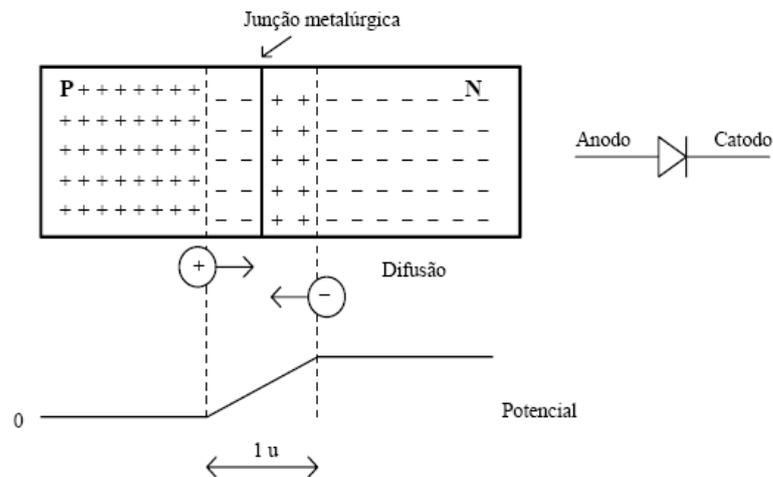


Figura 13 – Estrutura de um diodo. Fonte: (POMILIO, 1998).

De acordo com BOYLESTAD e NASHELKY (2004), quando se forma uma junção p-n, os portadores minoritários, elétrons no material p e lacunas no material n se deslocam em direção à junção, provocando ionização em ambos os materiais e criação de uma camada de depleção na junção entre os materiais.

Quando é aplicada uma tensão reversa no diodo, isto é, aplica-se potencial negativo na região p e positivo na região n, força-se o aumento da região de depleção devido ao grande número de elétrons livres arrastados para o potencial positivo da tensão aplicada e também de lacunas deslocadas em direção ao terminal negativo, segundo BOYLESTAD e NASHELKY (2004). Tem-se um fluxo de portadores minoritários e uma pequena corrente reversa. Segundo POMILIO (2006), caso o campo elétrico na região de transição seja muito intenso, os portadores em trânsito obterão grande velocidade e, ao se chocarem com átomos da estrutura, produzirão novos portadores, os quais, também acelerados, produzirão um efeito de avalanche. Dado o aumento na corrente, sem redução significativa na tensão na junção, produz-se um pico de potência que pode destruir componente.

Com uma polarização direta, a tensão aplicada supera o valor natural da barreira, cerca de 0,7 V para diodos de Si, os elétrons do material n e as lacunas do material p se recombinam com os íons próximos da fronteira acarretando uma redução da camada de depleção. O fluxo de portadores minoritários permanece constante, mas de acordo com BOYLESTAD e NASHELKY (2004), a redução da camada de depleção resulta em um fluxo intenso de portadores majoritários através da junção resultando em uma corrente elétrica que cresce exponencialmente com a tensão direta aplicada.

Em um diodo de potência, existem algumas alterações para que seja possível trabalho em tensões mais elevadas. Um maior detalhamento pode ser visto em POMILIO (2006) e MOHAN et al. (2004), mas o princípio básico é o mesmo exposto acima.

2.4.2 IGBT

A sigla IGBT, traduzida por AHMED (2000), significa transistores bipolares de porta isolada. Este componente mescla as características de outros dois componentes muito utilizados aplicações de eletrônica de potência. Tem a capacidade de suportar tensões elevadas no estado de condução e apresenta baixa queda de tensão entre coletor e emissor, de maneira semelhante ao TBJ (transistor bipolar de junção), mais conhecido como TBP (Transistor Bipolar de Potência) para maiores potências. O IGBT possui também grande facilidade de acionamento por tensão na porta (*gate*), devido à sua alta impedância de entrada de maneira semelhante aos MOSFET's.

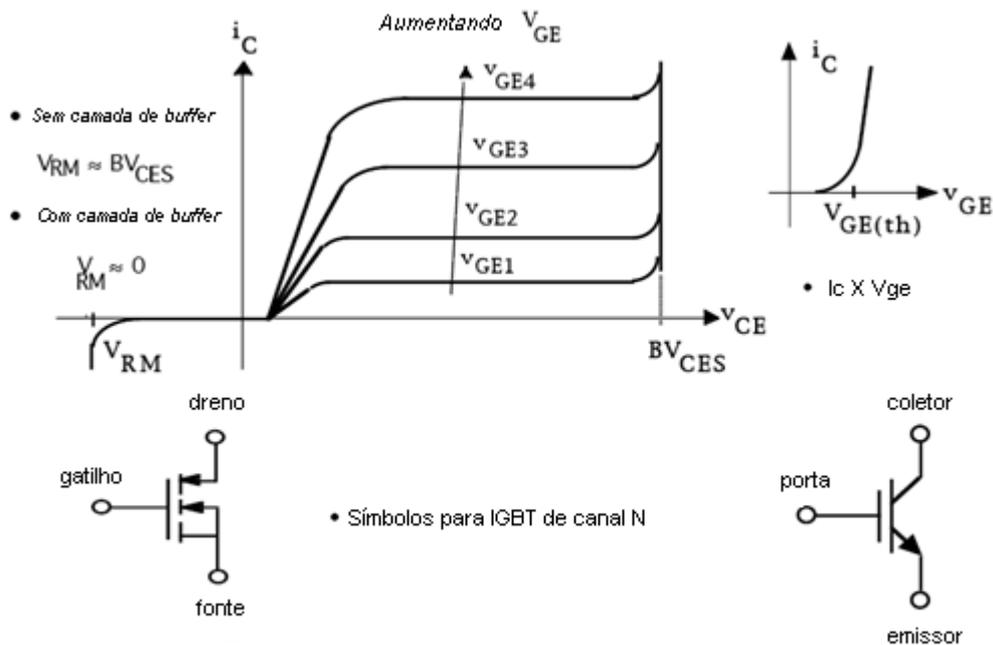


Figura 14 – Características de construção e operação e simbologias para o IGBT. Fonte: (MOHAN et al., 2003).

Devido ao fato de o IGBT aliar características do MOSFET e do TBP, há polêmica na comunidade de engenharia quanto ao símbolo do dispositivo e até com o seu nome. Como se pode observar na figura 14, aplica-se dois símbolos distintos para este componente.

A curva de resposta do dispositivo $I_C \times V_{CE}$ para vários valores de V_{GE} é extremamente semelhante às curvas do TBJ para corrente de base, assim como sua corrente de coletor em resposta ao potencial de porta é idêntica à apresentada pelos MOSFET's.

A sua estrutura física é a seguinte segundo MOHAN et al. (2003):

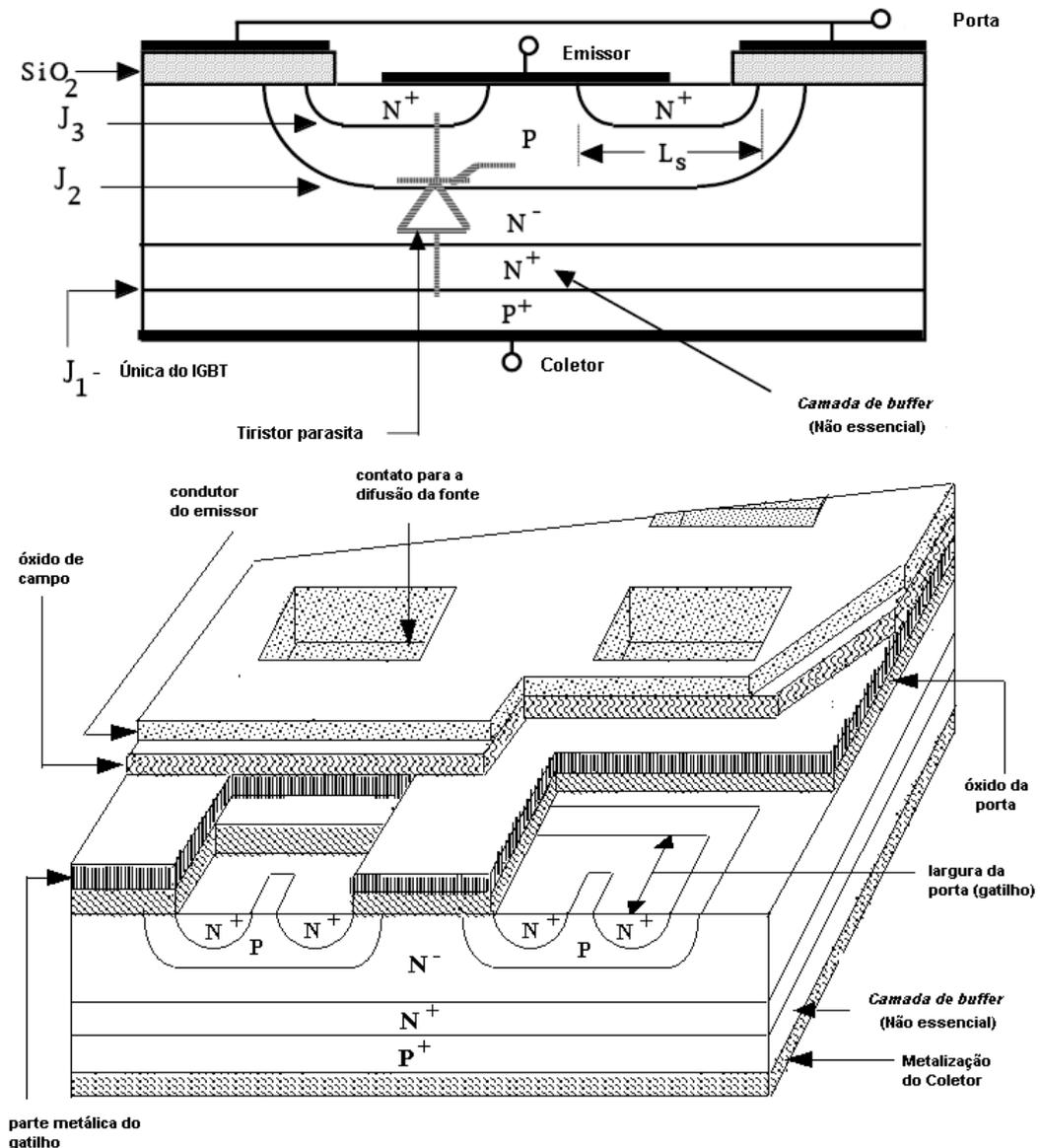


Figura 15 – Constituição de um IGBT.

O tiristor encontrado na figura 15 é dito parasita por MOHAN et al. (2003) e seu acionamento é extremamente indesejado. O tamanho do emissor (*source*) é reduzido no IGBT para evitar o acionamento do tiristor parasita.

Segundo POMILIO (2006) o funcionamento básico deste dispositivo é análogo ao dos MOSFET's, isto é, aciona-se o dispositivo através de uma tensão aplicada entre o gatilho e o emissor como se pode observar na figura 14.

O IGBT está se tornando cada vez mais utilizado em circuitos de controle de potência no meio industrial que necessitam de comutação de carga de alta corrente em regime de alta velocidade. Os transistores de potência (TBP's) permitem o controle de elevadas correntes, apresentam baixas perdas no estado de condução e exigem elevadas correntes de base (desvantagem). Já os MOSFET's podem controlar potências elevadas e exigem tensão para o disparo (vantagem), possuem comutação lenta, devido às capacitâncias de porta (*gate*), que aumentam com a intensidade de corrente nominal entre dreno e fonte (desvantagem). O MOSFET, para baixas correntes de condução através do canal, pode operar com elevadas frequências. Os IGBT's apresentam as seguintes características operacionais:

- Facilidade de acionamento e elevada impedância de entrada dos MOSFET's;
- Pequenas perdas de condução dos TBP's;
- Velocidade semelhante às dos TBP's, sendo um pouco mais elevada.

O IGBT é freqüentemente utilizado como uma chave, alternando os estados de condução (On-state) e corte (Off-state) os quais são controlados pela tensão de porta (GATE), de maneira semelhante aos MOSFET's.

Quando o IGBT está entrando em condução (*turn-on*): partindo de V_{CE} (tensão entre coletor e emissor) alto e V_{GE} (potencial entre gatilho e emissor) igual a zero ou negativo. Com uma tensão contínua na porta, se obtêm uma queda da tensão entre coletor e emissor (V_{CE}). Uma pequena corrente de polarização de porta é usada para carregar C_{GC} (capacitância existente entre a porta e o coletor do dispositivo) e a tensão de porta permanece constante. Posteriormente, quando a tensão entre o coletor e o emissor reduz, C_{GC} aumenta de valor de tal forma que, uma pequena variação de V_{CE} é suficiente para levar a um aumento da corrente de porta. Somente quando a corrente necessária à carga se reduz novamente é que a tensão de porta aumenta.

Quando o IGBT está entrando em modo de bloqueio: partindo de V_{CE} baixa, V_{GE} positiva ou maior que a tensão limiar de condução, a tensão de porta inicialmente decresce quase que linearmente (pela fonte de corrente constante de descarga). A diminuição da

capacitância com o aumento da carga aumenta a tensão. Caso não exista carga (resistência) que drene corrente da porta, a tensão entre emissor e porta se mantém constante impedindo a abertura da chave. Em algumas aplicações, dependendo da frequência de operação, é necessário inserir um resistor entre dreno e fonte para permitir que C_{GC} seja descarregado.

2.4.2.1 ESTADO DE BLOQUEIO

O potencial entre porta (gatilho) e coletor controla o estado do dispositivo e caso não exista um maior potencial no gatilho em relação ao coletor, a região de depleção J_2 na figura 15 ficará bastante pequena porque a junção p/n^- é polarizada diretamente e a junção n^+/p^+ ficará polarizada reversamente. Como não há sobreposição destas regiões, o fluxo de portadores majoritários entre coletor e emissor será impedido e não haverá fluxo da corrente. Os sinais $-$ e $+$ foram utilizados para indicar os níveis de dopagem das respectivas camadas. A camada de material n^- na figura tem a mesma função que nos diodos de potência: minimizar a corrente de fuga e evitar o efeito avalanche que pode destruir o dispositivo. Devido à existência desta camada, o IGBT pode bloquear altas tensões.

2.4.2.2 ESTADO DE CONDUÇÃO

Quando o seu gatilho é polarizado diretamente, o dispositivo entra em operação ou saturação, dependendo do nível de tensão aplicada entre o gatilho e o emissor, permitindo o fluxo de corrente entre coletor e emissor.

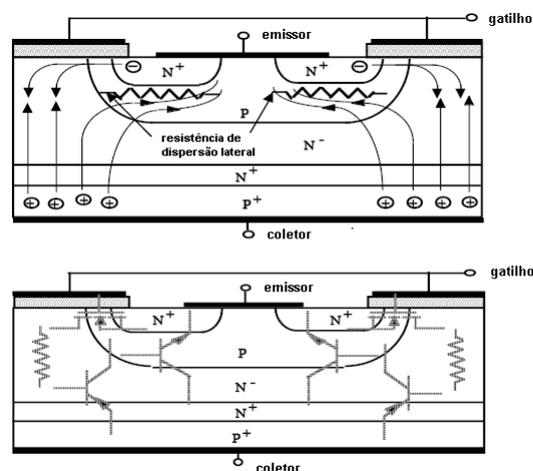


Figura 16 – Estado de condução do IGBT. Fonte: (MOHAN et al., 2003).

De acordo com MOHAN et al. (2003), a região de óxido abaixo do terminal metálico do gatilho e o silício abaixo desta região formam um capacitor de alta qualidade, daí o acionamento por campo elétrico como nos MOSFET's.

Aplicando-se tensão positiva na porta, é criada uma região de depleção na interface entre o óxido e o silício. Cargas positivas são induzidas na região metálica da porta e na camada p abaixo da porta, se tem o acúmulo de cargas negativas por indução. Isso acarreta uma repulsão das lacunas que são os portadores majoritários neste substrato p. Desta maneira, a região de depleção é deslocada em direção à camada n⁻ e, com o aumento da tensão da porta, as camadas a região de depleção e em n⁻ podem entrar em contato com n⁺ e devido à dopagem da junção p+/n+ polarizada diretamente, tem-se um fluxo de corrente entre coletor e emissor de várias direções devido à polarização direta de vários transistores internos ao dispositivo como se pode observar na figura 16.

2.5 CONTROLADOR PID

Com a finalidade de melhorar a resposta do sistema térmico, utilizou-se neste trabalho um controlador PID (proporcional-integral-derivativo). Na figura 17 ilustra a topologia do sistema de controle e a localização do controlador e demais componentes. Maiores detalhes podem ser encontrados em OGATA (2003), DORF e BISHOP (2001) além de PHILLIPS e NAGLE (1995).

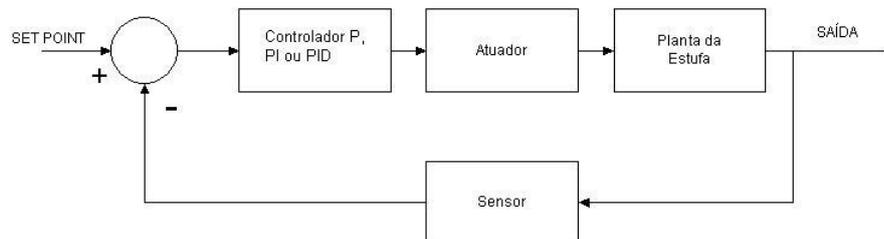


Figura 17 – Diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada utilizado.

A função de transferência genérica para o controlador PID no plano s é a seguinte:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} + sk_d \quad (23)$$

Onde $Y(s)$ e $X(s)$ são as transformadas de Laplace da saída e da entrada do controlador PID, k_p é o ganho proporcional, k_i é o ganho integral e k_d é o ganho derivativo.

Para utilização deste controlador em software é necessária a conversão da sua função de transferência do domínio contínuo para o discreto. Segundo HAYKIN (2001), o método mais popular para esta conversão baseia-se na transformada bilinear, que fornece a seguinte correspondência entre o plano s e o plano z :

$$s = \frac{2}{\mathfrak{T}} \left(\frac{z-1}{z+1} \right) \quad (24)$$

em que \mathfrak{T} é o intervalo de amostragem associado à conversão do domínio s ao domínio z .

Substituindo a equação 24 na equação 23 e fazendo algum algebrismo, chega-se a:

$$G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{2\mathfrak{T}k_p(z^2 - 1) + \mathfrak{T}^2k_i(z^2 + 2z + 1) + 4k_d(z^2 - 2z + 1)}{2\mathfrak{T}(z^2 - 1)} \quad (25)$$

Fazendo todas as condições iniciais nulas e utilizando A transformada Z inversa para se obter uma equação de diferenças a partir de uma função de transferência em z , melhor descrita em DORF e BISHOP (2001) e PHILLIPS e NAGLE (1995), chega-se a:

$$y(k\mathfrak{T}) = y((k-2)\mathfrak{T}) + \left(\frac{2\mathfrak{T}k_p + k_i\mathfrak{T}^2 + 4k_d}{2\mathfrak{T}} \right) x(k\mathfrak{T}) + \left(\frac{k_i\mathfrak{T}^2 - 4k_d}{\mathfrak{T}} \right) x((k-1)\mathfrak{T}) \quad (26)$$

$$+ \left(\frac{-2\mathfrak{T}k_p + k_i\mathfrak{T}^2 + 4k_d}{2\mathfrak{T}} \right) x((k-2)\mathfrak{T})$$

Através desta equação de diferenças que expressa a saída atual em função da própria saída e da entrada atrasadas de valores discretos no tempo, é possível realizar o cálculo do controlador PID facilmente em um software que amostra a entrada e calcule a saída em uma taxa de amostragem \mathfrak{T} definida pelo programador de acordo com a aplicação em questão.

2.6 PROGRAMAÇÃO EM C++

De acordo com DEITEL (2001), a linguagem de programação C++ é uma evolução da linguagem C que, por sua vez, evoluiu de linguagens de programação anteriores como BCPL e B.

Segundo NETO (1997) a linguagem C++ contém diversos aperfeiçoamentos em relação à linguagem C. O maior destes aperfeiçoamentos é o suporte à Programação Orientada a Objetos.

Os programas em C++ consistem em peças chamadas classes e funções (DEITEL, 2001). O programador pode programar cada peça para compor o programa em C++ e/ou pode aproveitar as coleções de classes e funções existentes na biblioteca padrão de C++.

A encapsulação ou o empacotamento de códigos são a base da Programação Orientada a Objetos e o seu principal objetivo é retirar a responsabilidade do programador, colocando-a no próprio dado e nos métodos de acesso, uma vez que todas as operações são realizadas pelos objetos, de acordo com NETO (1997).

Objetos podem ser definidos como sendo blocos de estruturas que contêm dados privados e um conjunto que fazem acesso a estes dados, de acordo com NETO (1997).

Classes são as estruturas que criam os objetos e que contêm tarefas que podem ou não ser executadas pelos objetos.

Métodos é o nome dado aos procedimentos ou funções segundo (NETO, 1997).

Neste trabalho utilizou-se muito com Programação Orientada a Eventos, onde de acordo com NETO (1997), a idéia básica é que alguns eventos determinam o fluxo de execução do programa. Desta forma, o que o software irá ou não realizar depende do que o usuário deseja.

3. MATERIAS E MÉTODOS

Como se trata de uma fonte de potência, foi de grande importância a escolha dos elementos semicondutores que fizeram parte do projeto, a começar pelos diodos retificadores. Através da magnitude da carga e da tensão reversa em que o retificador monofásico não controlado foi submetido, foi possível dimensionar os diodos a serem utilizados. Os diodos escolhidos foram 1N5402, tanto para o retificador, quanto para o diodo de roda livre. Estes diodos suportam 3A de corrente direta e 200 V de tensão reversa.

Como base para a prática das técnicas de controle de temperatura, foi utilizado um conversor cc-cc simples do tipo buck, trabalhando com 127 V da rede monofásica retificados na entrada, resultando em cerca de 180V. Através da ação de controle obteve-se na saída tensões de 0 a 180V.

Por questão de custo benefício, escolheu-se trabalhar com uma frequência de valor intermediário: 4 kHz. Como a metodologia para geração do sinal PWM utilizada foi inteiramente analógica, foi necessário se trabalhar com amplificadores operacionais de resposta rápida, capazes de trabalhar com sinais de frequência relativamente elevada sem distorcê-los. Devido ao caso de possuir estas características, escolheu-se o amplificador operacional TL074.

Sem dúvida, o elemento mais importante deste projeto é o atuador. A chave foi escolhida observando a frequência de trabalho, tensão máxima de bloqueio e máxima corrente direta. Devido à excelente operação em média frequência, a chave escolhida foi o IGBT – IRGB14C40L.

Todo o circuito de baixa potência necessita de alimentação contínua a diversos níveis distintos. Devido a este fato, confeccionou-se uma fonte de alimentação de baixa potência, utilizando-se de um transformador de 1A, ponte retificadora com diodos 1N4007 e CI's reguladores de tensão das séries 78xx e 79xx. Desta forma, foi possível disponibilizar as tensões de +/-5, +/-9, +/-12, +/-15V utilizadas por diversos CI's e referências analógicas de tensão utilizadas nas placas.

A linguagem de programação escolhida foi o C++ por ser uma linguagem que permite, ao mesmo tempo, o trabalho com programação orientada a objetos e também certa facilidade de comunicação do hardware com o microcomputador. Desta maneira, foi possível confeccionar um software eficiente e provido de boa interface com o usuário.

Para converter a variável temperatura em uma grandeza elétrica, processo imprescindível ao sistema de controle, optou-se por utilizar um sensor simples, barato e eficiente. O LM35 foi o sensor escolhido por ser dotado de baixa inércia térmica e possuir resposta rápida às variações de temperatura. Este sensor é alimentado com tensão de 5V e disponibiliza um sinal de saída que varia linearmente com a temperatura de 10 mV/ 1 °C.

Adotaram-se também duas estratégias distintas de controle, sendo a primeira mais simples e realizada via hardware, um controle do tipo proporcional. Apesar de ser mais eficiente que o controle *on-off*, esta metodologia não apresenta boa resposta transitória, além da possibilidade de existir erro em regime estacionário.

A outra estratégia de controle mostrou-se extremamente útil e prática, necessitando, porém, de um microcomputador e de uma placa de aquisição de dados. Foi utilizado um controlador PID digital, possibilitando ao usuário uma configuração de seus parâmetros e uma alteração da resposta do sistema de malha fechada.

A estufa de aquecimento confeccionada tem dimensões didáticas (40X20X20)cm e as 4 lâmpadas de 150W simulam os aquecedores (resistores de potência) utilizados nas indústrias. A estufa foi construída em madeira (mdf) devido ao fato da madeira ser um bom isolante térmico e as lâmpadas (aquecedores) foram distribuídas uniformemente no seu interior para se obter um maior equidade térmica.

Toda a parte eletrônica do projeto em baixa potência foi confeccionada em placas de fenollite e a parte de alta potência, por onde circulam cerca de 2,5 A foi montada em painel de madeira através de cabos de cobre isolados com seção de 1,5 mm².

3.1 CONVERSOR BUCK

A topologia do conversor buck é bastante simples, como pode ser observado na figura 18, tratam-se de apenas de quatro componentes recebendo a tensão de entrada e entregando potência a uma carga que, neste projeto serão 4 lâmpadas de 150W/220V em paralelo.

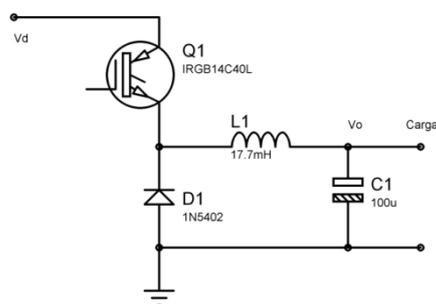


Figura 18 – Conversor buck confeccionado.

Cada componente tem uma função específica para o conversor e estas funções serão apresentadas abaixo:

- **Chave:** Vários dispositivos podem ser utilizados como chave dependendo da potência a ser entregue (corrente nominal), frequência do chaveamento, corrente da carga, tensão direta e maneira de acionamento (corrente ou tensão). As chaves e suas particularidades já foram discutidas no item 2.4 e sua função no conversor, de maneira ideal, é proporcionar a ligação de uma onda quadrada aos outros dispositivos, isto é, funciona como curto circuito conectando a tensão de entrada ou como uma chave aberta separando a alimentação do restante. A chave permuta entre os estados fechado e aberto na frequência de operação do sinal PWM que é determinada de acordo com as necessidades de cada aplicação.
- **Indutor:** Tem como função armazenar energia magnética quando a chave está fechada e fornecer a corrente para o circuito quando a chave estiver aberta. Desta forma, pode-se dimensionar um indutor que permita que a corrente na carga nunca chegue a zero e minimize suas oscilações permitindo que ela se torne praticamente constante. Quanto maior o valor da indutância, menor será a ondulação de corrente.
- **Diodo:** Nesta configuração o diodo é chamado diodo de retorno ou de roda livre, pois permite a circulação da corrente oriunda do indutor no circuito quando a chave estiver aberta.
- **Capacitor:** Tem a função de filtrar possíveis oscilações de alta frequência, reduzindo o oscilações de tensão (*ripple*) na carga. Dependendo da aplicação o *ripple* deve ser mínimo.

Os modos de operação deste conversor já foram detalhados na seção 2.2. Então, faz-se necessária apenas uma atenção especial ao dimensionamento dos seus componentes e uma verificação do modo de operação em que o conversor opera.

Devido à disponibilidade de um indutor compatível com a potência desejada, adotou-se um indutor de 17,7mH.

Trabalhando um pouco com a equação 21 chega-se à seguinte relação:

$$\Delta V_o = \frac{D(1-D)V_d}{8LCf^2} \quad (27)$$

Escolhendo-se $\Delta V_{o,max} = 1V$ e $f = 4kHz$ e sabendo que D irá excursionar entre 0 e 1, tem-se:

$$\frac{d\Delta V_o}{dD} = \frac{(1 - 2D)V_d}{8LCf^2} \quad (28)$$

Igualando a equação acima a zero tem-se ponto crítico em $D = 0,5$ e para este valor de ciclo de trabalho se tem $\Delta V_{o,max}$.

Substituindo-se $D = 0,5$, $1V$ para $\Delta V_{o,max}$ e $(127\sqrt{2} - 1,4)V$ (considerando a queda dos diodos da fonte de potência) para V_d na equação 27 chega-se a $C = 19,66\mu F$.

Como se dispunha de um capacitor um pouco maior, adotando-se $C = 100\mu F$ e se recalculando $\Delta V_{o,max}$ através da equação 23 para $D = 0,5$, encontra-se $\Delta V_{o,max} = 0,1966V$. Um resultado excelente! Mas, de acordo com KOFUGI (2004), as ondulações encontradas na prática são sempre superiores ao valor calculado pelo método acima devido à presença de uma resistência em série nos capacitores reais que faz somar à ondulação encontrada uma ondulação triangular que acompanha a ondulação de corrente no indutor.

A resistência equivalente média do conjunto das quatro lâmpadas em paralelo é cerca de $80,66\Omega$, considerando-se regime permanente à temperatura de operação.

Considerando-se dois valores limítrofes de tensão, $V_{o,min} = 1,5V$ e $V_{o,max} = 176,4V$, em que seja possível utilizar a equação 6:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,pico} = \frac{DT_s}{2L} (V_d - V_o) = I_{oB}$$

Torna-se possível calcular as correntes do indutor, aproximando-a pela corrente média na carga ($I_{LB1} \cong 1,5/R = 18,6mA$ e $I_{LB2} \cong 176,4/R = 2,19A$).

Considerando o limite entre os modos contínuo de descontínuo de operação (utilizando a equação 6) para os ciclos de trabalho associados as tensões de saída consideradas acima ($D_{min} = 8,42 \times 10^{-3}$ e $D_{max} = 0,99$) e utilizando as correntes calculadas acima, pode-se determinar os valores mínimos de indutância:

$$L_1 = \frac{D_{min} T_s (V_d - V_o)}{2I_{LB1}} = 10mH \quad (29)$$

$$L_2 = \frac{D_{max} T_s (V_d - V_o)}{2I_{LB2}} = 101,7\mu H$$

Para os valores de indutância calculados acima, o conversor irá operar no limite entre o modo contínuo e descontínuo de operação para os respectivos ciclos de trabalho. Para qualquer valor de indutância inferior ao calculado o sistema passará a operar no modo

descontínuo. Como a indutor adotado é ligeiramente superior aos dois valores calculados, tem-se que o conversor buck confeccionado irá sempre operar no modo contínuo de operação.

O diodo de roda livre é escolhido, através da sua corrente direta e da sua máxima tensão de bloqueio. Além destes parâmetros, de acordo com KOFUGI (2004), é muito importante a análise do tempo de recuperação t_{rr} (*reverse recovery time*) que é definido como o tempo necessário para a passagem do diodo do estado de condução para corte. Esse tempo deve ser inferior ao t_s (tempo de subida do IGBT), para evitar que o diodo e o IGBT estejam conduzindo simultaneamente. Um valor prático adotado para a segurança das fontes chaveadas é $t_{rr} \leq \frac{t_s}{3}$.

3.2 FONTE DE POTÊNCIA

Devido à fácil disponibilidade da rede alternada e à necessidade de tensão cc na entrada do Conversor Buck, foi construída uma fonte de potência que é constituída de um retificador monofásico com quatro diodos em ponte e um capacitor para controle das oscilações.

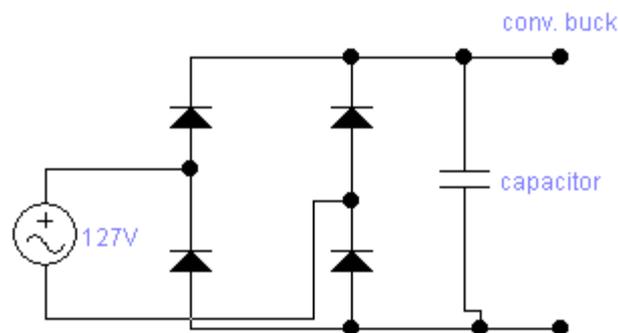


Figura 19 – Fonte de potência.

Neste caso, os diodos devem ser robustos como, por exemplo, o 1N5402 que suporta tensão reversa de 200V e uma corrente direta de 3A. Outros diodos de potência podem ser empregados dependendo da necessidade da aplicação. Já que esta fonte alimenta aquecedores, que em geral consomem muita energia elétrica, provavelmente, lançar-se-á mão de diodos ainda mais robustos em escala industrial.

3.3 FONTE DE BAIXA POTÊNCIA

Para que o Sistema de Controle de Temperatura funcione adequadamente, além dos dispositivos de potência precisamos da parte eletrônica que governa o comando do chaveamento (circuito gerador de PWM) e a conversão do sinal do sensor em informação. Toda a parte eletrônica, onde estão presentes componentes de baixa potência foi alimentada pela seguinte fonte.

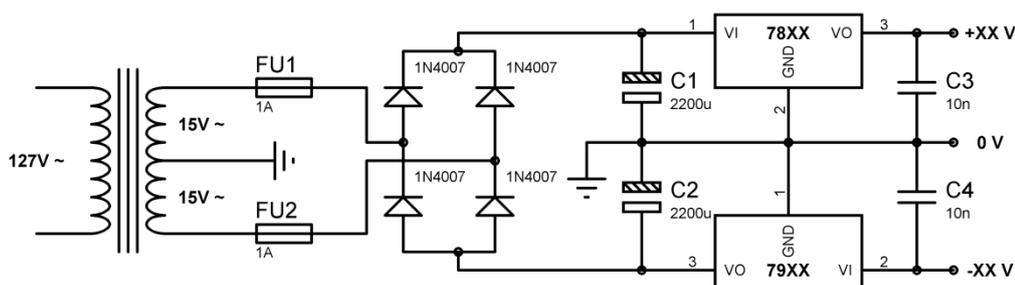


Figura 20 – Fonte de baixa potência.

Apesar de se utilizar apenas tensões simétricas de 15 e 5V foi construída uma fonte mais elaborada, com tensões simétricas de quatro valores distintos.

A fonte consiste basicamente de um transformador de tap central, com 2 saídas de 15V ac, ligado a um retificador monofásico em ponte através de dois fusíveis de 1A para proteção do circuito. Após o retificador existem dois capacitores com a função de diminuir as oscilações de tensão. A partir daí, tem-se os CI's reguladores de tensão e os capacitores de desacoplamento para filtrar alguma componente de alta frequência que ainda possa existir na saída dos reguladores. Utilizando os CI's da série 78xx (para tensão positiva) e os CI's da série 79xx (para tensão negativa). Desta forma, com os CI's 7805, 7905, 7809, 7909, 7812, 7912, 7815, 7915 foi possível construir uma fonte multi-tensões de baixa potência, já que a máxima corrente que cada regulador pode fornecer é de 1A, assim como próprio transformador aplicado.

3.4 TERMÔMETRO

O termômetro tem, no projeto deste Sistema de Controle de Temperatura a função primordial de ler a temperatura em que se encontra a estufa e transcrevê-la através de um sinal elétrico de tensão tornando possível o fechamento da malha e o controle do processo.

O circuito desenvolvido para medir a temperatura utiliza como elemento sensor o circuito integrado LM35 de fabricação da National[®] semicondutores. Este circuito integrado possui em seu interior uma configuração semelhante à descrita na figura 21.

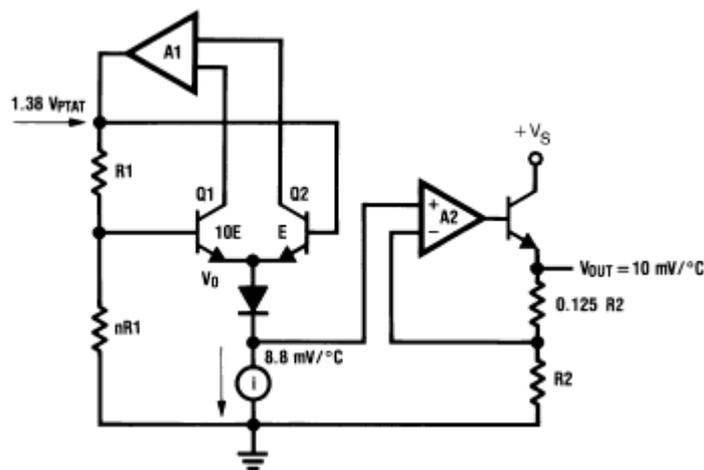


Figura 21– Circuito interno do Sensor.

O LM 35 faz parte de uma série que é caracterizada pela sua precisão e pela linearidade em da tensão de saída em função da temperatura em graus Celsius. Dessa forma, ele tem vantagem sobre os sensores calibrados em Kelvin, já que o usuário não precisa subtrair de um grande valor tensão para obter uma escala em graus Celsius. Ele também tem a vantagem de não necessitar de uma calibração externa. Em alguns casos, ele pode ser soldado numa pequena chapa de metal para diminuir a resistência térmica e acelerar o tempo de resposta em um ambiente em que o ar circula lentamente.

O circuito integrado LM35 quando alimentado com uma tensão entre 4 e 30V gera em sua saída uma tensão linear, para temperaturas entre $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $+150\text{ }^{\circ}\text{C}$, dada pela expressão abaixo:

$$V_{\text{out}} = 10\text{mV }/^{\circ}\text{C}, \text{ onde: } V_{\text{out}} = \text{Tensão de saída do LM35.}$$

3.5 CONTROLADORES

Como já dito anteriormente, o presente trabalho permite o uso de duas maneiras distintas de controle: um controle proporcional via hardware em placa de circuito impresso e um controle PID digital, configurado via software de acordo com as necessidades do usuário. A responsabilidade do controlador é proporcionar uma melhor resposta ao sistema, isto é, uma resposta com menores oscilações e um baixo erro no estado estacionário. Para cada tipo de planta existe um controlador que permite aperfeiçoar sua resposta, tanto transitória como em regime permanente.

Na prática, o sistema funcionaria perfeitamente com o controlador proporcional, o mais simples dos controladores, mas de acordo com PALHARES (acesso em 2007), visando-se uma melhoria da resposta no regime estacionário, pode-se utilizar o controlador PI e objetivando uma melhor resposta no transitório, acrescenta-se a ação derivativa formando-se assim, o controlador PID.

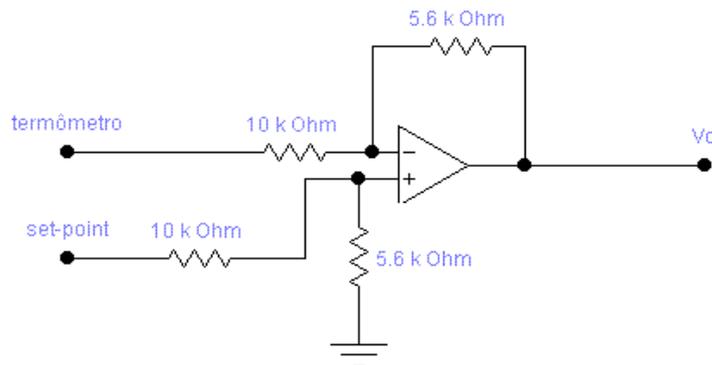


Figura 24 - Circuito subtrator utilizado como controlador proporcional.

Ambos os controladores funcionam recebendo a diferença entre o sinal do termômetro, devidamente condicionado, e o sinal de *set point* escolhido pelo usuário, gerando um sinal contínuo que é conectado à entrada não inversora de um comparador. Na entrada inversora do comparador, conecta-se um gerador de onda triangular, de maneira que a comparação entre o sinal contínuo, oriundo do controlador, e o sinal triangular possa dar origem ao sinal PWM na saída do comparador.

O controlador PID digital realizado via software pode ser configurado pelo usuário para apresentar as configurações PI e P, além de outras, bastando tornar nulas as constantes

referentes à atuação não desejada. O controlador foi aplicado seguindo a metodologia detalhada na seção 2.5 e se consiste da equação 26, ilustrada novamente abaixo:

$$y(k\mathfrak{T}) = y((k-2)\mathfrak{T}) + \left(\frac{2\mathfrak{T}k_p + k_i\mathfrak{T}^2 + 4k_d}{2\mathfrak{T}}\right)x(k\mathfrak{T}) + \left(\frac{k_i\mathfrak{T}^2 - 4k_d}{\mathfrak{T}}\right)x((k-1)\mathfrak{T}) \\ + \left(\frac{-2\mathfrak{T}k_p + k_i\mathfrak{T}^2 + 4k_d}{2\mathfrak{T}}\right)x((k-2)\mathfrak{T})$$

A entrada x do controlador é a diferença entre a temperatura atual e o valor de *set point* e a saída y é o valor contínuo de tensão que o controlador irá fornecer a o comparador.

O software em C++ permite que o usuário monitore a temperatura atual da estufa e escolha através, de uma *scrollbar*, o valor de *set point* entre 0 e 150 °C. O programa converte proporcionalmente todos os valores exibidos, mantendo-os entre 0 e 5 para cálculos internos e saída, já que estes foram os valores de tensão máximos permitidos na entrada e saída da placa de aquisição de dados.

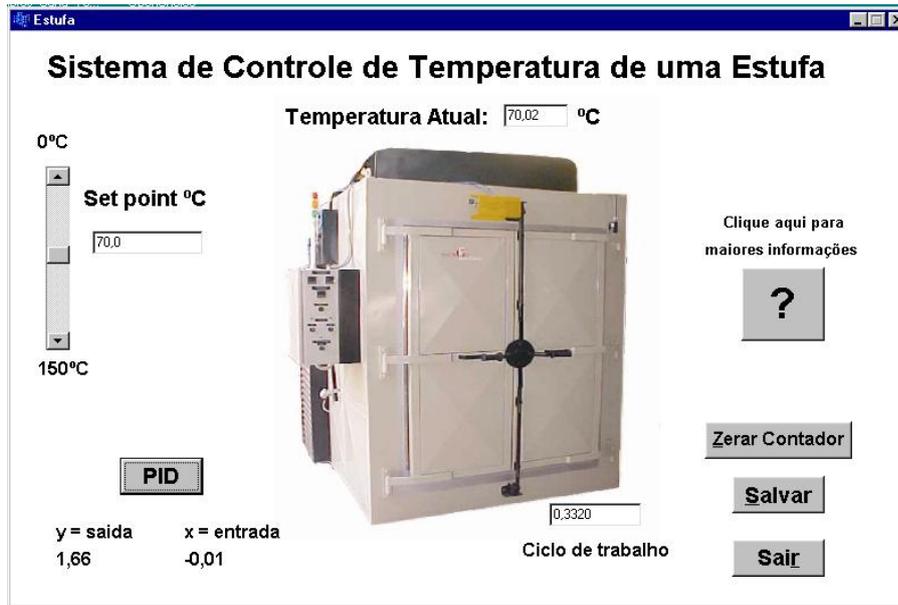


Figura 25 – Formulário principal do software confeccionado.

O controlador PID pode ser configurado em um formulário específico que é aberto através de um clique no botão PID no formulário principal. Neste formulário, é possível observar a equação de diferenças do controlador e suas funções de transferência, tanto no plano s como no plano z.

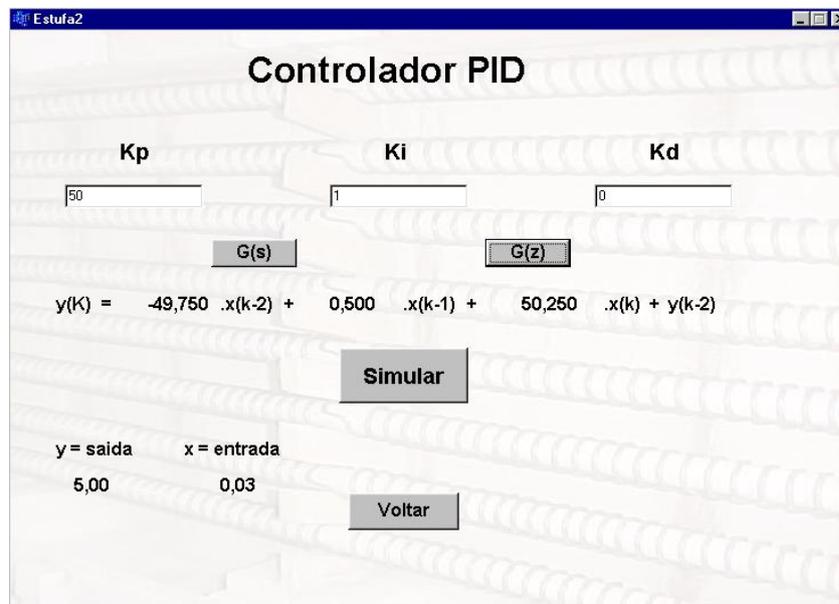


Figura 26 – Formulário de ajuste do controlador.

3.6 GERADOR DE ONDA TRIANGULAR

Para obter um sinal triangular com frequência fixa a partir de um circuito, trabalhou-se em vários estágios. O método a ser adotado neste projeto, se baseou em integrar uma onda quadrada para dar origem ao sinal triangular desejado.

Antes do sinal triangular, foi gerada uma onda quadrada. A metodologia escolhida para obtenção do sinal quadrado foi simples, constituindo-se do CI temporizador 555 na configuração multivibrador astável também conhecida como circuito de clock.

3.6.1 GERADOR DE ONDA QUADRADA

O dispositivo chave para a obtenção do sinal quadrado foi o CI555, detalhado internamente na figura abaixo:

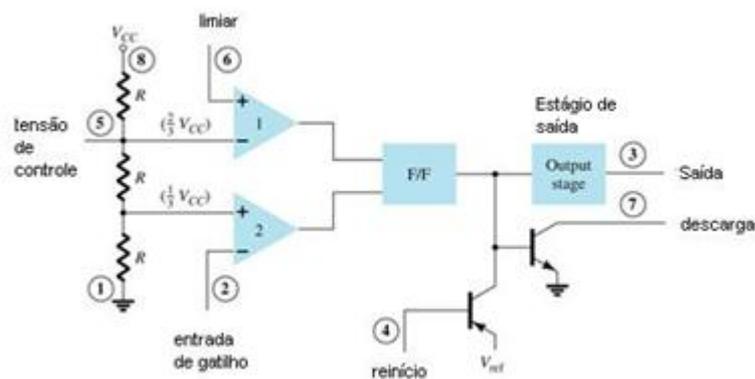


Figura 27 – Circuito interno do CI 555. Fonte: (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2004).

O CI 555 é resultado de uma combinação de comparadores lineares e flip-flops digitais (ver figura 27). Todo o circuito é alojado em um encapsulamento de oito pinos. Uma conexão interna em série de três resistores idênticos determina os valores de tensão de referência para os comparadores. Devido à regra do divisor de tensão, os valores de referência para os dois comparadores são: $2/3V_{cc}$ e $1/3V_{cc}$. A saída dos comparadores habilita e desabilita o flip-flop. A saída do flip-flop controla um transistor que opera como chave dentro

do CI. O emissor deste transistor tem a função de descarregar e carregar o capacitor de temporização.

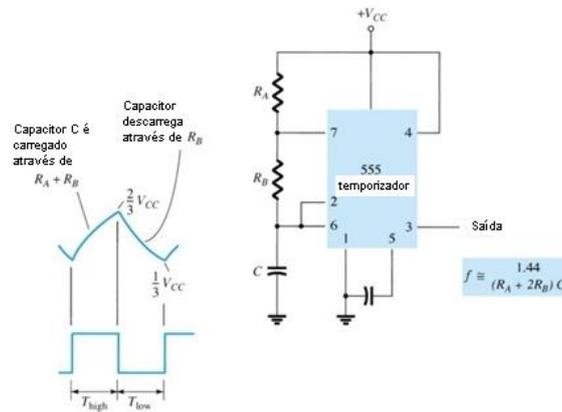


Figura 28 - CI 555 operando como multivibrador astável. Fonte: (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2004).

O circuito na figura 28 descreve o CI 555 em operação astável, maneira aplicada nesse trabalho. A configuração utiliza um resistor externo e um capacitor para determinar a temporização do sinal de saída.

O capacitor C é carregado com a corrente circulando pelos resistores R_A e R_B até que o seu potencial atinja $2/3V_{cc}$. Quando a tensão do capacitor atinge um infinitésimo acima de $2/3V_{cc}$, o comparador 1 da figura 28 tem a saída levada ao nível 1, fazendo com que o pino S do flip-flop possua nível 1. Com o nível 1 no pino S (*set*) e nível 0 no pino R (*reset*), a saída do flip-flop vai para o nível 1 fazendo com que o transistor (que opera como chave), conecte o pino 7 ao terra, iniciando a descarga do capacitor. Quando a tensão do capacitor é um infinitésimo menor que $1/3V_{cc}$, a tensão de saída do comparador 2 vai para nível 1, colocando 1 no pino R do flip-flop, enquanto isso, a saída do comparador 1 está em nível 0, colocando 0 no pino S do flip-flop. Nesta situação, com nível zero no pino S e nível 1 no pino R, a saída do flip-flop vai para nível 0, fazendo com que o transistor entre em corte, em consequência disso, o capacitor volta a carregar.

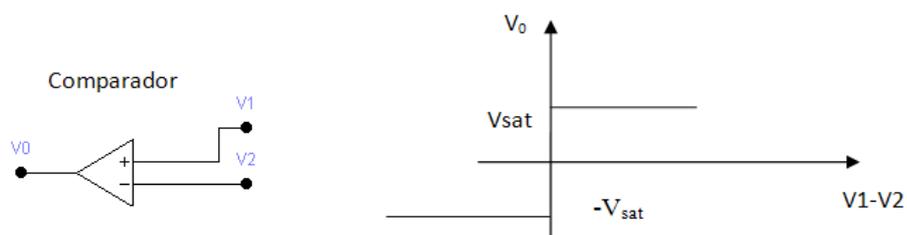


Figura 29 - Funcionamento do amplificador operacional com comparador.

Tabela 2 – Tabela verdade do flip-flop SR.

S	R	Saída
0	0	Saída anterior
0	1	0
1	0	1
1	1	X

É importante ressaltar que um nível negativo de tensão é interpretado com nível 0 para os flip-flops.

Através da análise descrita anteriormente, teremos na saída do 555 uma onda quadrada assimétrica (ver figura 28) onde:

$$T_{\text{high}} = 0,693(R_A + R_B)C.$$

$$T_{\text{low}} = 0,693R_B C.$$

O período total de saída é: $T = T_{\text{high}} + T_{\text{low}}$.

A frequência do circuito astável, de acordo com BOYLESTAD e NASHELSKY (2004), é dada por:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1,443}{(R_A + 2R_B)C} \quad (30)$$

Para a construção de sinais quadrados e simétricos, é interessante fazer $R_A \leq 10R_B$, de maneira que a constante de tempo durante a carga, $(R_A + R_B)C$, e durante a descarga, $R_B C$, sejam próximas. Com R_A muito pequeno, essa diferença torna-se mínima e $T_{\text{high}} \approx T_{\text{low}}$.

Para que possa ser usado um simples circuito integrador para a produção da onda triangular, deve-se atentar ao fato que o sinal de entrada neste estágio deve possuir um valor médio nulo. Desta forma, a tensão ficaria metade do período em um nível contínuo positivo e a outra metade em um mesmo nível, porém negativo. Assim, após o processo de integração, teríamos uma rampa ascendente e depois, uma rampa descendente. Entretanto, o sinal de saída do multivibrador astável varia entre zero e 5V, o que é indesejado para o estágio integrador.

Uma idéia seria acrescentar um estágio somador para corrigir este problema e adequar o sinal do multivibrador às condições necessárias. O mesmo efeito também poderia ser produzido através de um capacitor de desacoplamento que filtraria a componente contínua, resultando em um sinal quadrado de -2,5V a 2,5V. Após isso, restaria apenas amplificar com ganho de 2. Essa técnica não foi utilizada devido a ruídos que podem ser inseridos pelo capacitor nesta configuração que poderiam ser prejudiciais em estágios posteriores.

A idéia intuitiva utilizada para obter um sinal quadrado de -5 a 5V foi somar o sinal do multivibrador com ele próprio, originando uma onda quadrada oscilando de 0 a 10V e adicionar esta onda com -5V provenientes da fonte de baixa potência para obter o sinal quadrado de -5V a 5V, como se pode observar na figura 30.

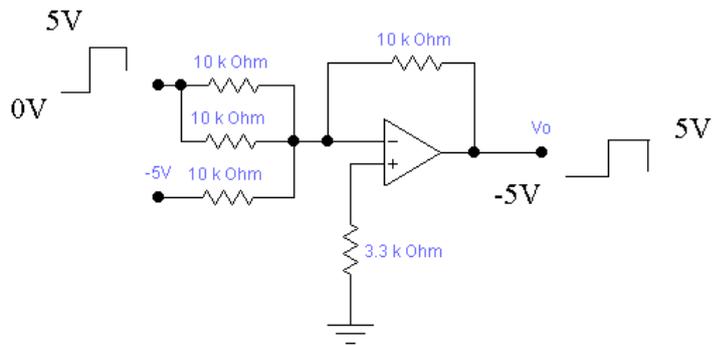


Figura 30 – Somador.

Então, após este estágio somador, a onda quadrada apresentará a característica desejada de oscilar entre -5V a 5V. Poderia ser utilizado um resistor de 5KΩ ao invés dos dois de 10 KΩ ligados à saída do CI555, mas não existe resistor comercial com este valor, então se optou por manter este estágio utilizando a idéia intuitiva (ver figura 30). Nesta figura, é importante observar a presença do resistor conectado à entrada não-inversora do amplificador operacional que, de acordo com PERTENCE JÚNIOR (1998), tem a função de reduzir a tensão de offset e fornecer maior estabilidade ao circuito.

3.6.2 INTEGRADOR

A idéia inicial para o bloco integrador foi utilizar o mais elementar possível, como segue figura abaixo:

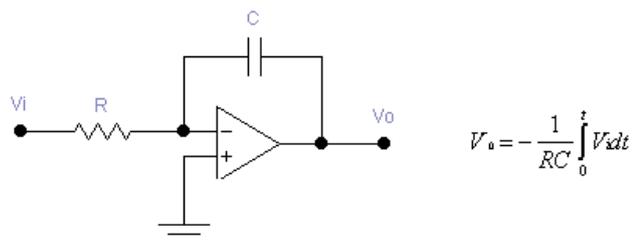


Figura 31 – Integrador.

Um detalhe importante a ser observado no circuito da figura 31 é que este circuito também é um filtro passa-baixas. Para o ganho desejado, o circuito pode vir a cortar quase todo o sinal, uma vez que sua frequência de corte se tornar inferior à frequência de trabalho. Então, pensando em algo mais prático, pode-se adotar um integrador como segue figura abaixo:

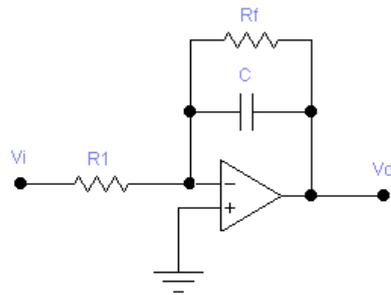


Figura 32 – Integrador modificado.

Com o circuito integrador foi possível resolver o problema anterior, mas desta vez, a onda triangular gerada possui uma componente contínua maior que 2,5V, isto é, ela não começa de zero e vai até seu pico (5V), ela está deslocada. A solução para este problema poderia ser o uso de um subtrator ou, já que se dispõe de uma fonte de -5V um somador que possua -5V em uma das entradas.

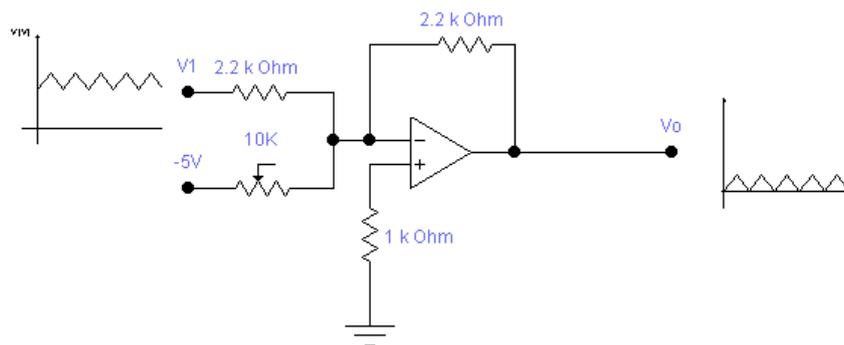


Figura 33 – Somador utilizado para ajuste da onda triangular.

Utilizando-se o somador ilustrado na figura 33 foi possível controlar o valor contínuo a ser subtraído através do ajuste do potenciômetro de 10KΩ ligado à entrada de -5V. Desta maneira, é possível obter a onda triangular necessária para confecção do sinal PWM oscilando entre 0 a 5V.

3.7 GERADOR DE PULSOS PWM

De posse da onda triangular e do sinal contínuo proveniente do controlador, é fácil obter o sinal PWM. Para isso, basta utilizar mais um amplificador operacional na configuração de comparador como já visto na figura 3.

Como se pode observar, o sinal PWM nada mais é do que uma onda quadrada gerada da comparação entre os sinais injetados na entrada inversora e na entrada não inversora do amplificador operacional.

Na figura 3, é possível perceber que o operacional satura em $+V_{CC}$ quando o sinal da entrada inversora é menor que o sinal da entrada não inversora. Quando ocorre o contrário, ou seja, a entrada inversora adquire uma amplitude de sinal superior à conectada na entrada não inversora, o comparador fará com que o gerador de pulsos em PWM sature em $-V_{CC}$. Desta forma, basta aplicar o sinal PWM à chave utilizada, pois cada tipo de chave possui uma particularidade específica no acionamento.

Neste projeto, deseja-se que a chave esteja fechada quando o sinal PWM estiver em nível alto, mas note que a frequência do sinal PWM é idêntica a da onda triangular gerada. Desta forma, o que irá variar é o ciclo de trabalho (D) do conversor buck.

3.8 OPTOACOPLADOR

Em projetos onde há necessidade de uma separação elétrica entre a alimentação da parte de comando e os circuitos de potência, normalmente se utiliza uma transformação dos sinais elétricos em outra grandeza física, a luz por exemplo. Para esta conversão, são utilizados dispositivos optoeletrônicos (semicondutores fotosensíveis). Em dispositivos optoacopladores, a transmissão do sinal de um circuito para outro, faz-se pela emissão luminosa de um diodo de arsenieto de gálio através de raios infra-vermelhos. Na recepção, o fototransistor inserido será controlado pela luz recebida.

O funcionamento do optoacoplador é bem simples, alternando entre os estados ligado e desligado de acordo com a emissão luminosa do diodo (LED):

- Ligado: o LED está aceso e o foto-transistor responde entrando em condução.
- Desligado: tem-se o LED apagado o foto-transistor entra em corte.

Sabendo que podemos alterar a luminosidade do LED, obtemos assim diferentes níveis na saída. Para o optoacoplador utilizado, também é possível controlar o foto-transistor através de sua base, como um transistor comum.

Os Acopladores Ópticos possuem diversas vantagens sobre outros tipos de acopladores: alta velocidade de comutação, nenhuma parte mecânica, baixo consumo e isolamento total.

Um CI optoacoplador é projetado para resistir altas tensões (500V a 10kV) entre sua entrada e saída, mantendo o isolamento elétrico das partes mesmo com altas diferenças de potencial. Este isolamento elétrico permite aos dois circuitos possuírem uma referência distinta ou ainda, ter um em trabalhar em corrente contínua e o outro em corrente alternada.

O objetivo do uso de um optoacoplador, neste trabalho, foi separar o circuito de alta potência do circuito de baixa potência, evitando assim que as oscilações de tensão do circuito de potência que estariam conectadas à referência da parte de comando (baixa potência), podendo interferir no seu funcionamento e causar riscos de acidentes. Além disso, de acordo com STIVANIN (2006) a isolação através de acopladores ópticos aumenta a proteção dos circuitos eletrônicos de comando em caso de falha do circuito de potência, pode eliminar ruídos e contribui para o fornecimento da tensão ideal para o acionamento da chave.

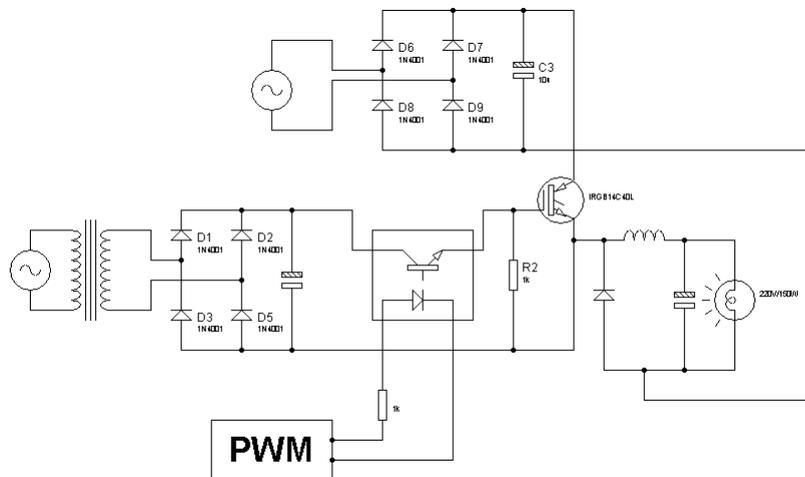


Figura 34 – Detalhes do optoacoplador utilizado.

O CI optoacoplador empregado foi o LTV-4N45. Neste CI encontra-se um LED e um foto-transistor contidos em um único encapsulamento e eletricamente isolados. A emissão de luz pelo LED, devido à circulação de corrente no circuito de baixa potência em que está presente, ativa o foto-transistor. Este faz com que o IGBT, presente na parte do circuito de

alta potência, possa conduzir. A preocupação que se deve ter é de escolher um dispositivo que possua um foto-transistor capaz de responder à frequência de trabalho em questão.

Um dos problemas encontrados durante instalação do acoplador óptico ocorreu devido à capacitância interna do IGBT. Quando o sinal PWM era nulo, o IGBT permanecia em condução devido a cargas acumuladas na capacitância do gate, que mantinham a tensão necessária para manter o dispositivo em condução. Para resolver o problema, um resistor de $1k\Omega$ foi inserido entre o gatilho e o emissor do IGBT para drenar as cargas acumuladas durante a condução no estado de corte.

O IGBT, é um dispositivo relativamente pequeno e neste projeto, trabalhou a uma frequência média, necessitando dissipar valores consideráveis de potência devido às perdas de transição. Foi utilizado um dissipador de calor para evitar um superaquecimento do componente. As dimensões deste dissipador foram tomadas de forma empírica, monitorando-se a temperatura que o IGBT alcançava quando estava chaveando. Foram testados alguns modelos de dissipador sendo que foi adotado o que obteve melhor resposta aos requisitos temperatura e tamanho. Com o auxílio de um termopar e um multímetro para monitorar a temperatura do IGBT, verificou-se que a temperatura do mesmo estabilizou-se próximo a 60°C . Este valor é bem razoável, visto que, pelo *datasheet*, o IGBT utilizado suporta até 175°C na junção.

3.9 SOFTWARE

Além das funções descritas na seção 3.5, o software também possui a função de realizar a aquisição dos dados de entrada para o computador, isto é, salvar o sinal do termômetro condicionado de 0 a 5V, de maneira que 5V representem 150°C . Além dos dados de entrada, é possível salvar uma seqüência de amostras da saída do controlador PID truncada entre 0 e 5V, valores que a placa pode fornecer, e também sem truncar, apresentando valores ilimitados. Estes valores juntamente com o vetor de tempo podem ser armazenados em um arquivo com nome padrão de arquivo.txt. O arquivo é organizado na forma de matriz onde a primeira coluna representa o vetor de tempo, a segunda coluna representa a entrada de dados, já a terceira e a quarta representam, respectivamente, a saída do controlador truncada e sem truncar.

A aquisição destes dados é extremamente importante para a realização da modelagem do sistema que possibilitaria uma sintonia perfeita do PID. Para garantir a confiabilidade deste processo e proteger os componentes sensíveis foram confeccionados circuitos de proteção à entrada e à saída de dados. Ambos foram dotados de seguidores (*buffers*) de tensão e, no caso da saída, um filtro passa baixas ($f_c = 2340\text{Hz}$) para evitar que o sistema tenha problemas com ruídos de frequência mais elevada que a de amostragem.

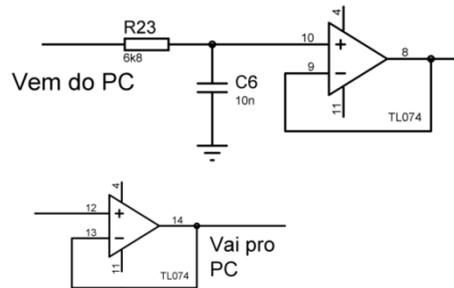


Figura 35 – Filtragem e isolamento elétrico do sinal recebido da placa de aquisição de dados e isolamento elétrico do sinal adquirido pelo pc.

Através de um controlador escolhido heurísticamente, foi realizada a aquisição destes dados que podem ser utilizados em um trabalho de modelagem da planta. Através de uma planta devidamente modelada, isto é de posse de sua função de transferência, torna-se fácil, através de técnicas de controle vistas em OGATA (2003) estimar os parâmetros do controlador PID.

desc_estufa1.txt - Bloco de notas				
Arquivo	Editar	Formatar	Exibir	Ajuda
0,500	3,3300	2,5300	2,5300	
1,000	3,3200	2,5500	2,5500	
1,500	3,3300	2,5400	2,5400	
2,000	3,3300	2,5400	2,5400	
2,500	3,3300	0,0000	-0,1900	
3,000	3,3300	0,0000	-4,0700	
3,500	3,3200	0,0000	-5,7200	
4,000	3,3300	0,0000	-7,4000	
4,500	3,3200	0,0000	-9,0400	
5,000	3,3200	0,0000	-10,7000	
5,500	3,3100	0,0000	-12,3500	
6,000	3,3100	0,0000	-14,0000	
6,500	3,3000	0,0000	-15,6400	
7,000	3,3000	0,0000	-17,2900	
7,500	3,2900	0,0000	-18,9200	
8,000	3,2900	0,0000	-20,5700	
8,500	3,2800	0,0000	-22,1900	
9,000	3,2800	0,0000	-23,8300	
9,500	3,2800	0,0000	-25,4700	
10,000	3,2700	0,0000	-27,1000	
10,500	3,2700	0,0000	-28,7300	
11,000	3,2700	0,0000	-30,3700	
11,500	3,2600	0,0000	-31,9800	
12,000	3,2600	0,0000	-33,6100	
12,500	3,2500	0,0000	-35,2300	
13,000	3,2500	0,0000	-36,8500	
13,500	3,2400	0,0000	-38,4600	
14,000	3,2400	0,0000	-40,0800	
14,500	3,2400	0,0000	-41,7000	
15,000	3,2300	0,0000	-43,3000	
15,500	3,2300	0,0000	-44,9200	
16,000	3,2300	0,0000	-46,5300	
16,500	3,2200	0,0000	-48,1300	
17,000	3,2200	0,0000	-49,7400	
17,500	3,2200	0,0000	-51,3500	
18,000	3,2100	0,0000	-52,9400	

Figura 36 – Visualização da forma com que os dados podem ser salvos através de um clique no botão salvar no formulário principal. As colunas são, da esquerda para a direita, tempo, sinal condicionado do termômetro, saída truncada do controlador e saída do controlador sem truncar.

Todo o software foi confeccionado com preocupação de se ter uma boa interface com o usuário e, para isso, faz-se necessário um tratamento amigável e instrutivo de erros e exceções. Um bom tratamento de exceções deve ser educativo de maneira a reduzir os erros do usuário do software e, principalmente reduzir os problemas no software devido ao mau uso e à entrada de valores absurdos.

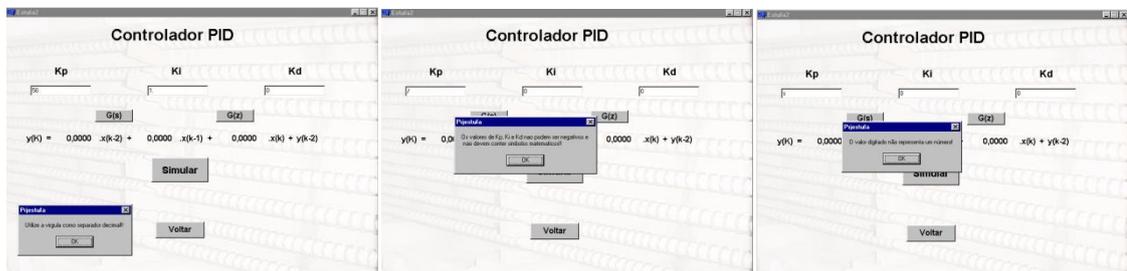


Figura 37 – Tratamento de exceções e erros realizado nos campos. As validações correspondem, da esquerda para a direita, de separador decimal (o software utiliza a vírgula como padrão), valores incorretos para K_p , K_i e K_d (estas constantes devem ser valores reais positivos) e mensagem enviada quando um caractere literal é digitado em um campo numérico.

3.10 ESTUFA

A estufa se consiste no local onde se deseja regular a temperatura. Para este trabalho, confeccionou-se uma estufa de mdf (material que simula madeira) nas dimensões de 40X20X20 cm. No interior da estufa, os aquecedores (lâmpadas) foram distribuídos uniformemente, com o intuito de melhorar a equalização de temperatura. Exatamente no centro da tampa da estufa foi realizado um furo para permitir a entrada da sonda que porta o sensor LM35.

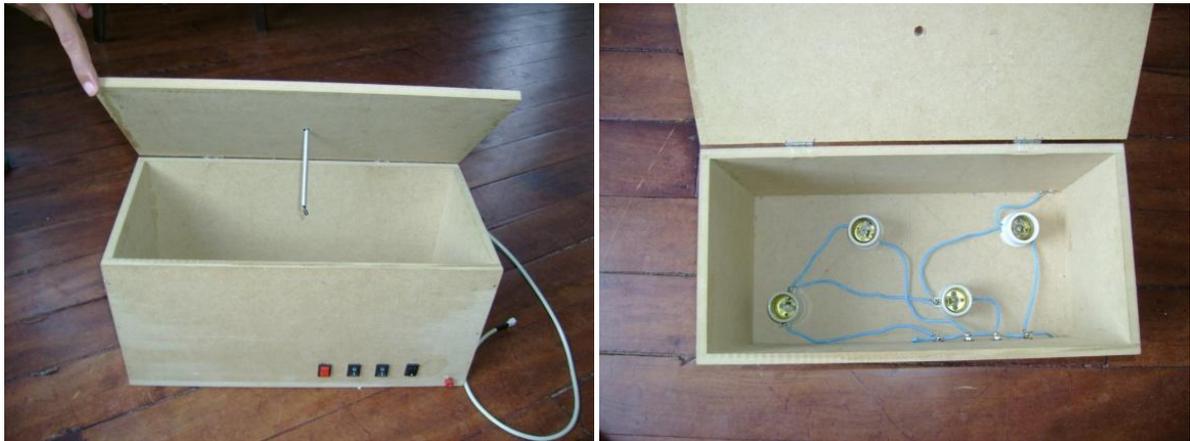


Figura 38 – Estufa com detalhes no posicionamento do sensor e das lâmpadas.

O mdf foi o material escolhido por ser um excelente isolante térmico e o posicionamento do sensor foi mantido fixo através do uso de um limitador em sua sonda.

3.11 FUNCIONAMENTO DO CIRCUITO EM MALHA FECHADA

Quando a malha é fechada, o circuito é colocado em situação de auto-ajuste e, de uma maneira independente do estado inicial, o sistema sempre tende a se estabilizar na temperatura desejada. Pode haver alguns pequenos erros em regime permanente, muitas oscilações e uma resposta transitória muito lenta, caso os controladores não estejam configurados para o ponto ótimo de operação da planta. A temperatura desejada na estufa é estabelecida pelo usuário através do sinal de *set point* que é dado via potenciômetro ou alteração na posição da *scrollbar* contida no software.

O controle de temperatura é realizado tomando a diferença entre o sinal contínuo de *set point* e o sinal de saída do termômetro, devidamente calibrado, através de um amplificador. A diferença entre estes dois sinais é a entrada de um controlador que tem como função otimizar a resposta da planta do sistema em tempo real. O controlador deve ser escolhido de forma a melhorar a resposta transitória, permitindo que o sistema não oscile muito em torno do valor desejado e também, possibilitar que o erro em regime permanente não seja elevado.

O sinal de saída do controlador é um sinal contínuo que deve ser calibrado para ter um nível máximo de 5V ou um pouco mais. Este sinal deve corresponder ao valor máximo de sinal PWM, isto é, o ciclo de trabalho assumirá valor um. O sinal de saída do controlador apenas atingirá um nível tão elevado se o *set point* for máximo e o sinal do termômetro estiver no mínimo assim, o sinal de saída do subtrator que é conectado à entrada do controlador, será máximo ocasionando o nível máximo na saída do controlador também.

A temperatura da estufa é diretamente proporcional ao nível de tensão sobre a carga e o nível de tensão, por sua vez, depende do ciclo de trabalho (D), de forma que quando maior o ciclo de trabalho no sinal PWM, maior a tensão na carga e maior a temperatura na estufa.

Vale lembrar que a onda triangular é ligada à entrada inversora do comparador e que o sinal de saída do controlador é conectado à entrada não inversora do comparador. Sabendo disso, é mais fácil entender a dinâmica de auto-ajuste do circuito com um exemplo prático. Supondo que o *set point* do circuito seja de 4V e que este sinal seja correspondente a uma temperatura de equilíbrio de 120°C e que a temperatura inicial da estufa fosse 15°C, dando origem a um sinal de 0,5V na saída calibrada do amplificador. Então haveria, inicialmente, um sinal de 3,5V na saída do subtrator correspondentes à diferença entre o *set point* e o sinal lido pelo termômetro. Este sinal é levado ao controlador e, após a ação de controle via hardware ou software, alterando principalmente o transitório desta diferença, este sinal contínuo é levado à entrada não inversora do comparador. Após uma comparação com o sinal triangular entre 0 e 5V o resultado, a princípio, seria um sinal PWM com ciclo de trabalho $D = 0,7$. Um ciclo de trabalho com este valor proporcionaria uma tensão na carga com 70% do valor contínuo fornecido pela fonte de potência ao conversor buck, ou seja, aproximadamente 123V ou $0,7 \times 127\sqrt{2}$.

Este valor alto de tensão sobre a carga proporcionaria um aumento de temperatura, elevação do sinal do termômetro, redução da diferença entre o sinal de *set point* e no sinal do termômetro e, uma conseqüente redução do ciclo de trabalho que ocasionaria queda de tensão

na carga. Como o ajuste é feito em tempo real a tendência é que o equilíbrio seja alcançado e que se tenha uma diferença, entre o sinal de *set point* e o sinal calibrado do termômetro nula, significando que o sistema (estufa) está a uma temperatura regulada de 120°C.

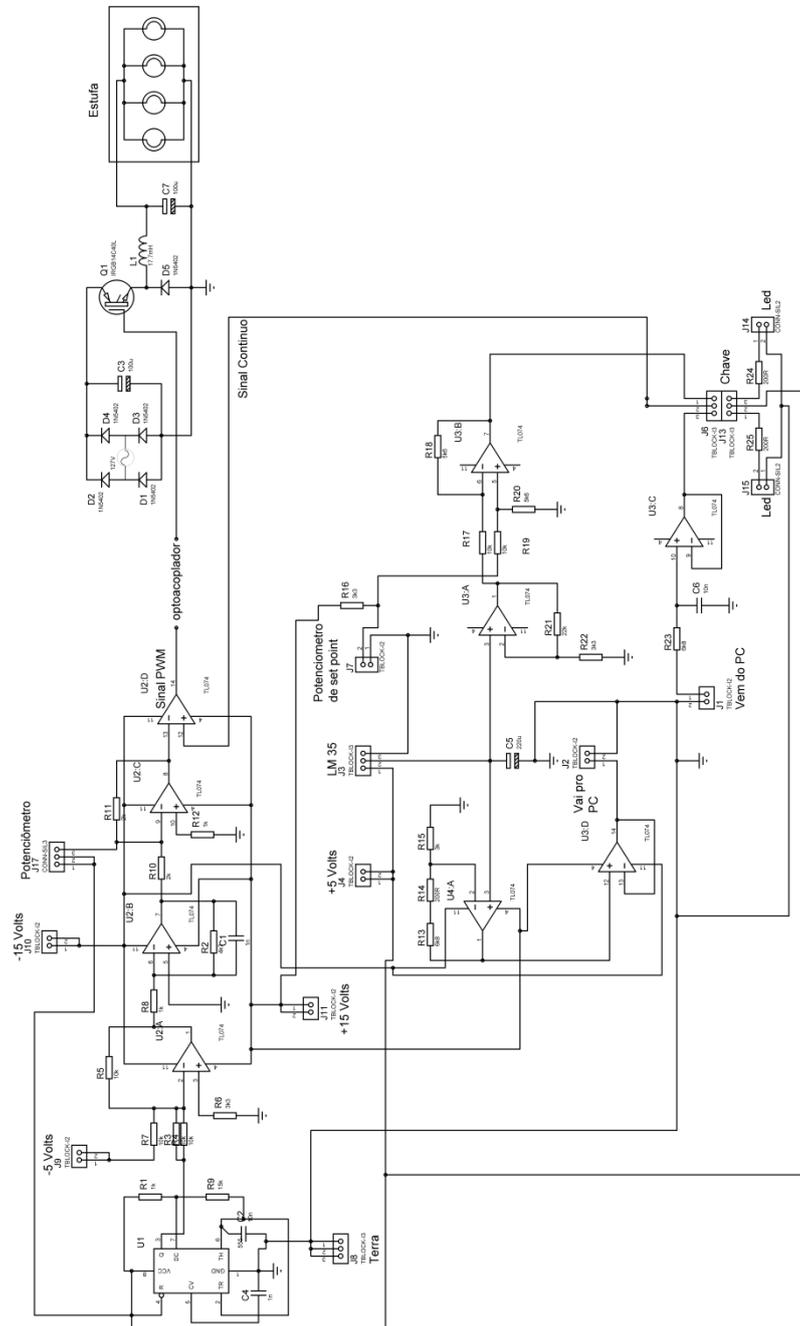


Figura 39 – Configuração Geral do Circuito.

Através da figura 39, é possível ter uma visão geral do circuito e entender melhor o auto-ajuste em malha fechada descrito anteriormente.

4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

O circuito de potência comportou-se de maneira satisfatória controlando a temperatura através da variação da potência injetada no interior da estufa. Como era esperado, as oscilações de tensão na carga apresentaram-se muito superiores ao estimado nos cálculos: os componentes foram calculados para 1V e o encontrado foi 35V nas piores situações.

O conversor buck foi projetado para trabalhar no modo contínuo de operação e, através da medição de corrente em de um pequeno resistor em série com o indutor foi possível verificar o modo de operação contínuo para vários valores do ciclo de trabalho.

O sensor de temperatura apresentou excelente resposta, sendo necessário para a sua utilização, um filtro capacitivo em paralelo à sua saída devido à presença, não prevista, de um sinal dente de serra de alta frequência em seus terminais. O capacitor possibilitou a filtragem deste sinal parasita e permitiu o perfeito funcionamento do sensor.

A alocação em painel de madeira dos componentes de potência e das placas de circuito impresso confeccionadas garantiu boa portabilidade e segurança aos circuitos montados. As técnicas de circuito impresso utilizadas garantiram aos circuitos boa confiabilidade e eliminação de resistências de contato e ruídos parasitas freqüentemente encontrados em montagens com *proto-board*.

Na figura 40 é possível visualizar a placa da fonte de baixa potência que se responsabilizou pela alimentação de todo o circuito eletrônico do projeto. Foi utilizado para entrada da fonte um transformador com tap central de 15V fixado ao painel de madeira.

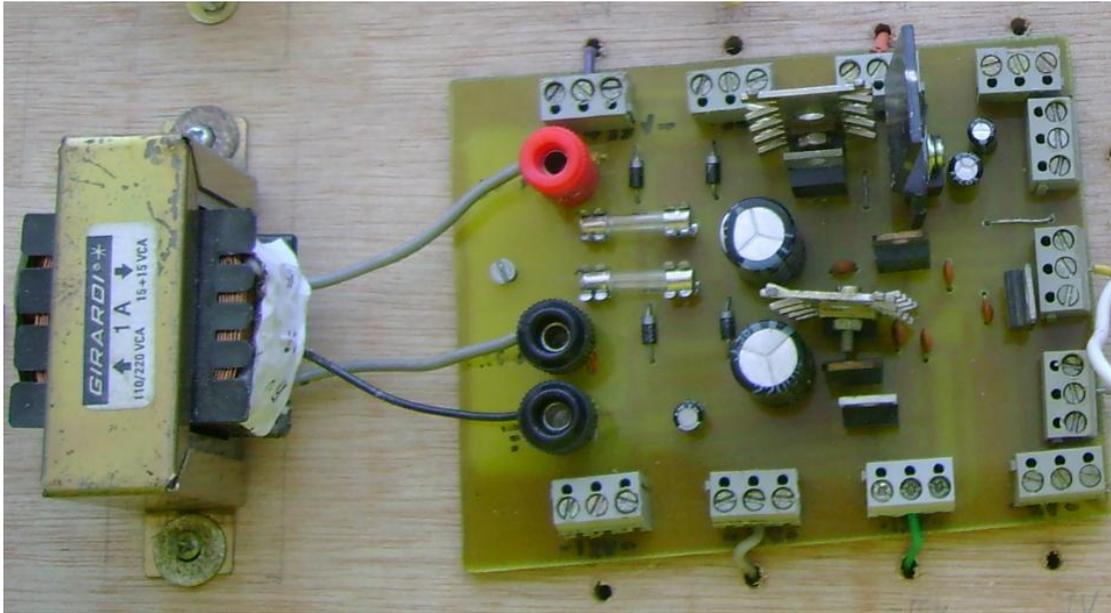


Figura 40 – Fonte de alimentação.

Durante a execução do projeto, optou-se inicialmente por dividir os circuitos impressos em módulos que realizariam funções específicas, mas ao final, optou-se por confeccionar uma placa que englobasse várias funções. A placa ilustrada na figura 41 contém os módulos de geração de onda quadrada, triangular, sinal PWM e controlador proporcional, além da parte de condicionamento e isolamento elétrica dos sinais enviados e recebidos do computador.

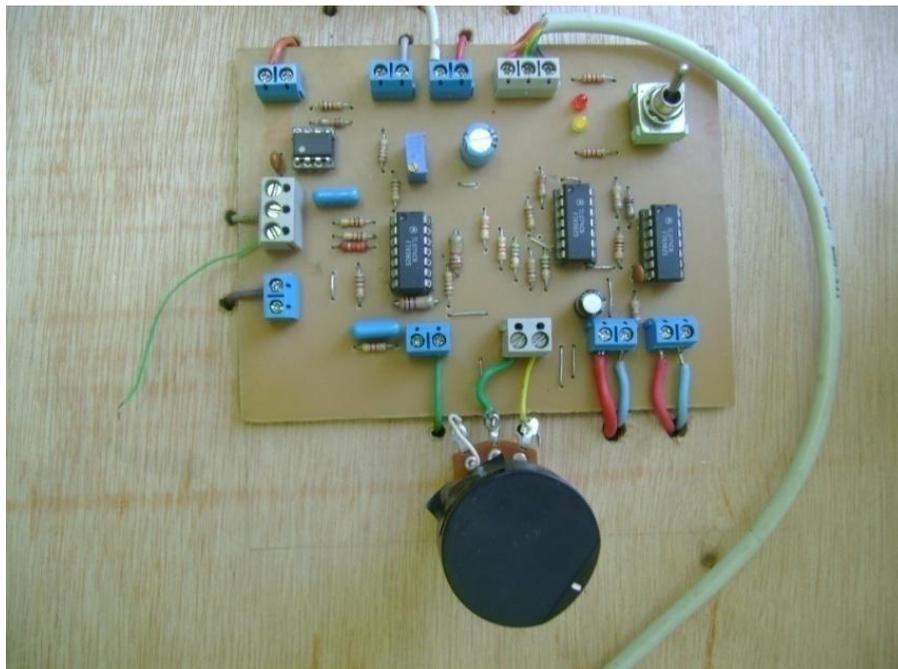


Figura 41 – Placa multifuncional.

O optoacoplador foi confeccionado em placa individual e utilizou também, um transformador independente que permanece com sua referência flutuando de acordo com o potencial do emissor do IGBT. Este circuito conseguiu proteger com sucesso os componentes e os usuários já que a referencia flutuante fica em local de difícil acesso. A referência do circuito de baixa potência manteve-se a um patamar fixo em relação à rede depois da inserção deste conjunto.

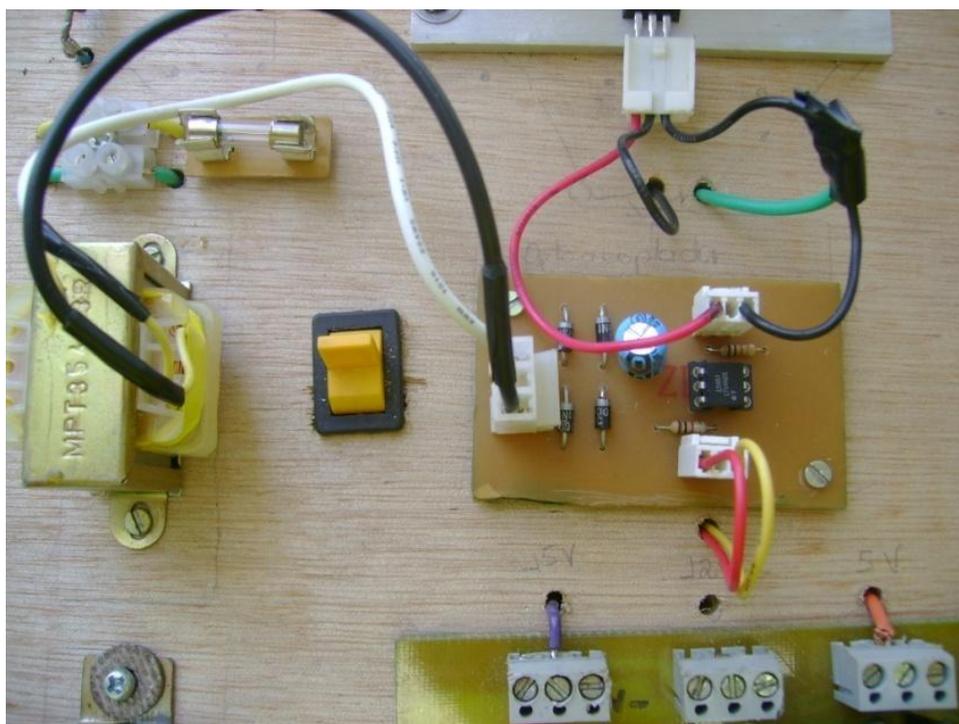


Figura 42 – Detalhe da placa e do transformador que constituem o optoacoplador.

O software em C++ destinado a realizar o controle PID e armazenar os dados referentes à temperatura de entrada, saída do controlador e tempo de simulação constituiu-se de dois formulários que podem ser visualizados nas figuras 25 e 26. O software alcançou os objetivos esperados fornecendo uma interface amigável e simples ao usuário e realizando com precisão a ação de controle PID.

O único problema em relação ao software esteve intimamente ligado à placa de aquisição de dados que é muito antiga e utiliza o *slot* ISA (existente apenas em máquinas antigas) do computador. Esta limitação fez com que um computador antigo tivesse que ser utilizado para todas as simulações e a falta de memória RAM, por muitas vezes, ocasionou o travamento deste sistema. A solução paliativa tomada foi uma redução do período de

amostragem para valores próximos de um segundo. Esta medida corretiva não alterou o sistema de controle nem a dinâmica do sistema devido à elevada constante de tempo da estufa que é em torno de 533s.

O sistema trabalhou de uma maneira satisfatória, permitindo o controle e estabilização da temperatura em qualquer patamar superior à temperatura ambiente e inferior a 130°C, podendo apresentar algumas melhoras na interface com o usuário no controle via hardware.

O sinal de *set point* via hardware é dado via ajuste de um potenciômetro, mas o usuário não visualiza qual temperatura está relacionada com uma respectiva posição deste potenciômetro.

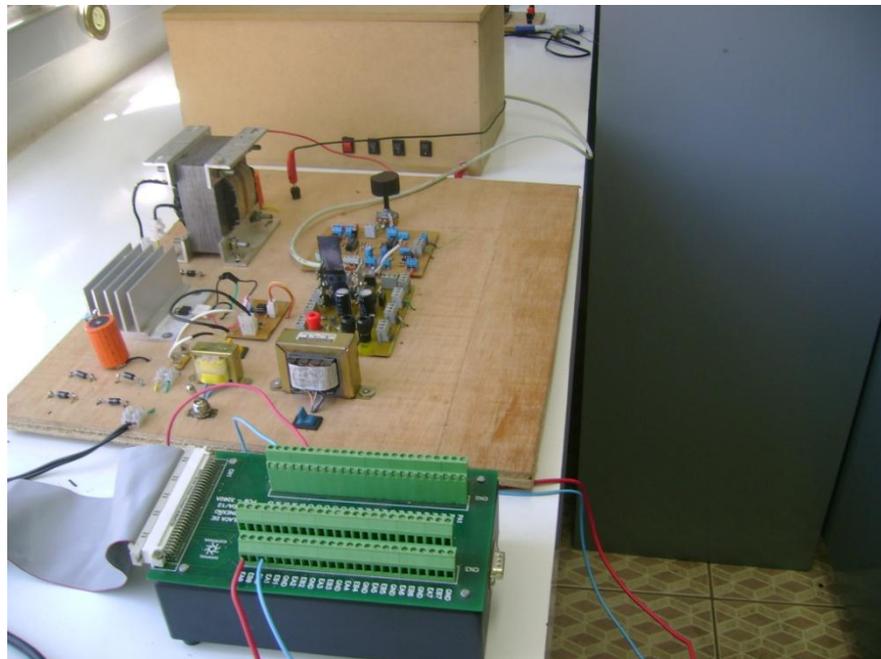


Figura 43 – Visão geral do projeto adaptado em painel de madeira, conector da placa de aquisição de dados e estufa.

O controle apenas proporcional da temperatura apresentou respostas muito lentas para degraus de temperatura, atingindo o equilíbrio em cerca de 20 minutos ou mais. A vantagem apresentada neste caso é que não há sobre-sinal. O controle PID apresenta respostas muito mais rápidas, chegando ao *set point* cerca de 2 minutos. Como ainda não foi realizado um trabalho de modelagem da planta, após alcançar o valor desejado, a temperatura sobe e fica oscilando em torno do ponto de equilíbrio apresentando sobre-sinais com amplitudes decrescentes até chegar ao equilíbrio como se pode ver na figura 44.

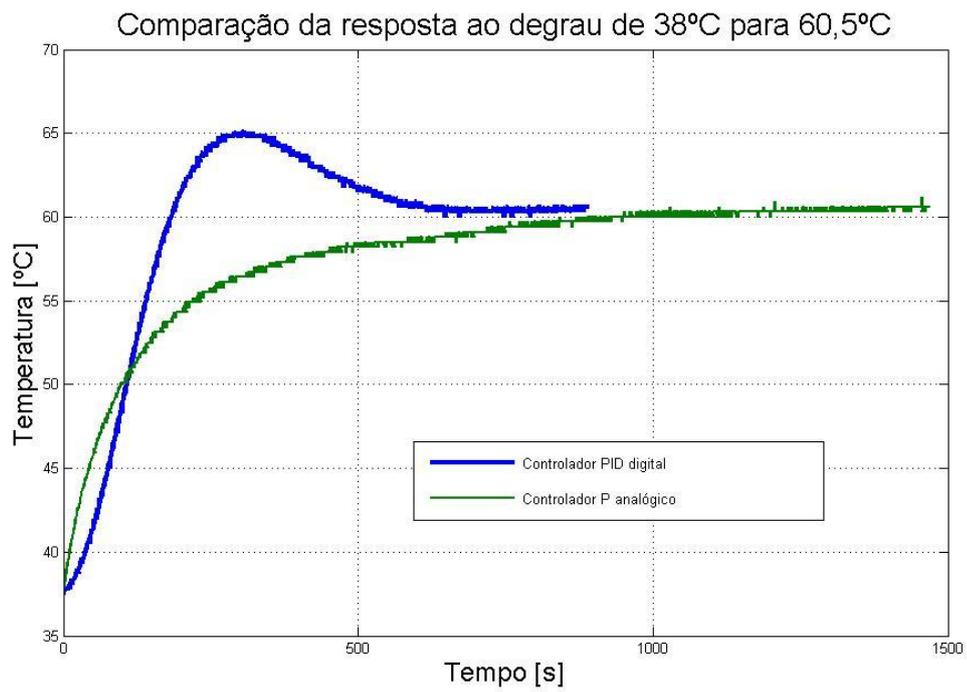


Figura 44 – Comparação entre os Controladores PID digital não sintonizado ($K_p = 1$, $K_i = 0.028$ e $K_d = 0$) e P analógico via hardware ($K_p = 1$).

5. CONCLUSÕES

O software atingiu todos os objetivos esperados, realiza com presteza a aquisição de dados e permite ao usuário um ajuste do PID. A interface ficou simples e objetiva de maneira que não é difícil a manipulação por outro profissional.

A parte física do conversor buck tem algumas limitações financeiras que impediram resultados mais próximos da perfeição. Indutores de potência possuem elevado custo e o utilizado foi aproveitado da sucata, apresentando baixo valor de indutância. Apesar de o indutor permitir que o conversor opere sempre no modo contínuo, não é seguro aumentar o capacitor em paralelo com a carga para minimizar as oscilações de tensão. Caso o valor deste capacitor seja muito elevado, sua atuação reduz o efeito indutivo levando o sistema ao modo descontínuo de operação. Contudo o chaveamento ocorreu de maneira perfeita e a tensão média na carga variou perfeitamente de acordo com a temperatura no interior da estufa e o sinal de *set point*, como desejado.

A parte de eletrônica funcionou como esperado e calculado. A fonte apresentou potência suficiente para alimentar todo o circuito sem problemas. Os sinais quadrado e triangular gerados estiveram isentos de ruídos permitindo um bom funcionamento dos estágios seguintes.

O optoacoplador protegeu o sistema e os usuários das oscilações de referência que existiam antes da sua implementação. Apenas a referência do transformador utilizado especificamente para o optoacoplador é que apresentou oscilações. O único contratempo encontrado com este módulo é que o tempo de resposta ou subida (*slew rate*) do CI LTV-4N45 é maior que o mesmo tempo referente ao amplificador operacional TL074. Observou-se então, um arredondamento da aresta do sinal PWM após a utilização deste circuito.

O conjunto funciona perfeitamente apesar de não se tratar de um projeto extremamente oneroso e pode ser empregadas, após algumas adaptações, em estufas de secagem, chocadeiras ou até fornos de baixa temperatura.

6. SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

É imprescindível para alcançar o ponto ótimo deste projeto realizar a modelagem da estufa de maneira que seja possível, através de técnicas de controle projetar um controlador PID ótimo para a estufa.

Além disso, é extremamente recomendável o emprego de display de sete segmentos ou LCD para a exibição da temperatura atual no interior da estufa e também, do valor de *set point* dado pela posição do potenciômetro. A leitura dos valores de temperatura poderia ser feitas através de uma leitura analógica das respectivas tensões realizada via microcontroladores.

Na maioria das aplicações de controle térmico, não se controla apenas a temperatura, mas também a umidade. Isto ocorre tanto em estufas quanto em incubadoras. Uma excelente sugestão para agregação de valor a este trabalho seria a implementação de um controle de umidade em paralelo com o de temperatura.

Grande parte dos comandos eletrônicos deste trabalho também poderia ser suprimida por um microcontrolador com um software dedicado em trabalhos futuros. Esta modificação reduziria o volume do protótipo, facilitando o seu emprego nas diversas utilidades a que se presta.

7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AHMED, Ashfaq. *Eletrônica de Potência*. 1ed. Tradução: Bazán Tecnologia e Linguística; revisão técnica João Antonio Martino. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

BOYLESTAD, Robert L.; NASHELSKY Louis. *Dispositivos eletrônicos e teoria dos circuitos*. 8ed. Tradução: Rafael Monteiro Simon; revisão técnica José Bueno de Camargo, José Lucimar do Nascimento, Antonio Pertence Júnior. São Paulo: Prentice Hall, 2004.

DEITEL, H.M.; DEITEL, P.J.. *C++ Como Programar*. 3ed. Tradução: Carlos Arthur Lang e Maria Lúcia Blank Lisbôa. Porto Alegre: Bookman, 2001.

DORF, C. R.; BISHOP, R. H.. *Sistemas de Controle Modernos*. 8ed. Rio de Janeiro: LTC, 2001.

GREGIO, Octávio Araujo; XAVIER, Gustavo Azevedo. *Acionamento de IGBT via acoplador óptico para chaveamento de um conversor buck*. Trabalho apresentado para obtenção de créditos da disciplina Eletrônica de Potência ELT-313. Viçosa, UFV, 2007.

HAYKIN, Simon; VEEN, Barry Van. *Sinais e Sistemas*. 1ed. Tradução: José Carlos Barbosa dos Santos. Porto Alegre: Bookman, 2001.

JANKOWSKY, Ivaldo Pontes; SANTOS, Gilberto Vasconcelos dos; ANDRADE, Ariel dos. *Secagem da Madeira Cerrada de Eucalipto*. Circular Técnica IPEF, n.199, p. 1-11, dez. 2003.

KOFUJI, SergioTakeo. *Fontes chaveadas*. São Paulo, 2006. Disponível em: <www.lsi.usp.br/~roseli/www/psi2307_2004-Teoria-3-FCha.pdf> . Acesso em 15 ago. 2006.

MELO, E. C.; RADÜNZ, L. L.; MELO, R. C. A. *A influência do processo de secagem na qualidade das plantas medicinais – Revisão*. Engenharia na Agricultura, v.12, n.4, p. 307-315, 2004.

MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M.; ROBBINS, William P. *Power Electronics: converters, applications and design*. 3ed. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc, 2003.

NAKAGE, E.S.; CARDOZO, J.P.; PEREIRA, G.T.; QUEIROZ, S.A.; BOLELI, I.C. *Effect of temperature on incubation period, embryonic mortality, hatch rate, egg water loss and partridge chick weight (Rhynchotus rufescens)*. Revista Brasileira de Ciência na Avícola, Campinas, SP, v.5, n.2, maio/ago. 2003.

NETO, Walter Goldberg. *Utilizando C++ Builder: o próximo passo*. 1ed. São Paulo: Érica, 1997.

OGATA, Katsuhiko. *Engenharia de controle moderno*. 4ed. São Paulo: Prentice Hall, 2003.

PALHARES, Reinaldo Magalhães. *PID e Lugar das Raízes*. Belo Horizonte: UFMG. Disponível em: <www.cpdee.ufmg.br/~palhares/aula10_csl.pdf>, Acesso em 17 nov. 2007.

PERTENCE JÚNIOR, Antonio. *Amplificadores operacionais e filtros ativos: teoria, projetos e aplicações em laboratório*. 5ed. São Paulo: McGraw Hill, 1988.

PHILLIPS, Charles L.; NAGLE, H. Troy. *Digital Control Analysis and Design*. 3ed. New Jersey: Prentice Hall, 1995.

POMILIO, José Antenor. *Eletrônica de Potência*. 2ed. CAMPINAS: FEEC - UNICAMP, 2006.

PRATES, Mauro de Oliveira; PIZZIOLLO, Tarcísio de Assunção; TORRES, André Gomes; MELO, Evandro de Castro. *Modelagem Matemática de um Sistema de Plantas Mediciniais e Aromáticas*. Engenharia na Agricultura, Viçosa, MG, v. 15, n. 2, p. 96-108, abr./jun. 2007.

STIVANIN, Nárjara Laryssa Francischeto. *Acoplador óptico para acionamento de IGBT's*. Monografia de conclusão de curso. Viçosa, UFV, 2006.

WAGENINGEN, Nico Van; MEINDERTS, Johan; BONNIER, Puck, KASPER, Henk. *A incubação de ovos por galinhas e na incubadora*. Tradução: Context Language Services (Bruxelas). 2ed. Wageningen, Países Baixos: Digigrafi, 2004.