

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ - UTFPR
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETROTÉCNICA - DAELT
CURSO SUPERIOR DE ENGENHARIA ELÉTRICA

JAILSON FIORINI DA SILVA
MAURÍCIO ROCHA DE SIQUEIRA
THIAGO ALBERTI

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONTROLADOR DE LUMINOSIDADE PARA LEDS
DE POTÊNCIA EM CORRENTE ALTERNADA**

CURITIBA
2013

JAILSON FIORINI DA SILVA
MAURÍCIO ROCHA DE SIQUEIRA
THIAGO ALBERTI

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONTROLADOR DE LUMINOSIDADE PARA LEDS
DE POTÊNCIA EM CORRENTE ALTERNADA**

Trabalho apresentado como pré-requisito para o Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, do Curso Superior de Engenharia Elétrica do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica – DAELT – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR.

Orientadora: Profa. Rosângela Winter M.Sc

CURITIBA
2013

JAILSON FIORINI DA SILVA
MAURICIO ROCHA DE SIQUEIRA
THIAGO ALBERTI

DESENVOLVIMENTO DE UM CONTROLADOR DE LUMINOSIDADE PARA LEDS DE POTÊNCIA EM CORRENTE ALTERNADA

Este Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação foi julgado e aprovado como requisito parcial para a obtenção do Título de Engenheiro Eletricista, do curso de Engenharia Elétrica do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Curitiba, 11 de abril de 2013.

Prof. Emerson Rigoni, Dr.
Coordenador de Curso
Engenharia Elétrica

Profa. Annemahlen Gehrke Castagna, Mestre
Coordenadora dos Trabalhos de Conclusão de Curso
de Engenharia Elétrica do DAELT

ORIENTAÇÃO

Rosângela Winter, M.Sc.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Orientador

BANCA EXAMINADORA

Jair Urbanetz Junior, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

José da Silva Maya, Me.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Roger Gules, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

A folha de aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica.

Aos nossos familiares, amigos, companheiras e professores

AGRADECIMENTOS

Gostaríamos de deixar manifestado os nossos agradecimentos a todos que nos ajudaram, colaboraram e apoiaram durante a realização deste projeto.

Ao Professor Júlio Cesar Nitsch, pela sugestão do tema e fornecimento do LED de potência utilizado como base para a presente monografia.

À Professora Rosângela Winter, por ter sido nossa orientadora e estar disponível em todos os momentos em que precisamos de sua ajuda.

Ao Professor Roger Gules, pelas sugestões e ajuda na resolução de vários problemas que foram surgindo ao longo do desenvolvimento do sistema e na confecção do indutor presente em nosso circuito.

Ao Professor Amauri Amorin Assef, pelo auxílio no desenvolvimento da programação do PIC utilizado no projeto.

Ao Professor Eduardo Felix Ribeiro Romaneli, pela prontidão e comprometimento na resolução dos problemas que tivemos com o conversor *buck* CA-CA.

O nosso reconhecimento às nossas famílias, pais, irmão, companheiras e amigos, pois acreditamos que sem o apoio deles seria muito difícil vencer esse desafio.

A Deus, por permitir realizar esta importante etapa em nossas vidas.

RESUMO

SILVA, Jailson F.; SIQUEIRA, Maurício R.; ALBERTI, Thiago. Desenvolvimento de um controlador de luminosidade para LEDs de potência em corrente alternada. 2013.105 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Curso Superior de Engenharia Industrial Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2013.

O presente trabalho apresenta o projeto e a construção de um controlador de luminosidade (*Dimmer*), para LEDs CA de potência, tendo como objetivo uma solução economicamente mais acessível em relação a presente no mercado. Foi abordadas as teorias referentes à modelação do dispositivo, auxiliando na confecção e otimização do mesmo. O circuito de comando é constituído por um PIC, que armazena o código fonte para a realização do controle de luminosidade. O sinal de saída do PIC é enviado para o *drive* optoacoplador HCPL-314J, o qual possui dois canais independentes e isolados, e é o responsável pelo acionamento dos MOSFETs presentes no circuito *buck* CA-CA desenvolvido. O LED CA de potência utilizado neste projeto foi o A3 da Acriche. Toda a parte de desenvolvimento técnico deu-se nos laboratórios da UTFPR.

Palavras-chave: LEDs de potência, Controlador de luminosidade e *Dimmer*,

ABSTRACT

SILVA, Jailson F.; SIQUEIRA, Maurício R.; ALBERTI, Thiago. Development of a brightness controller for power LEDs into alternating current. 2013.105 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Curso Superior de Engenharia Industrial Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2013.

This paper aims to design and build a lighting controller (Dimmer) to power LEDs AC, aiming at a more affordable solution compared to the actual market. Was discussed the theories concerning the modeling of the device, assisting in the preparation and optimization of the device. The control circuit consist of a PIC, which stores the source code to perform the lighting control. The output signal is sent to the PIC drive optocoupler HCPL-314J, which has two independent and isolated channels, and is responsible for driving the MOSFETs present in the circuit AC-AC buck developed. The AC power LED used in this project was the Acriche A3. The entire technical development took place in the laboratories of UTFPR.

Keywords: Power LEDs, Lighting Controller and Dimmer;

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Iluminação via pública através de luminárias com LEDs.	18
Figura 2 - Fluxograma do <i>Dimmer</i> proposto.....	19
Figura 3 - Fluxo luminoso em uma lâmpada fluorescente.	23
Figura 4 - Intensidade luminosa irradiada em uma determinada direção.	23
Figura 5 - Distribuição luminosa em uma superfície horizontal.	24
Figura 6 - Composição LED.	26
Figura 7 - Composição do LED de potência.....	29
Figura 8 - LED A3 <i>Acriche</i> da <i>SEOUL SEMICONDUCTOR</i>	29
Figura 9 - Conexões LED <i>Acriche</i>	30
Figura 10 - Emissor AN3200.	30
Figura 11 - Esquema do circuito interno para o LED A3 <i>Acriche</i>	32
Figura 12 - Curva característica tensão x corrente do LED A3 <i>Acriche</i>	33
Figura 13 - Limites de operação de componentes semicondutores de potência.....	35
Figura 14 - Funcionamento básico do tiristor e seu símbolo.	36
Figura 15 - MOSFET de canal n.....	38
Figura 16 - Estrutura básica de transistor MOSFET.....	39
Figura 17 - Estrutura básica de transistor MOSFET.....	39
Figura 18 - Diferentes estruturas de interruptores bidirecionais.	40
Figura 19 - Interligação de dois MOSFET (Chave Bidirecional).	41
Figura 20 - Controle da Potência pelo ciclo ativo.	43
Figura 21 - Definição de um ciclo ativo.	43
Figura 22 - Formas de onda PWM.	44
Figura 23 - Fluxograma de um conversor.	45
Figura 24 - Esquema circuito conversor <i>Buck</i>	47
Figura 25 - Formas de onda típica no modo de condução contínua.	48
Figura 26 - Tensão sobre uma indutância em regime.	49
Figura 27 - Forma da onda de corrente na carga em condução contínua.....	50
Figura 28 - Conversor <i>buck</i> com modulação PWM.	52
Figura 29 - Classificação dos conversores CA-CA.....	54
Figura 30 - Gradador Monofásico.....	54
Figura 31 - Variador de tensão CA (monofásico) com TRIAC e com SCR.	55
Figura 32 - Conversor <i>buck</i> bidirecional.....	56
Figura 33 - Conversor <i>buck</i> CA-CA.....	57
Figura 34 - Chave S_a conduzindo.....	57
Figura 35 - Condução com sobreposição.....	58
Figura 36 - Comando com tempo morto.....	58
Figura 37 - Conversor <i>buck</i> CA-CA.....	59
Figura 38 - Formas de onda conversor <i>buck</i> CA-CA.....	60
Figura 39 - Configuração física do interior de um microcontrolador.	62
Figura 40 - Esquema de um microcontrolador com os seus elementos básicos e ligações internas.	62
Figura 41 - Algoritmo escrito em linguagem C.	67
Figura 42 - Diagrama de blocos do circuito.....	68
Figura 43 - Diagrama dos Pinos PIC18F4550.....	69
Figura 44 - Sinal de saída PWM no modo <i>half-bridge</i>	69
Figura 45 - Esquema de pinagem do <i>drive</i> HCPL-314J.....	70
Figura 46 - Conversor <i>buck</i> CA-CA.....	71
Figura 47 - Sinal de comando das chaves.	72

Figura 48 - Forma de onda A: tensão de entrada. Forma de onda B: tensão de saída.	72
Figura 49 - Forma de onda de saída antes do filtro LC.	73
Figura 50 - Forma de onda antes do filtro LC: picos de tensão.	73
Figura 51 - Circuito térmico equivalente de um componente.	79
Figura 52 - Topologia completa conversor Buck CA-CA	80
Figura 53 - Tela de seleção de PIC, utilizando CCS.	81
Figura 54 - Seleção do PIC e frequência de oscilação.	82
Figura 55 - Configuração entrada A/D no PIC.	83
Figura 56 - Configuração PWM no PIC.	84
Figura 57 - Código fonte de configuração do PIC.	85
Figura 58 - Circuito de comando simulado.	86
Figura 59 - Formas de onda PWM.	86
Figura 60 - Circuito de comando.	87
Figura 61 - Razão cíclica em 50%.	88
Figura 62 - Tempo morto entre os sinais.	88
Figura 63 - Esquema de ligação do <i>drive</i> HCPL314J.	89
Figura 64 - Forma de onda obtida no <i>gate</i> do MOSFET.	90
Figura 65 - Vista superior do protótipo confeccionado.	91
Figura 66 - Vista inferior do protótipo confeccionado.	91
Figura 67 - Interligação do protótipo proposto.	92
Figura 68 - Interposição de sinais presentes no protótipo.	93
Figura 69 - Tempo morto entre as chaves.	94
Figura 70 – Forma de onda, tensão de saída do conversor e vista do LED com razão cíclica em 74%.	95
Figura 71 - Forma de onda, tensão de saída do conversor e vista do LED com razão cíclica em 97,5%.	95
Figura 72 - Forma de onda, tensão de saída do conversor e vista do LED com razão cíclica em 7%.	95

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Comprimento de onda das cores.	27
Tabela 2 - Comparativo entre Tecnologias.....	28
Tabela 3 - Características elétricas do LED AN3200	31
Tabela 4 - Valores de resistividade típicos.....	34
Tabela 5 - Núcleos de Ferrite Tipo E-E	76
Tabela 6 - Tabela de Fios Esmaltados.....	77

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

ADC	<i>Analogic Digital Converters</i>
ALGOL	<i>Algorithmic Language</i>
AllnGaP	Alumínio, Índio, Gálio e Fósforo
CA	Corrente Alternada
CA-CA	Corrente Alternada para Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CC-CA	Corrente Contínua para Corrente Alternada
CC-CC	Corrente Continua para Corrente Continua
CI	Circuito Integrado
COBOL	<i>Common Business Oriented Language</i>
CPU	<i>Central Processor Unit</i>
DAC	<i>Digital Analogic Converters</i>
DIAC	<i>Diodo for Alternating Current</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EEPROM	<i>Electrically Erasable Programmable Read Only Memory</i>
ESD	<i>Electro Static Discharge</i>
FET	<i>Field-Effect Transistor</i>
GaAsP	Gálio, Arsênio e Fósforo
GTO	<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
InGaN	Índio, Gálio e Nitrogênio
LASCR	<i>Light Activated Silicon Controlled Rectifier</i>
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
LTT	<i>Light Triggered Thyristor</i>
MCT	<i>Mos Controlled Thyristor</i>
MME	Ministério de Minas e Energia
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PC	<i>Personal Computer</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PIC	<i>Programmable Interface Controller</i>
PWM	<i>Pulse Widht Modulation</i>
RoHS	<i>Restriction of Certain Hazardous Substances</i>
R/W	<i>Read and Write</i>
SCR	<i>Silicon Controlled Rectifier</i>
SI	Sistema Internacional
SMD	<i>Surface Mounting Devices</i>
SMT	<i>Surface Mounting Devices</i>
SPWM	<i>Sinuoidal Pulse Widht Modulation</i>
TBP	Transistor Bipolar de Potência
TRIAC	<i>Triode for Alternating Current</i>
VAC	<i>Voltage Alternate Current</i>
VGS	<i>Voltage Gate Source</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	CONTROLE DE LUMINOSIDADE	16
1.2	CONTROLE DE LUMINOSIDADE DE LEDS EM CA	17
1.3	CONVERSOR PARA CONTROLE DE POTÊNCIA DE LEDS GERANDO UM PROTÓTIPO.....	17
1.4	OBJETIVOS.....	19
1.4.1	Objetivo Geral	19
1.4.2	Objetivos Específicos.....	20
1.5	JUSTIFICATIVA.....	20
1.6	PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	20
2	REFERENCIAL TEÓRICO.....	22
2.1	LUMINOTÉCNICA	22
2.1.1	Fluxo Luminoso.....	22
2.1.2	Intensidade Luminosa	23
2.1.3	Iluminamento	24
2.1.4	Luminância.....	24
2.2	LED	25
2.3	MATERIAIS SEMICONDUTORES	33
2.3.1	Tiristores	35
2.3.2	Características de Funcionamento	35
2.3.2.1	MOSFET – Transistor de Efeito de Campo de Semicondutor de Óxido Metálico	37
2.3.3	Alguns Critérios para a Seleção de Transistores	40
2.4	INTERRUPTORES BIDIRECIONAIS.....	40
2.5	MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (PWM).....	42
2.5.1	Modulação por Largura de Pulso Senoidal	43
2.6	CONVERSORES	44
2.6.1	Conversores CC-CC	46
2.6.2	Conversor <i>Buck</i> CC-CC: Abaixador de Tensão	47
2.6.2.1	Etapas de funcionamento	47
2.6.2.2	Condução contínua.....	48
2.6.2.3	Cálculo do indutor e do capacitor.....	50
2.6.2.4	Controle do conversor <i>buck</i> CC-CC empregando PWM.....	51
2.6.3	Conversores CA-CA	53
2.6.4	Conversor <i>Buck</i> CA-CA	56

2.6.4.1	Conversor <i>buck</i> CA-CA controlador por PWM	58
2.7	MICROCONTROLADOR	60
2.7.1	Histórico	60
2.7.2	Microcontrolador X Microprocessador	61
2.7.3	Estrutura do Microcontrolador	61
2.7.3.1	Unidade de memória.....	63
2.7.3.2	Unidade central de processamento	63
2.7.3.3	Barramentos	63
2.7.3.4	Unidade de entrada e saídas	64
2.7.3.5	Comunicação serial	64
2.7.3.6	<i>Timer</i>	64
2.7.3.7	<i>Watchdog</i>	64
2.7.3.8	Conversor analógico – digital.....	64
2.7.4	Áreas de Atuação	64
2.8	LINGUAGENS DE PROGRAMAÇÃO.....	65
2.8.1	Histórico	65
2.8.2	Linguagem C.....	66
3	PROJETO	68
3.1	DIAGRAMA DE BLOCOS DO PROTÓTIPO PROPOSTO	68
3.1.1	Microcontrolador (MCU).....	68
3.1.2	<i>Driver</i>	70
3.1.3	Conversor <i>buck</i> CA-CA.....	70
3.1.4	Dimensionamento dos Componentes	74
3.1.4.1	Cálculo do Conversor <i>Buck</i> CA-CA	74
3.1.4.2	Cálculo dos Componentes do Filtro Passa-Baixa	75
3.1.4.3	Dimensionamento MOSFETs	78
3.1.4.4	Dimensionamento do Dissipador Térmico	78
3.1.5	Topologia do Conversor <i>Buck</i> CA-CA.....	80
3.1.6	Desenvolvimento do Código Fonte	80
3.1.6.1	Ajuste do Microcontrolador e Frequência de Oscilação	81
3.1.6.2	Ativando entrada Analógica/Digital (A/D)	82
3.1.6.3	Configuração do PWM.....	83
3.1.6.4	Código Fonte	84
3.1.7	Simulação do Código Fonte do PWM	85
3.1.8	Teste Físico do Circuito de Comando Proposto.....	87
3.1.9	Implementação do <i>Driver</i> para Acionamento das Chaves	89

3.1.10	Montagem do Protótipo.....	90
3.1.11	Análise dos Resultados Finais	91
3.1.11.1	Dificuldades Encontradas Durante Desenvolvimento do Protótipo	92
3.1.11.2	Teste de Funcionalidade do Conversor <i>Buck</i> CA-CA	94
4	CONCLUSÃO	97
	REFERÊNCIAS.....	99

1 INTRODUÇÃO

A iluminação adequada para ambientes de trabalho, estudo e áreas de lazer é de grande importância nos dias de hoje. Novas tecnologias na área da iluminação estão sendo desenvolvidas para melhorar a eficiência energética e reduzir a agressão ao meio ambiente.

As lâmpadas incandescentes de filamento de tungstênio foram as mais utilizadas até 1970, apesar do seu baixo rendimento, entretanto estas estão sendo substituídas e sua produção está sendo restringida no mundo todo. No Brasil, por exemplo, o MME (Ministério de Minas e Energia), seguindo a tendência mundial em termos de energia sustentável, está regulamentando o índice mínimo de eficiência das lâmpadas incandescentes comuns. De acordo com a Portaria nº 1007 caso não haja nenhum avanço significativo na tecnologia empregada nas lâmpadas incandescentes, a partir de 2016 somente alguns modelos utilizados em finalidades específicas poderão ser fabricados e comercializados no Brasil. Estipula-se que com esta medida o país será capaz de economizar, de forma escalonada até 2030, cerca de 10 tera watts-hora por ano. (BRASIL, 2010).

Segundo Goeking (2009), as lâmpadas incandescentes operam com temperaturas superiores a 2000°C em seu filamento e cerca de 90% da energia consumida é convertida em calor. Portanto, com 10% de energia convertida em luz, é uma das lâmpadas menos eficientes do mercado. Seu rendimento é de apenas 25 lúmens por watt e sua vida útil é de cerca de 750 a 1000 horas. Uma alternativa surgiu com aparecimento das lâmpadas fluorescentes em 1930, porém apenas em 1970 ganharam mercado. Estas apresentam cerca de 60 lúmens por watt e duram em média 7500 horas. Mas ainda há problemas, devido a estas utilizarem vapor de mercúrio em sua composição, não podem ser descartadas como resíduo comum e nem serem utilizadas em ambientes onde há um número de manobras (liga e desliga) elevado, pois diminui a vida útil da mesma.

Os LEDs (do inglês *Light Emitting Diode*), vêm se tornando uma maneira mais eficaz de conversão da energia elétrica em luminosa. Com um rendimento superior a 90 lúmens por watt e vida útil acima de 30000 horas eles se tornaram uma das maneiras mais eficazes de transformação de energia elétrica em luz no mercado. Porém os preços elevados dificultam o acesso a essa tecnologia (GOEKING, 2009).

Segundo Barros (2010), o diodo emissor de luz (*Light Emitting Diode* – LED) – como seu nome já diz – é um diodo, ou seja, um semicondutor em estado sólido que converte energia elétrica diretamente em luz. Portanto, não é uma lâmpada. Ele não veio com o objetivo de fazer substituição de lâmpadas, mas para ser mais uma opção de fonte de luz em diversas aplicações.

A *Seul Semiconductor* é uma das principais detentoras de tecnologia aplicada a LED e em 2005 desenvolveu a série de LEDs que trabalham diretamente em CA, sem utilizar circuito conversor.

Segundo Tim (2009), esta tecnologia baseia-se em um circuito integrado que é dividido em uma série de micro diodos que são conectados em dois circuitos antiparalelos. Quando a corrente se encontra no semi-ciclo positivo um dos circuitos é energizado alimentando os LEDs, quando a corrente muda de sentido alimenta o outro circuito. Essa tecnologia inovadora agrega um importante mercado para os LEDs na área residencial e industrial que tem como principal fonte de energia a tensão alternada.

1.1 CONTROLE DE LUMINOSIDADE

Com a gradativa substituição da iluminação convencional pela iluminação com LEDs, verifica-se a necessidade de controlar a intensidade luminosa dos mesmos. Para regular tal intensidade, utiliza-se um equipamento, chamado *dimmer*, que por meio do controle de potência sobre a carga, pode adequar a intensidade luminosa emitida pelo dispositivo (TIM, 2009).

O *Dimmer* tem seu funcionamento baseado no controle do ciclo da rede, fornecendo a tensão de acordo com o chaveamento, determinando o tempo de condução. Tal controle possibilita uma grande área de aplicação na iluminação, pois aperfeiçoa o controle da intensidade luminosa em suas várias aplicações (SANTOS, 2001).

Para fazer o controle da tensão de saída nos *dimmers* são utilizados, em alguns casos, conversores.

Nos conversores CA-CA a partir de uma tensão de entrada em corrente alternada obtém-se níveis de tensões, desejados também em corrente alternada, alimentado o dispositivo de acordo com a necessidade. A delimitação da tensão ocorre a partir do chaveamento realizado por semicondutores, que por sua vez introduzem perturbações não desejadas ao circuito (RASHID, 1999).

Para se obter um controle da tensão de saída com boa eficiência utiliza-se um modulador por largura de pulso (PWM). Esse tem como função realizar um chaveamento da tensão de entrada de modo a se obter um controle da tensão ou corrente de saída de acordo com o necessário para o projeto (BARBI, 2006).

A modulação por largura de pulso, no caso de conversores CC-CC, determina a razão cíclica em interruptores unidirecionais. Porém, no caso dos conversores CA-CA, tal modulação atuará sobre interruptores bidirecionais. Estes, por exemplo, são utilizados em situações que se necessita bloquear tensão positiva e negativa, mas conduzir somente corrente positiva (ERICKSON, 2001).

1.2 CONTROLE DE LUMINOSIDADE DE LEDS EM CA

O uso de LEDs de potência é atrativo e apresenta uma série de vantagens em relação às lâmpadas incandescentes e às fluorescentes, tais como, durabilidade, confiabilidade e maior eficiência na utilização da energia.

O desenvolvimento da tecnologia associada aos LEDs é um fator que estimula o estudo de protótipos e o controle deste tipo de dispositivos, em especial os LEDs de potência com alimentação em corrente alternada.

Para que os LEDs supracitados possam ser utilizados de forma mais ampla faz-se necessário o desenvolvimento de um dispositivo que controle sua luminosidade. Tal necessidade pode ser suprida com o uso de circuitos controladores de potência CA, a exemplo de um *dimmer* que para tanto poderá utilizar configurações de conversão do tipo *buck*, e microcontroladores.

1.3 CONVERSOR PARA CONTROLE DE POTÊNCIA DE LEDS GERANDO UM PROTÓTIPO

Hoje com a evolução da tecnologia, em busca da sustentabilidade energética, preservação ambiental e economia de energia, novos equipamentos estão sendo desenvolvidos. Visando assim, reduzir o impacto ao meio ambiente e a maior eficiência energética.

Os LEDs estão tomando espaço no mercado da iluminação, com baixo consumo de energia e maior durabilidade, portanto, superando as alternativas no mercado. Seu campo de atuação não se limita apenas à iluminação de baixa potência, agora com a evolução da tecnologia, também estão sendo empregados em circuitos para iluminar áreas maiores com LEDs de potência.

A Figura 1 exemplifica a utilização de LEDs de potência em uma via pública em Portugal. A iluminação na Rua Fidalgo Aprendiz na cidade de Pombal foi toda substituída no ano de 2009 por luminárias com LEDs.



Figura 1 - Iluminação via pública através de luminárias com LEDs.
Fonte: Verde Luz, 2011.

Com a evolução da tecnologia, criou-se um dispositivo que controla a intensidade luminosa dos LEDs de potência, os *dimmers* para estes LEDs. Porém, eles são fabricados na Coreia do Sul, existindo barreiras fiscais e uma grande distância entre os países o que acarreta um tempo muito grande no transporte e aquisição.

Verificou-se em laboratório que variando a tensão de alimentação do LED a intensidade luminosa varia também, assim um *dimmer* com conversor *buck* CA-CA é o circuito adequado para o controle da luminosidade do LED. A Figura 2 mostra o diagrama de blocos do dispositivo proposto.

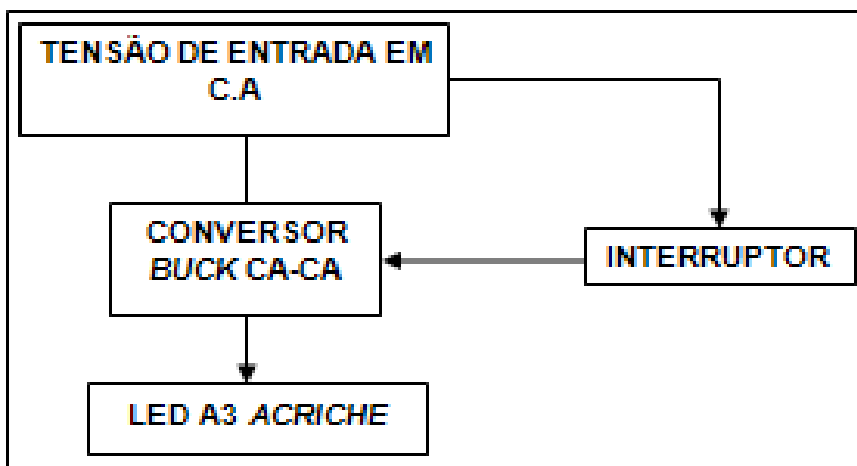


Figura 2 - Fluxograma do *Dimmer* proposto.

Fonte: Autoria Própria.

O presente estudo surge da necessidade de se regular a intensidade de iluminação dos LEDs de potência alimentados em CA, que estão sendo utilizados em escala cada vez maior em circuitos de iluminação graças às suas excelentes características.

Os principais problemas que levaram a realização deste trabalho foram:

- Altos valores de impostos sobre as importações;
- Demora da chegada do produto ao Brasil;
- Crescimento da utilização da tecnologia de LEDs de potência.

Em decorrência das dificuldades citadas acima, a empregabilidade dos LEDs de potência fica prejudicada e não se obtém a otimização da iluminação almejada.

Logo: **Como desenvolver um dispositivo de controle de intensidade da luminosidade de LEDs de potência em CA, que atenda o mercado nacional com baixo custo de produção e com boa qualidade?**

Com o desenvolvimento do *dimmer* ou circuito de controle da intensidade luminosa acredita-se que será sanada a necessidade de um dispositivo capaz de regular a quantidade de lúmens emitidos pelos LEDs de potência.

1.4 OBJETIVOS

1.4.1 Objetivo Geral

Implementar um protótipo que regulará a intensidade luminosa dos LEDs de potência com alimentação em corrente alternada.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Levantar a bibliografia de LEDs da série A3 *Acriche*;
- Estudar as tecnologias e as possibilidades do circuito de controle;
- Verificar as variantes do circuito eletrônico para o objetivo proposto;
- Parametrizar em laboratório o LED A3 *Acriche*, confrontando os dados obtidos com os fornecidos pelo fabricante;
- Desenvolver um protótipo para o controle de luminosidade do LED A3 *Acriche*;
- Testar o protótipo levantando seus parâmetros eletro/eletrônicos;
- Apresentar os resultados.

1.5 JUSTIFICATIVA

A fim de melhorar a eficiência da iluminação em diversos ambientes, ou seja, economizar energia e aperfeiçoar a iluminação constatou-se a importância da utilização de novas tecnologias, como os LEDs de potência e conseqüentemente controladores de intensidade luminosa, os *dimmers*.

Esta tecnologia para controle da iluminação dos LEDs de potência já foi desenvolvida, mas na Coreia do Sul. Portanto, a solução existente no mercado é a importação.

Há certas dificuldades para obter o produto no Brasil, como as barreiras fiscais existentes para importação (BRASIL, 2009) e o tempo de transporte devido à distância entre os países, cerca de 20000 km. Sendo assim, a elaboração do circuito dentro do âmbito nacional é de grande importância, pois visará facilitar a obtenção do equipamento, reduzindo o tempo de espera e o valor do produto final, pois não mais incidirão sobre os mesmos impostos de importação e custos de transporte e desenvolvimento deste projeto.

1.6 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

Classifica-se o estudo proposto como de caráter tecnológico aplicado, devido ao fato de existir um problema (valor elevado do controlador de intensidade luminosa para LEDs de potência em corrente alternada no Brasil) e uma proposta de solução (elaborar um protótipo com viabilidade econômica e de pleno funcionamento). Na elaboração do projeto serão utilizadas, principalmente, informações de catálogos,

livros, revistas e artigos técnicos. Os materiais utilizados serão na grande maioria fabricados no Brasil, visando o menor custo possível e a maior facilidade na execução do circuito. Serão realizados testes em laboratório, com o intuito de se obter parâmetros para auxiliar a criação do dispositivo. E ainda, no mesmo local será feita sua confecção.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

2.1 LUMINOTÉCNICA

As preocupações com as questões ecológicas e todo o avanço na área da sustentabilidade trouxeram uma maior responsabilidade aos projetos de iluminação. Iluminar mais utilizando a menor quantidade de energia possível é a tendência e a principal preocupação das lideranças mundiais do setor de iluminação. Segundo Mamede Filho (2010), 17% de toda energia produzida no Brasil é consumida pela iluminação.

A ciência que visa o estudo dos métodos e técnicas da aplicação de iluminação artificial utilizando a energia elétrica, tanto em espaços internos quanto externos é definida como luminotécnica (COSTA, 2006).

Segundo OSRAM BRASIL (1979), o sistema de medidas luminotécnicas baseia-se em 4 grandezas fundamentais: Fluxo luminoso, Intensidade luminosa, Iluminamento e Luminância. Todas estas grandezas levam em consideração a curva de sensibilidade espectral do olho humano, isto é, o que oferece as diferentes sensibilidades para as diversas radiações do espectro visível.

2.1.1 Fluxo Luminoso

Fluxo luminoso é definido como sendo a potência total de radiação emitida por uma fonte luminosa em todas as direções do espaço e avaliada pelo olho humano. É representada pelo símbolo Φ e sua unidade de medida não é o Watt, como são medidas outras unidades de potência, e sim o lúmen (lm) que representa a quantidade de luz irradiada, por uma abertura de 1m^2 feita em uma esfera de 1m de raio que possui uma fonte luminosa de intensidade de uma candela colocada no seu interior e posicionada bem ao centro (MAMEDE FILHO, 2010).

A Figura 3 ilustra a forma de radiação do fluxo luminoso emitido por uma lâmpada fluorescente.

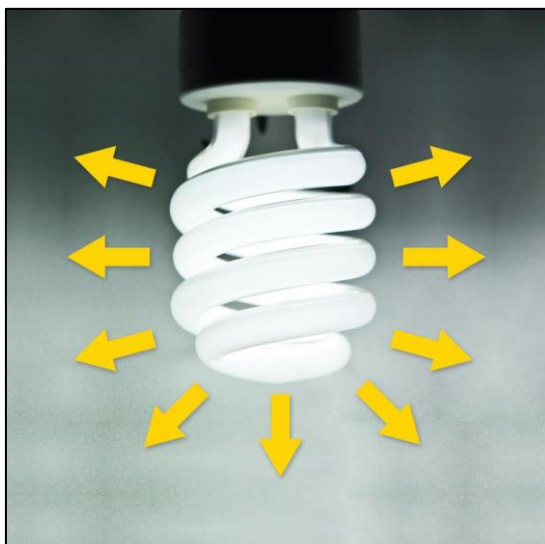


Figura 3 - Fluxo luminoso em uma lâmpada fluorescente.
Fonte: CASA DAS CONSTRUÇÕES, 2013.

2.1.2 Intensidade Luminosa

Definida como a potência de radiação luminosa emitida por uma fonte de luz em uma direção especificada. Em geral, as fontes luminosas não emitem o mesmo fluxo luminoso em todas as direções. A intensidade luminosa, representada pelo símbolo I , é a grandeza base para iluminação no SI (Sistema Internacional) e sua unidade de medição é denominada candela (cd) (MOREIRA, 1982).

A Figura 4 ilustra o conceito de intensidade luminosa.

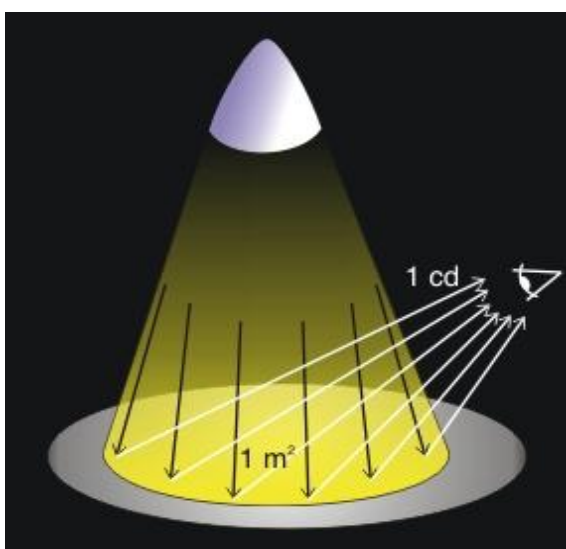


Figura 4 - Intensidade luminosa irradiada em uma determinada direção.
Fonte: LUMILEDS, 2011.

2.1.3 Iluminamento

De acordo com Luz (2008), iluminamento, também é chamado de iluminância ou nível de iluminação, é definido como sendo a relação entre o fluxo luminoso incidente por unidade de área, como mostrado na Figura 5. É expresso em lux (lx) e representado pelo símbolo E , se uma superfície plana de 1m^2 é iluminada perpendicularmente por uma fonte de luz com fluxo luminoso igual a 1 lúmen, apresenta iluminamento de 1 lux. Esta relação pode ser escrita pela equação 1:

$$E = \frac{\Phi}{S} \quad (1)$$

Onde:

E é o iluminamento, em lux;

Φ é o fluxo luminoso, em lumens;

S é a área da superfície, em m^2 .

O iluminamento não é o mesmo em todos os pontos da área iluminada, pois o fluxo luminoso não é distribuído uniformemente. Na prática, considera-se o fluxo luminoso médio (E_m) (MOREIRA, 1982).

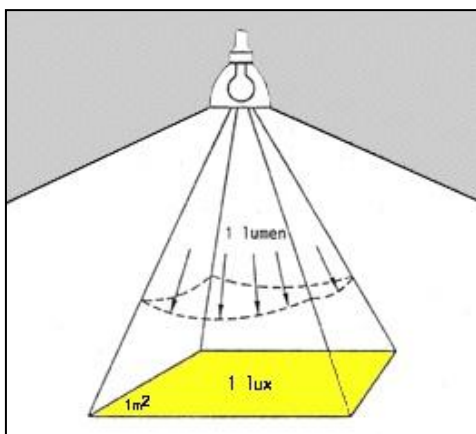


Figura 5 - Distribuição luminosa em uma superfície horizontal.
Fonte: OSRAM BRASIL, 1979.

2.1.4 Luminância

Segundo Mamede Filho (2010) pode-se definir luminância como sendo a medida de sensação da claridade provocada no olho e avaliada pelo cérebro quando emitida por uma fonte de luz ou uma superfície iluminada, esta grandeza pode ser calculada por meio da Equação (2). O iluminamento, o fluxo luminoso e a

intensidade luminosa somente serão perceptíveis se ocorrer a luminância, ou seja, se forem refletidos em uma superfície, transmitindo a sensação de luz aos olhos de quem observa. Ela é expressa em candela por metro quadrado (cd/m^2).

$$L = \frac{I}{S \times \cos\alpha} \quad (2)$$

Onde:

L é a luminância;

S é a superfície iluminada;

α é o ângulo entre a superfície iluminada e a vertical, que é ortogonal a direção do fluxo luminoso;

I é a intensidade luminosa.

2.2 LED

De acordo com Pimenta (2004), os LEDs, conforme ilustrado na Figura 6, foram desenvolvidos na década de 60, são componentes eletrônicos semicondutores bipolares, possuem um terminal de cátodo e outro de ânodo e apresentam a característica de produzir energia luminosa através da energia elétrica. São constituídos por uma junção de materiais semicondutores de diferentes características, esta junção é, em essência, uma camada ativa de material semicondutor compreendida entre camadas de silício, uma destas é carregada com material doador de elétrons (tipo N) e a outra está impregnada com material receptor de elétrons (tipo P).

O conjunto é encapsulado em resina cristal transparente a fim de proteger o elemento semicondutor e direcionar a emissão de luz. Ao se aplicar uma tensão nos terminais das junções P-N, surge uma corrente elétrica que flui através da mesma, provocando a recombinação dos elétrons e lacunas em torno destas junções, tal recombinação provoca a liberação de uma energia emitida como radiação luminosa, o comprimento de onda desta luz emitida depende diretamente dos materiais utilizados (PIMENTA, 2004).

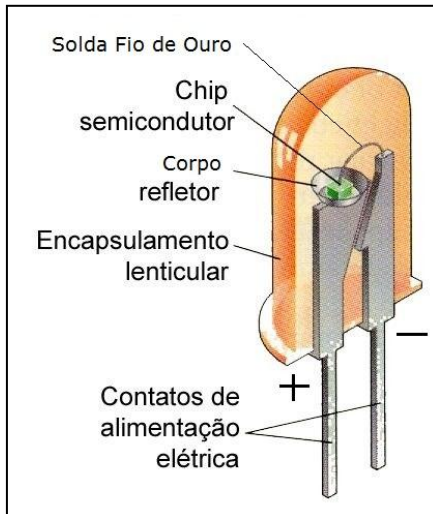


Figura 6 - Composição LED.

Fonte: SELLERINK, 2013.

Segundo Souza (2004), o que caracteriza a cor obtida por radiação luminosa nos LEDs é o comprimento da onda da luz emitida, a qual é determinada de acordo com a Equação 3:

$$\lambda = \frac{h \times c}{E_g} \quad (3)$$

Onde:

λ é o comprimento de onda da radiação (μm);

h é a constante de Planck ($\text{m}^2\text{kg/s}$);

c é a velocidade da luz (m/s);

E_g é a banda de energia da camada ativa (banda proibida).

Verifica-se, portanto, que o comprimento da onda é inversamente proporcional ao valor da banda de energia da camada ativa, esta, por sua vez, é função do tipo e das características dos materiais empregados, doadores e receptores de elétrons, no cristal do semiconductor.

Tabela 1 - Comprimento de onda das cores.

COR	λ (10^{-7} m)
Violeta	4,0 – 4,5
Anil	4,5 – 5,0
Azul	5,0 – 5,3
Verde	5,3 – 5,7
Amarelo	5,7 – 5,9
Laranja	5,9 – 6,2
Vermelho	6,2 – 7,5

Fonte: Adaptado de <<http://crispassinato.wordpress.com>>

Na Tabela 1 podem ser visualizados alguns valores de comprimento de onda e a cor obtida. Observa-se que a luz violeta tem o menor comprimento de onda, 4 a $4,5 \cdot 10^{-7}$ m, em contraponto a luz vermelha tem o maior valor, de 6,2 a $7,5 \cdot 10^{-7}$ m.

Os primeiros LEDs desenvolvidos foram utilizados como indicadores luminosos de estado, ligado ou desligado, eram de cor vermelha e compostos de uma liga de gálio, arsênio e fósforo (GaAsP) (IEEE, 2002).

Na década de 80 houve o desenvolvimento da tecnologia AlInGaP (ligas formadas de alumínio, índio, gálio e fósforo), esta foi de fundamental importância na aceleração do processo de aplicações dos LEDs na iluminação. Entretanto foi na década de 90 com o surgimento da tecnologia InGaN (ligas de índio, gálio e nitrogênio), que se obteve ondas mais curtas e o LED branco (SCOPACASA, 2008).

A luz emitida pelo LED varia, entre outros fatores, de acordo com o material utilizado, conforme se pode ver na Tabela 2.

Tabela 2 - Comparativo entre Tecnologias.

MATERIAL	COR	EXEMPLO DE APLICAÇÃO
GaAsP	Vermelho	Placas de sinalização, equipamentos eletrônicos
AllnGaP	Amarelo, verde, vermelho.	Placas de sinalização, iluminação de automóveis, semáforos, celulares.
InGaN	Azul, verde, branco	Placas de sinalização <i>full-color</i> , iluminação de automóveis, semáforos, celulares

Fonte: Adaptado de <<http://www.lumileds.com>>

O primeiro LED de potência foi desenvolvido na década de 90 pela *Luxeone* revolucionou tecnologia dos LEDs, pois apresentava um fluxo luminoso da ordem de 30 a 40 lúmens. Atualmente, os LEDs atingem a marca de 150 lúmens de fluxo luminoso.

Com relação a construção, a complexidade do LED de potência é muito maior em relação ao modelo convencional. Esta complexidade visa garantir uma *performance* melhor em aplicações onde há um grau maior de exigência e confiabilidade. A arquitetura dos LEDs de potência tem como principal componente o *chip* semicondutor, o qual está fixado a uma base de silício com proteção contra ESD¹ por meio de conexão por solda e encapsulado em silicone. Além destes componentes, possui também fios de ouro para condução da corrente elétrica, aleta de dissipação de calor e terminais ânodo e cátodo (RANGEL, SILVA e GUEDE, 2009).

Na Figura 7 é possível observar as partes que compõem um LED de potência.

¹ESD (do inglês *Electro Static Discharge*) significa que o equipamento possui proteção contra descargas eletrostáticas (BRAGA, 2011).

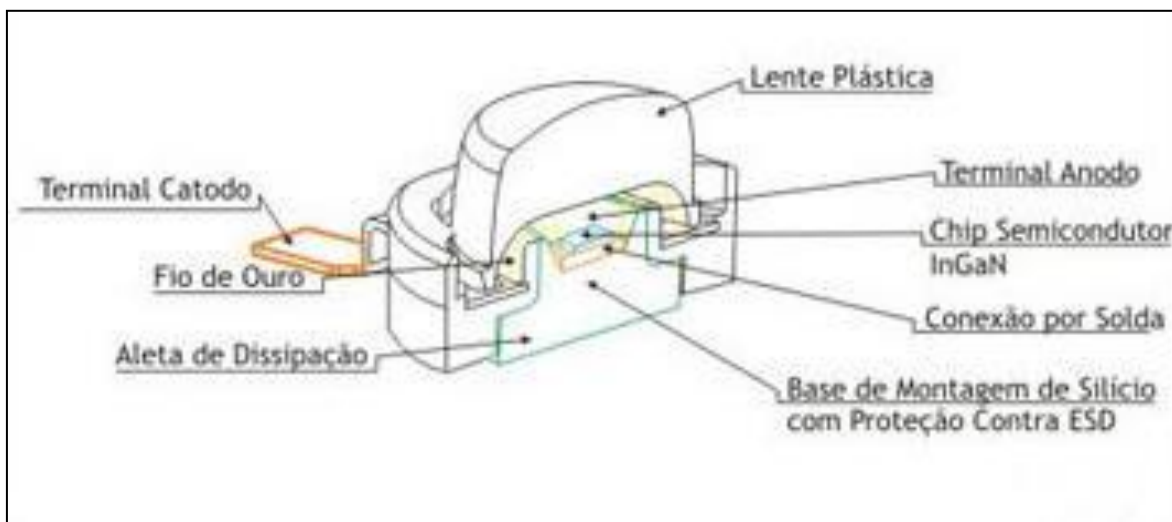


Figura 7 - Composição do LED de potência.

Fonte: LUMILEDS, 2011.

Os LEDs comuns apresentam uma potência inferior a 1W e eficiência entre 5 e 10 lúmens por watt, enquanto os LEDs de potência apresentam eficiência de 30 a 150lm/W e potência de até 5W (OSRAM, 2006).

Os primeiros LEDs de potência CA que operavam sem utilizar conversor foram desenvolvidos pela *Seoul Semiconductor* em 2005 e são nomeados de *Acriche*, a tecnologia desenvolvida nesse projeto minimizou o número de componentes reduzindo assim o tamanho do circuito. Dentre as principais características da tecnologia desenvolvida ressalta-se a operação com alimentação CA sem circuitos adicionais de conversão, esta característica adéqua o LED para aplicações industriais e residenciais, onde a principal fonte de energia disponível é alternada. A Figura 8 ilustra o LED A3 *Acriche* e é possível observar o emissor com a PCB (do inglês *printed circuit board*, placa de circuito impresso em sua tradução literal).



Figura 8 - LED A3 *Acriche* da *SEOUL SEMICONDUCTOR*.

Fonte: ACRICHE, 2011.

A linha de LEDs *Acriche*, da *Seoul Semiconductor* apresenta também como características:

- Vida útil de mais de 35.000 horas;
- Frequência de operação em 50 e 60Hz;
- Tensão de operação de 100, 110, 120, 220 e 230V_{ca}.

A linha de LEDs *Acriche* pode ser utilizada de duas formas, conforme ilustra a Figura 9, utilizando a base PCB ou colocando um resistor em série ao emissor.

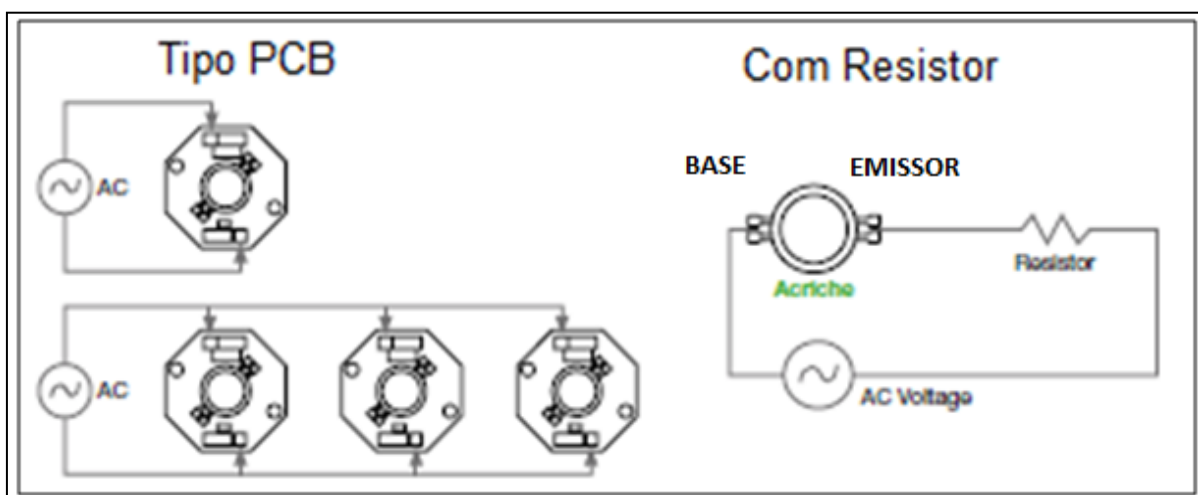


Figura 9 - Conexões LED *Acriche*.

Fonte: ACRICHE, 2011.

O emissor que servirá como base para o estudo deste trabalho será o modelo *AN3200*, ilustrado na Figura 10, este emissor fabricado pela *Seoul Semiconductor* foi desenvolvido para as mais diversas aplicações, como:

- Iluminação de interiores;
- Iluminação ao ar livre;
- Iluminação decorativa;
- Iluminação de eletrodomésticos da linha branca.



Figura 10 - Emissor *AN3200*.

Fonte: ACRICHE, 2011.

O código do emissor define as principais características elétricas para as quais o mesmo foi desenvolvido. A Tabela 3 ilustra estas características.

Tabela 3 - Características elétricas do LED AN3200

PARTE DO CÓDIGO	CARACTERÍSTICA
A	Define que é da serie <i>Acriche</i> .
N	Refere-se ao tipo de luz emitida pelo emissor, o N é referente ao Branco Quente.
3	Define que é da série A3.
2	Tipo de lente.
0	Refere-se a tensão de alimentação aplicada, nesse caso 100, 110 ou 120 Volts.
0	Define se o produto é uma PCB ou apenas o emissor, neste caso é o emissor.

Fonte: Autoria própria.

Os emissores da série A3 apresentam como características a longa vida útil, o baixo consumo de energia elétrica, baixa resistência térmica, conexão direta à tensão alternada, conforme ilustrado na Figura 11 e são produzidos de acordo com a RoHS (*Restriction of Certain Hazardous Substances*, Restrição de Certas Substâncias Perigosas) que é uma legislação europeia que proíbe a colocação, no mercado europeu, de equipamentos elétricos e eletrônicos que contenham chumbo, cádmio, mercúrio, cromo hexavalente, bifenilos polibromados e éter difenil polibromados em quantidades superiores aos níveis acordados.

Os LEDs *Acriche* necessitam também, conforme manual do fabricante, de um dissipador térmico para manter a PCB com temperatura inferior a 70°C.

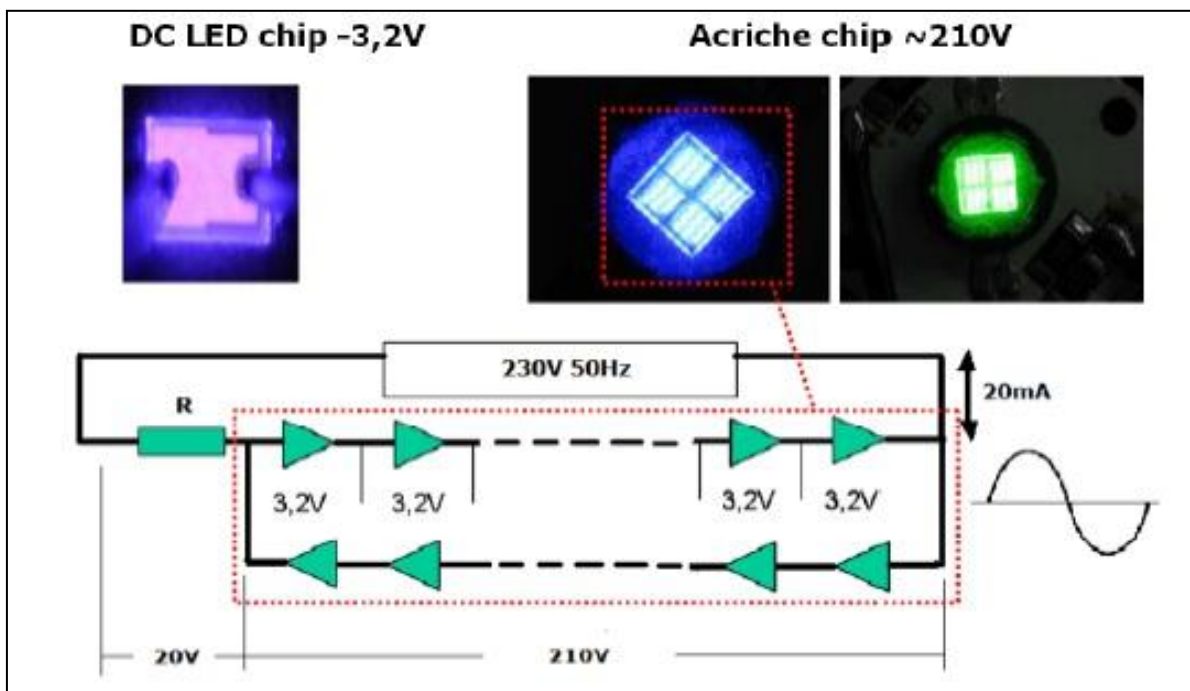


Figura 11 - Esquema do circuito interno para o LED A3 Acriche.
Fonte: ACRICHE, 2011.

Pode-se analisar pela Figura 11 que o circuito é composto de *chips* LEDs, LED DC ultrafino desenvolvido pela *Seoul Semiconductor*, que atuam alternadamente conforme o ciclo da rede. No semiciclo positivo, considerando entrada da corrente através da resistência R, o arranjo superior será energizado e acenderá, pois como se trata de diodos os mesmos estarão polarizados diretamente. No semiciclo negativo, por sua vez, o conjunto inferior será energizada enquanto o os demais estarão inversamente polarizados inviabilizando a passagem de corrente elétrica. Devido à frequência da rede (50 ou 60 Hz), e a disposição dos *chips* LEDs no emissor é imperceptível ao olho humano a comutação dos semiciclos.

Os LEDs utilizados apresentam, segundo dados do fabricante, um fluxo luminoso de 180 lúmens, um nível de iluminamento de 200 luxes (medido a 50cm de distância), 4W de potência e a temperatura da cor² é de aproximadamente 3000K.

Na Figura 12 pode-se ver a curva característica obtida com a utilização de um LED de potência CA, em laboratório, e um Variac (transformador dotado de um secundário variável).

² A temperatura da cor define a tonalidade de cores das lâmpadas e é medida em Kelvin (K). Quanto mais alta a temperatura da cor, mais “fria” é a luz, por outro lado quanto menor for a temperatura da cor, mais “quente” será a luz emitida (tonalidade amarelada, como em lâmpadas incandescentes) (MAMEDE FILHO, 2010).

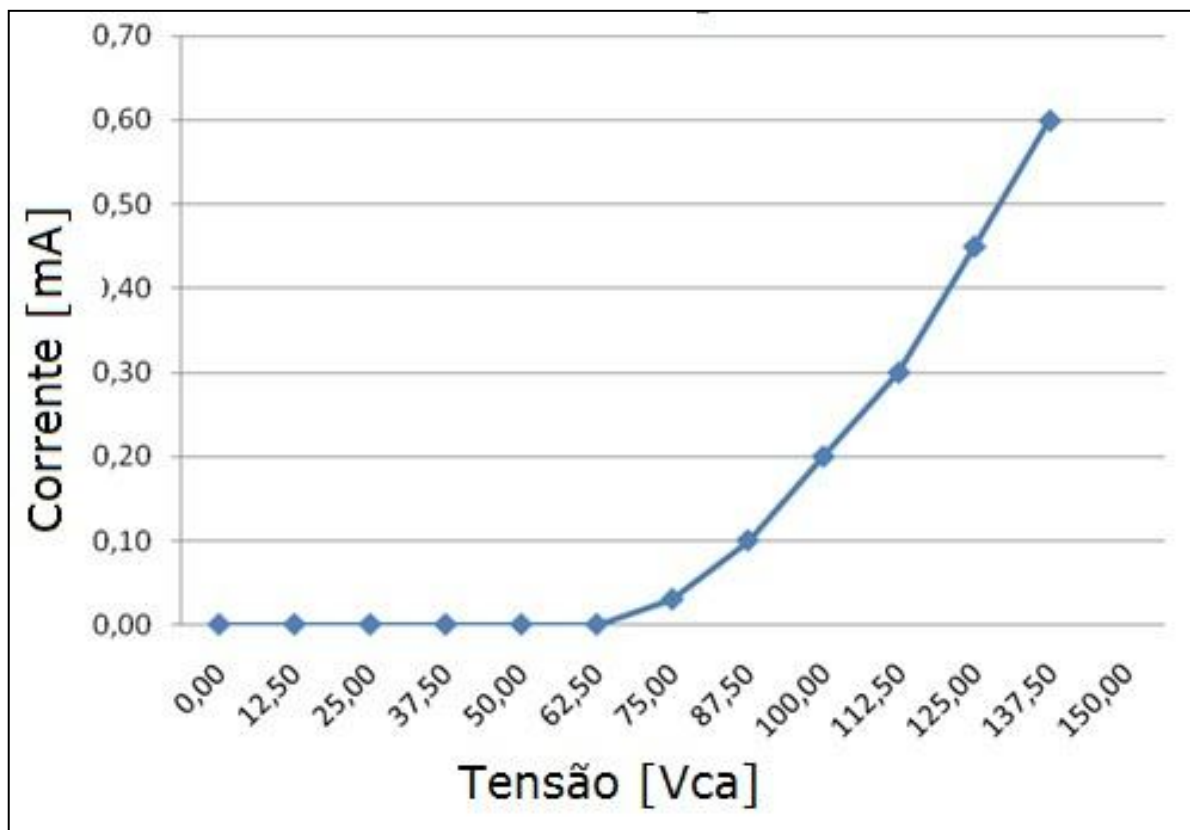


Figura 12 - Curva característica tensão x corrente do LED A3 Acriche.

Fonte: Autoria própria.

Constatou-se que com a variação da tensão eficaz aplicada ao LED da *Acriche* houve um aumento, de forma quase linear, a partir dos 60V no valor da corrente obtida. Isto ocorre devido às características da serie A3, com alimentação de até 120V, que apresenta uma faixa de condução definida entre 55 e 120 Volts.

2.3 MATERIAIS SEMICONDUTORES

Com o passar dos anos surgiram vários componentes eletrônicos constituídos de semicondutores, cuja principal descoberta foi o transistor em 1940. As vantagens dos componentes atuais são claras, quando comparadas às válvulas utilizadas em anos anteriores, como tamanho reduzido, leves, nenhuma necessidade de aquecimento ou perda de calor, construção mais robustas, mais eficientes, etc.

Os materiais semicondutores, como o próprio nome diz, estão situados entre materiais condutores e materiais isolantes. Como mostra a Tabela 4 a diferença extrema entre os materiais condutor e isolante para o comprimento de 1 cm do material.

O Germânio e o Silício são os principais materiais semicondutores. Uma consideração muito importante é que eles podem ser elaborados em um nível muito

grande de pureza. Por outro lado, existem impurezas nos semicondutores que o transformam de um mal a bom condutor. Esta capacidade de modificar drasticamente as características de condução do material adicionando impurezas, processo de dopagem, justifica a atenção recebida pelo Germânio e Silício. Outras razões são as mudanças de características com a aplicação de calor e luz (BOYLESTAD e NASHELSKY, 1994).

Tabela 4 - Valores de resistividade típicos.

CONDUTOR	SEMICONDUTOR	ISOLANTE
$\rho \approx 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ (cobre)	$\rho \approx 50 \Omega \cdot \text{cm}$ (germânio)	$\rho = 10^{12} \Omega \cdot \text{cm}$ (mica)
	$\rho \approx 50 \times 10^3 \Omega \cdot \text{cm}$ (silício)	.

Fonte: BOYLESTAD E NASHELSKY, 1994.

Segundo Pomilio (2009) a condução de corrente elétrica dos semicondutores depende da aplicação de um campo elétrico e da existência de portadores livres, elétrons, neste meio. Em metais, como cobre ou prata, a densidade de portadores livres é da ordem de $10^{23}/\text{cm}^3$, em materiais isolantes, como o quartzo ou óxido de alumínio, o valor é da ordem de $10^3/\text{cm}^3$. Os chamados semicondutores, como o Silício, têm valores intermediários, na faixa de 10^8 a $10^{19}/\text{cm}^3$.

A Figura 13 mostra uma distribuição dos componentes semicondutores, indicando limites aproximados para os valores de tensão de bloqueio e corrente de condução, não sendo valores fixos, pois os dispositivos estão em constante evolução (POMILIO, 2009).

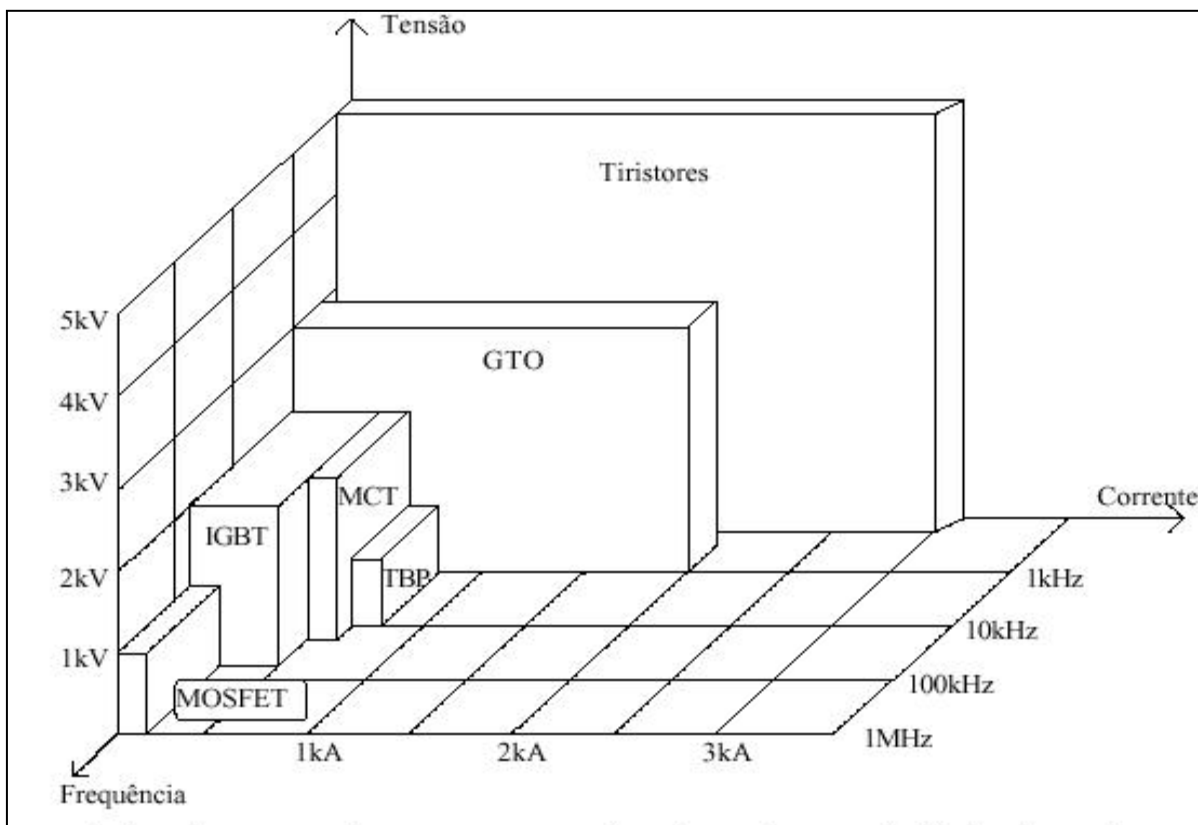


Figura 13 - Limites de operação de componentes semicondutores de potência.
Fonte: UFRJ, 2012.

2.3.1 Tiristores

Os tiristores são da família de dispositivos semicondutores que operam em regime chaveado, tendo como principal característica a estrutura de 4 camadas semicondutoras na sequência p-n-p-n (ADUR e BELLOZUPKO, 2006).

O tiristor mais conhecido nos dias atuais é o SCR (Retificador Controlado de Silício). Porém, existem outros componentes no mercado que possuem basicamente a mesma estrutura como o LASCR (SCR ativado por luz), também chamado de LTT (*Light Triggered Thyristor*), o TRIAC (tiristor tríodo bidirecional), o DIAC (tiristores diodo bidirecional), o GTO (tiristor comutável pela porta) e o MCT (tiristor controlado por MOS) (POMILIO, 2009).

2.3.2 Características de Funcionamento

O tiristor é constituído por camadas de semicondutores, mais especificamente por quatro camadas que se alternam em p-n-p-n, tendo 3 terminais: anodo e catodo, nos quais flui corrente e a porta, *gate* ou gatilho, que ocorre uma injeção de corrente, fazendo com que se estabeleça uma corrente anódica (MELLO, 1980).

Segundo Pomilio (2009) e tendo por auxílio à Figura 14, caso ocorra uma tensão positiva entre o anodo e catodo, as junções J1 e J3 estarão diretamente polarizadas, enquanto a junção J2 estará reversamente. Sendo assim, não haverá condução de corrente até que a tensão V_{ak} se eleve a um valor que provoque a ruptura da barreira de potencial em J2.

Em J3 circulará corrente, somente se houver uma tensão positiva em V_{gk} , com portadores negativos indo do catodo para a porta. Na construção do dispositivo, a camada P ligada à porta é suficientemente estreita para que parte destes elétrons que cruzam J3 possua energia elétrica suficiente para vencer a barreira de potencial existente em J2, sendo então atraídos pelo anodo.

Desta forma, a junção reversamente polarizada tem sua diferença de potencial diminuída e estabelece-se uma corrente entre anodo e catodo, que poderá persistir mesmo na ausência da corrente de porta.

Quando a tensão V_{ak} for negativa, J1 e J3 estarão reversamente polarizadas, enquanto J2 estará diretamente polarizada. Uma vez que a junção J3 é intermediária a regiões de alta dopagem, ela não é capaz de bloquear tensões elevadas, de modo que cabe à junção J1 manter o estado de bloqueio do componente.

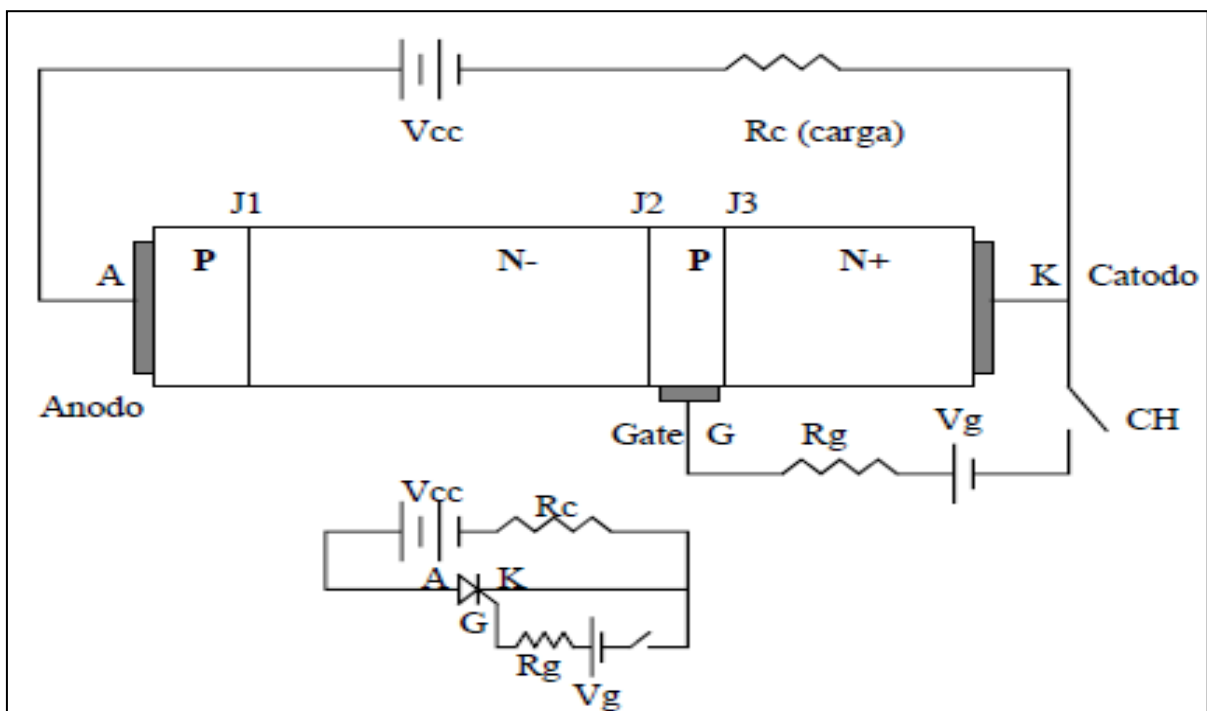


Figura 14 - Funcionamento básico do tiristor e seu símbolo.
Fonte: POMILIO, 2009.

O tiristor só irá parar de conduzir quando a corrente por ele atingir valores abaixo do valor mínimo de manutenção (IH), assim restabelecendo a barreira de potencial em J2 (POMILIO, 2009).

Devido às características construtivas do dispositivo, a aplicação de uma polarização reversa do terminal *gate* não permite a comutação do SCR (BOYLESTAD e NASCHELSKY, 1994).

2.3.2.1 MOSFET – Transistor de Efeito de Campo de Semicondutor de Óxido Metálico

Nos anos 80, com a tecnologia MOS, foi possível construir dispositivos capazes de comutar valores significativos de corrente e tensão, em velocidade superior ao que se obtinha com os TBP.

Segundo Boylestad e Naschelsky (1994) na construção básica do MOSFET os terminais de fonte e dreno são conectados por meio de contatos metálicos às regiões n-dopadas, ligadas entre si por um canal n. A porta é conectada também à superfície metálica de contato, mas permanece isolada do canal n por uma camada muito fina de dióxido de silício (SiO_2), como mostra a Figura 15. O dióxido de silício é um tipo particular de isolante, denominado dielétrico, que cria campos elétricos opostos quando submetido a um campo externo aplicado. Uma das desvantagens do MOSFET, quando comparado ao TBP, é o seu nível reduzido de potência de operação.

Existe, segundo Ahmed (2000), internamente no MOSFET de potência, um diodo de corpo. Quando houver inversão na polarização da fonte (quando ela for positiva em relação ao dreno) o MOSFET não pode bloquear esta tensão, ou seja, ele não tem capacidade de bloqueio de tensões inversas devido às características intrínsecas (bloqueio assimétrico). O diodo de corpo fornece um caminho interno direto de retorno para a corrente inversa (da fonte para o dreno) através da junção. Este diodo é muito importante para aplicações de chaveamento, embora tenha características de velocidade lenta, sendo usualmente conectado um diodo de características de velocidade rápida externamente.

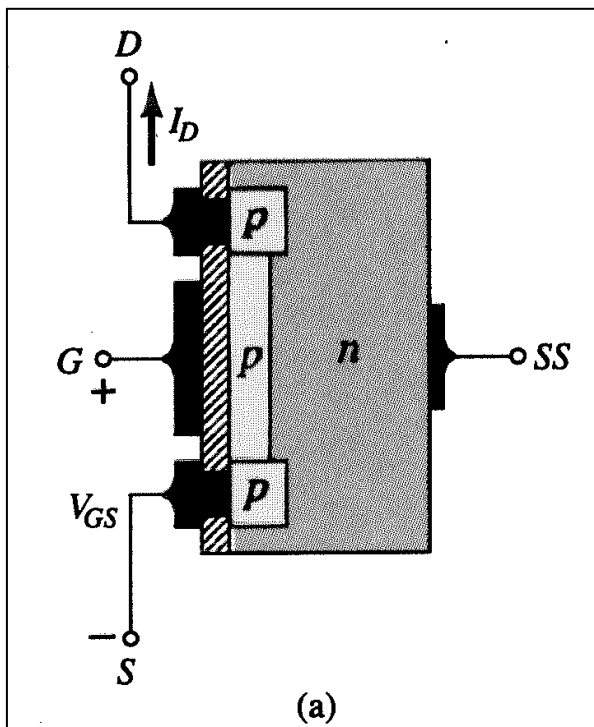


Figura 15 - MOSFET de canal n.
Fonte: BOYLESTAD E NASHESKY, 1994.

2.3.2.1.1 Características básicas de funcionamento

Quando uma tensão $V_{gs} > 0$ é aplicada, segundo Pomilio (2009) o potencial positivo no *gate* repele as lacunas na região P, deixando uma carga negativa, mas sem portadores livres. Quando esta tensão atinge certo limiar, elétrons livres (gerados principalmente por efeito térmico) presentes na região P são atraídos e formam um canal N dentro da região P, pelo qual se torna possível a passagem de corrente entre D e S. Elevando V_{gs} , mais portadores são atraídos, ampliando o canal, reduzindo sua resistência, permitindo o aumento de I_d . Este comportamento caracteriza a chamada região resistiva. A Figura 16 mostra a estrutura de um MOSFET.

A passagem de I_d pelo canal produz uma queda de tensão que leva ao seu afunilamento, ou seja, o canal é mais largo na fronteira com a região N+ do que quando se liga à região N-. Um aumento de I_d leva a uma maior queda de tensão no canal e a um maior afunilamento, o que conduziria ao seu colapso e à extinção da corrente. O fenômeno tende a um ponto de equilíbrio, no qual a corrente I_d se mantém constante para qualquer V_{ds} , caracterizando a região ativa do MOSFET (POMILIO, 2009).

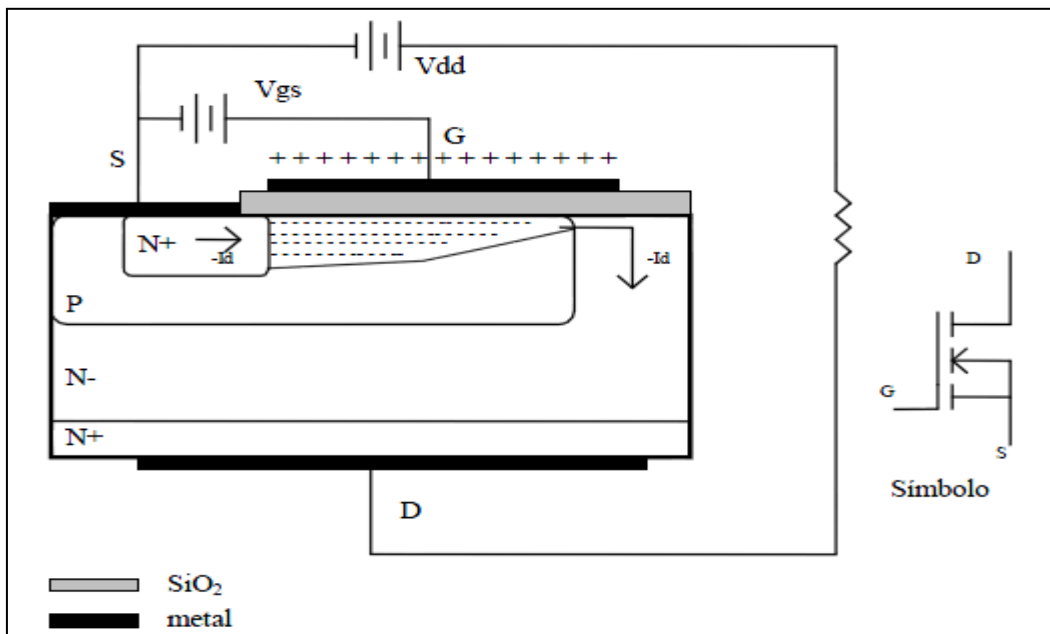


Figura 16 - Estrutura básica de transistor MOSFET.

Fonte: POMILIO, 2009.

No *gate* é necessária apenas uma pequena corrente para carregar e descarregar as capacitâncias de entrada do transistor. A resistência de entrada é da ordem de 10^{12} ohms (BOYLESTAD e NASCHELSKY, 1994). A Figura 17 mostra a capacitância dos MOSFET.

As características dos MOSFET são melhoradas quando se analisa o dispositivo IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Este alia a facilidade de acionamento com as pequenas perdas em condução dos TBP, porém ainda está limitado a operar em frequências em alguns kHz. (POMILIO, 2009).

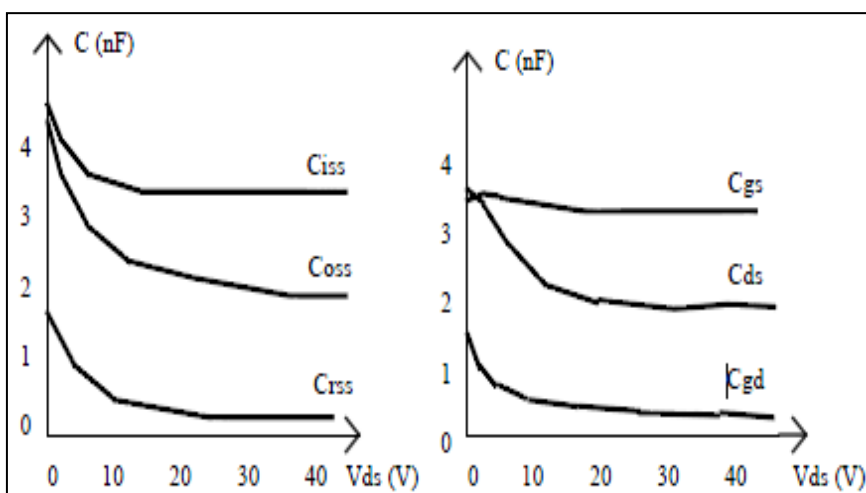


Figura 17 - Estrutura básica de transistor MOSFET.

Fonte: POMILIO, 2009.

2.3.3 Alguns Critérios para a Seleção de Transistores

Segundo Pomilio (2009) os TBP podem ser desconsiderados em novos projetos.

O primeiro critério é o dos limites de tensão e de corrente. Os MOSFET apresentam faixa reduzida de valores, ficando entre 100V/200A e 1000V/20A. Caso haja necessidade de operar com potências mais elevadas o IGBT é o dispositivo correto a ser utilizado.

Outro ponto importante são as perdas de potência no componente. Portanto, em aplicações que exigem altas frequências (acima de 50 kHz) deve-se utilizar MOSFETs. No entanto, os IGBTs têm perdas menores em estado de condução.

A regra utilizada para selecionar o dispositivo correto é em baixa tensão e alta frequência utiliza-se MOSFET e para alta tensão e baixa frequência empregam-se melhor os IGBTs (POMILIO, 2009).

2.4 INTERRUPTORES BIDIRECIONAIS

Com o avanço dos conversores estáticos e a necessidade de operações com corrente alternada, verificou-se a necessidade de elaborar interruptores que atuassem ora no semiciclo negativo ora no positivo. Os interruptores bidirecionais se encaixaram perfeitamente para estas situações e serão utilizados neste trabalho.

O uso das chaves bidirecionais simplificou as estruturas e aumentou o desempenho dos conversores estáticos. A Figura 18 mostra as formas diferenciadas de interruptores utilizando MOSFET (GLAISE, 1988).

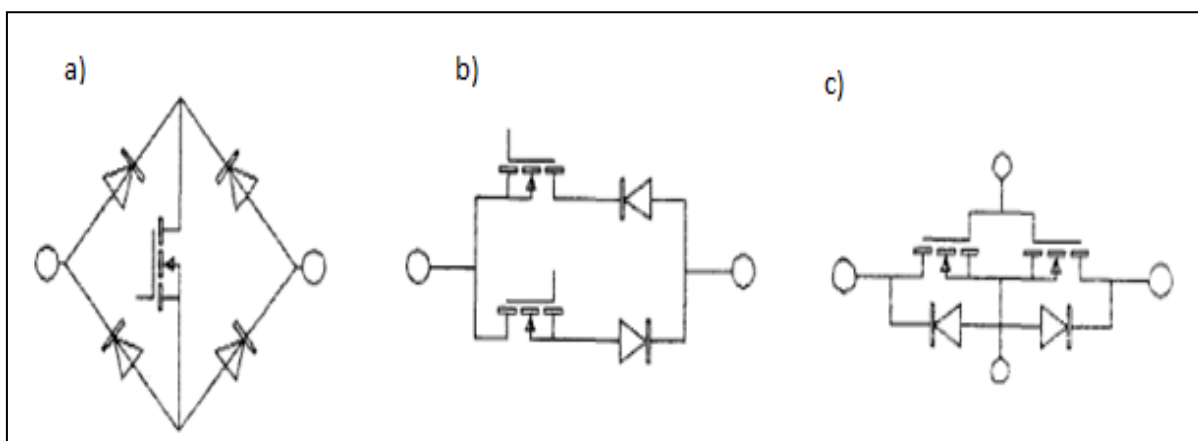


Figura 18 - Diferentes estruturas de interruptores bidirecionais.
 Fonte: Adaptado de GLAISE et al, 1988.

Para Glaise (1988) o interruptor da Figura 18.a é de fácil controle, contendo somente uma chave unidirecional entre uma ponte de quatro diodos. A desvantagem deste tipo de dispositivo é a alta queda de tensão, pois existe uma perda em cada componente integrante do circuito.

A chave mostrada na Figura 18.b, de acordo com o chaveamento, determina o nível da queda da tensão na carga, porém necessita de dois interruptores unidirecionais, o que torna o seu valor agregado mais elevado e às vezes inviável a certas aplicações. E ainda, apresenta complexidade para realizar o chaveamento, necessitando de um sensor de corrente e um circuito lógico (GLAISE, 1988).

Com MOSFET, Figura 18.c, é preciso somente dois componentes, já que os diodos são partes integrantes do transistor. Nesta situação pode-se optar entre duas formas de controle, como uma chave bidirecional real ou como dois interruptores unidirecionais (GLAISE, 1988).

Para elaborar uma chave bidirecional utilizando MOSFET basta interligar o *source*. Os diodos internos permitem que o sistema realize bloqueios reversos da tensão. Para reduzir o número de *drivers* que fazem o acionamento dos interruptores, interligam-se os gatilhos. A Figura 19 mostra as interligações necessárias. Sendo assim, a tensão para acionamento encontra-se na junção dos *soucers*, diferente da referência de comando necessitando de *drivers* para serem ativados (ADUR e BELLOZUPKO, 2006).

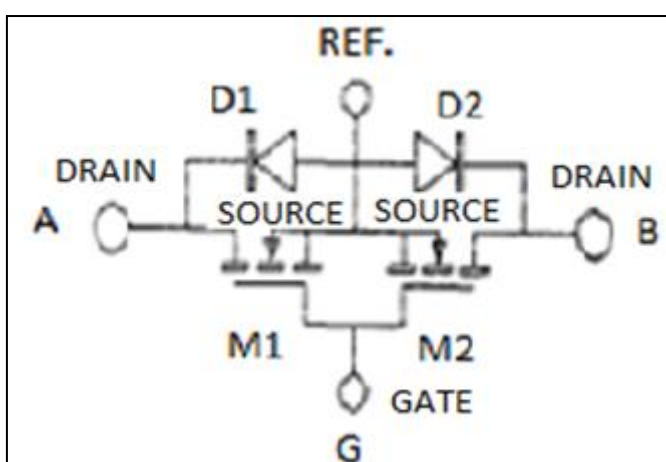


Figura 19 - Interligação de dois MOSFET (Chave Bidirecional).
 Fonte: Adaptado de GLAISE et al, 1988.

Para Adur e Bellozupko (2006) analisando o funcionamento do circuito acima se tem a circulação da corrente apenas por um diodo e por uma chave de cada vez, implicando em menores perdas por condução e comutação. No semiciclo positivo da

rede circulará, tomando com entrada o ponto A, a corrente circulará pelo diodo D2 e o MOSFET M1 indo até o ponto B. No semiciclo negativo a corrente circulará pelo diodo D1 e o MOSFET M2 indo até o ponto A. Tornando possível a condução em ambos os ciclos da rede.

2.5 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (PWM)

A Modulação por largura de pulso (PWM) pode ser melhor compreendida ao se pensar em uma carga ligada a uma fonte com um interruptor que abre e fecha periodicamente. O interruptor fechado define a largura de pulso pelo tempo que ele fica nesta condição, transferindo assim toda a tensão da fonte à carga. O intervalo entre os pulsos são definidas também pelo tempo em que fica aberta, neste momento, a tensão sobre a carga se torna nula (AHMED, 2000).

Nos controles feitos pelo PWM o que se faz é variar a largura do pulso de uma tensão retangular aplicada à carga de modo a se obter um controle sobre a potência média aplicada. Este tipo de controle tem a vantagem de operar como uma "fonte chaveada" com altíssimo rendimento, já que o elemento de controle, por operar com sinais retangulares, não dissipa grande potência (BARBI, 2001).

O gráfico resultado da tensão nos terminais da carga após a chave ser ligada e desligada repetidas vezes, tem o mesmo formato de onda na saída de um modulador. A potência na carga seria resultante do tempo em que a chave permaneceria fechada, uma vez que a tensão quando a chave permanece desligada, possui valor igual a zero, sendo a potência também igual a zero. Portanto, quanto mais tempo (maior a largura do pulso) a chave permanecer aberta, maior será a potência entregue à carga. A Figura 20 mostra dois exemplos de sinais PWM entregando a carga 10 e 90% de potência.

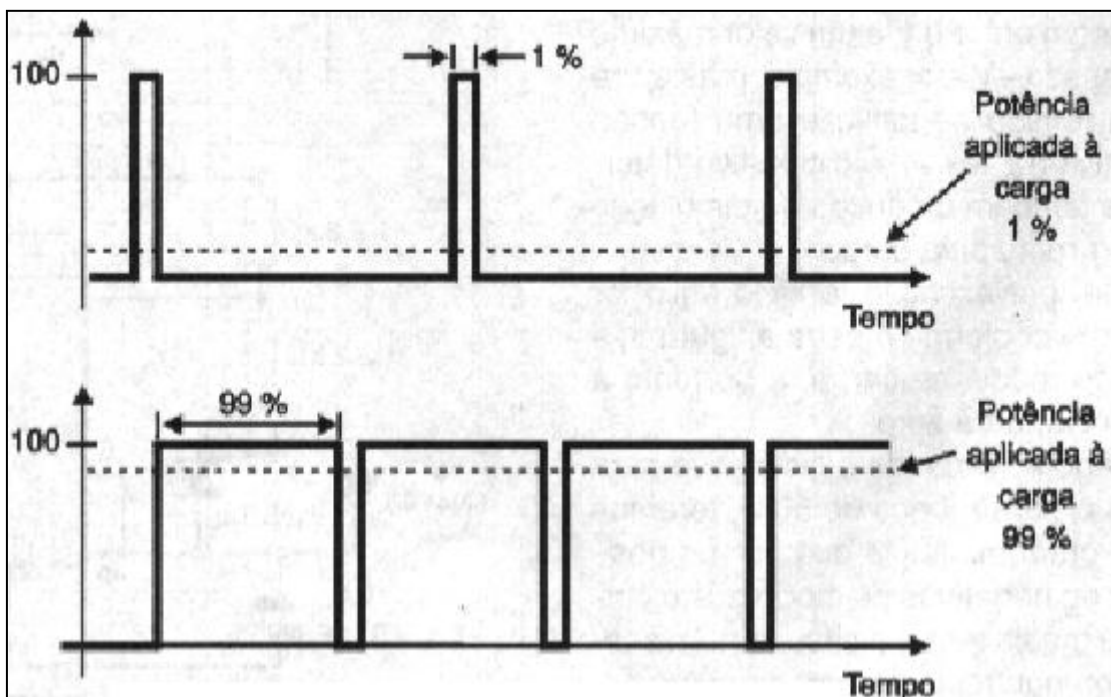


Figura 20 - Controle da Potência pelo ciclo ativo.

Fonte: RASHID, 1999.

Essa é a função do PWM controlar a largura do pulso, visando o controle do ciclo ativo do sinal aplicado à carga, entregando maior ou menor potência à carga destinada.

A diferença entre a tensão de entrada e a de saída se deve ao ajuste da razão cíclica do PWM. Dividindo-se o tempo em que a chave ficou fechada pelo tempo total obtêm-se esta grandeza. Na Figura 21 verifica-se de forma clara o ciclo ativo, auxiliando na definição da razão cíclica (4).

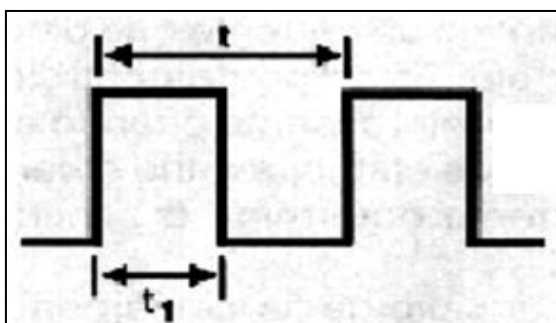


Figura 21 - Definição de um ciclo ativo.

Fonte: RASHID, 1999.

$$\text{Razão Cíclica} = D = t_1/t = \delta$$

(4)

2.5.1 Modulação por Largura de Pulso Senoidal

Outra forma de PWM é a modulação por largura de pulso senoidal (SPWM). Neste caso as larguras dos pulsos são geradas através da comparação de uma

tensão de referência triangular de amplitude e frequência com uma portadora de tensão senoidal retificada de amplitude variável e frequência dobrada. No controle PWM senoidal, o fator de deslocamento é de uma em uma unidade, melhorando assim o fator de potência e reduzindo e até eliminando os harmônicos de ordem inferior (RASHID, 1999). A Figura 22 mostra as formas de onda do PWM senoidal.

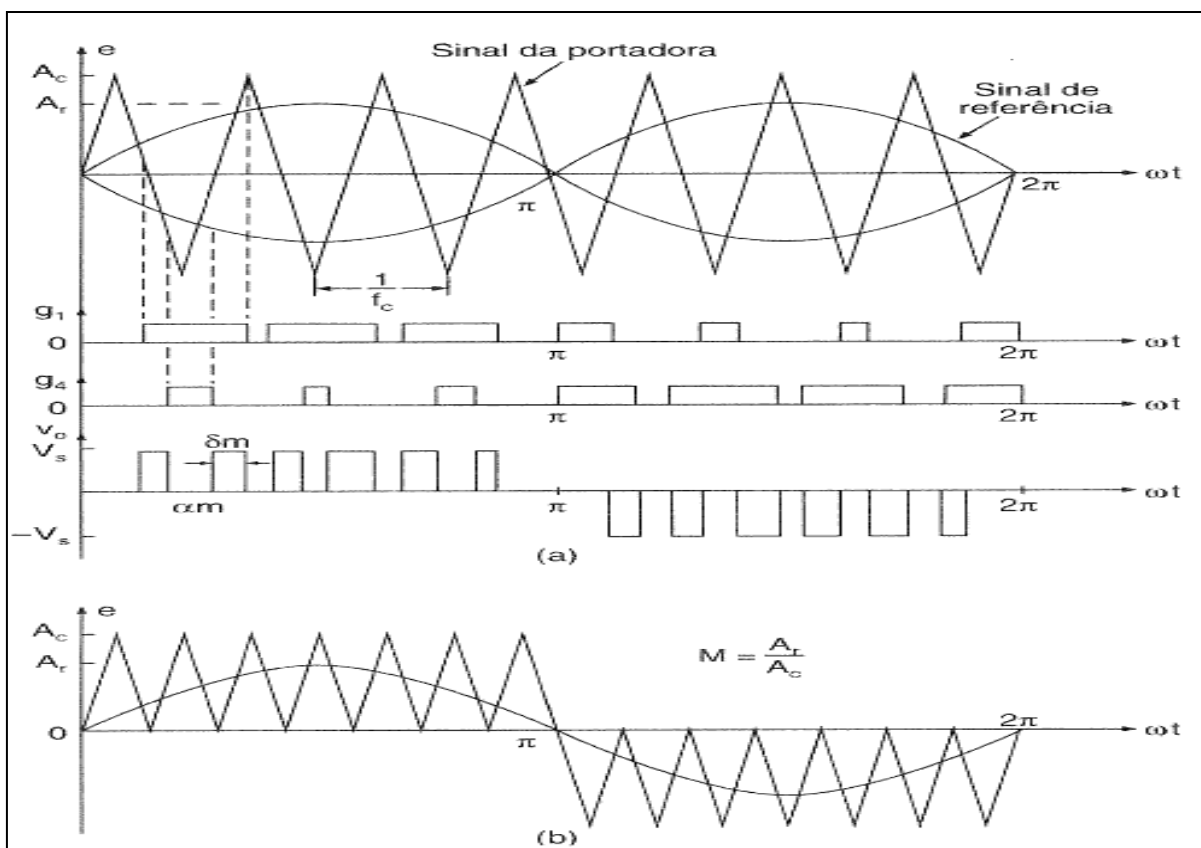


Figura 22 - Formas de onda PWM.
Fonte: Adaptado de AHMED, 2000.

2.6 CONVERSORES

Os conversores têm uma grande utilidade nos dias atuais, sendo empregados em diversas áreas. Os primeiros conversores isolados com comutação suave foram os ressonantes, que inicialmente foram empregados para permitir o bloqueio dos tiristores sem a utilização de circuitos auxiliares de comutação forçada (BARBI, 1999).

Apesar deste não necessitar da ressonância para o bloqueio, esta, por sua vez, continuou sendo utilizada, pois propiciava uma redução significativa das perdas de comutação, portanto viabilizando operações com frequências maiores que as que

podiam ser alcançadas com os circuitos convencionais (BOLESTAD e NASCHELSKY, 1994).

Segundo Barbi (1999), nos primeiros conversores a comutação baseava-se no fenômeno da ressonância, o que permitia a comutação dos transistores de potência. Logo após, descobriu-se a comutação dual, que oferecia maior segurança aos semicondutores, reduzindo perdas de comutação e aproveitando componentes parasitas do MOSFET, como diodos e capacitores.

A principal ação de um conversor é converter a tensão de entrada para alternada ou contínua tendo sua saída de tensão ou corrente controlada de acordo com a necessidade do operador (BARBI, 2006).

Os circuitos dos conversores são constituídos por componentes elétricos passivos como resistores, capacitores e indutores e componentes ativos tais como diodos, tiristores, GTOs e TRIACs, associados de maneira ampla. A Figura 23 mostra o fluxograma de diferentes métodos conversão. Sendo assim, de acordo com a aplicação, podem-se utilizar conversores diretos, neste caso, não se utiliza retificadores, conversores indiretos, tendo etapas intermediárias em que ocorre retificação, inversores e outros. Portanto, analisando o fluxograma é possível verificar as etapas de conversão, identificando se há necessidade de etapas intermediárias ou não.

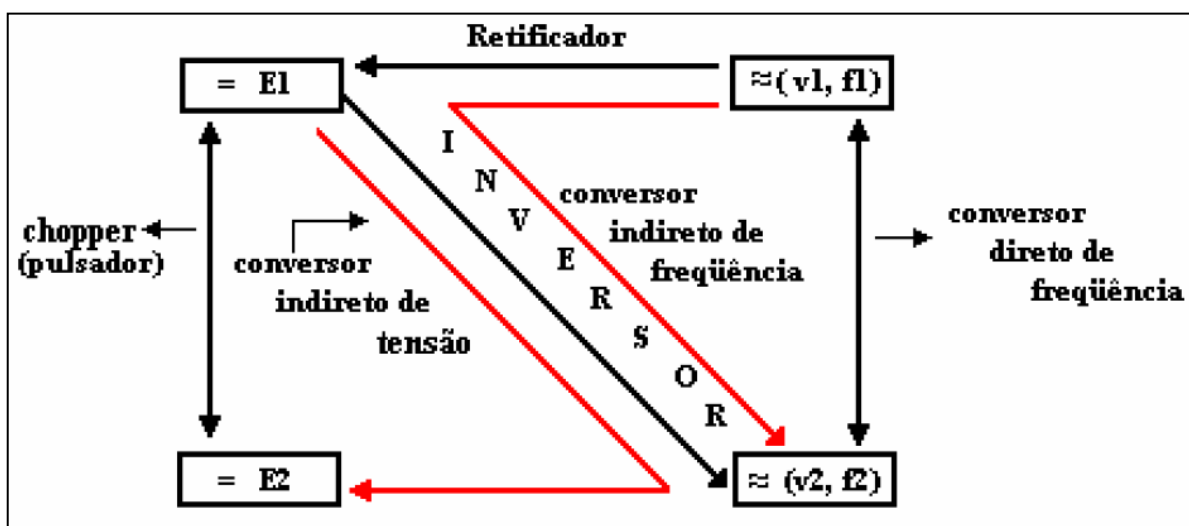


Figura 23 - Fluxograma de um conversor.
Fonte: BARBI E MARTINS, 2000.

Em geral segundo Barbi (2001) e Petry (2005) os conversores são divididos em quatro principais tipos:

- Conversor CA-CC;
- Conversor CC-CC;

- Conversor CC-CA;
- Conversores CA-CA.

Dentro destas categorias existem subcategorias que classificam os conversores de acordo com o ganho estático. Que são as seguintes:

- *Buck*;
- *Boost*;
- *Buck-Boost*.

De forma mais clara para auxiliar no entendimento, o conversor *buck* é o que tem a tensão de saída igual ou inferior à tensão de entrada, o *boost* é o que apresenta a tensão de saída igual ou superior ao valor da tensão de entrada e o *buck-boost* que aparenta os dois valores de acordo com a razão cíclica, ora valor inferior ao da tensão de entrada ora superior ao valor da mesma (BARBI, 2006).

Para se obter uma melhor compreensão do conversor que será implementado, será abordada primeiramente a teoria de conversor CC-CC e do conversor *buck* CC-CC, pois a conversão CA-CA parte do mesmo princípio de funcionamento, porém são utilizadas chaves bidirecionais.

2.6.1 Conversores CC-CC

O conversor CC-CC pode ser conceituado como um sistema formado por semicondutores de potência operando como interruptores, e por elementos passivos, normalmente indutores e capacitores, que tem por função controlar o fluxo de potência elétrica da fonte de entrada (E_1) para a tensão de saída (E_2) (BARBI, 2000).

No conversor ideal, as perdas internas são nulas e a potência entregue à carga (P_2) é igual a potência cedida pela fonte (P_1), valendo as expressões 5, 6 e 7.

$$P_1 = E_1 I_1 \quad (5)$$

$$P_2 = E_2 I_2 \quad (6)$$

$$E_1 I_1 = E_2 I_2 \quad (7)$$

O ganho estático de um conversor CC-CC é definido pela expressão 8.

$$G = E_2/E_1 \quad (8)$$

2.6.2 Conversor *Buck* CC-CC: Abaixador de Tensão

O conversor *buck* CC-CC produz um valor médio de tensão na saída inferior ao valor médio da tensão de entrada, enquanto que a corrente média de saída é maior que a corrente média de entrada, esse comportamento é consequência do princípio de conservação de energia. Esse tipo de conversor possibilita uma variação contínua da tensão média na carga desde zero até o valor de tensão de alimentação. Também pode ser caracterizado por ter entrada em tensão e saída em corrente. A Figura 24 mostra o esquema do circuito elétrico do conversor *Buck* (BARBI, 2000) e seu funcionamento é explicado no item 2.6.2.1.

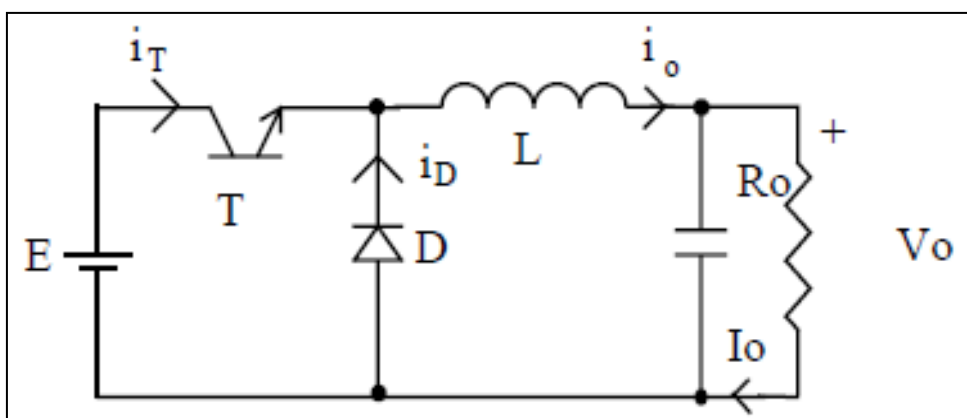


Figura 24 - Esquema circuito conversor *Buck*.
Fonte: POMILIO, 2001.

Este conversor apresenta interruptores unidirecionais, pois a forma de alimentação é contínua, não tendo dois estágios de operação como nos conversores de corrente alternada (PETRY, 2005).

2.6.2.1 Etapas de funcionamento

A tensão de entrada E é recortada pela chave T . Com a chave conduzindo, o diodo D funciona como uma chave aberta, transferindo a energia da fonte para o indutor L , para o capacitor e para a carga.

Quando T desliga, o diodo D conduz, dando continuidade à corrente do indutor L . A energia armazenada no indutor é entregue ao capacitor e à carga R . Enquanto o valor instantâneo da corrente pelo indutor L for maior do que a corrente da carga R , a diferença carrega o capacitor.

Quando a corrente for menor, o capacitor se descarrega, suprindo a diferença a fim de manter constante a corrente na carga. A tensão a ser suportada, tanto pela chave eletrônica quanto pelo diodo é igual à tensão de entrada E .

Se a corrente pelo indutor L não vai a zero durante a condução do diodo, diz-se que o circuito opera no modo contínuo. Caso contrário tem-se o modo descontínuo. Porém, prefere-se operar no modo contínuo devido a haver uma relação bem determinada entre a largura de pulso e a tensão média de saída (POMILIO, 2001).

2.6.2.2 Condução contínua

A Figura 25 mostra as formas de onda de um conversor *Buck* em condução contínua.

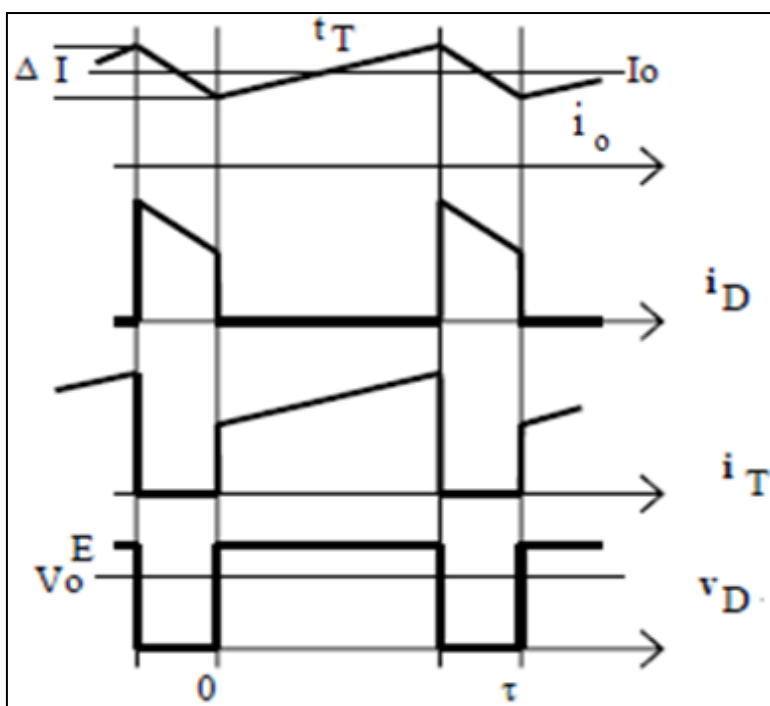


Figura 25 - Formas de onda típica no modo de condução contínua.
Fonte: POMILIO, 2001.

Como se verifica na Figura 25 na condução contínua a corrente no indutor i_o não chega a atingir o valor zero devido ao seu dimensionamento. O diodo D conduz quando a chave T está aberta, servindo de caminho para circular a corrente do indutor. A tensão na carga é de acordo com o chaveamento, portanto, quando T está em condução tem-se tensão sobre a carga e quando fechada a tensão vai à zero.

O indutor é o elemento que transfere energia da entrada para a saída, sendo assim, é possível determinar a relação de entrada e saída do conversor. Sabe-se que a tensão média sobre uma indutância ideal, em regime, é nula (BARBI, 2000), como mostra a Figura 26, portanto:

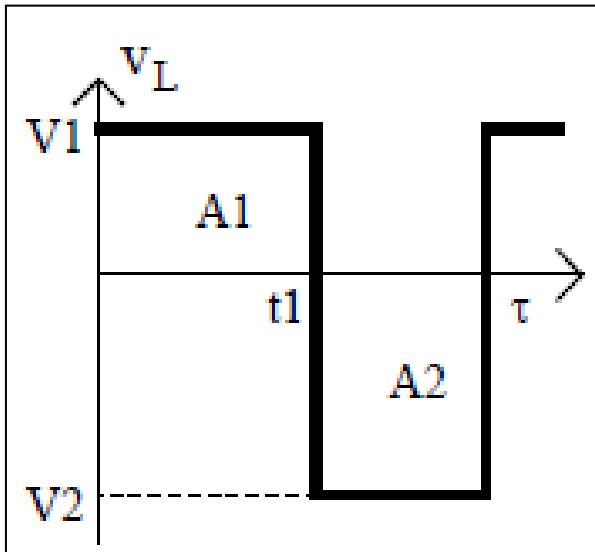


Figura 26 - Tensão sobre uma indutância em regime.
Fonte: POMILIO, 2001.

$$A_1 = A_2 \quad (9)$$

Como a área do retângulo é base vezes altura, constata-se que:

$$A_1 = V_1 t_1 \quad (10)$$

e

$$A_2 = V_2 (\tau - t_1) \quad (11)$$

Substituindo as expressões (10) e (11) em (9), tem-se:

$$V_1 t_1 = V_2 (\tau - t_1) \quad (12)$$

No caso do conversor abaixador, quando a chave T conduz, $V_L = E - V_0$, e quando D conduz, $V_L = -V_0$.

$$(E - V_0)t_T = V_0(\tau - t_T) \quad (13)$$

$$\frac{V_0}{E} = \frac{t_T}{\tau} = D \quad (14)$$

Onde:

V_0 é a tensão de saída;

E é a tensão de entrada;
 t_T é o tempo de condução;
 τ é o período;
 δ é a razão cíclica

2.6.2.3 Cálculo do indutor e do capacitor

O cálculo do indutor e do capacitor é de grande importância para definir o modo de operação do circuito, contínuo ou descontínuo (BARBI, 2000). As expressões são de grande importância e empregadas no projeto de conversores do tipo *buck*.

Partindo do ponto limite entre o modo contínuo e o descontínuo $\Delta I = 2 \cdot i_{o\min}$, tem-se:

$$i_{o\min} = \frac{(E - V_0) \tau D}{2L} \quad (15)$$

Para operar sempre no modo contínuo deve-se ter:

$$L_{\min} = \frac{E(1-D)D\tau}{2i_{o\min}} \quad (16)$$

Para se definir o capacitor de saída é necessário verificar a variação da tensão de saída admitida, lembrando-se que enquanto a corrente no indutor for maior que I_0 , considerando a corrente na carga constante, o capacitor se carrega e, quando for menor, o capacitor se descarrega, levando a uma variação de tensão ΔV_0 . A Figura 27 mostra a forma da onda de corrente na carga, auxiliando na compreensão das fórmulas.

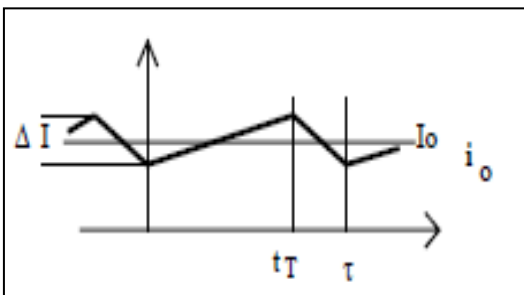


Figura 27 - Forma da onda de corrente na carga em condução contínua.
 Fonte: POMILIO, 2001.

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left[\frac{t_T}{2} + \frac{\tau - t_T}{2} \right] \frac{\Delta I}{2} = \frac{\tau \Delta I}{8} \quad (17)$$

Onde:

ΔQ é a variação da corrente no capacitor

A variação da corrente é:

$$\Delta I_0 = \frac{(E-V_0)t_T}{L} = \frac{E D \tau (1-D)}{L} \quad (18)$$

Observa-se que ΔV_0 não depende da corrente. Substituindo (17) em (18) tem-se:

$$\Delta V_0 = \frac{\Delta Q}{C_0} = \frac{\tau^2 E D (1-D)}{8 L C_0} \quad (19)$$

Logo, o valor do capacitor C_0 em Faraday (F).

$$C_0 = \frac{V_0(1-D)\tau^2}{8 L \Delta V_0} \quad (20)$$

2.6.2.4 Controle do conversor *buck* CC-CC empregando PWM

A modulação PWM é uma das mais empregadas para fazer o controle dos conversores. Neste tipo de modulação é realizado o controle da tensão de saída, de forma a mantê-la em um nível desejado. O princípio básico é representado na Figura 33, onde uma imagem da tensão de saída V_0 é obtida a partir de um divisor resistivo e comparada com um sinal de referência na entrada do amplificador de erro. O sinal obtido na saída do amplificador de erro V_{erro} é o resultado da diferença entre a imagem da tensão de saída $V_{0 \text{ imagem}}$ e o valor de referência V_{ref} . O sinal V_{erro} é comparado com um sinal dente de serra na entrada de um comparador PWM de tensão. Gerando uma forma de onda retangular V_G , que definirá o tempo de condução da chave S (t_c). A frequência do sinal dente de serra estabelece a frequência de chaveamento do conversor. Quando o sinal na saída do amplificador de erro V_{erro} (cuja variação é bastante lenta em relação a frequência de chaveamento) for maior que o sinal dente de serra V_{SR} , então V_G será alto, colocando em condução a chave S, caso contrário ela estará aberta. Assim, o tempo de condução da chave S é proporcional ao nível do sinal V_{erro} . Portanto, a razão cíclica pode ser definida da seguinte forma:

$$D = \frac{t_c}{T} = \frac{V_{erro}}{V_{srpico}} \quad (21)$$

Onde V_{srpico} representa o valor de pico do sinal dente de serra (BARBI, 2000).

Portanto pode-se observar, que o tempo de condução t_c da chave S é controlado de forma a manter a imagem da tensão de saída $V_{0\text{ imagem}} = V_0 R_2 / (R_1 R_2)$ sempre igual ao valor da tensão de referência V_{ref} .

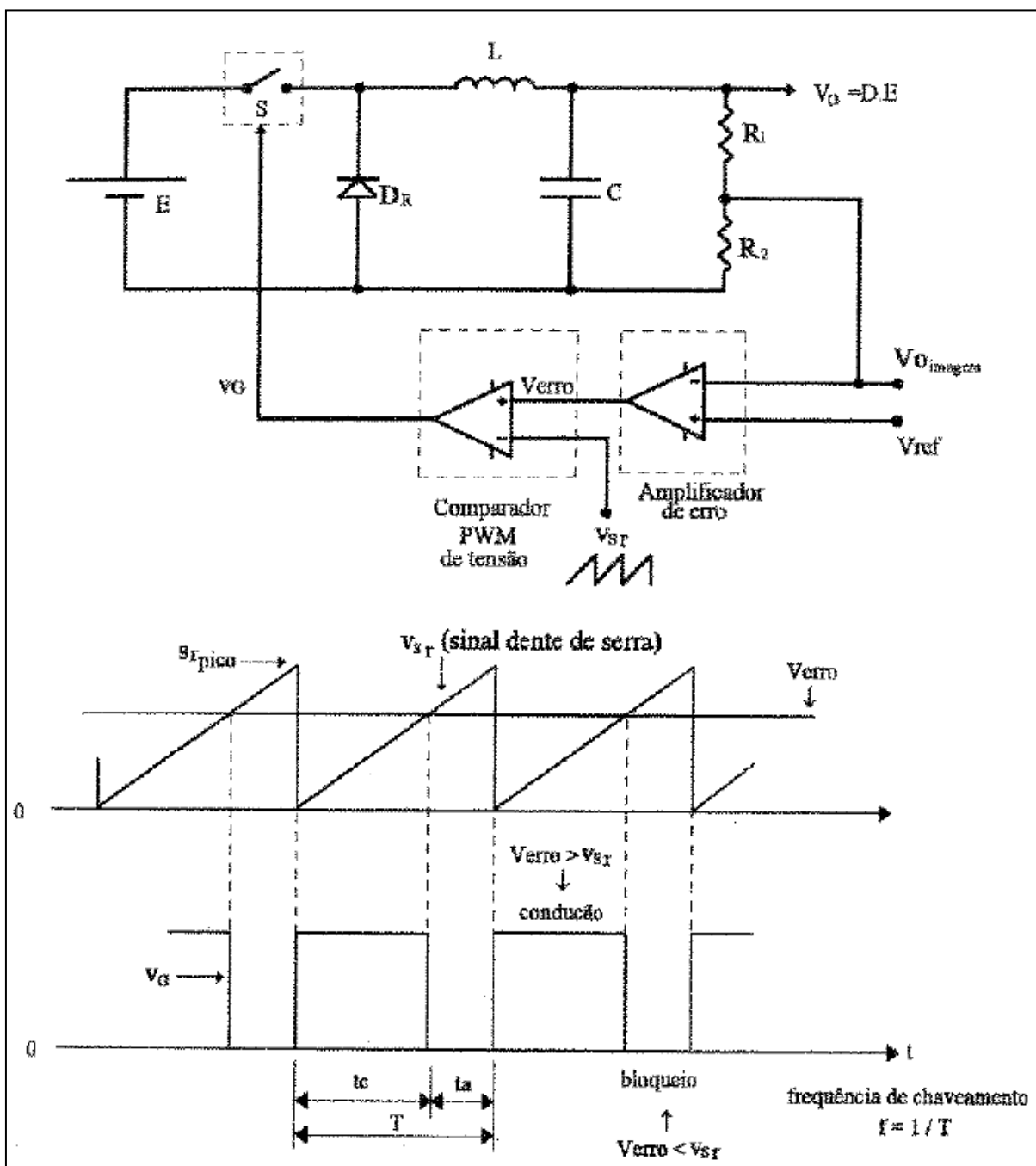


Figura 28 - Conversor *buck* com modulação PWM.
Fonte: BARBI, 2000.

2.6.3 Conversores CA-CA

A conversão CA-CA é aquela que converte energia elétrica alternada em energia elétrica alternada com valores de corrente e tensão (amplitudes) ajustáveis e frequência bem definida. A conversão eletrônica de energia envolve a comutação em baixa ou alta frequência de dispositivos semicondutores ou qualquer outro elemento que possa realizar a função de comutação (FRIEDEMANN, 2007).

Os conversores CA-CA são os equipamentos desenvolvidos a mais tempo pela eletrônica de potência, tendo inúmeras teses e artigos publicados. Quando a corrente alternada foi adotada como padrão no sistema de transmissão e distribuição de energia a conversão CA-CA acabou sendo estudada profundamente pelos engenheiros e pesquisadores. Isto, de certa maneira, propiciou o desenvolvimento de novas teses, pois fornece bases sólidas para a inovação tecnológica (PETRY, 2005).

Para compreender a classificação dos conversores CA-CA, pode-se observar a Figura 29, na qual leva em conta a forma de transferência de energia. Segundo Petry (2005) os conversores podem ser classificados em diretos e indiretos. Observa-se que o critério para a classificação baseia-se em como a energia é transferida. Por transferência direta se entende que, se a entrada é em tensão alternada, a saída também é em tensão alternada, sem estágios de armazenamento ou de conversão da tensão alternada para contínua. Já na conversão indireta estão presentes os estágios intermediários de armazenamento de energia, ou então de conversão de tensão alternada para contínua, e posteriormente de contínua para alternada.

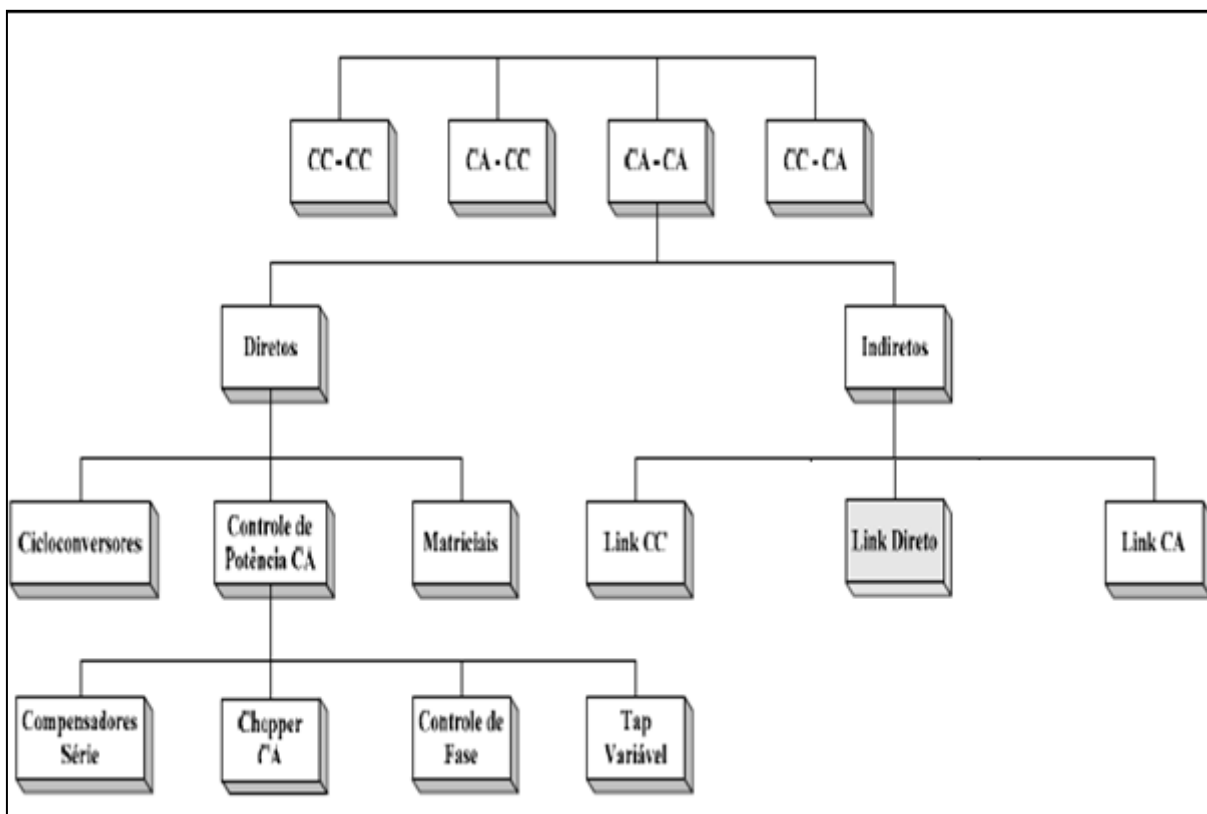


Figura 29 - Classificação dos conversores CA-CA.

Fonte: PETRY, 2005.

Os conversores CA-CA têm diversas funções, tais como: controlar o aquecimento de elementos resistivos, regular tensão, controlar a intensidade luminosa de lâmpadas, mais recentemente de LEDs, controlar o acionamento de motores, compensar reativos em sistemas de potência (RASHID, 1999).

Um dos conversores utilizado pela indústria para variar a tensão eficaz alternada é o gradador mostrado na Figura 30, que não apresenta estágio intermediário de armazenamento de energia.

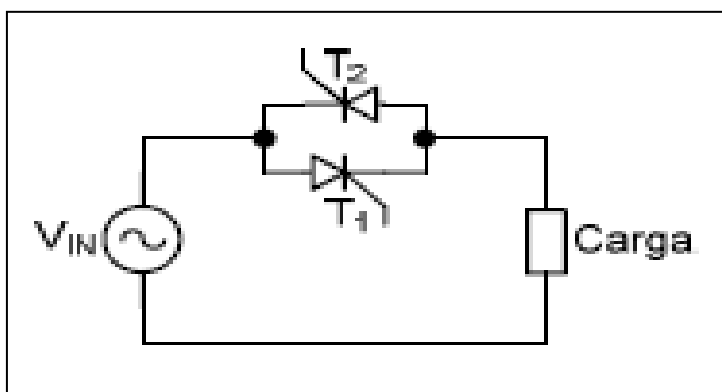


Figura 30 - Gradador Monofásico.

Fonte: FRIEDEMANN, 2007.

O gradador tem duas vantagens: o número reduzido de componentes eletrônicos e sua robustez. Porém, tem como desvantagem o fato de apresentar alto nível de harmônico e fator de potência baixo, o que reduz a sua aplicação nos dias atuais. Como alternativa para reduzir a introdução de harmônicos na rede utiliza-se os conversores abaixadores CA-CA (*buck*), bem difundidos na literatura. Nestes, devido à alta frequência de comutação, ocorre a distribuição do componente harmônico, em bandas, em torno da frequência de chaveamento e seus múltiplos, reduzindo a quantidade de filtros na saída (FRIEDEMANN, 2007).

Os semicondutores de potência empregados nos conversores CA-CA são os tiristores, pois a comutação ocorre de forma natural. Em baixa potência pode-se fazer uso de TRIACs, enquanto que para potências mais elevadas utilizam-se dois SCRs em antiparalelo, conforme Figura 31 (POMILIO, 2009).

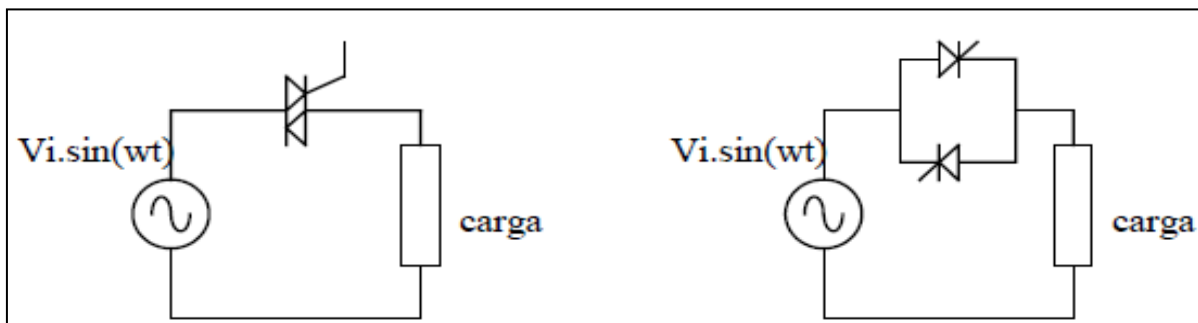


Figura 31 - Variador de tensão CA (monofásico) com TRIAC e com SCR.
Fonte: POMILIO, 2001.

No caso dos conversores CA-CA são normalmente utilizados o controle liga-desliga e o controle de fase.

O controle liga-desliga é utilizado em casos em que a constante de tempo da carga é muito grande em relação da rede, como em sistemas de aquecimento. Sendo assim, o controle consiste simplesmente em ligar e desligar a alimentação da carga. O intervalo de condução e de bloqueio do interruptor é tipicamente de muitos ciclos da rede. Já no controle de fase o interruptor é acionado em um determinado instante, em um dado ciclo da rede. Portanto a carga é conectada a fonte por intervalos de tempo menor ou igual a um semiciclo. A corrente, tensão e potência na carga dependerão do ângulo de disparo e do tipo de carga alimentada (POMILIO, 2009).

2.6.4 Conversor *Buck* CA-CA

Como descrito anteriormente o conversor CA-CA é um conversor CC-CC com interruptores bidirecionais.

O conversor *buck* CA-CA é o controlador de tensão adequado para ser empregado na construção do *dimmer* para LEDs de corrente alternada. A sua característica de controlar a amplitude da tensão e corrente da rede, sempre tendo como valor máximo de saída a tensão nominal da rede, encaixa-se perfeitamente nos requisitos deste trabalho.

A topologia de um conversor *buck* é de fácil compreensão e pode ser observada na Figura 32. Os conversores *buck* CA-CA também são conhecidos como conversores bidirecionais, pois apresentam interruptores bidirecionais tanto em corrente como em tensão. Quando a carga é conectada à rede, a tensão será aplicada somente em intervalos de tempo definidos e proporcionais a razão cíclica, assim controlando a amplitude da tensão eficaz em cima da carga (FRIEDEMANN, 2007).

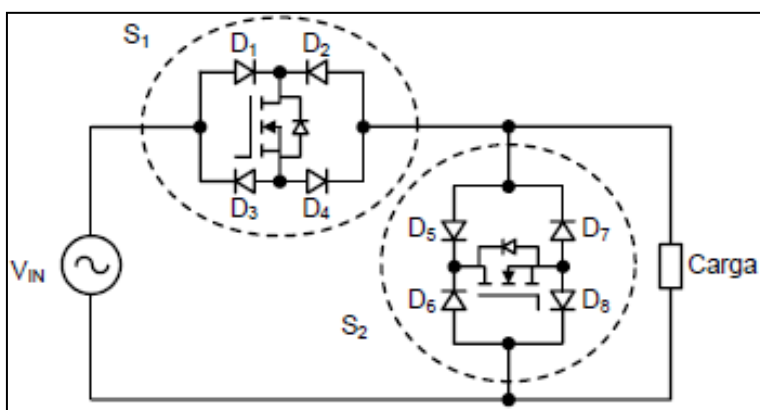


Figura 32 - Conversor *buck* bidirecional.
Fonte: FRIEDEMANN, 2007.

O interruptor S_1 é denominado de ativo, pois determina a amplitude da tensão. Para uma carga puramente resistiva o interruptor S_2 pode ser removido devido a corrente na carga ser um reflexo da tensão aplicada na mesma. Com cargas indutivas S_2 funciona como um interruptor de roda livre, interruptor passivo, sendo um caminho para circular a corrente não deixando elevar o valor da tensão.

A estrutura da Figura 32 é bastante difundida, porém pouco utilizada. O maior problema está na parte de comutação dos interruptores bidirecionais (FRIEDEMANN, 2007).

Segundo PETRY (2005) para analisar a comutação supõe-se que as tensões de entrada e de carga estejam positivas, e que a corrente na carga, e

consequentemente no indutor L_o também esteja positiva. A Figura 33 mostra o circuito do conversor.

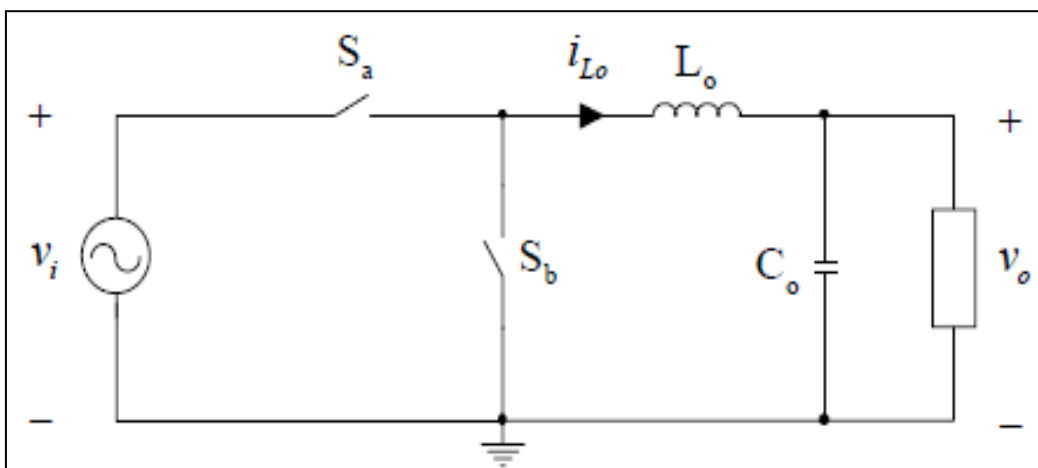


Figura 33 - Conversor *buck* CA-CA
Fonte: PETRY, 2005.

Supondo que o interruptor S_a esteja conduzindo, ter-se-á o circuito da Figura 34. Sendo assim, a tensão na carga irá aumentar.

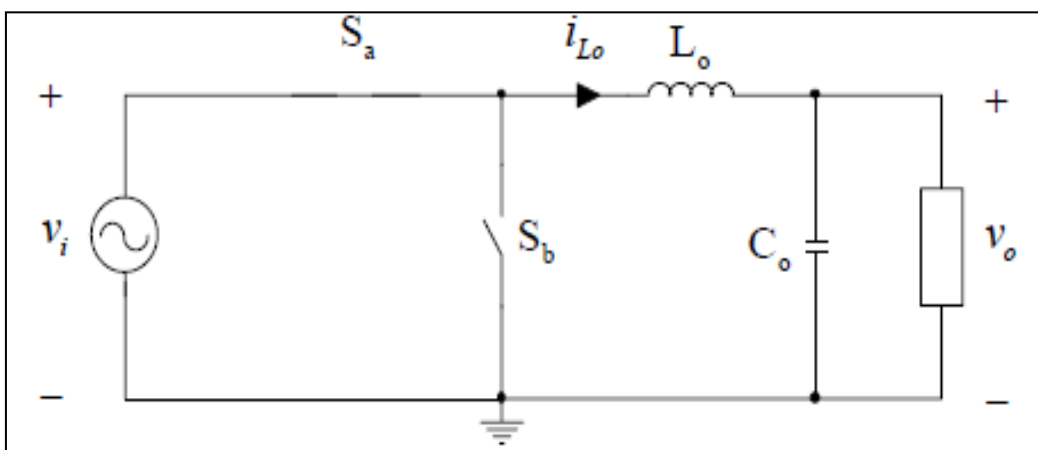


Figura 34 - Chave S_a conduzindo
Fonte: PETRY, 2005.

Para diminuir a tensão na carga, deve-se fazer o interruptor S_b entrar em condução. Neste caso têm-se duas possibilidades: comandar o interruptor S_b a entrar em condução antes de abrir o interruptor S_a ou abrir o interruptor S_a e depois comandar a entrada em condução de S_b . No primeiro caso diz-se que o comando é com sobreposição de sinais, enquanto no segundo caso é com tempo morto.

Neste momento é que se observam os problemas na comutação. Quando é realizada a sobreposição do comando, as duas chaves conduzem juntas por um determinado tempo, a fonte fica em curto-circuito, o que pode levar a queima dos interruptores. A Figura 35 mostra o circuito no caso da sobreposição.

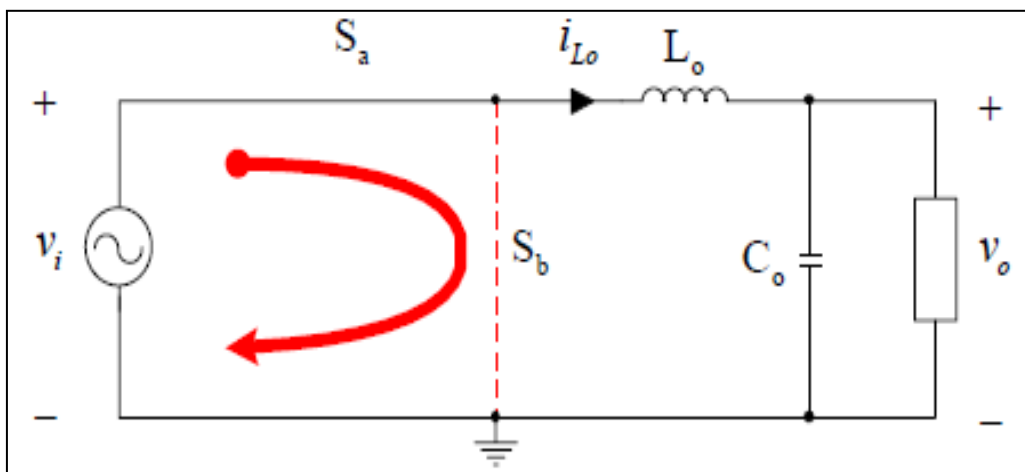


Figura 35 - Condução com sobreposição.

Fonte: PETRY, 2005.

Para o caso do comando com tempo morto, abre-se a chave S_a e depois fecha a chave S_b . A corrente no indutor L_o não terá caminho para circular, o que provocará uma sobretensão sobre os interruptores, também podendo destruir os mesmos. A Figura 36 mostra o circuito com o comando de tempo morto.

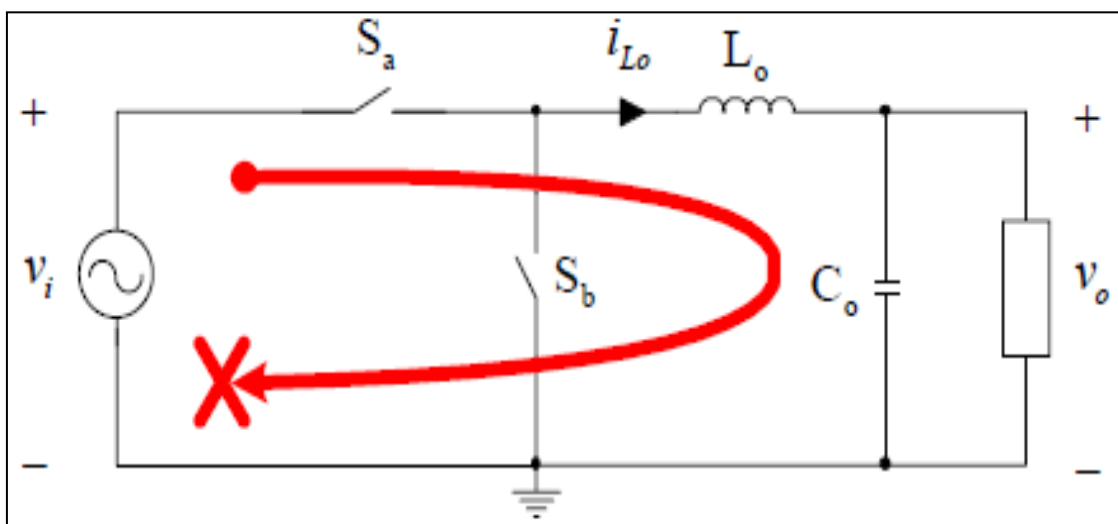


Figura 36 - Comando com tempo morto.

Fonte: PETRY, 2005.

Devido a tais situações é que se deve tomar cuidado no momento de determinar o chaveamento dos interruptores, de modo a possibilitar o funcionamento do circuito sem que haja a destruição dos componentes (FRIEDEMANN, 2007).

2.6.4.1 Conversor *buck* CA-CA controlador por PWM

Para o perfeito funcionamento do circuito é necessário a utilização de componentes como MOSFETs ou IGBTs com diodos internos.

A Figura 37 mostra um conversor *buck* CA-CA monofásico. Os interruptores quatro-quadrantes Q_1 ou Q_2 são compostos por dois IGBTs (Q_{1a} , Q_{1b} ou Q_{2a} , Q_{2b})

com diodos paralelos, internos, conectados. Q_1 controla o circuito de energia que flui para a carga e Q_2 providencia o caminho para circular no caso de correntes de cargas indutivas. O controle PWM é realizado pelos quatro IGBTs que são comandados individualmente por sinais diferentes. Estes comandos são realizados através de um *driver* que determina o período de chaveamento dos interruptores (ZENG et al, 2007).

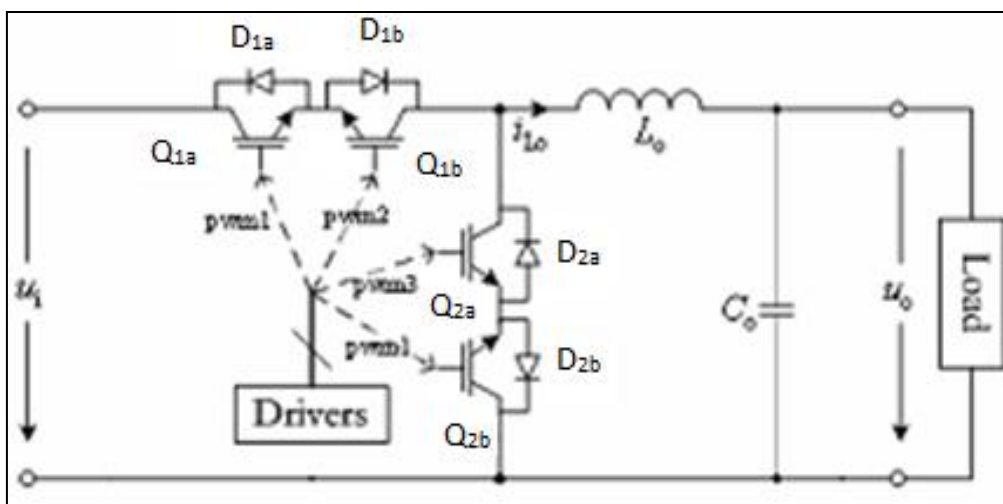


Figura 37 - Conversor *buck* CA-CA.

Fonte: ZENG et al, 2007.

Os interruptores Q_1 e Q_2 conduzem complementarmente durante cada ciclo da rede, como descrito anteriormente não podem operar simultaneamente, pois podem causar curto-circuito e queima dos interruptores, reduzindo a amplitude da tensão de entrada alterando a frequência, de acordo com a razão cíclica selecionada no PWM. Esta tensão passa pelo filtro L_0 e C_0 que reduz os ruídos decorrentes do chaveamento em alta frequência, sendo assim na saída do conversor tem-se a tensão reduzida para o valor desejado com a frequência aumentada. A Figura 38 mostra a forma de onda do conversor *buck* CA-CA.

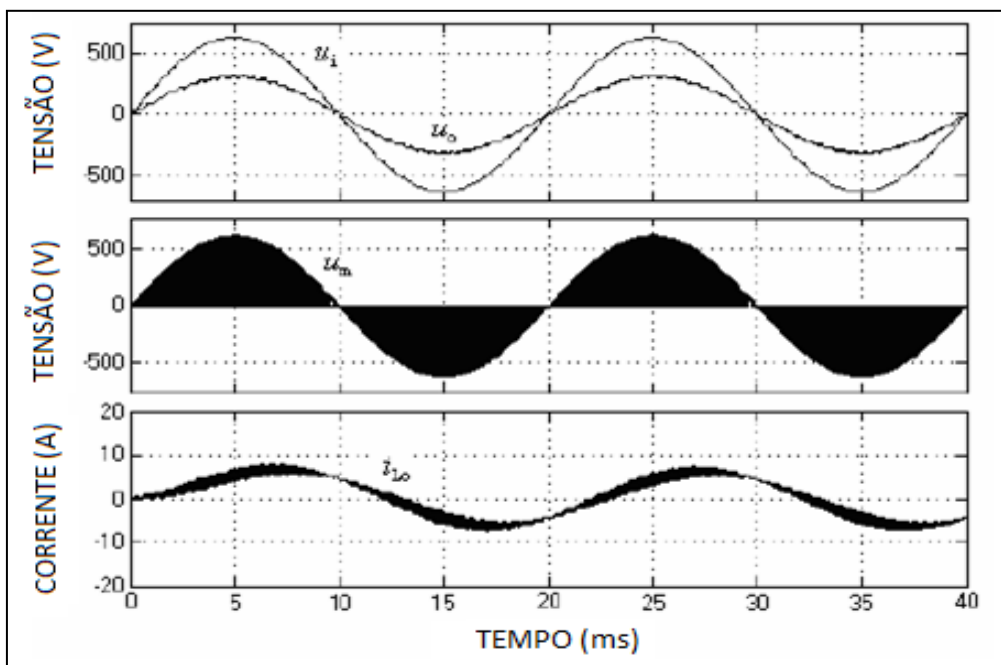


Figura 38 - Formas de onda conversor *buck* CA-CA.
 Fonte: ZENG et al, 2007.

2.7 MICROCONTROLADOR

2.7.1 Histórico

A tecnologia de microcontroladores existente hoje teve seu início quando os primeiros circuitos integrados foram desenvolvidos. Tal desenvolvimento apresentou uma nova possibilidade, a de armazenar centenas de milhares de transistores em um único componente, um *chip*. Este componente é a alma da produção de microprocessadores, mediante o que foram construídos os primeiros computadores, incluindo periféricos externos, tais como temporizadores, linhas de entrada e saída, memória e outros. Um constante aumento do nível de integração possibilitou o surgimento de circuitos integrados contendo, ao mesmo tempo, processador e periféricos. Assim surgiu o primeiro *chip* contendo um microcomputador e atualmente denominado microcontrolador (SILVA, 2006).

Em 1969 uma equipe de engenheiros japoneses da BUSICOM fez a encomenda de alguns circuitos integrados para calculadoras a serem implementados segundo seus projetos. A proposta foi entregue a INTEL, sendo Macian Hoff o responsável pela sua concretização. Como ele possuía uma experiência de trabalho com um computador (PC) PDP8, lembrou-se de apresentar uma solução diferente da construção sugerida. Esta solução apresentava uma nova situação, a de que a função do circuito integrado seria determinada por um

programa nele armazenado. Ou seja, a configuração deveria ser mais simples, mas também era preciso muito mais memória que no caso do projeto proposto pelos engenheiros japoneses. Após algum tempo, a ideia de Marcian foi aceita e o primeiro microprocessador surgiu (ANDRIC e MATIC, 2000).

2.7.2 Microcontrolador X Microprocessador

Segundo Silva (2006), um microcontrolador é um computador em um *chip*, contendo um processador, memórias e periféricos de entrada e saída. É um microprocessador que pode ser programado para funções específicas, diferentes de outros microprocessadores que podem ser programados para funções gerais (como os aplicados em PCs). São embarcados internamente em outros dispositivos para controlar funções ou ações de um produto, ou seja, podem ser chamados também de controladores embutido.

A diferença entre um microcontrolador e um microprocessador é que além dos componentes lógicos e aritméticos usuais de uso geral, o microcontrolador integra elementos adicionais em sua estrutura interna, como memória de leitura e escrita para armazenamento de dados. Outra característica que os diferencia é a memória somente de leitura para armazenamento de programas, o EEPROM para armazenamento permanente de dados, dispositivos periféricos como conversores analógicos e digitais (ADC), conversores digitais e analógicos (DAC) e em alguns casos interfaces de entrada e saída de dados, presentes no microcontrolador (SILVA, 2006).

2.7.3 Estrutura do Microcontrolador

Basicamente o microcontrolador é constituído de:

- Unidade de memória;
- Unidade de processamento;
- Barramentos;
- Unidade de entrada e saídas (I/O);
- Comunicação serial;
- *Timer*;
- *Watchdog*;
- Conversor Analógico-Digital.

A Figura 39 mostra o aspecto interno de um microcontrolador.

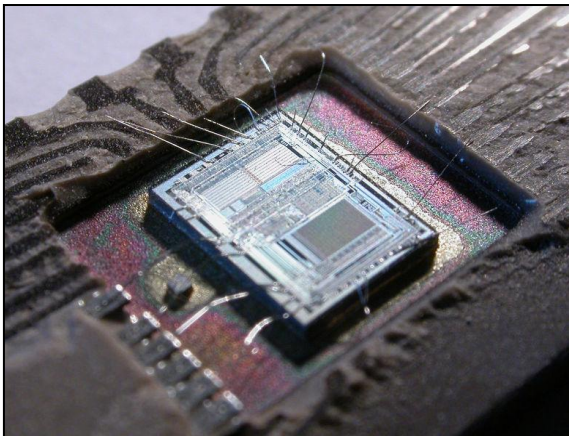


Figura 39 - Configuração física do interior de um microcontrolador.
Fonte: FLICKR, 2011.

As linhas mais finas que partem do centro em direção à periferia do microcontrolador correspondem aos fios que interligam os blocos interiores aos pinos do invólucro do microcontrolador.

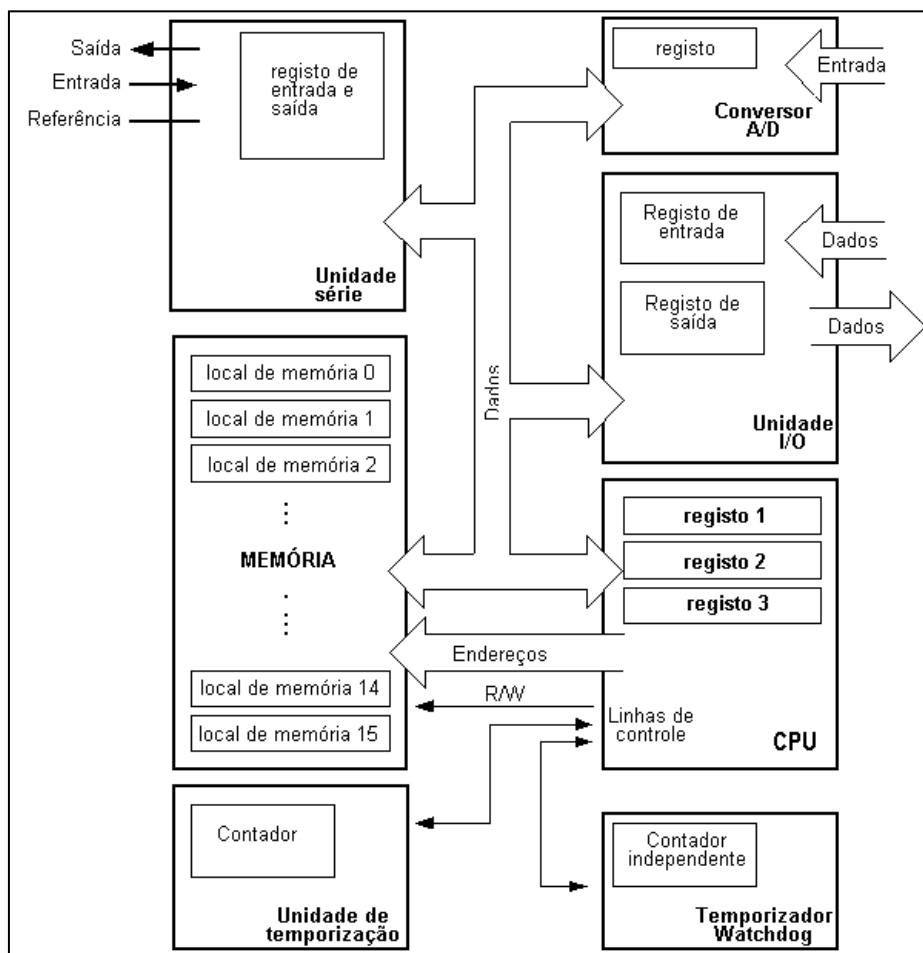


Figura 40 - Esquema de um microcontrolador com os seus elementos básicos e ligações internas.

Fonte: ANDRIC e MATIC, 2000.

A Figura 40 ilustra um esquema com as principais características do microcontrolador, separado em blocos com suas respectivas funções para uma melhor compreensão de como são executadas as suas ações, são apresentadas as partes constituintes desta estrutura baseando-se nos ensinamento de ANDRIC e MATIC (2000).

2.7.3.1 Unidade de memória

Parte do microcontrolador responsável por guardar dados, a linha R/W ou Ler/Escriver determina quando o microprocessador está lendo ou escrevendo da CPU ou para a CPU. Existem dois conceitos o de endereçamento e memória. Memória é o conjunto de todas as partes de memória e endereçamento é quando se escolhe uma destas. É possível ler e escrever nesta porção do microcontrolador, sendo $R/W = 0$ é executado uma operação de escrita, caso contrário uma operação de leitura (ANDRIC e MATIC, 2000).

2.7.3.2 Unidade central de processamento

Para que se possa utilizar a capacidade de multiplicar, dividir, subtrair e mover conteúdos de memória de um local para outro, podem ser incluídos 3 locais de memória ao bloco da CPU, ou seja, uma unidade central de processamento. Estes locais de memória se chamam registros, os quais têm como finalidade executar várias operações com dados, assim como as matemáticas, independentemente do local onde se encontrem. Para que este processo aconteça de forma correta é necessária uma conexão na qual os dados possam passar da CPU para memória e vice versa (ANDRIC e MATIC, 2000).

2.7.3.3 Barramentos

São conexões chamadas de *bus*, fisicamente se trata de um grupo de 8,16 ou mais fios. Existem dois os tipos de *bus*, de dados e de endereço, sendo o primeiro para transmitir endereços do CPU para a memória e o segundo para ligar todos os blocos dentro do microcontrolador. O número de linhas do primeiro depende da quantidade de memória que deseja endereçar e o número de linhas do outro depende da largura da palavra de dados (ANDRIC e MATIC, 2000).

2.7.3.4 Unidade de entrada e saídas

Estas localizações se chamam portas ou I/O, existem vários tipos de portas: de entrada, de saída e de entrada/saída. E são responsáveis por enviar ou receber dados de um ponto a outro que se quer trabalhar (TAUB, 1984).

2.7.3.5 Comunicação serial

A comunicação do componente com o mundo exterior é feita em forma de protocolo, que é um conjunto de regras a serem seguidas para que se possam efetuar várias trocas de dados simultaneamente. Esta comunicação é efetuada, por exemplo, através da comunicação serial. E neste modelo os dados se movem bit após bit em série (TAUB, 1984).

2.7.3.6 *Timer*

Este bloco é responsável pela temporização para informações como hora, duração de uma ação ou protocolo (ANDRIC e MATIC, 2000).

2.7.3.7 *Watchdog*

Ele é responsável por manter funcionando o programa se há algum tipo de problema que interrompa o mesmo ou o faça travar, neste caso o *watchdog* entra em ação e inicia do zero o programa novamente, executando uma forma de *reset* (MICROCHIP TECHNOLOGY INC., 2006).

2.7.3.8 Conversor analógico – digital

É o responsável pela ligação para compreensão do microcontrolador com os sinais dos periféricos, este bloco faz a conversão de uma informação de valor analógico para um número binário, de modo que este possa ser processado de imediato (ANDRIC e MATIC, 2000).

2.7.4 Áreas de Atuação

Atualmente os microcontroladores atuam em varias áreas, por exemplo:

- Área automobilística;
- Automação;

- Segurança;
- Controle de tráfego;
- Médica;
- Entretenimento;
- Robótica.

O microcontrolador por si só não é suficiente, se faz necessário o programa que vai ser executado e mais alguns elementos que constituirão uma interface lógica entre o microcontrolador e os dispositivos serem controlados.

2.8 LINGUAGENS DE PROGRAMAÇÃO

2.8.1 Histórico

Um programa de computador é um conjunto de instruções que representa um algoritmo para a resolução de algum problema. Estas instruções são escritas através de um conjunto de códigos (símbolos e palavras), este por sua vez, possui regras de estruturação lógica e sintática própria (DORNELLES, 1997).

Existem várias categorias de computador embora estas categorias apresentem diferenças significativas em termos de dimensões, capacidades e custos, partilham muitas características e princípios de funcionamento (WINTER, 2010).

Uma abordagem coesa e mais simples se tornou necessário para comandar os computadores devido à evolução e utilização dos computadores digitais. Desta forma surge à abordagem mais próxima do jeito como os humanos elaboram seus pensamentos, esta nova linguagem devido às suas características é chamada de linguagem de alto nível (PEREIRA, 2005).

Segundo Gudwin (1997), foi FORTRAN (abreviação de *formula translator*, ou tradutor de fórmulas), a primeira linguagem de alto nível que recebeu aceitação em massa dos programadores, direcionada para análise e resolução de problemas matemáticos esta linguagem foi criada na metade da década de 50, pela IBM.

Após esta linguagem surgiram várias outras, como COBOL (abreviação de *common business oriented language*, ou linguagem comum para aplicações comerciais) em 1959, voltada para o desenvolvimento de aplicações comerciais, ALGOL (*algorithmic language*, ou linguagem algorítmica) em 1960, linguagem de

programação genérica e poderosa que originou diversas outras linguagens de alto nível como PASCAL e C (PEREIRA, 2005).

Em 1970, Dennis Ritchie, colaborador da empresa *Bell Laboratories*, criou uma das mais poderosas linguagens de programação a Linguagem C, que se situa em um nível intermediário entre o *Assembly* e as linguagens de alto nível (DORNELLES, 1997).

C é uma linguagem de programação bastante abrangente e desenvolvida para ser tão eficiente e rápida quanto à linguagem *Assembly* e tão estruturada e lógica quanto as linguagens de alto nível. Suas origens são atribuídas a três linguagens de programação: ALGOL, BCPL e B. Até o desenvolvimento do C, não existiam linguagens de programação de alto nível adequadas à tarefa de criação de sistemas operacionais (programas especiais utilizados para o controle genérico de um computador) e outros *Softwares* de baixo nível, restando aos desenvolvedores utilizar o *Assembly* para a execução destas tarefas (PEREIRA, 2005).

Segundo Pereira (2005), foi a partir da necessidade da reescrita do sistema operacional UNIX que surgiu a linguagem C. A implementação desta foi tão bem sucedida que ela foi escolhido para o desenvolvimento de sistemas operacionais como o LINUX e o WINDOWS.

Assim como outras linguagens de alto nível, C utiliza a filosofia de programação estruturada, ou seja, os programas são divididos em módulos ou estruturas (que em C são chamadas de funções) independentes entre si e com o objetivo de realizar determinada tarefa. Desta forma, a programação estruturada permite uma construção mais simples e clara do *Software* de aplicação, o que permite a criação de programas de maior complexidade (quando comparada a outras linguagens não estruturadas como *Assembly* ou BASIC) (PEREIRA, 2005).

2.8.2 Linguagem C

Esta é uma linguagem de alto nível genérica. O desenvolvimento desta linguagem se deu por programadores para programadores sempre com o foco na flexibilidade e portabilidade. Foi através da inserção da teoria da linguagem estruturada e do *personal computer*, conhecido como PC, que surgiu a linguagem C. E devido a essas características esta linguagem se tornou a mais utilizada e bem vista pelos programadores. Por possuir varias características poderosas esta

ferramenta é utilizada na produção de outras linguagens e sistemas operacionais como o UNIX e as linguagens C++ e JAVA (DORNELLES, 1997).

Segundo Gudwin (1997), através da criação e desenvolvimento do sistema operacional Unix se deu a linguagem C, pois foi necessária para a programação do sistema, a criação de uma linguagem de alto nível, lembrando que a estrutura da linguagem Assembly, para programação traz consigo um esforço excessivo na elaboração da instrução. E através da Bell Labs com o esforço dos pesquisadores desta empresa em conjunto de Ken Thompson e Dennis Ritchie a linguagem de alto nível criada neste processo recebeu o nome de linguagem B, que em pouco tempo, com o surgimento de um compilador C portátil recebeu o nome de linguagem C. Trazendo para o Unix a facilidade de transporte deste para diversas plataformas, transformando este sistema operacional e esta nova linguagem em um sucesso. A partir daí a este sistema pode ser facilmente encontrado em vários outros sistemas operacionais como o Windows, DOS e o OS/2.

Esta linguagem possui grande flexibilidade e uma programação simplificada e bem estruturada, tendo a possibilidade de compilação gerando programas executáveis utilizando recursos tanto de alto quanto de baixo nível nos trazendo a opção de programação direta do microprocessador, lembrando que isso permite a implementação de instruções em Assembly para rotinas que possuam dependência de tempo críticas. É necessário frisar que esta linguagem gera códigos mais enxutos e velozes que a maioria das linguagens. E uma parte de suma importância é o grande número de rotinas pré-compiladas em bibliotecas (DORNELLES, 1997).

Exemplo para trecho escrito em linguagem C:

```
scanf(&num);  
for(n = 1; n <= 10; n++){  
    tab = num * n;  
    printf("\n %d", tab);  
};
```

Figura 41 - Algoritmo escrito em linguagem C.
Fonte: DORNELLES, 1997.

3 PROJETO

Este capítulo apresenta o estudo desenvolvido para a concepção do projeto do controlador de luminosidade proposto nos capítulos anteriores.

O desenvolvimento do projeto foi realizado em quatro etapas fundamentais:

- Concepção do circuito capaz de atender as necessidades de funcionamento que foram propostas;
- Desenvolvimento de um código fonte com o intuito de controlar e gerenciar o projeto;
- Montagem do protótipo e avaliação dos resultados obtidos;
- Ensaios de desempenho do protótipo e análise dos resultados finais.

3.1 DIAGRAMA DE BLOCOS DO PROTÓTIPO PROPOSTO

Para a elaboração do protótipo inicial, desenvolveu-se o diagrama de blocos da Figura 42, com intuito de representar o funcionamento do circuito.

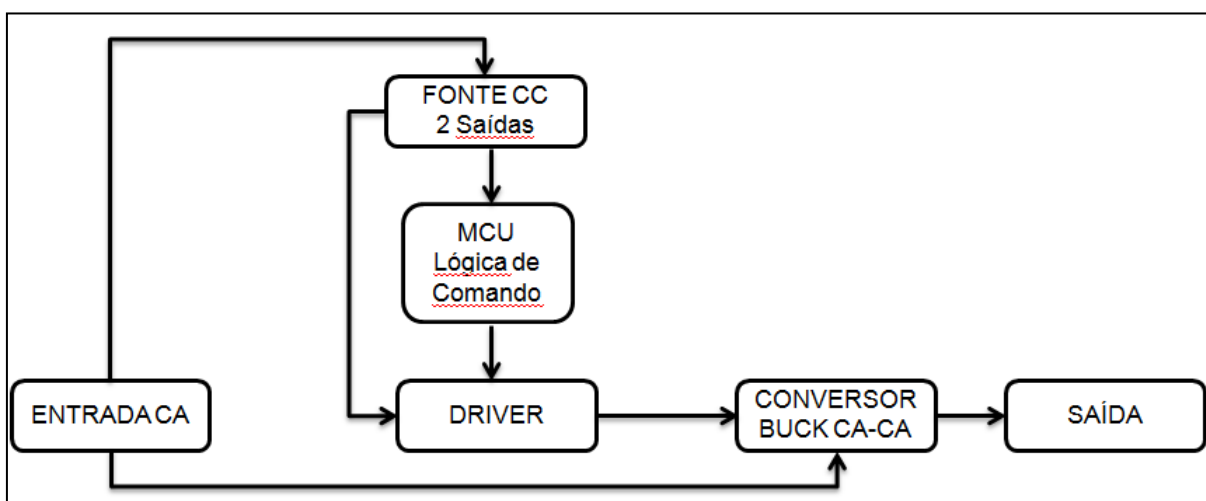


Figura 42 - Diagrama de blocos do circuito

Fonte: Autoria própria.

Nos próximos capítulos serão descritos os blocos elaborados.

3.1.1 Microcontrolador (MCU)

Este bloco envolve as funções de controle e comando executadas pelo microcontrolador 18F4550 do fabricante Microchip, como mostra a Figura 43, que, através de um programa em linguagem C, gera dois sinais PWMs complementares, *half-bridge*, para o comando dos MOSFETs presentes no conversor *buck*.

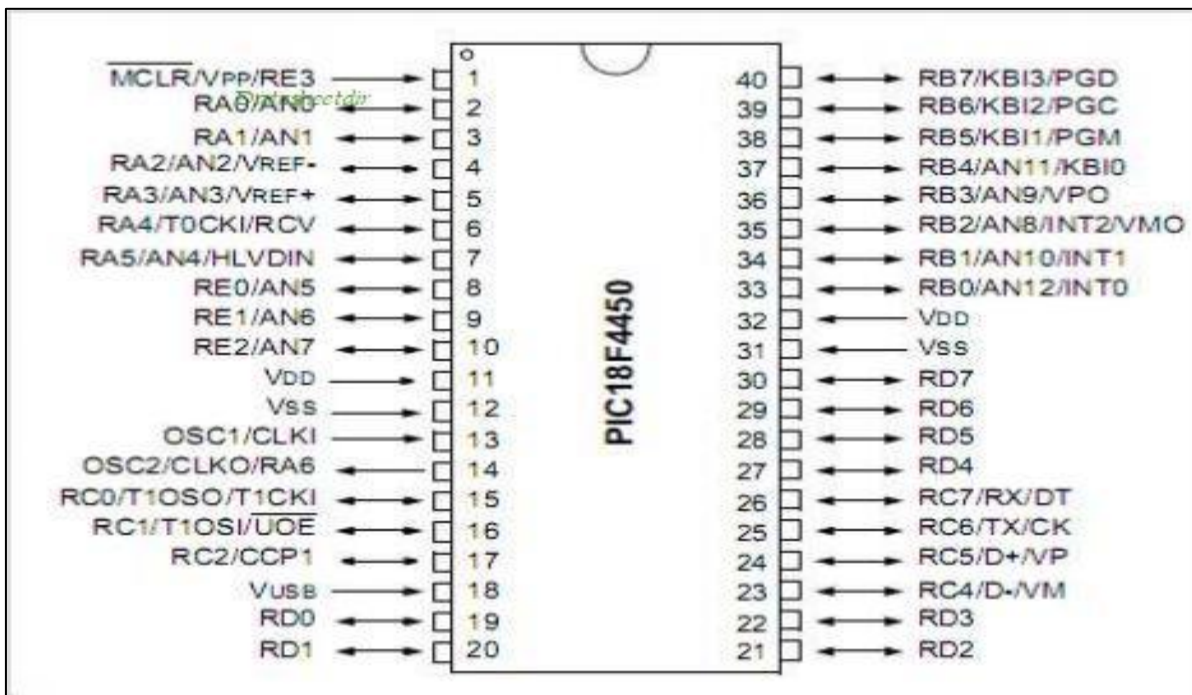


Figura 43 - Diagrama dos Pinos PIC18F4450.

Fonte: MICROSHIP, 2009.

O mencionado circuito foi escolhido, devido as suas duas saídas PWM serem independentes, podendo gerar sinais complementares, modo *half-bridge*, ponto essencial para o chaveamento do conversor CA-CA. E ainda, a inserção do tempo morto. A Figura 44 mostra o formato de onda na saída dos PWMs.

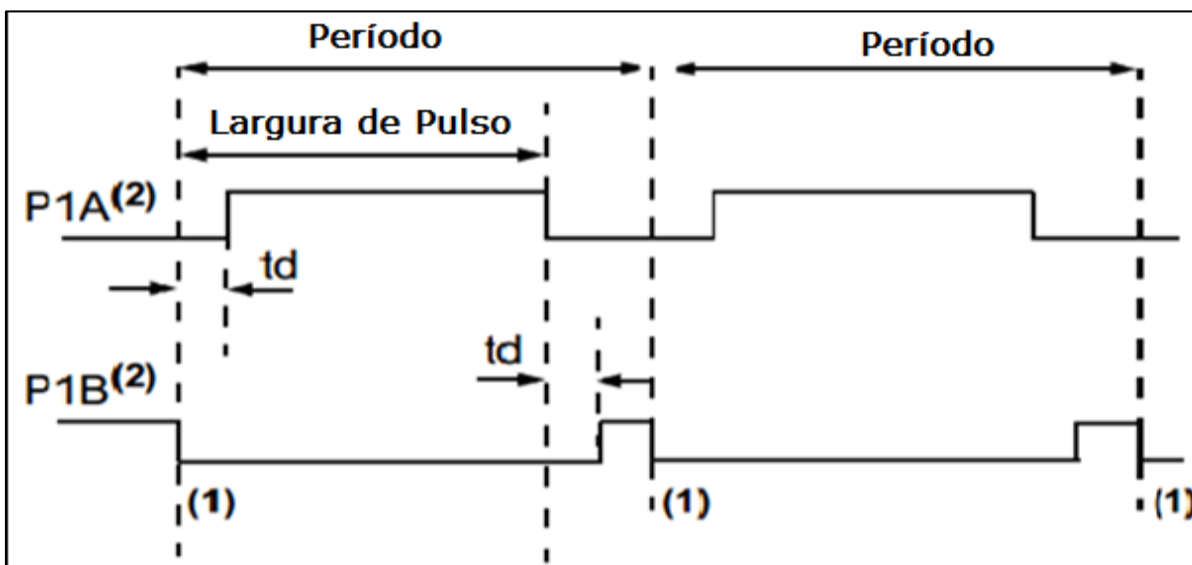


Figura 44 - Sinal de saída PWM no modo *half-bridge*.

Fonte: MICROCHIP, 2009.

O tempo morto entre os sinais (t_d), ou seja, tempo necessário para desligar uma chave e acionar a outra, é essencial para evitar que ambas atuem concomitantemente ocasionando uma possível queima por sobretensão, portanto,

esta característica presente no microcontrolador 18F4550 foi de suma importância na definição do mesmo (MICROCHIP, 2009).

3.1.2 Driver

De acordo com Cazakevicius (2010), o *drive* é um dispositivo desenvolvido para atuar como responsável pelo acionamento de chaves semicondutoras e conversores estáticos do tipo IGBTs e MOSFETs. A função principal de um circuito de *drive* é fazer a interface entre os circuitos de potência e de controle em um conversor estático de energia, comandando a operação de uma chave semicondutora controlada.

Utilizou-se o *drive* HCPL-314J que apresenta as seguintes características, e é mostrado na Figura 45:

- Tensão de entrada 0-30V;
- Tensão de saída 0-30V;
- Controle simultâneo e independente de 2 MOSFETs;
- Corrente de gate fornecida mínima de 0,4mA;
- Tempo de resposta: 0,7 μ s.

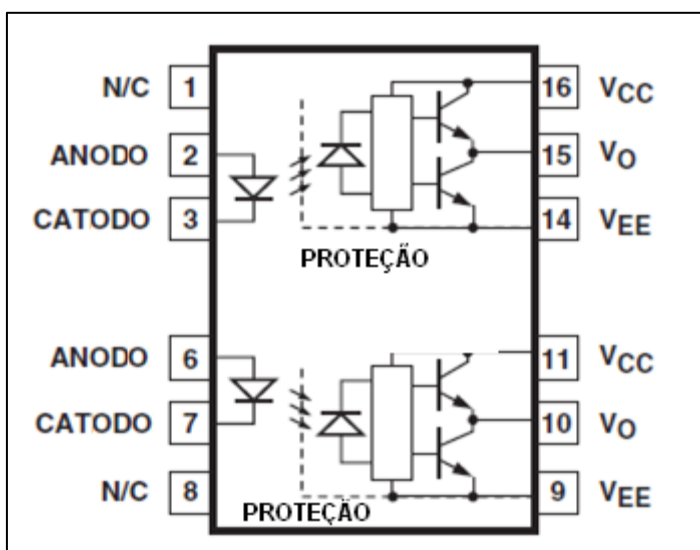


Figura 45 - Esquema de pinagem do *drive* HCPL-314J.
Fonte: AGILENT, 2013.

3.1.3 Conversor *buck* CA-CA

Simulou-se o circuito do conversor *buck* CA-CA presente na Figura 24 com os valores obtidos para o projeto, conforme Figura 46, a fim de se obter a forma de

onda da saída, verificando-se a funcionalidade do circuito proposto, para assim implementar o protótipo.

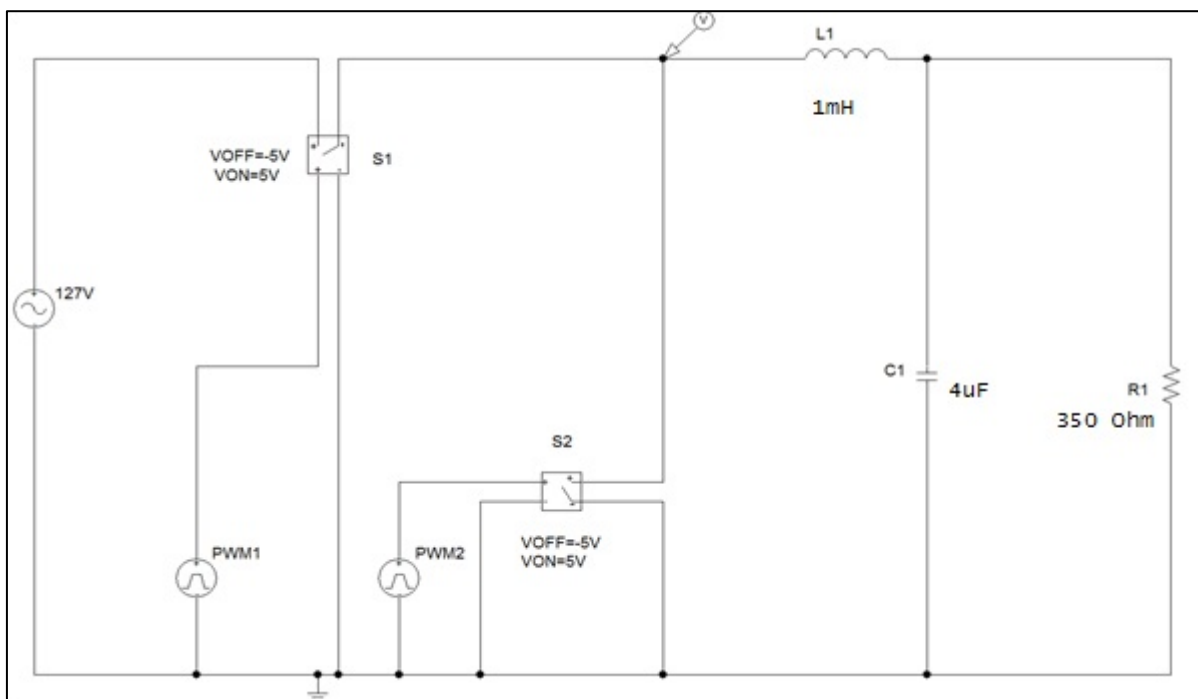


Figura 46 - Conversor *buck* CA-CA.
Fonte: Autoria própria.

No circuito presente na Figura 46, a entrada de tensão é em corrente alternada com amplitude de 127V e frequência de 60Hz. O microcontrolador é responsável por gerar dois sinais PWM complementares, como mostra a Figura 47, que acionaram as chaves bidirecionais através de *drivers*. Com o chaveamento da senóide de entrada obtém-se uma senóide na saída com amplitude inferior ou igual.

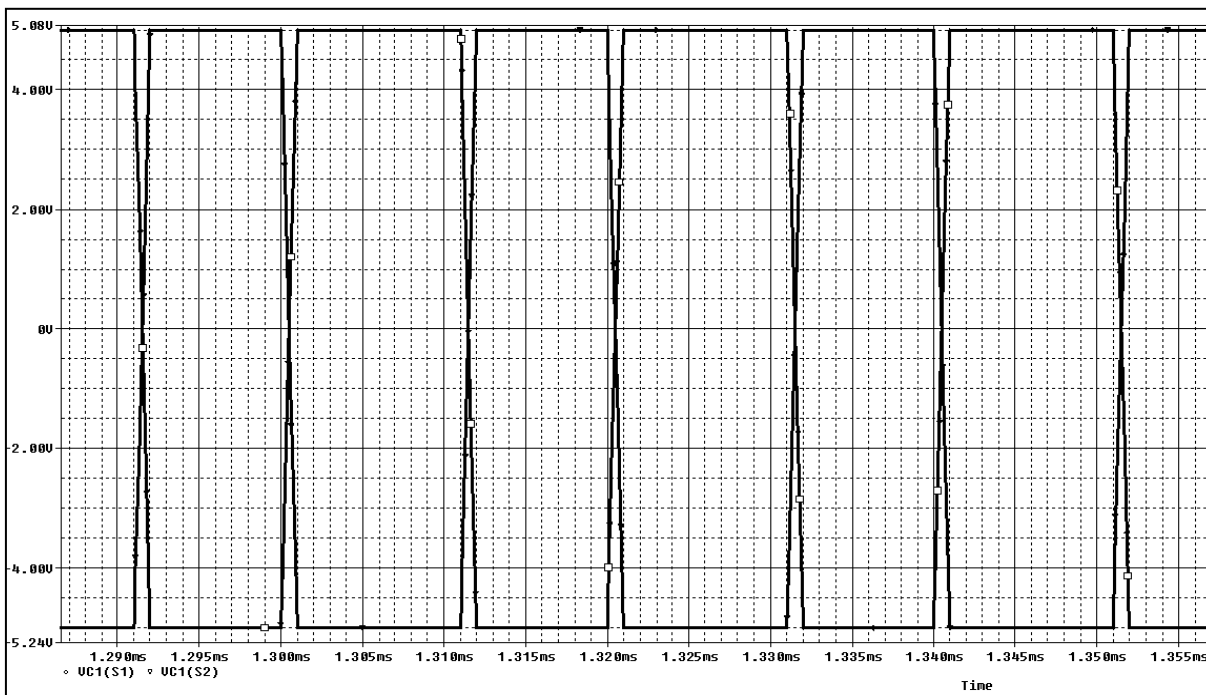


Figura 47 - Sinal de comando das chaves.

Fonte: Autoria própria.

Para se verificar a funcionalidade do protótipo, simulou-se, o mesmo, através do programa OrCad PsPice V9.2. A simulação obtida na Figura 48 exibe a forma de tensão de saída com razão cíclica de 50% e a Figura 49 mostra a simulação da tensão de saída antes do filtro LC.

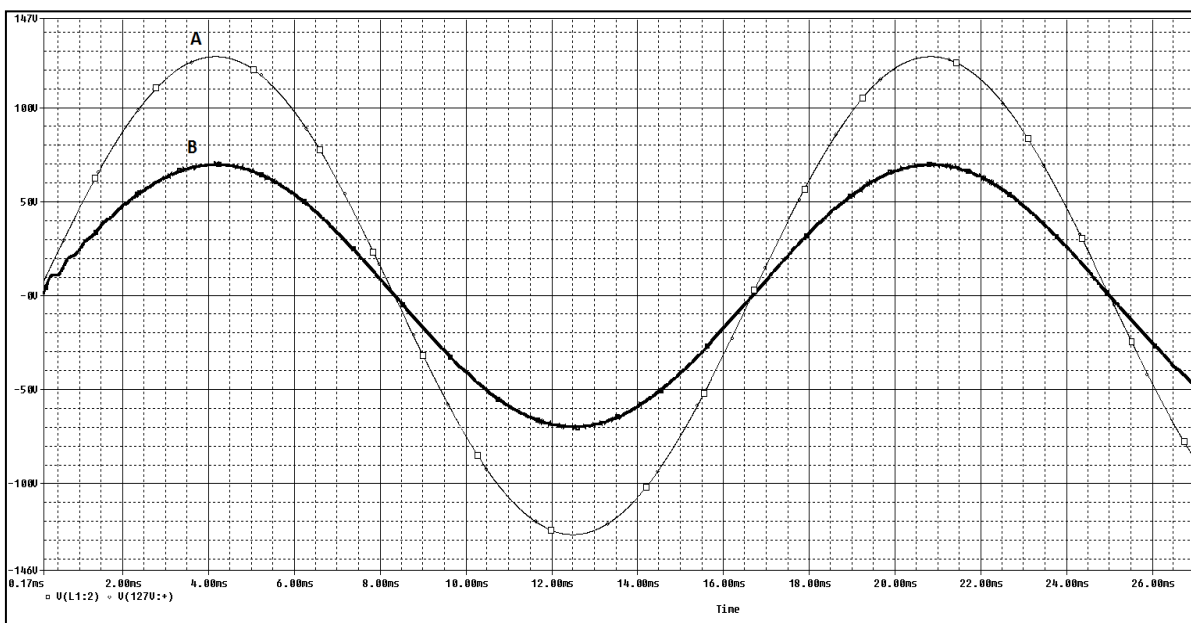


Figura 48 - Forma de onda A: tensão de entrada. Forma de onda B: tensão de saída.

Fonte: Autoria própria.

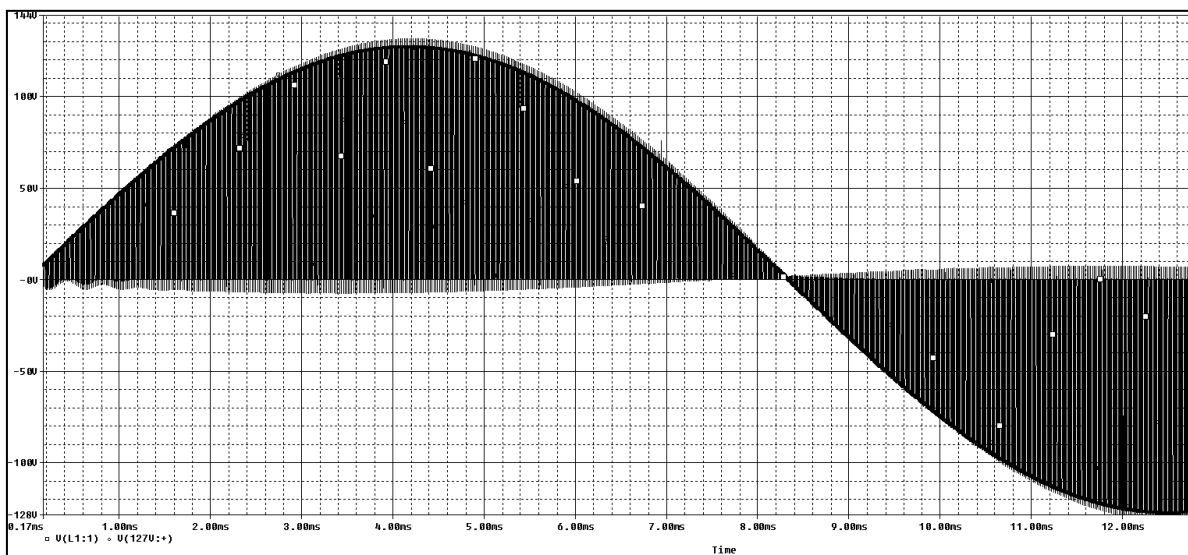


Figura 49 - Forma de onda de saída antes do filtro LC.
Fonte: Autoria própria.

Como pode-se ver pelo gráfico mostrado na Figura 50, devido à frequência de chaveamento ser elevada, tem-se muita ondulação na tensão de saída. Portanto, o filtro tem como função eliminar estas ondas e deixar apenas as que estão dentro da faixa de corte. E ainda, pode-se verificar picos na tensão, porém como são de pequena amplitude, não existe a necessidade de atenuação dos mesmo (BARBI, 2006).

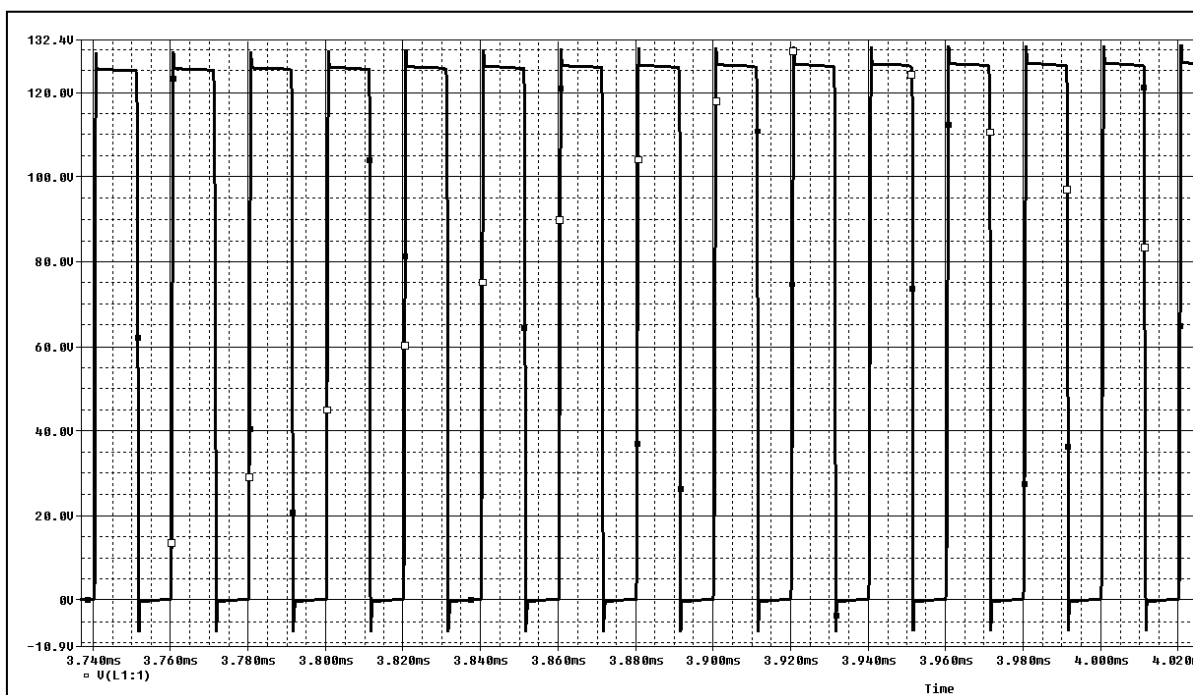


Figura 50 - Forma de onda antes do filtro LC: picos de tensão.
Fonte: Autoria própria.

3.1.4 Dimensionamento dos Componentes

Determinou-se os parâmetros dos componentes a fim de nortear o desenvolvimento do projeto, com as seguintes premissas:

- Tensão de entrada 127V;
- Frequência de chaveamento 50kHz;
- Carga: LED série A3 da Acriche 5W.

Para controle da tensão a ser aplicada na carga, utilizou-se a modulação por largura de pulso (PWM), na frequência de 50kHz.

3.1.4.1 Cálculo do Conversor *Buck* CA-CA

Para o dimensionamento dos componentes do conversor *buck* CA-CA, adotou-se os seguintes dados de projeto:

- Tensão eficaz de entrada;

$$V_i = 127V.$$

- Tensão de pico na saída;

$$V_{pk} = V_i \cdot \sqrt{2}$$

$$V_{pk} = 179,6V$$

- Frequência de chaveamento;

$$f_s = 50kHz.$$

- Frequência da rede;

$$f_r = 60Hz.$$

- Potência de entrada;

$$P_i = 5VA.$$

- Fator de Crista;

$$f_c = 3.$$

- Derivada da tensão da rampa;

$$\frac{dV}{dt} = \frac{0,4}{10^{-6}}$$

- Corrente de Pico.

$$I_{pk} = f_c \frac{P_i}{v_i}$$

$$I_{pk} = 2,36A$$

Pode-se calcular a tensão eficaz de saída do conversor V_0 através da equação 33 (BARBI e MATINS, 2006).

$$V_0 = V_i \frac{t_{on}}{T} \quad (22)$$

Sabendo-se que a frequência de chaveamento é de 50kHz, tem-se um período T de 20 μ s e tensão de entrada V_i de 127V, assim, obtém-se o V_0 variando o t_{on} . Na programação do microcontrolador implementou-se a lógica variando o valor da resistência no potenciômetro tem-se a variação na tensão de saída.

3.1.4.2 Cálculo dos Componentes do Filtro Passa-Baixa

Devido à frequência de chaveamento ser elevada, fez-se necessária aplicação de um filtro passa-baixa. A frequência de corte deve ser menor que a frequência de chaveamento de forma a minimizar a ondulação da tensão de saída V_0 (MARTINS e BARBI, 2006). Dados para o projeto do filtro LC de saída do conversor:

- Queda de tensão no indutor (valor arbitrado):

$$\Delta V_l = 1V$$

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s$$

$$\omega_r = 2 \cdot \pi \cdot f_r$$

$$I_{ef} = \frac{P_i}{V_i}$$

- Cálculo da Indutância:

$$L = \frac{\Delta V_l}{\omega_r \cdot I_{pk}} \quad L = 1,124mH$$

Valor adotado de $L = 1mH$

Com base no valor calculado da indutância, dimensiona-se o indutor a ser utilizado no filtro de saída do conversor *buck* CA-CA (BADIN, 2011).

- Valor da indutância: $L = 1mH$;
- Corrente de pico no indutor: $I_{pk} = 2,36A$;
- Corrente eficaz no indutor: $I_{ef} = 0,79A$;
- Variação da corrente no indutor: $\Delta I_l = 0,079A$;
- Densidade de corrente: $J_{m\acute{a}x} = 400A \cdot cm^{-2}$;
- Densidade de fluxo: $B_{m\acute{a}x} = 0,3T$.

Utilizando-se os dados acima é possível determinar o núcleo mais apropriado.

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot I_{ef}}{B_{m\acute{a}x} \cdot J_{m\acute{a}x} \cdot k_w} \cdot 10^4$$

$$A_e A_w = 0,22 \text{ cm}^4$$

Verificando-se a Tabela 5, escolheu-se o núcleo E-30/7, com as seguintes características:

- Área do entreferro: $A_e = 0,6 \text{ cm}^2$;
- Área de ocupação do cobre: $A_w = 0,8 \text{ cm}^2$;

Tabela 5 - Núcleos de Ferrite Tipo E-E

Núcleo	$A_e[\text{cm}^2]$	$A_w[\text{cm}^2]$	$l_e[\text{cm}]$	$l_i[\text{cm}]$	$V_e[\text{cm}^3]$	$A_e A_w[\text{cm}^4]$
E-20	0,312	0,26	4,28	3,8	1,34	0,08
E-30/7	0,60	0,80	6,7	5,6	4,00	0,48
E-30/14	1,20	0,85	6,7	6,7	8,00	1,02
E-42/15	1,81	1,57	9,7	8,7	17,10	2,84
E-42/40	2,40	1,57	9,7	10,5	23,10	3,77
E-55	3,54	2,50	11,2	11,6	42,50	8,85

Fonte: BADIN, 2011.

- Número de Espiras;

$$N = \frac{L \cdot (I_{ef} + \frac{\Delta I}{2})}{B_{m\acute{a}x} \cdot A_e}$$

$$N = 46,67 \text{ espiras}$$

- Entreferro:

$$u_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$$

$$l_g = \frac{N^2 \cdot u_0 \cdot A_e}{L}$$

$$l = \frac{l_g}{2}$$

$$l = 0,0082 \text{ cm}$$

- Área total de cobre do condutor equivalente:

$$S = \frac{I_{ef}}{J_{m\acute{a}x}}$$

$$S = 0,002 \text{ cm}^2$$

Levando-se em consideração o efeito pelicular, fenômeno responsável pelo aumento da resistência aparente de um condutor elétrico em função do aumento da frequência da corrente que o percorre, para a frequência de comutação $f_s = 50 \text{ kHz}$, calculou-se a profundidade de penetração da corrente (ADUR e BELLOZUPKO, 2006):

$$\Delta = \frac{7,5 \text{ cm} \cdot s^{-0,5}}{\sqrt{f_s}}$$

$$\Delta = 0,034 \text{ cm}$$

Para obter-se o diâmetro do fio, leva-se em consideração como no máximo duas vezes a profundidade de penetração:

$$2 \cdot \Delta = 0,068 \text{ cm}$$

Através da Tabela 6 escolhe-se o fio mais apropriado.

Tabela 6 - Tabela de Fios Esmaltados

AWG	Diâmetro Cobre [cm]	Área Cobre [cm ²]	Diâmetro Isolamento [cm]	Área Isolamento [cm ²]	Resistividade 20°C [Ohms/°C]	Resistividade 100°C [Ohms/°C]	Corrente [A] 450 ³ /cm ²
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044	23,679
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000051	0,000055	18,778
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070	14,892
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000080	11,809
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427
16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892	1,162

Fonte: BADIN, 2011.

Para a profundidade de penetração calculada escolheu-se o fio 21 AWG.

- Determina-se assim o número de fios que formarão o cabo:

$$N_c = \frac{S}{S_{fio}}$$

$$N_c = 1$$

Portanto o dimensionamento do indutor fica da seguinte forma:

- **L = 1mH;**
- **Núcleo E-30/7;**
- **47 espiras;**
- **Fio 1x21AWG.**

Cálculo do Capacitor

$$C = \frac{1}{\pi \cdot L \cdot \omega_s^2} \cdot \left(\frac{4 \cdot \omega_s \cdot V_i}{dV/dt} - \pi \right)$$

$$C = 3,83 \mu F$$

Valor comercial de **C = 4,7 μF/250VAC**

3.1.4.3 Dimensionamento MOSFETs

Para a especificação das chaves, adotou-se os seguintes dados:

- Razão cíclica máxima:

$$D_{m\acute{a}x} = 1$$

- Tensão eficaz na carga:

$$V_{ref} = \sqrt{D} \cdot V_i \quad V_{ref} = 127 \text{ V}$$

- Valor da resistência de carga:

$$P_r = \frac{D \cdot V_i^2}{R}$$

$$R = \frac{1 \cdot 127^2}{50}$$

$$R = 322,6 \ \Omega$$

- Corrente máxima no MOSFET:

$$I_{Sm\acute{a}x} = \frac{V_{pk}}{R}$$

$$I_{Sm\acute{a}x} = \frac{179,6}{322,6}$$

$$I_{Sm\acute{a}x} = 0,56 \text{ A}$$

- Corrente eficaz no MOSFET:

$$I_{Sef} = \frac{V_i}{R}$$

$$I_{Sef} = \frac{127}{322,6}$$

$$I_{Sef} = 0,39 \text{ A}$$

- Tensão máxima sobre o MOSFET:

$$V_{Sm\acute{a}x} = 2 \cdot V_{pk} \quad V_{Sm\acute{a}x} = 359,2 \text{ V}$$

Analisando-se os resultados, optou-se pelo seguinte MOSFET **IRF740PBF** do fabricante IR (*Internacional Rectifier*).

3.1.4.4 Dimensionamento do Dissipador Térmico

Com a corrente que passa pelo componente é gerado calor, tanto em condução como na comutação. Este calor gerado deve ser transferido para o ambiente de maneira que o componente opere de forma correta e não venha a apresentar falhas. A corrente máxima e a potência máxima é limitado pela temperatura da junção. Portanto a escolha do dissipador térmico é de fundamental importância (BARBI, 2006).

Utilizou-se o circuito equivalente da Figura 51 para o cálculo das perdas no MOSFET e dimensionamento do dissipador.

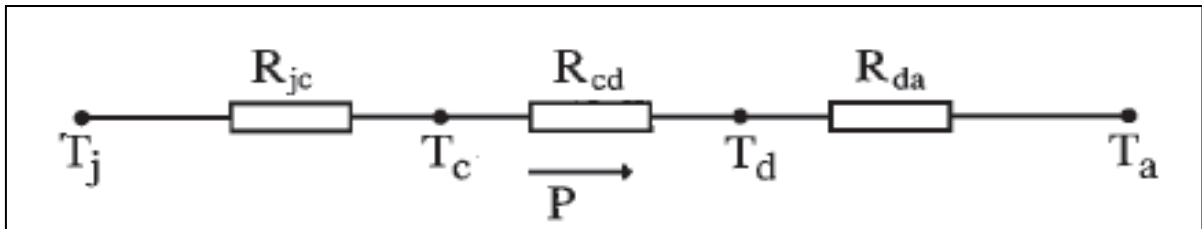


Figura 51 - Circuito térmico equivalente de um componente.

Fonte: BARBI, 2000.

As grandezas representadas na Figura 51 são definidas da seguinte maneira:

T_j - temperatura da junção ($^{\circ}\text{C}$);

T_c - temperatura da cápsula ($^{\circ}\text{C}$);

T_d - temperatura do dissipador ($^{\circ}\text{C}$);

T_a - temperatura ambiente ($^{\circ}\text{C}$);

P - potência térmica produzida pela corrente que circula no componente sendo transferida ao meio ambiente (W);

R_{jc} - resistência térmica entre a junção e a cápsula da junção ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$);

R_{cd} - resistência térmica entre o componente e o dissipador ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$);

R_{da} - resistência térmica entre o dissipador e o ambiente ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$);

R_{ja} - resistência térmica entre a junção e o ambiente ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$).

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cd} + R_{da}$$

$$P = r_t \cdot I_{ef}^2 + V_{TO} \cdot I_{med}$$

$$R_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P}$$

Dados do MOSFET:

$$R_{jc} = 1 \text{ } ^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

$$R_{cd} = 0,5 \text{ } ^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

$$V_{TO} = 2\text{V}$$

$$r_T = 0,85\Omega$$

$$T_a = 40 \text{ } ^{\circ}\text{C}$$

$$T_j = 100 \text{ } ^{\circ}\text{C}$$

$$I_{ef} = 0,4\text{A}$$

$$I_{med} = 0,2\text{A}$$

Para o MOSFET, devido à sua característica construtiva, a resistência entre a junção e o encapsulamento será:

$$P = 0,85 \cdot 0,4^2 + 2 \cdot 0,2 \quad P = 0,6\text{W}$$

$$R_{ja} = \frac{60}{0,6}$$

$$R_{ja} = 100 \text{ } ^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

$$R_{da} = 100 - 0,5 - 1$$

$$R_{da} = 98,5 \text{ } ^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

A resistência térmica entre a junção e o ar livre é de $62^{\circ}\text{C}/\text{W}$, conforme verificou-se no *datasheet* do componente, para uso sem dissipador. Para a

aplicação no conversor *buck* CA-CA o valor R_{ja} é de $100^{\circ}\text{C}/\text{W}$, não sendo necessário a utilização de um dissipador de calor.

3.1.5 Topologia do Conversor *Buck* CA-CA

Com resultado dos cálculos mencionados, desenvolveu-se o circuito presente na Figura 52 com o intuito de controlar a luminosidade do LED de potência.

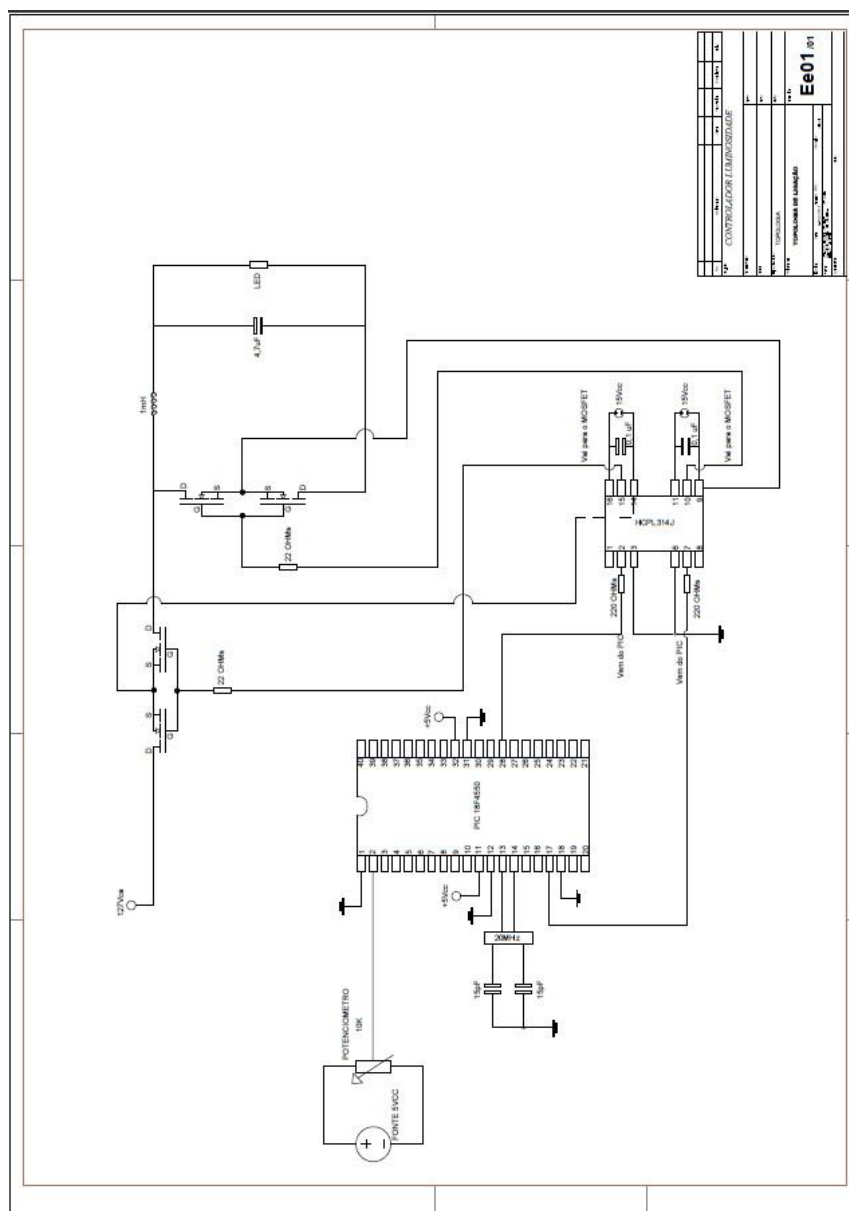


Figura 52 - Topologia completa conversor Buck CA-CA
Fonte: Software CCS, 2013.

3.1.6 Desenvolvimento do Código Fonte

Para o desenvolvimento do código fonte optou-se pela programação em C, por ser de alto nível e de fácil compreensão. Utilizou-se, como compilador, o CCS,

que apresenta uma interface de auxílio para a programação denominada de Pic Wizard, que auxilia na configuração de qual microcontrolador será utilizado e fornece as instruções necessárias para programação deste, como ilustra a Figura 53.

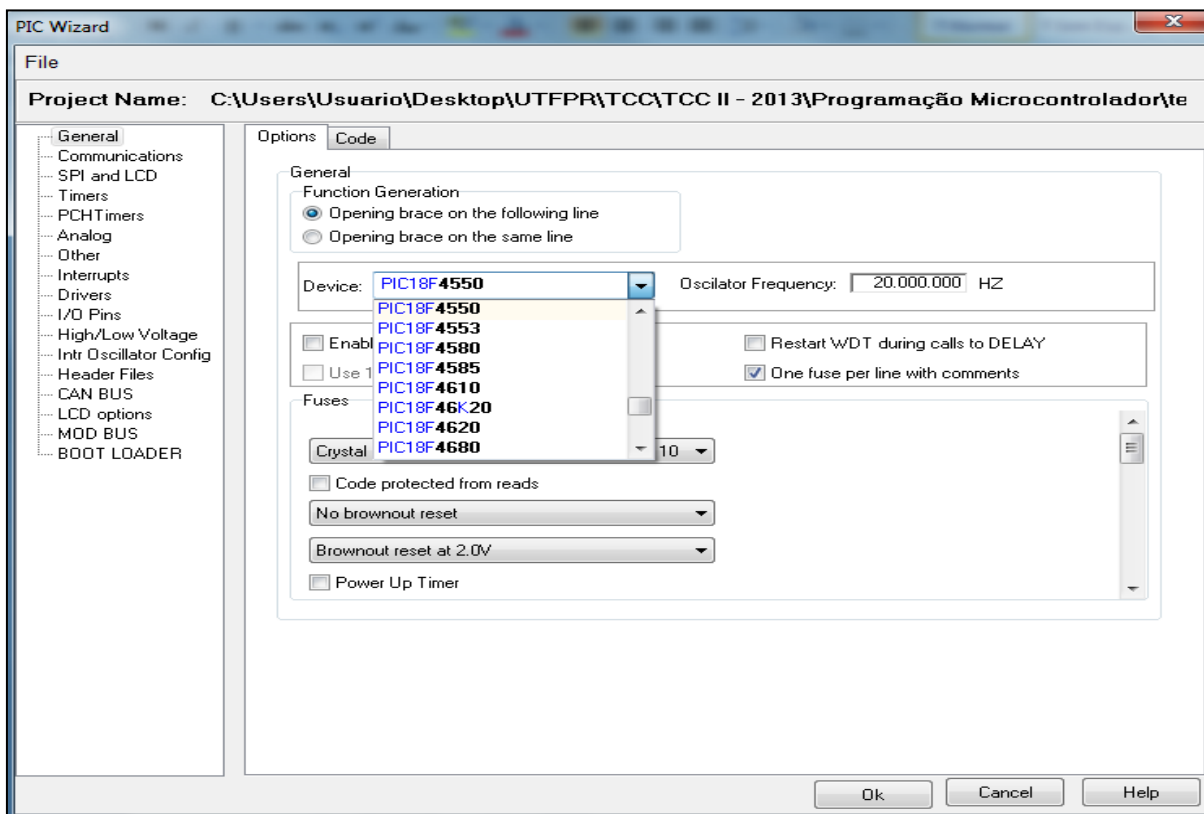


Figura 53 - Tela de seleção de PIC, utilizando CCS.

Fonte: *Software CCS*, 2013.

3.1.6.1 Ajuste do Microcontrolador e Frequência de Oscilação

Com o auxílio do Pic Wizard, selecionou-se o circuito integrado e a frequência de oscilação do cristal, conforme mostra a Figura 54.

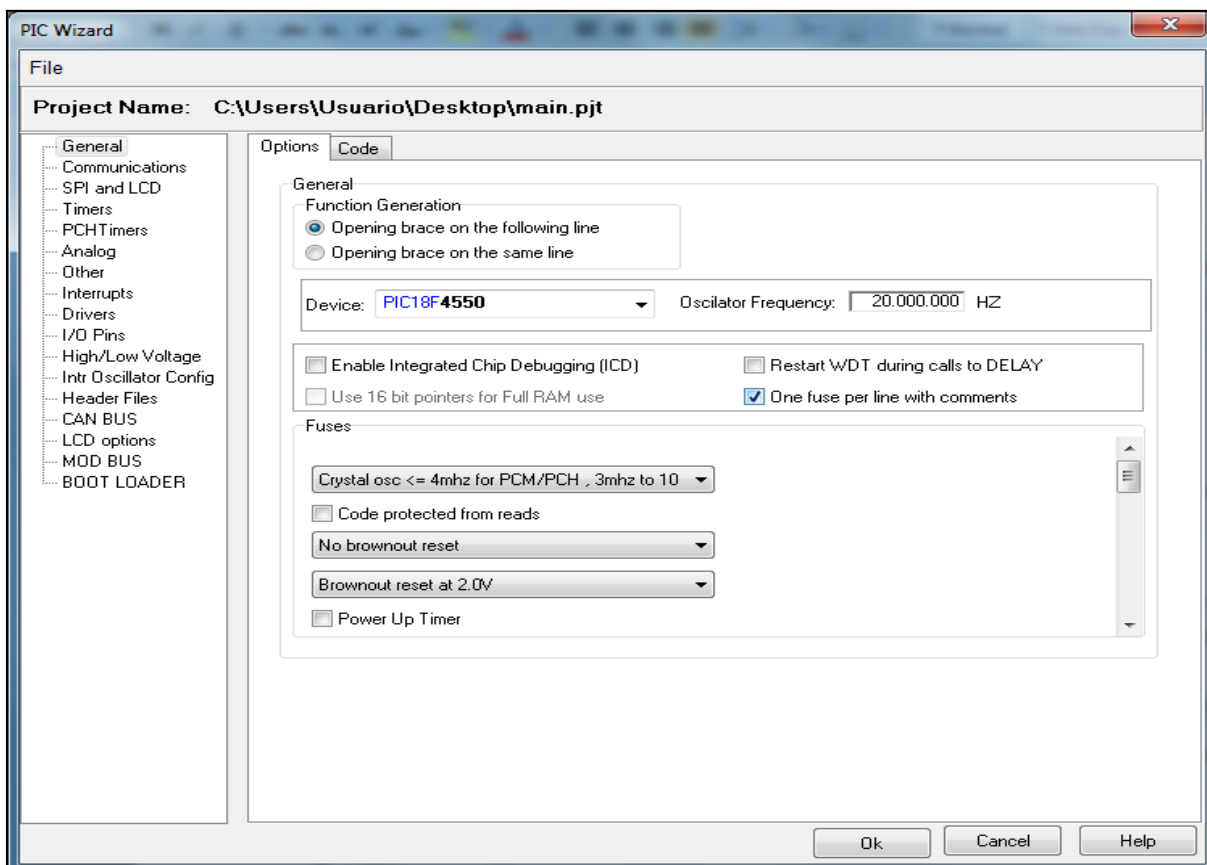


Figura 54 - Seleção do PIC e frequência de oscilação.
Fonte: Software CCS, 2013.

Optou-se pelo cristal de 20MHz em virtude da maior capacidade de ajuste, visto que os cálculos de período e razão cíclica no PIC 18F4550 tem como variável a frequência de oscilação.

3.1.6.2 Ativando entrada Analógica/Digital (A/D)

O conversor A/D tem como função transformar um sinal analógico em digital com o intuito de variar parâmetros da programação.

Configurou-se uma entrada A/D, visto que, para o controle da razão cíclica do PWM utilizou-se um potenciômetro, que, conforme se varia a resistência elétrica, linearmente, obtém-se a variação de tensão na entrada do microcontrolador. Definiu-se, conforme Figura 55, a entrada A0 para receber o sinal analógico.

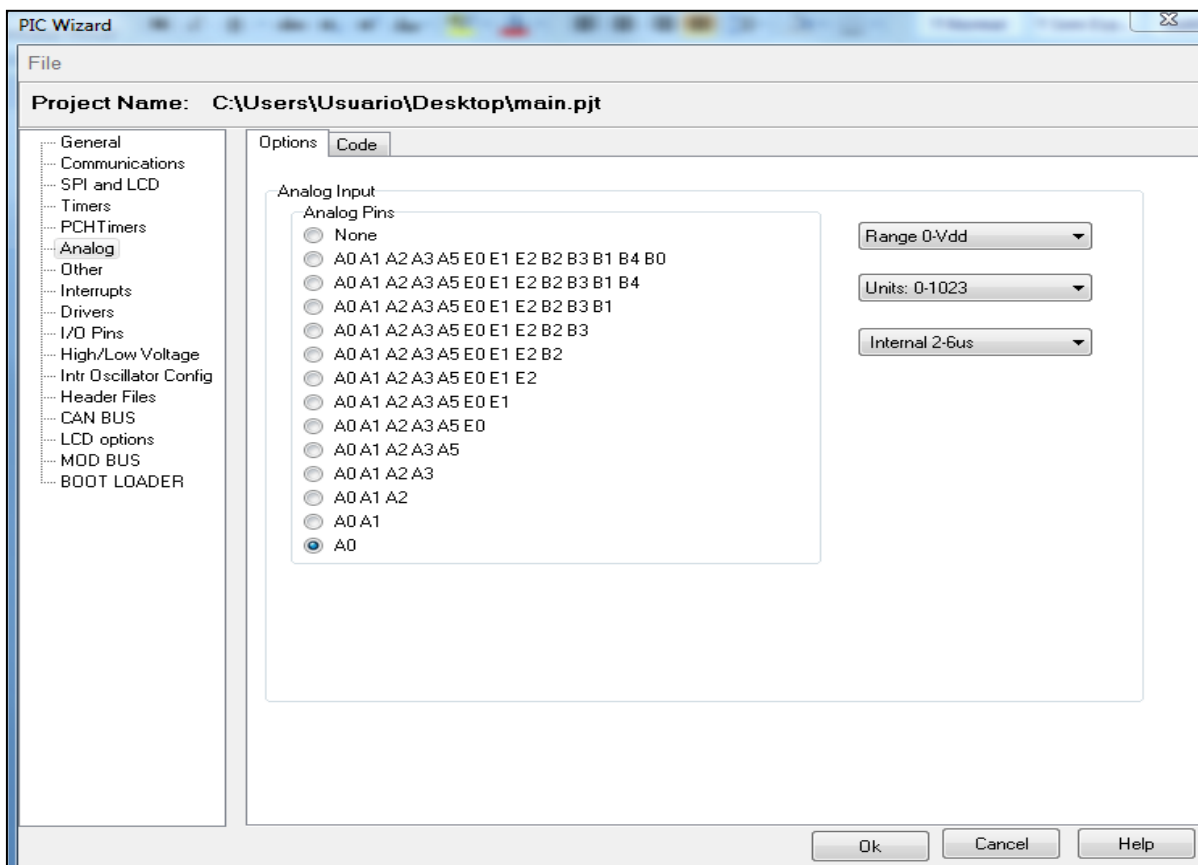


Figura 55 - Configuração entrada A/D no PIC.
Fonte: Software CCS, 2013.

3.1.6.3 Configuração do PWM

Para a configuração do PWM, Figura 56, a necessidade de uma frequência de chaveamento de 50kHz e sinais complementares, ou seja, quando uma das chaves esteja em condução à outra deve estar aberta é de suma importância, para evitar o curto-circuito da fonte e, por consequência, a destruição das chaves.

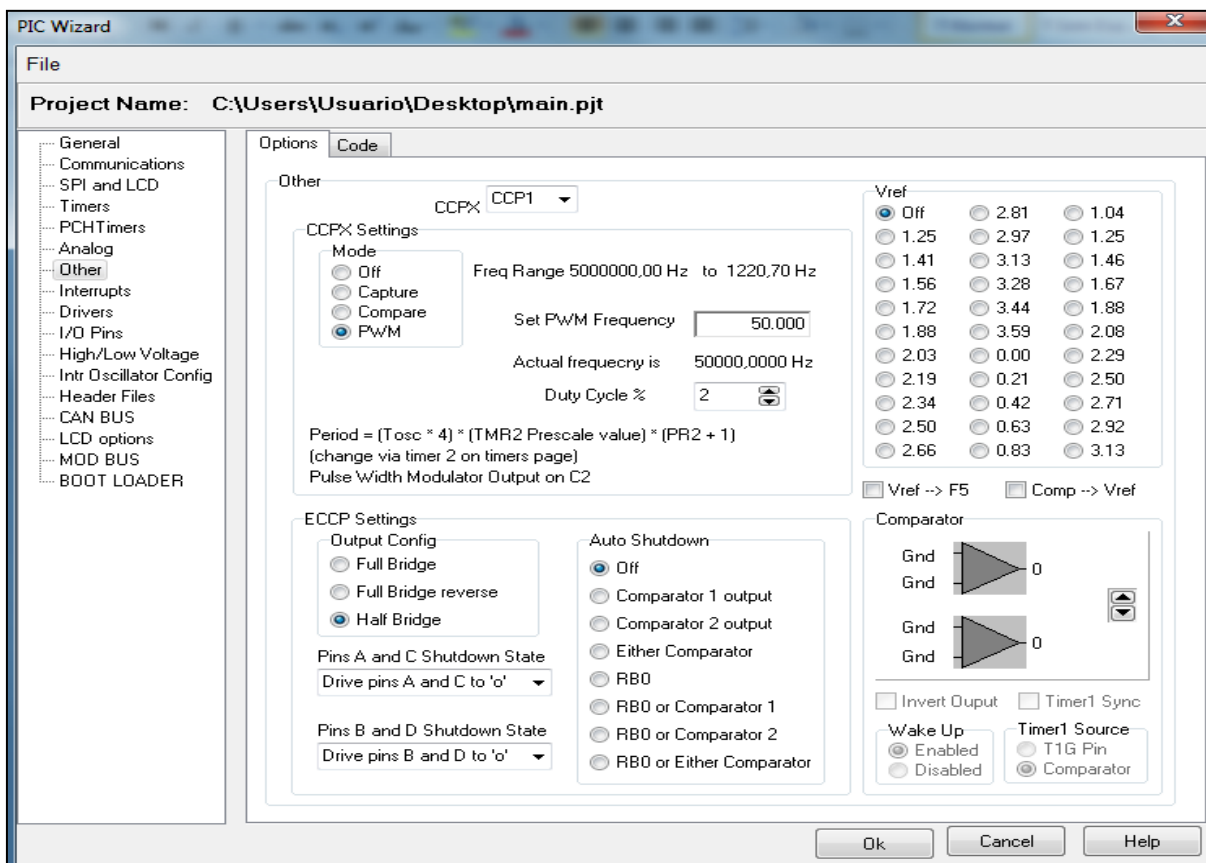


Figura 56 - Configuração PWM no PIC.
Fonte: Software CCS, 2013.

O modo meia ponte, tradução literal do inglês para *half-bridge*, que pode ser configurado no PIC 18F4550, atende esta necessidade, gerando um sinal principal e outro complementar, com a possibilidade de inserção de um tempo morto através da configuração do *byte* ECCP1DEL.

3.1.6.4 Código Fonte

Após a configuração de todos os parâmetros necessários, o Pic Wizard gera o código fonte desta, como mostra a Figura 57.

O código gerado é disposto de uma forma genérica, cabendo ao programador a adequação de alguns parâmetros de acordo com as necessidades do projeto. Com o intuito de configurar o aumento da razão cíclica de acordo com a variação do potenciômetro acrescentou-se a seguinte instrução ao programa gerado:

```
if (duty <= 70)
duty = 70;
set_pwm1_duty(duty*375/1023);
```

```

1  #include "C:\Users\Usuario\Desktop\UTFPR\TCC\TCC II - 2013\Programação Microcontrolador\conversor1.h"
2  #byte ECCP1DEL=0XFB7
3
4  int32 duty;
5
6  void main()
7  {
8
9      setup_adc_ports(AN0);
10     SETUP_ADC(ADC_CLOCK_INTERNAL);
11     set_tris_d(0);
12     set_tris_c(0);
13     setup_psp(PSP_DISABLED);
14     setup_spi(SPI_SS_DISABLED);
15     setup_wdt(WDT_OFF);
16     setup_timer_0(RTCC_INTERNAL);
17     setup_timer_1(T1_DISABLED);
18     setup_timer_2(T2_DIV_BY_1,99,1);
19     setup_timer_3(T3_DISABLED|T3_DIV_BY_1);
20     setup_ccp1(CCP_PWM_HALF_BRIDGE|CCP_PWM_H_H|CCP_SHUTDOWN_AC_L|CCP_SHUTDOWN_BD_L);
21     ECCP1DEL=4;
22     setup_comparator(NC_NC_NC_NC);
23     setup_vref(0);
24
25     While (TRUE)
26     {
27         set_adc_channel(0);
28         delay_ms(1);
29         duty=read_adc();
30         if (duty <= 70)
31             duty = 70;
32         set_pwm1_duty(duty*375/1023);
33         delay_us(20);
34     }

```

Figura 57 - Código fonte de configuração do PIC.

Fonte: *Software CCS*, 2013.

O acréscimo da instrução mencionada define que o valor da razão cíclica varie de 2,5% à 97,5%, uma precaução para que sempre haja um caminho para o indutor descarregar evitando sobretensão nas chaves.

Após a finalização do programa, o mesmo foi testado no *software* simulador Proteus versão 7.7, a fim de verificar se não havia erros na programação.

3.1.7 Simulação do Código Fonte do PWM

O *software* Proteus foi utilizado para verificar a programação, e, se todas as funções necessárias estavam habilitadas de forma correta.

Para realizar a simulação, fez-se necessária a construção do circuito com o PIC 18F4550, como mostra a Figura 58.

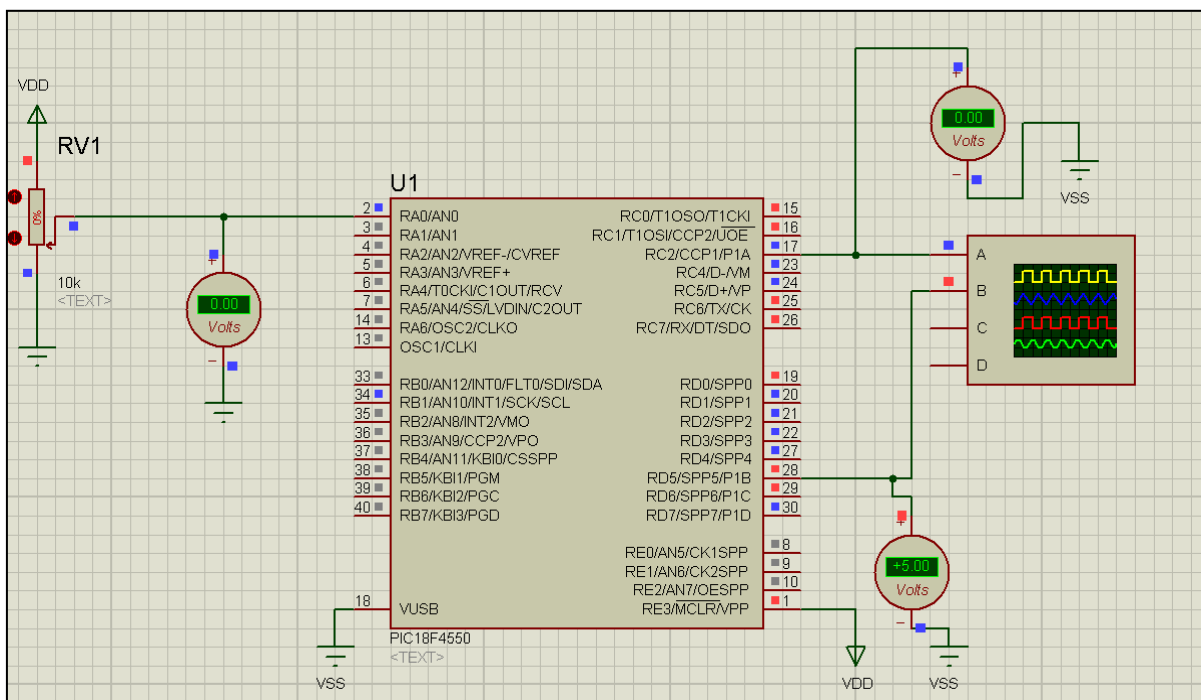


Figura 58 - Circuito de comando simulado.
Fonte: *Software Proteus*, 2013.

Após o desenvolvimento do circuito do PIC, simulou e verificou-se as formas de onda através do osciloscópio presente no *software*. A Figura 59 mostra os sinais de saída dos PWMs, os quais são complementares e com um tempo morto entre o acionamento das chaves.

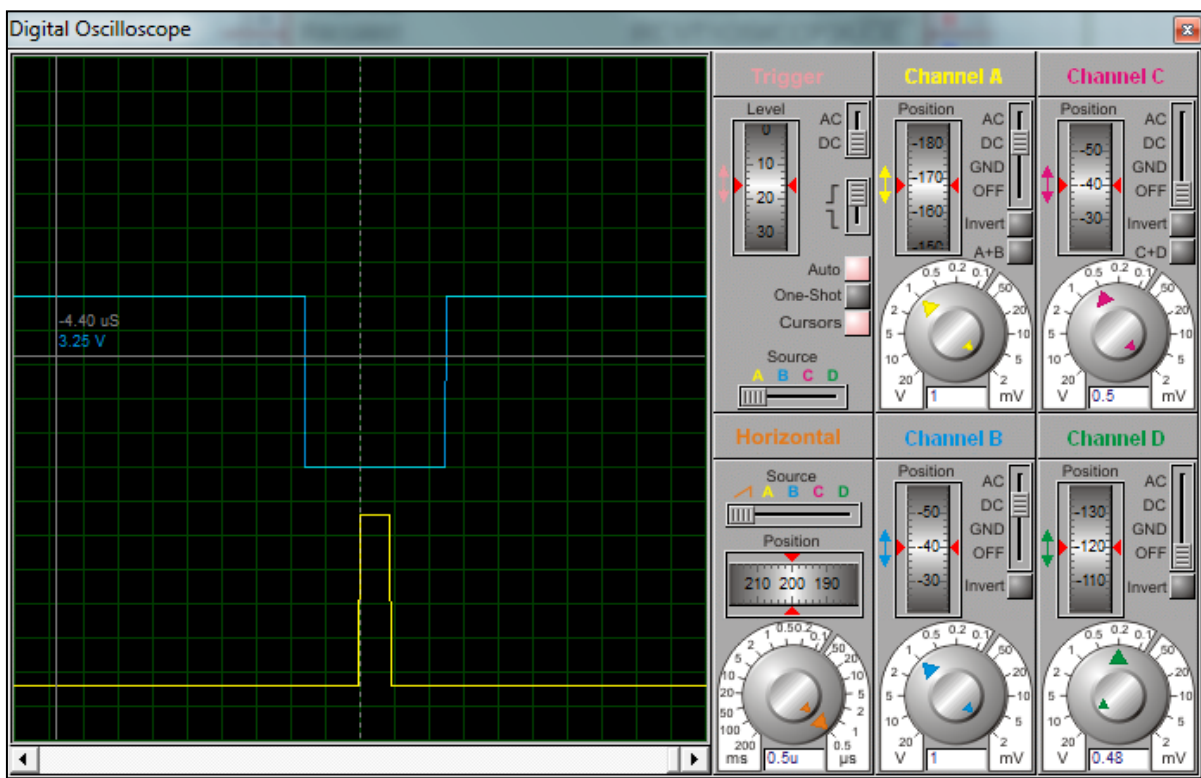


Figura 59 - Formas de onda PWM.
Fonte: *Software Proteus*, 2013

3.1.8 Teste Físico do Circuito de Comando Proposto

Após as simulações no *software* Proteus, realizou-se a montagem do circuito de comando em uma placa de circuito impresso, como mostra a Figura 60, a fim de verificar a real funcionalidade do código fonte para o comando dos PWMs.

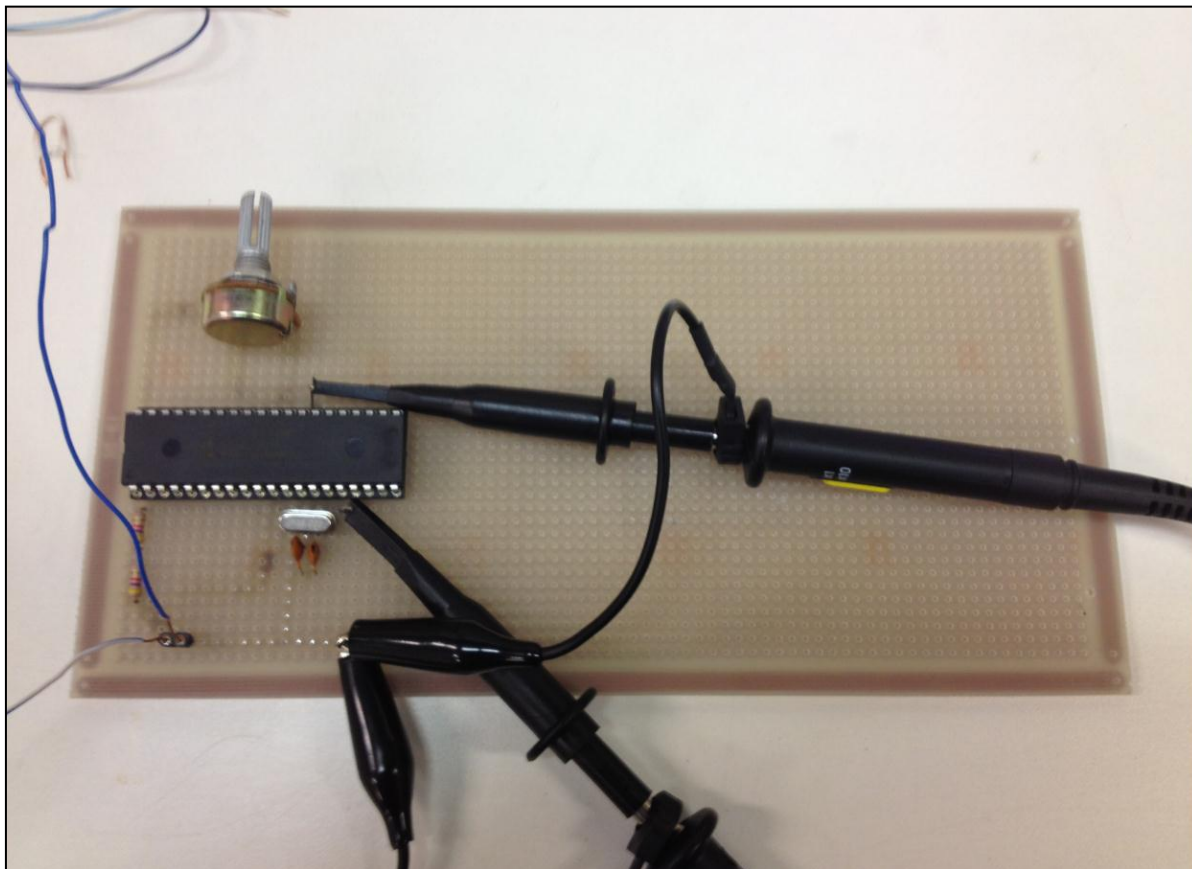


Figura 60 - Circuito de comando.
Fonte: Autoria própria.

Verificando-se as formas de onda nas saídas do PIC através de um osciloscópio digital, todos os comandos necessários para acionamento das chaves estavam dentro do esperado, como mostra a Figura 61, PWM com razão cíclica de 50%, e a Figura 62, que ilustra o tempo morto definido entre os sinais, confirmando as simulações realizadas no Proteus.

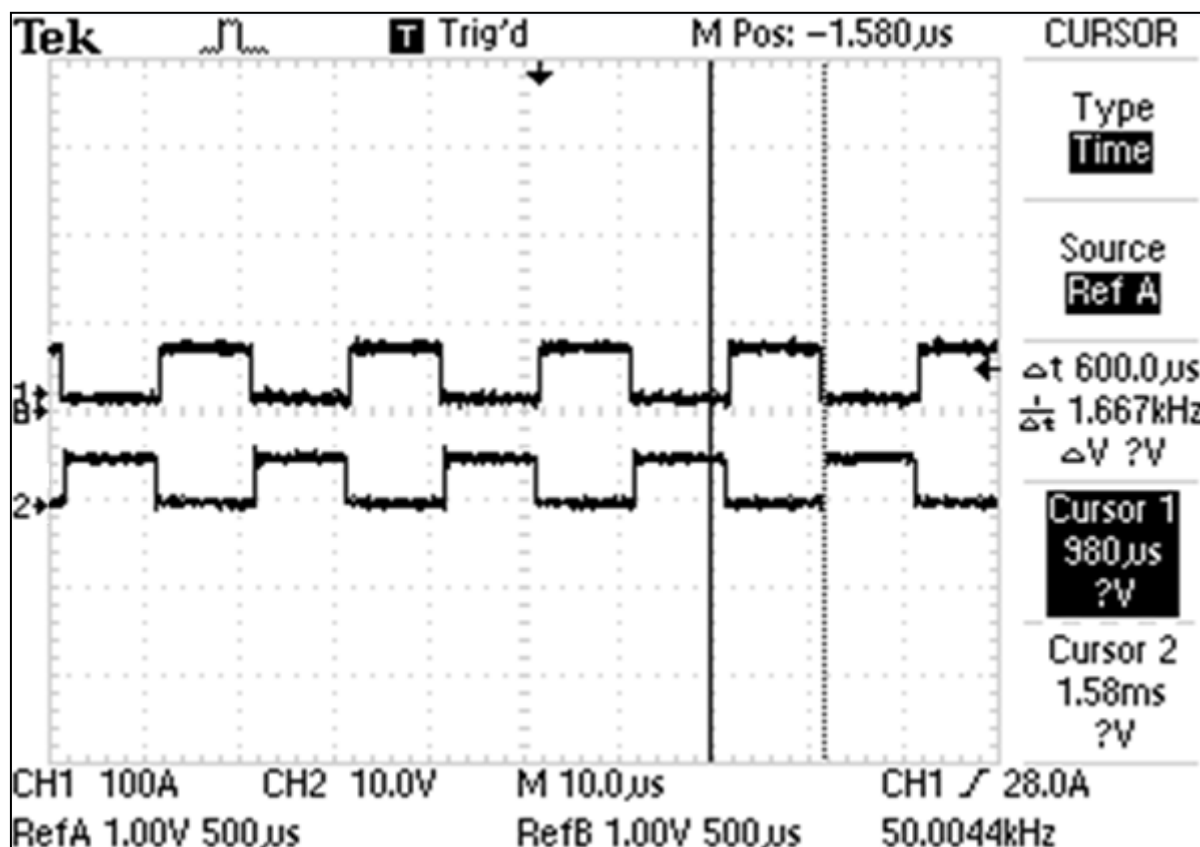


Figura 61 - Razão cíclica em 50%.
 Fonte: Autoria própria.

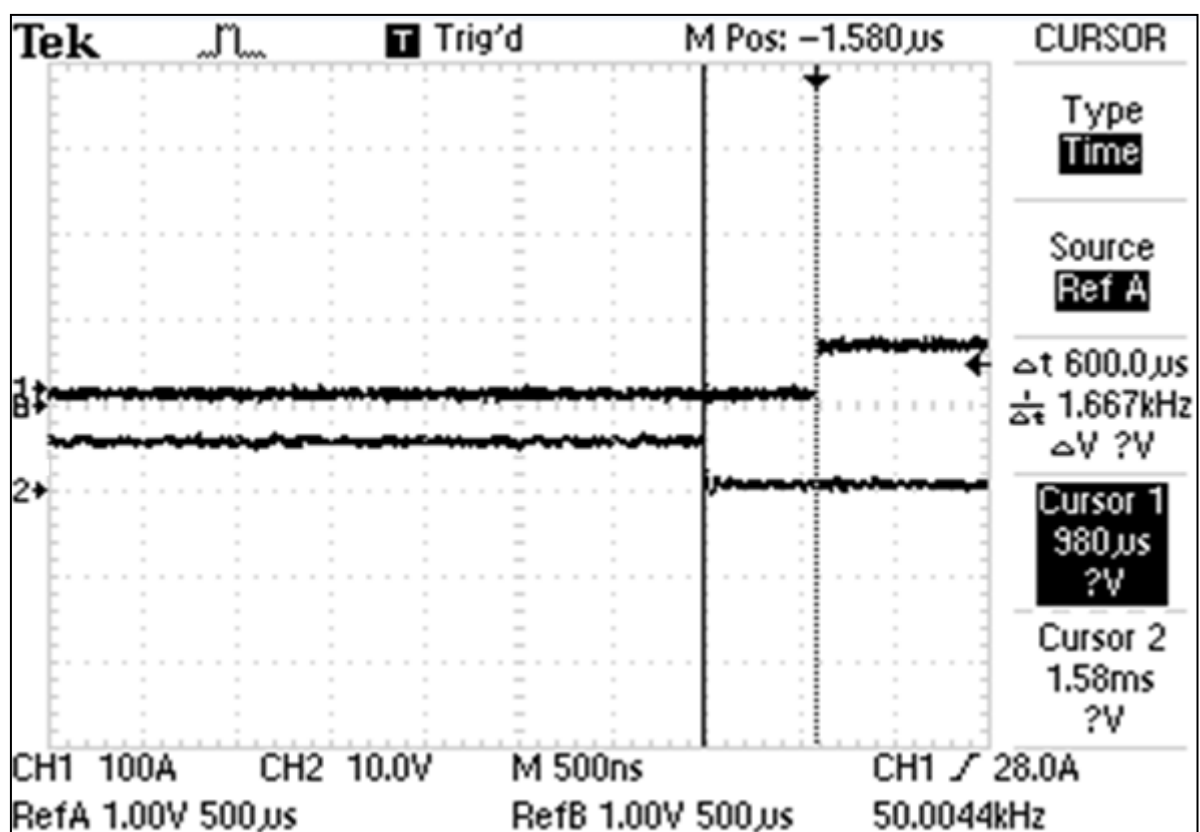


Figura 62 - Tempo morto entre os sinais.
 Fonte: Autoria própria.

Na Figura 61 pode-se verificar a complementaridade dos sinais, e na Figura 62 o tempo morto de 600ns, estipulado como teste inicial, entre a condução de uma chave e a outra, ambos pontos essenciais para o acionamento das mesmas.

3.1.9 Implementação do *Driver* para Acionamento das Chaves

Após a verificação do sinal dos PWMs ligou-se o *drive* HCPL314J, a fim de obter-se uma tensão de $15V_{cc}$ para o acionamento dos MOSFETs. A Figura 63 mostra o esquema de ligação do componente de forma a obter o sinal no *gate* dentro dos parâmetros desejados.

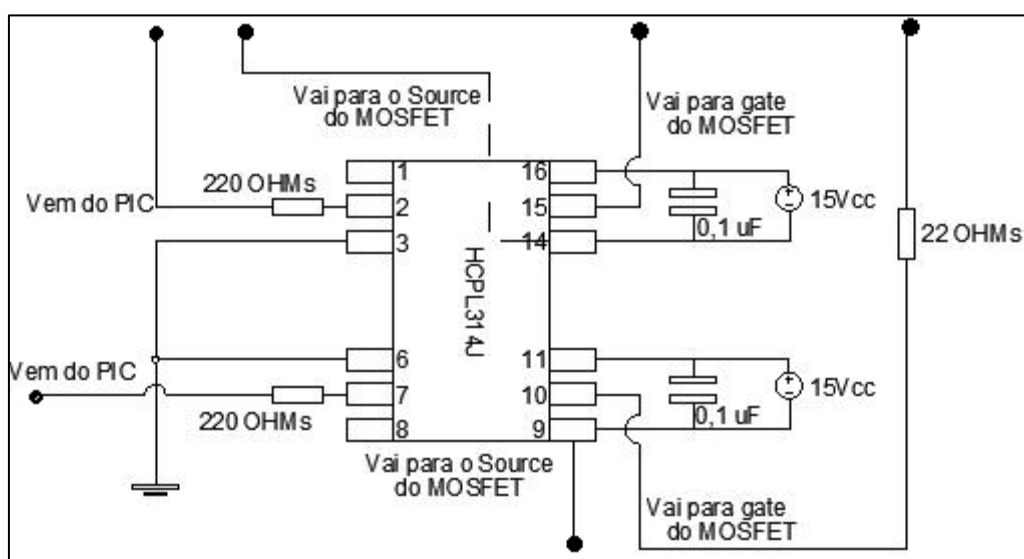


Figura 63 - Esquema de ligação do *drive* HCPL314J.

Fonte: Autoria própria.

Para a entrada do sinal no *drive* colocou-se resistores de 220 ohms a fim de limitar a corrente, visto que o acionamento do mesmo é através de LEDs. Os valores dos capacitores e resistências necessários para o circuito são calculados através de fórmulas encontradas no *datasheet* do fabricante. Portanto, para cada caso, será necessário identificar qual o valor ideal para resistência de *gate* e capacitor entre as entradas da fonte.

Para verificar a correta montagem do *drive* foi capturada a forma de onda na entrada do MOSFET, mais especificamente no *gate*, como mostra a Figura 64.

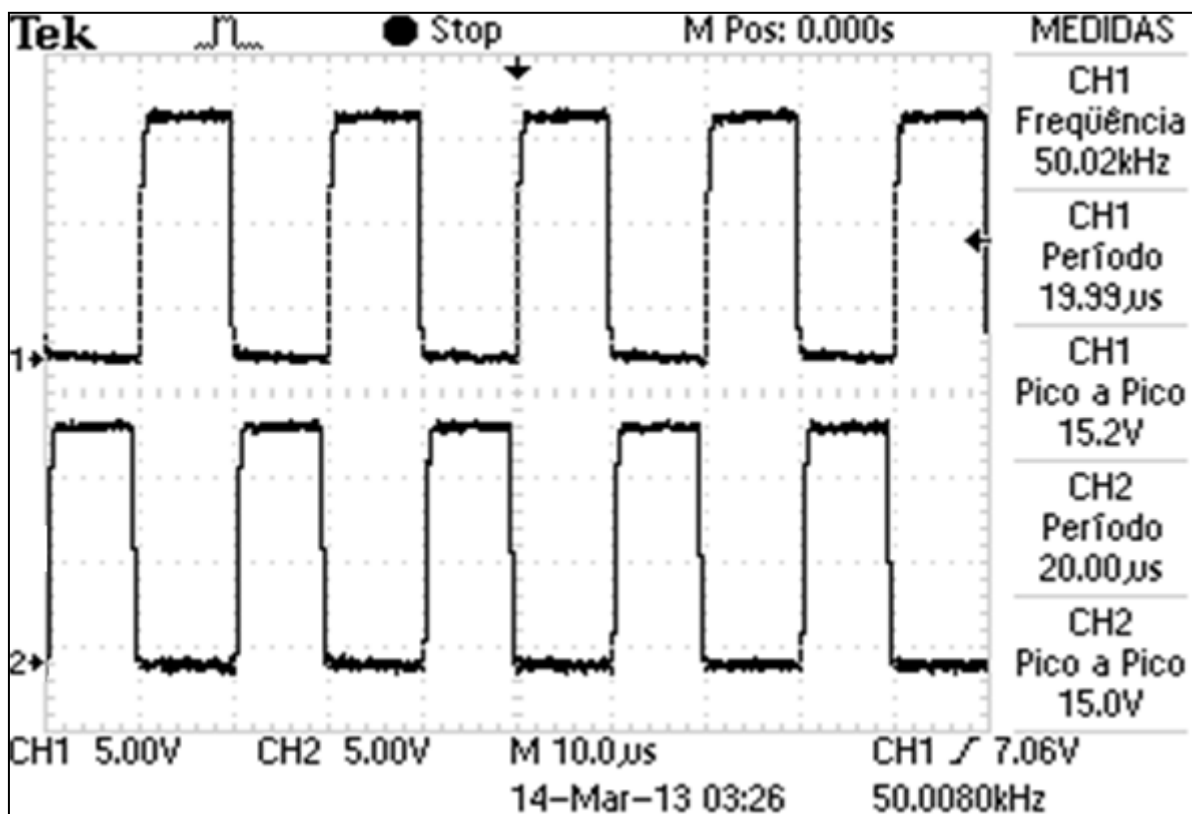


Figura 64 - Forma de onda obtida no *gate* do MOSFET.

Fonte: Autoria própria

Pela Figura 64, pode-se observar a tensão pico a pico de aproximadamente $15V_{cc}$, variando de 0 à $15V_{cc}$, e a frequência de 50kHz, portanto dentro dos limites desejados para o perfeito funcionamento das chaves e do conversor *buck*.

3.1.10 Montagem do Protótipo

Para a confecção do protótipo foi utilizada uma placa de circuito impresso, previamente perfurada para o encaixe dos componentes, ferro de solda de 30W e estanho para a fixação e interligação. A Figura 65 mostra a vista superior do protótipo confeccionado em uma placa de circuito impresso, enquanto a Figura 66 mostra o protótipo finalizado e as trilhas feitas com estanho.

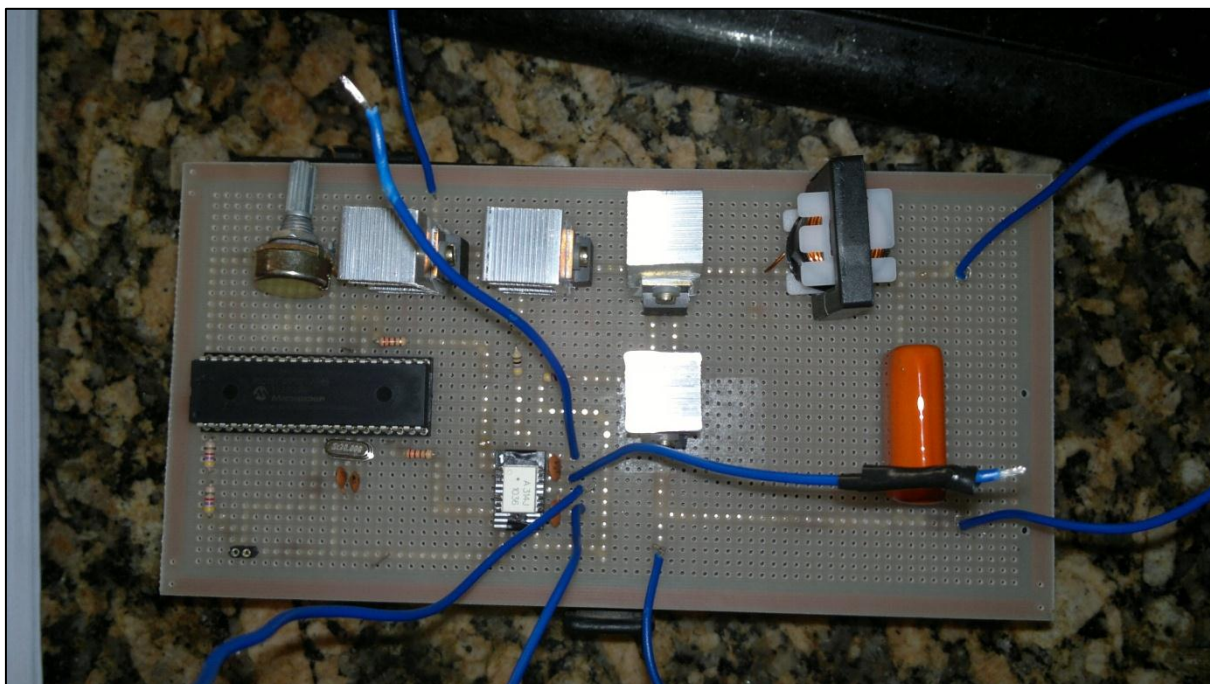


Figura 65 - Vista superior do protótipo confeccionado.
Fonte: Autoria própria.

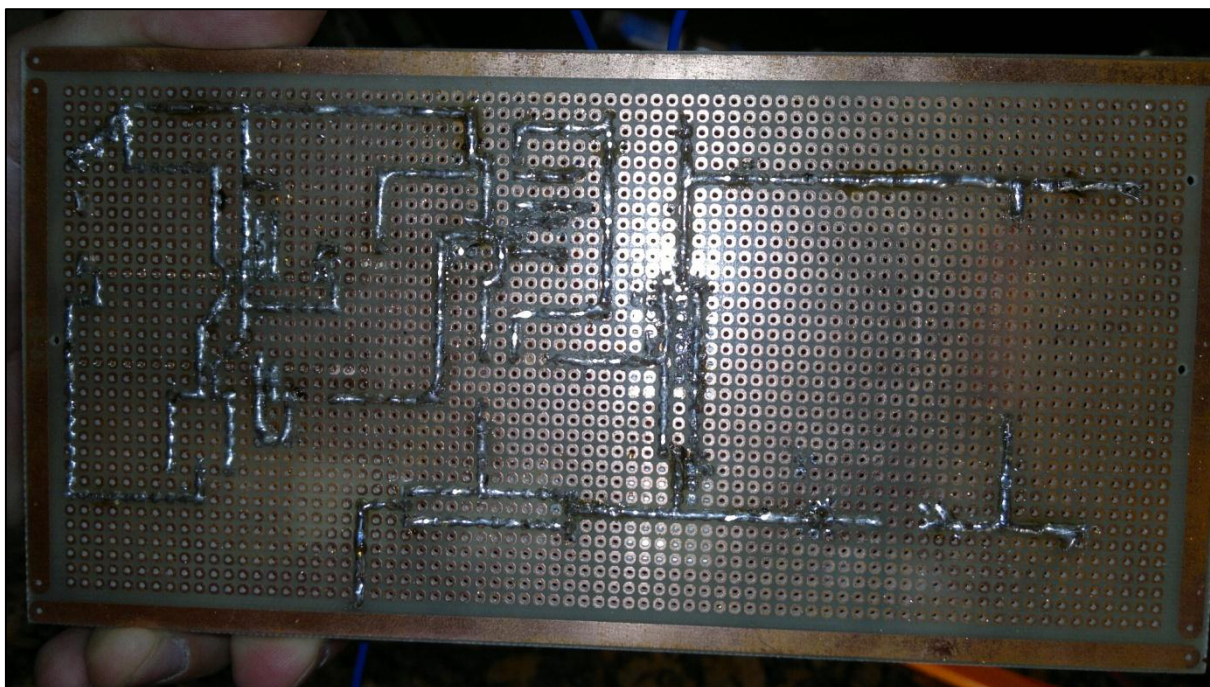


Figura 66 - Vista inferior do protótipo confeccionado.
Fonte: Autoria própria.

3.1.11 Análise dos Resultados Finais

Após a confecção do protótipo, fez-se vários testes para verificar a funcionalidade do circuito proposto.

Como primeiro passo alimentou-se o circuito integrando, PIC 18F4550, com uma fonte comum de $5V_{cc}$ para que os sinais PWMs fossem gerados. Como comentado anteriormente, os sinais gerados pelo PIC não fornecem tensão suficiente para acionamento das chaves, portanto, fez-se necessário a utilização do drive HCPL314J com o intuito de elevar a tensão de saída à $15V_{cc}$. Para isto, alimentou-se o mesmo com $15V_{cc}$ através de duas fontes DC reguláveis e isoladas. Por fim, interligou-se a tensão da rede de 127V.

A Figura 67 mostra o protótipo com todas as ligações necessárias e o LED funcionando.

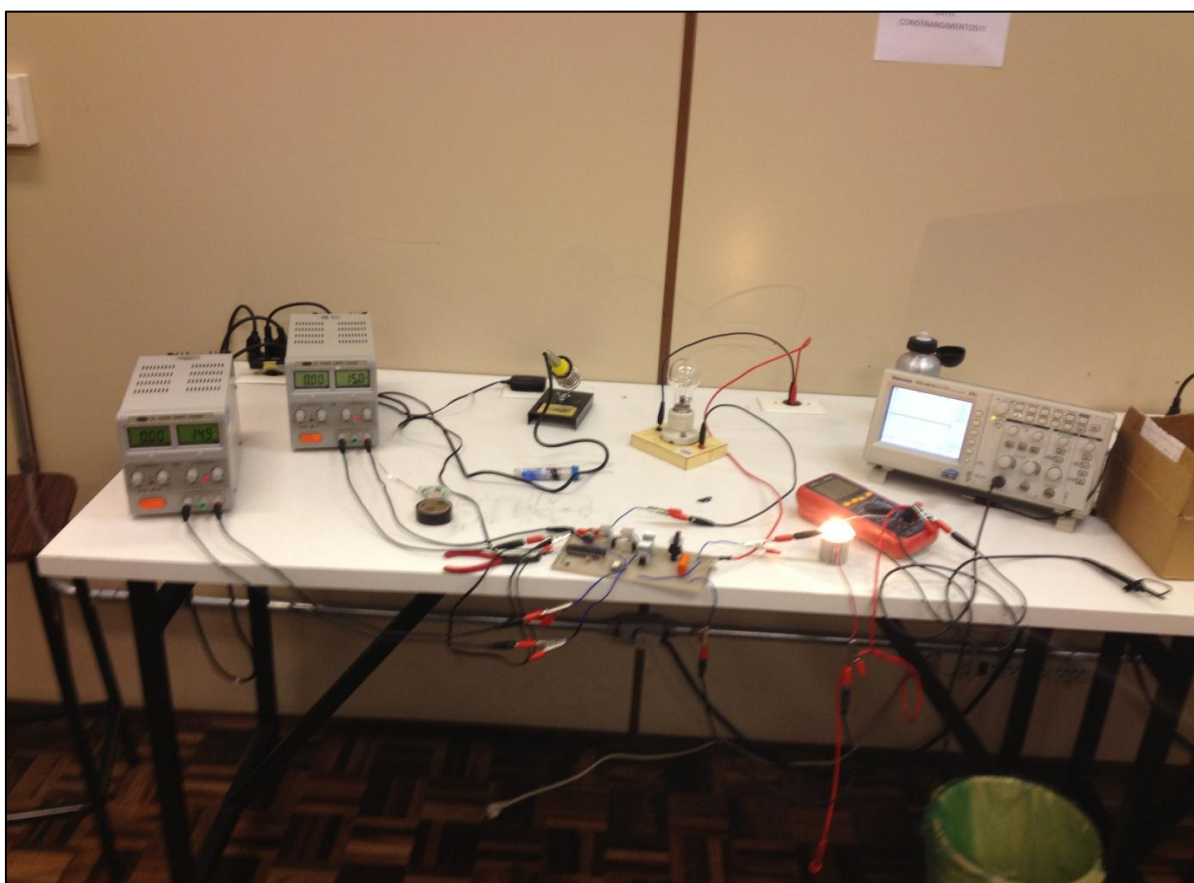


Figura 67 - Interligação do protótipo proposto.
Fonte: Autoria própria.

3.1.11.1 Dificuldades Encontradas Durante Desenvolvimento do Protótipo

Após teste inicial, verificou-se o aquecimento nas chaves responsáveis pela condução durante o semiciclo positivo, sinal de que o tempo morto implementado de 600ns não foi o suficiente para ligar e desligar dos MOSFETs. Para afirmar tal hipótese coletaram-se os sinais presentes no *gate*, como mostra a Figura 68.

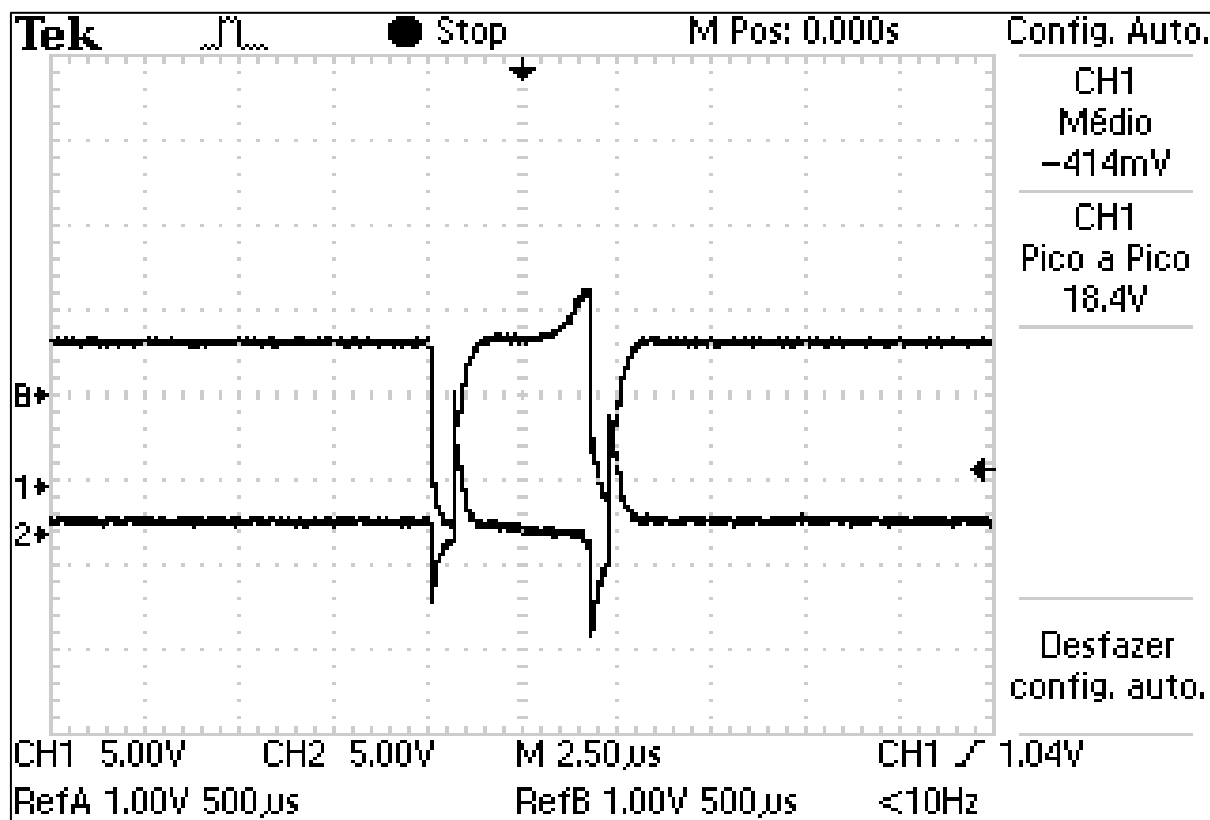


Figura 68 - Interposição de sinais presentes no protótipo.

Fonte: Autoria própria.

Pela Figura 68 pode-se analisar o cruzamento dos sinais durante a comutação das chaves, fazendo com que ambas estejam em condução concomitantemente, colocando a fonte em curto e gerando sobretensão sobre as mesmas.

Para solucionar tal problema, configurou-se o tempo morto no microcontrolador para 800n segundos, resolvendo o problema de sobreposição de sinais e sobreaquecimento, como mostra a Figura 69.

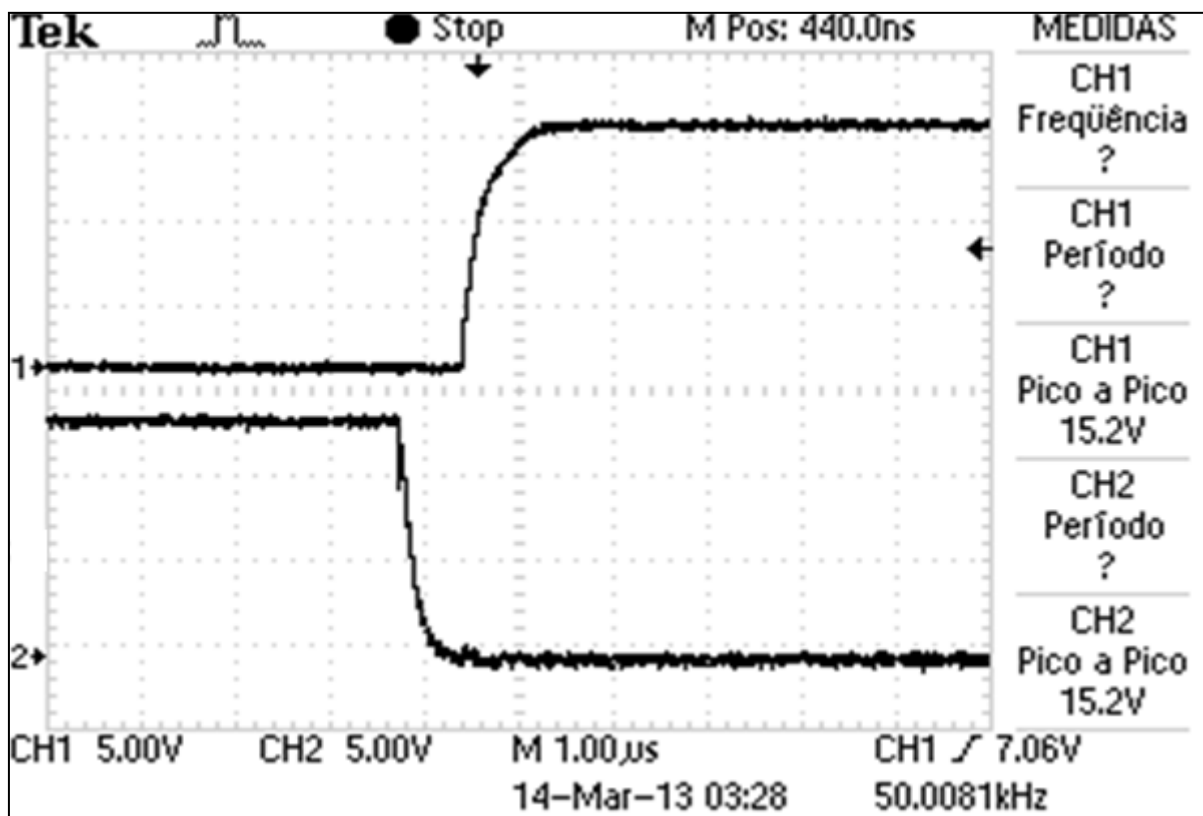


Figura 69 - Tempo morto entre as chaves.

Fonte: Autoria própria.

3.1.11.2 Teste de Funcionalidade do Conversor *Buck* CA-CA

Após a correção dos problemas identificados no tópico 3.1.11.1, alimentou-se novamente o circuito a fim de verificar a funcionalidade.

Como passo inicial forneceu-se uma tensão na entrada, com um Variac monofásico, aplicada de forma gradativa para identificar possíveis curtos no circuito evitando, assim, a queima de componentes por sobretensão. Após atingir o valor de tensão nominal de 127 V_{CA}, variou-se a razão cíclica através do potenciômetro para analisar a variação na tensão de saída. Por fim, adicionou a carga, LED, na saída do conversor para observar a variação na intensidade luminosa com diferentes razões cíclicas. As Figura 70, Figura 71 e Figura 72 mostram a tensão de saída medida, através de um multímetro, variando de acordo com a razão cíclica.

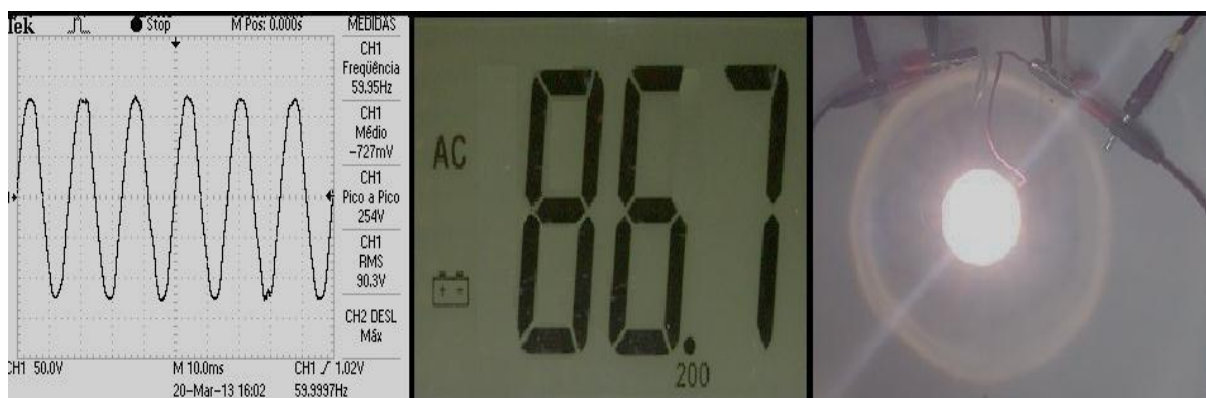


Figura 70 – Forma de onda, tensão de saída do conversor e vista do LED com razão cíclica em 74%.

Fonte: Autoria própria.

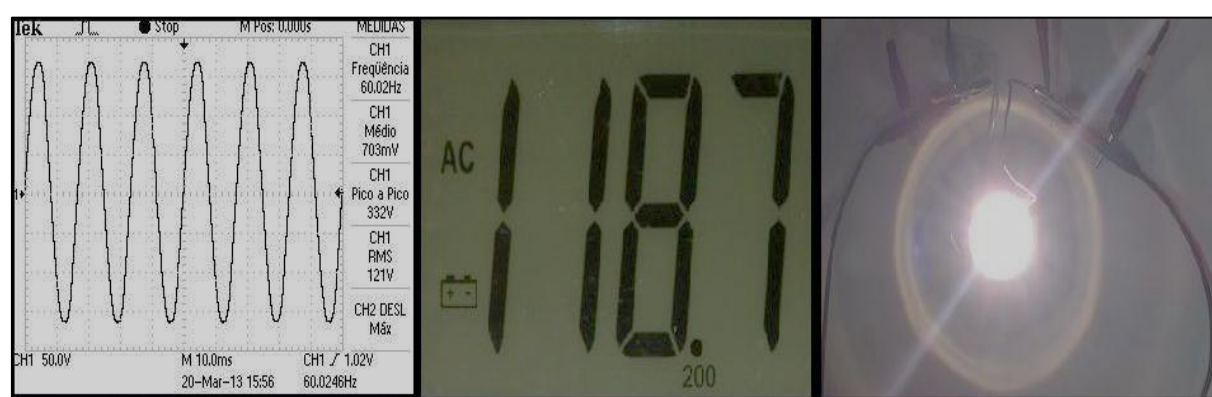


Figura 71 - Forma de onda, tensão de saída do conversor e vista do LED com razão cíclica em 97,5%.

Fonte: Autoria própria.

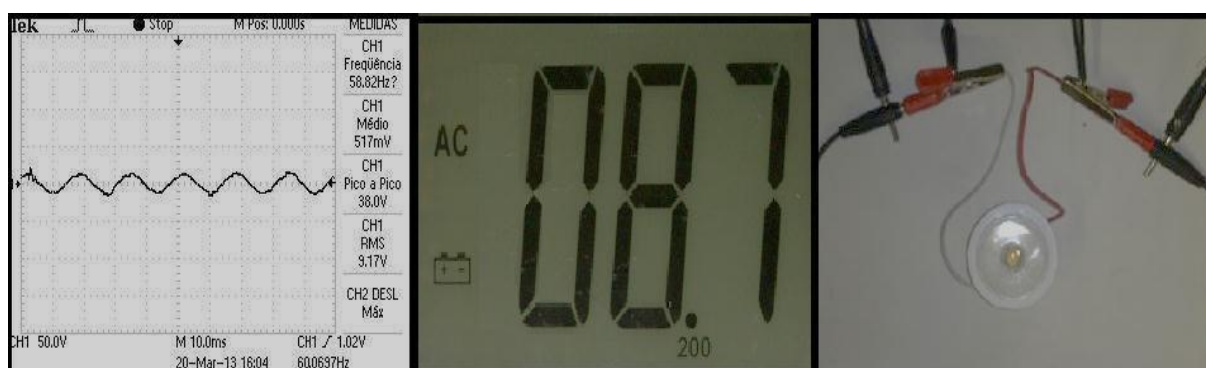


Figura 72 - Forma de onda, tensão de saída do conversor e vista do LED com razão cíclica em 7%.

Fonte: Autoria própria.

Com o auxílio de um osciloscópio digital, verificou-se a forma da onda na saída do conversor. Com a razão cíclica máxima programada para 97,5%, obteve-se uma tensão de $125V_{ca}$ com frequência de 60Hz, como mostra a Figura 71.

A tensão na saída com razão cíclica máxima apresentou uma defasagem de 2V, devido a perdas na comutação das chaves e nos componentes integrantes do circuito, reduzindo, assim, a tensão de saída de 127V para 125V.

Pode-se verificar através da forma de onda apresentada na Figura 71, a funcionalidade do filtro LC dimensionado, permitindo a passagem somente da frequência de 60Hz para a carga.

De forma a confirmar a variação da tensão aplicada na carga variou-se a razão cíclica coletando a forma de onda, conforme Figura 70.

Por fim, reduziu-se a razão cíclica para o valor mínimo, como mostra a Figura 72.

4 CONCLUSÃO

Esta monografia teve como principal objetivo controlar a luminosidade de um LED de potência em corrente alternada, visando o baixo custo e a perfeita funcionalidade do mesmo. Com o avanço da tecnologia voltada para área de iluminação desde as primeiras lâmpadas incandescentes com filamento de tungstênio até os eficazes LEDs de potência, houve-se a necessidade de adequação na forma de controlar a quantidade de luz emitida pela fonte em questão.

Os LEDs vêm se tornando a maneira mais eficaz de conversão da energia elétrica em luminosa com alta durabilidade, superior a 30.000 horas, e baixo consumo. Com o surgimento da tecnologia de alimentação por corrente alternada, viabilizou-se a empregabilidade nos setores residenciais, industriais e comerciais, eliminando-se a necessidade de retificação da fonte de alimentação e por consequência simplificando as instalações. Tendo como perspectiva a iluminação por LEDs de potência em corrente alternada como a principal fonte luminosa em um futuro próximo, e a escassez de fabricantes detentores da tecnologia necessária para o controle da luminosidade, implementou-se um *dimmer* com o intuito de realizar o controle no nível de iluminamento, destes LEDs, com equipamentos e tecnologia nacionais.

Para a implementação do *dimmer*, utilizou-se as técnicas de conversão presentes no circuito *buck* CA-CA com controle feito através de PWMs complementares gerados pelo PIC 18F4550 e incrementada a razão cíclica através de um potenciômetro. A implementação de tais sinais, deve-se ao modo *enhanced* encontrado em alguns PICs da fabricante escolhida, que permite a criação de dois sinais complementares e com a possibilidade de inserção de tempo morto entre eles, ponto essencial para o projeto. Esta complementaridade é necessária para o acionamento das chaves (MOSFETs), de modo que apenas uma conduza durante determinado período de tempo.

Definiu-se o MOSFET como chave a ser utilizada no circuito em virtude da sua fácil operação (sem necessidade de sinais negativos no *gate*) e a baixa tensão presente no circuito proposto dentro dos limites de tensão de operação do componente. Interligou-se dois MOSFETs pelo *source* para confeccionar a chave bidirecional, que tem como objetivo permitir o chaveamento da tensão alternada de entrada nos ciclos positivos e negativos possibilitando a regulação da tensão na

saída do conversor. O sinal para acionamento foi inserido através do *gate*, ambos interligados das duas chaves, reduzindo o número de *drivers* de comando.

O desafio na confecção de tal conversor encontra-se no problema de sobreposição de sinais ou tempo excessivo entre a comutação das chaves, o que pode vir a ocasionar a destruição das mesmas. Como solução aplicada neste projeto, optou-se por implementar um tempo morto mínimo possível (tempo entre o desligamento de uma chave e o acionamento de outra) eliminando riscos de queima.

Com implementação de todas as medidas de segurança para evitar a queima de componentes se fez necessário empregar um filtro LC na saída do conversor, visto que a frequência de chaveamento era de 50kHz, de modo a se garantir a frequência de 60Hz aplicada a carga.

Tendo-se o protótipo finalizado, fez-se teste para garantir o correto funcionamento do mesmo e atestar a metodologia utilizada para a confecção do conversor *buck* CA-CA, assim como, a topologia escolhida. Portanto, variou-se a razão cíclica obtendo-se valores variados na saída com um máximo atingido menor igual à tensão de entrada, exatamente de acordo com a teoria de conversores *buck*.

Com o bom desempenho do protótipo e o atestado de que as ideias desenvolvidas no projeto são praticas e de plena aplicabilidade, novos estudos serão realizados para aprimoramento do protótipo, tanto na questão do tamanho como de proteção, a fim de se fabricar comercialmente o mesmo e disponibilizá-lo no mercado nacional.

Para a finalização do projeto, comparou-se o valor do produto importado disponível atualmente no mercado com o confeccionado neste projeto, e verificou-se que com a produção nacional do controlador se obtêm uma economia de, no mínimo, cinquenta por cento em relação aquele. Justificando as vantagens de anteriormente discutidas.

Como sugestão de um TCC futuro, a implementação do circuito desenvolvido utilizando a técnica de montagem em superfície (SMT – *Surface Mounting Technology*), empregando componentes ultraminiaturizados para montagem em superfície chamados SMD (*Surface Mounting Devices*) e visando diminuir o tamanho físico do circuito para utilização comercial.

Sugere-se, também, a implementação do circuito de controle com a utilização de DSP (*Digital Signal Processor*) para minimizar o tamanho da placa de circuito, assim como viabilizar sua fabricação em escala comercial.

REFERÊNCIAS

ACRICHE, Disponível em <<http://www.acriche.com>>. Acesso em novembro de 2011.

ADUR, M. N.; BELLOZUPKO, G. **Projeto de Implementação de um Conversor Buck CA-CA Controlado por Processador Digital de Sinais (DSP)**. 2006. 139 f.. Monografia de Projeto Final em Engenharia Industrial Elétrica Eletrotécnica – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2006.

AGILENT, Disponível em: <<http://www.home.agilent.com>>. Acesso em fevereiro de 2013.

AHMED, A. **Eletrônica de Potência**. São Paulo: Prentice Hall, ed.1, 2000.

ANDRIC, D; MATIC, N. **Microcontroladores PIC**, e-book, ed.1, Mansong, 2000.

BADIN, A. **Conversores estáticos**, Curitiba, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2011.

BARBI, I.; SOUZA, F. P. de. **Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com comutação Suave**. Florianópolis: Edição do Autor, 1999.

_____, I.; MARTINS, D.C. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. Florianópolis: Edição do Autor, 2000.

_____, I. **Projeto De Fontes Chaveadas**. Florianópolis: Edição do Autor, 2001.

_____, I. **Eletrônica de Potência**. Florianópolis: Edição do Autor, ed.6, 2006.

BARROS, L. de. **LEDs ou Halogêneas? O Setor Elétrico**. São Paulo, ed.50, 2010.

BOYLESTAD, R.; NASHELSKY, L. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. Rio de Janeiro: Prentice Hall, ed. 5, 1994.

BRAGA, N. C. **Proteção de Portas I/O contra ESD**. Saber Eletrônica Online, Disponível em <<http://www.sabereletronico.com.br>>. Acesso em novembro de 2011.

BRASIL. Decreto n. 6759. **Regulamenta a administração das atividades aduaneiras, e a fiscalização, o controle e a tributação das operações de comércio exterior**. Retificado no DOU, Brasília, 2009.

BRASIL. Ministério de Minas e Energia. **Regulamentação Específica de Lâmpadas Incandescentes**. Portaria MME/MCT/MDIC nº 1.007, de 30 de Dezembro de 2010. . Retificado no DOU, Brasília, 2011.

CASA DAS CONSTRUÇÕES, Disponível em <<http://casadasconstrucoes.com.br>>. Acesso em março de 2013.

CAZAKEVICIUS, F. E. ; PIVETA, R. ; FICAGNA, P. C. S. ; PINHEIRO, J. R. **Circuito de drive com proteção para chaves semicondutoras controladas**. In: 25ª Jornada Acadêmica Integrada, 2010, Santa Maria. Anais 25ª JAI, 2010.

COSTA, G. J. C. **Iluminação Econômica: Cálculo E Avaliação**. Porto Alegre: DEIPUCRS, ed. 4, 2006.

DORNELLES, A. A. **Fundamentos de linguagem C ou Tudo que você precisa saber sobre C para não passar vergonha**, Centro Tecnológico de Mecatrônica, Caxias do Sul, 1997.

ERICKSON, R. W. **Fundamentals of Power Electronics**. Boulder: Dragan Maksimovic, 2001.

EVARISTO, J. **Programando com Pascal**, segunda edição, e-book Express, Instituto de Computação da Universidade Federal de Alagoas, 2002.

FARNELL, Disponível em: <<http://www.farnellnewark.com.br>>. Acesso em fevereiro de 2013.

FLICKR, Disponível em: <<http://www.flickr.com/photos/biwook/153056995/>>. Acesso em outubro de 2011.

FRIEDEMANN, R. A. **Conversores CA-CA para Eletrodomésticos Alimentados por Tensão Bi-Volt**. 2007. 210 f.. Monografia de Mestrado em Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.

GLAIZE, C.; FOREST, F.; CHAREF, F. **Study of Power Bidirectional Switches Using Mos-transistors**. IEEE Power Electronics and Variable-Speed Drives, p. 51-53, Jul. 1988.

GOEKING, W. **Lâmpadas e Leds**. O Setor Elétrico. São Paulo, ed.46, 2009.

GUDWIN, R. R. **Linguagens de Programação**, Notas de aula para a disciplina EA877, Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Departamento de Engenharia de Computação e Automação Industrial, 1997.

IEEE, **Journal on Selected Topics in Quantum Electronics**, Vol, 8. Nº 2. Março/Abril de 2002.

LUMILEDS, Disponível em <<http://www.lumileds.com>>. Acesso em outubro de 2011.

LUZ, J. M. **Manual de Luminotécnica**. Instituto de Artes. Cidade Universitária Zeferino Vaz – UNICAMP. Disponível em: <<http://www.iar.unicamp.br/lab/luz/ld/Livros/Luminotecnica.pdf>>. Acesso em outubro de 2011.

MAMEDE FILHO, J. **Instalações Elétricas Industriais**. 8. ed. Rio de Janeiro, RJ: LTC, 2010

MELLO, H. A. **Dispositivos Semicondutores**. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos, ed. 4, 1980.

MICROCHIP TECHNOLOGY INC., **PIC24f Family Reference Manual**, 2006.

MICROCHIP TECHNOLOGY INC., **PIC18F2455/2550/4455/4550 Data Sheet**, 2009.
MOREIRA, V. de A. **Iluminação e fotometria: teoria e aplicação**. São Paulo: Edgar BlücherLtda, 2ª ed. 1982.

MORAIS, P. S. de. **Lógica de Programação**, 2000: Curso básico de lógica de programação, Unicamp - Centro de Computação - DSC, 2000.

OSRAM DO BRASIL. **Introdução À Luminotécnica: Bases Teóricas, Iluminação Interna, Iluminação Externa**. Osasco: Osram do Brasil, 1979.

OSRAM DO BRASIL. **Manual Luminotécnico Prático da OSRAM**. Disponível em: <<http://www.osram.com.br/luminotec/manual>>. Acesso em outubro de 2011.

PEREIRA, F. **Microcontroladores PIC programação em C**, São Paulo: Érica Ltda., 2005.

PETRY, C. A. **Estabilizadores de Tensão Alternada para Alimentação de Cargas não Lineares: Estudos de Variações Topológicas e Métodos de Controle**. 2005. 259 f.. Monografia de Doutorado em Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.

PIMENTA, J. L. **Uma Fonte de Luz Promissora**. Revista La_Pro, São Paulo, ed. 1, p. 18. 2008.

POLITEC. **Apostila sobre modulação PWM**. Disponível em: <http://www.eletronica.org/arq_apostilas/apostila_pwm.pdf>. Acessado em outubro de 2011

POLITECNICO. **Conversores Estáticos**. Disponível em: <http://estudandoeletronica.hd1.com.br/electronica/III_Conversores.pdf>. Acesso em outubro de 2011.

POMILIO, J. A. **Dimensionamento De Dissipadores Para Semicondutores**. São Paulo: Saber, 2009.

_____, J. A. **Componentes Semicondutores de Potência**. In: **Eletrônica de Potência**, cap. 1. Apostila. 2009. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/eltipot/cap1.pdf>>. Acesso em 08 de novembro de 2011.

_____, J. A. **Conversores CA-CA: Variadores de tensão e ciclo conversores**. In: **Eletrônica de Potência**, cap. 10. Apostila. 2009. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/eltipot/cap10.pdf>>. Acesso em novembro de 2011.

_____, J. A. **Topologias básicas de conversores não isolados**. In: **Fontes Chaveadas**, cap. 1. Apostila. 2001. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/CAP1.pdf>>. Acesso em novembro de 2011.

RANGEL, M. G.; SILVA, P. B.; GUEDE J. R. A. **Led – Iluminação de Estado Sólido**. São José do Campos, 2009.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. São Paulo: Makron, 1999.

SANTOS, L. C. S. **Sistema Eletrônico de Alto Desempenho com Baixa Distorção Harmônica para Controle de Intensidade Luminosa de Lâmpadas Incandescentes de Alta Potência**. 2001. 135 f.. Monografia de Mestrado em Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.

SCOPACASA, V. A. **Introdução à Tecnologia de LED**. Revista LA_PRO, São Paulo, ed.1, p. 5-10, novembro 2008.

SELLERINK, Disponível em: <<http://www.sellerink.com.br>>. Acesso em março de 2013.

SILVA, R. **Introdução a Família de Microcontroladores PIC**. Revista The bug! Magazine, revista eletrônica, ed 0x01, artigo 0x08, 2006.

SOUZA, M. A. de. **Iluminação Sólida Como Inovação E Diferencial Positivo Para Conservação De Energia E Modernização Da Luminotécnica Brasileira**. 2004. v, 99 f. : Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná, Curso Superior de Engenharia Industrial Elétrica - Ênfase Eletrotécnica, Curitiba, 2004.

TAUB, H. **Circuitos Digitais e Microprocessadores**. São Paulo, 1984.

TIM, W. **An Alternate Way of Driving LEDs**. LED Magazine. Nashua: Penn Well, 2009.

UFRJ, Disponível em: <http://www.gta.ufrj.br/grad/01_1/igtb/Pagina_IGBT.htm>. Acesso em janeiro de 2012.

UNICAMP, Disponível em: <<http://iar.unicamp.br/lab/luz/dicasemail/led/dica36.htm>> . Acesso em novembro de 2011.

VERDE LUZ, Disponível em: <<http://www.verdeluz.com.br>> . Acesso em setembro de 2011.

WILLRICH, R. W. **Curso de graduação em Sistemas de Informação**, Departamento de informática e de Estatística, Universidade Federal de Santa Catarina, 2000.

ZENG, S.; ZHANG, B. **Four-step Switching Strategy for Bidirectional Switches in Single-phase AC/AC Buck Converter**. IEEE Industrial Electronic and Applications, p. 1692-1695, setembro, 2007.