

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
CURSO DE BACHARELADO EM ENGENHARIA ELETRÔNICA**

EVANDRO POZZATTI

**PROJETO E ANÁLISE DE UMA FONTE CHAVEADA EM ALTA
FREQUÊNCIA PARA LABORATÓRIO DE ENSINO COM SAÍDAS:
 $\pm 12\text{ V}$, $\pm 5\text{ V}$, $\pm 3,3\text{ V}$ E VARIÁVEL ATÉ 25 V**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**CAMPO MOURÃO
2015**

EVANDRO POZZATTI

**PROJETO E ANÁLISE DE UMA FONTE CHAVEADA EM ALTA
FREQUÊNCIA PARA LABORATÓRIO DE ENSINO COM SAÍDAS:
± 12 V, ± 5 V, ± 3,3 V E VARIÁVEL ATÉ 25 V**

Trabalho de conclusão de curso apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso, do Curso de Bacharelado em Engenharia Eletrônica do Departamento Acadêmico de Eletrônica – DAELN – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, como requisito final para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Orientador: Professor Dr. Gilson Junior Schiavon

CAMPO MOURÃO
2015

TERMO DE APROVAÇÃO
DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO INTITULADO
PROJETO E ANÁLISE DE UMA FONTE CHAVEADA EM ALTA
FREQUÊNCIA PARA LABORATÓRIO DE ENSINO COM SAÍDAS:
 $\pm 12\text{ V}$, $\pm 5\text{ V}$, $\pm 3,3\text{ V}$ E VARIÁVEL ATÉ 25 V

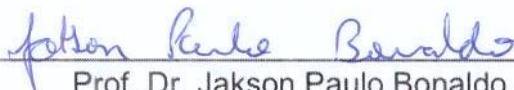
por

Evandro Pozzatti

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado no dia 23 de Novembro ao Curso Superior de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Câmpus Campo Mourão. O Candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho Aprovado (aprovado, aprovado com restrições ou reprovado).



Prof. Msc. Flávio Luiz Rossini
(UTFPR)



Prof. Dr. Jakson Paulo Bonaldo
(UTFPR)



Prof. Dr. Gilson Junior Schiavon
(UTFPR)
Orientador

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus por me ajudar em mais uma fase de minha vida. À minha família, pelo amparo, motivação e amor, que foram fundamentais para conclusão deste trabalho, em especial a minha mãe Eliane Cristina Rodrigues da Silva, que tornou tudo isso possível, e meu irmão, Renan Pozzatti. Agradeço minha namorada Mirela Douradinho Fernandes pela compreensão, companheirismo, amor e carinho, sempre me apoiando nos momentos mais difíceis e me acalmando nos momentos de frustração.

Agradeço aos professores pelos ensinamentos e conselhos dados dentro e fora de sala de aula, em especial meu orientador Prof. Dr. Gilson Junior Schiavon que ajudou a tornar possível o desenvolvimento deste trabalho. À Universidade Tecnológica Federal do Paraná campus Campo Mourão, pela disposição de sua estrutura.

Por fim e não menos importante, agradeço a meus colegas e amigos por todo incentivo e companheirismo em todos os momentos.

A todos, muito obrigado.

RESUMO

POZZATTI, Evandro. PROJETO E ANÁLISE DE UMA FONTE CHAVEADA EM ALTA FREQUÊNCIA PARA LABORATÓRIO DE ENSINO, COM SAÍDAS: ± 12 V, ± 5 V, $\pm 3,3$ V E VARIÁVEL ATÉ 25 V. Trabalho de Conclusão de Curso – Bacharelado em Engenharia Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Campo Mourão 2015.

Neste trabalho apresenta-se o um projeto e análise de uma fonte chaveada em alta frequência baseada em um conversor CC-CC não isolado, do tipo *buck*, com potência de saída de 100 W, saídas variável até 25 V e simétricas de ± 12 V, ± 5 V, $\pm 3,3$ V. É apresentado o projeto e a análise de funcionamento da fonte, assim como a estratégia de controle utiliza-se modulação por largura de pulso (PWM).

O objetivo deste projeto é a utilização em diversas aplicações, visando como principal uma fonte de bancada para os discentes do curso de engenharia eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR Campus Campo Mourão.

A fonte funcionou conforme esperado, apresentando tensões de saídas bem reguladas e filtradas.

Palavras-chave: Conversor CC-CC, Fonte chaveada, Modulação por largura de pulso, Conversor *buck*.

ABSTRACT

PROJECT AND ANALYSIS OF A SWITCHED-MODE POWER SUPPLY IN HIGH FREQUENCY FOR EDUCATIONAL LABORATORY, WITH OUTPUTS: ± 12 V, ± 5 V, ± 3.3 V VARIABLE UP TO 25 V. Final Paper – Electronics Engineering Bachelor Degree, Federal Technological University of Paraná. Campo Mourão 2015.

This paper presents the study and development of a switched-mode power supply in high frequency using a not isolated DC-DC converter, buck type with 100 W output power, variable output voltages up to 25 V and symmetrical ± 12 V, ± 5 V ± 3.3 V. It is presented the project design and the operation analysis, as well as the control strategy using pulse-width modulation (PWM).

The objective of this project is the use in several applications, aimed mainly as a benchtop power supply for the students of Electronics Engineering course at the Federal Technological University of Paraná – UTFPR Campo Mourão campus.

The power supply operated within the expected parameters, showing well-regulated and well-filtered output voltages.

Keywords: DC-DC Converter, Switched-mode power supply, Pulse-Width Modulation, Buck converter

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Tipos de fontes.....	19
Figura 2 – Topologia <i>Buck</i>	20
Figura 3 – Topologia <i>Boost</i>	24
Figura 4 – Topologia <i>Buck-Boost</i>	26
Figura 5 – Modulação por largura de pulso (PWM)	27
Figura 6 – Geração do sinal modulado	28
Figura 7 – Vista superior do CI SG3524	29
Figura 8 – Diagrama Interno do CI SG3524	30
Figura 9 – Conversor <i>buck</i> com circuito <i>snubber</i>	36
Figura 10 – Reguladores de tensão com saída fixa	38
Figura 11 – Diagrama de um regulador de tensão com saída ajustável	39
Figura 12 – Diagrama de blocos do projeto	40
Figura 13 – Retificador de onda completa em ponte sem filtro	43
Figura 14 – Formas na entrada e na saída do retificador, (a) Tensão de entrada proveniente da rede elétrica de distribuição, (b) Tensão retificada	43
Figura 15 – Circuito retificador com filtro capacitivo	44
Figura 16 – Formas da saída do retificador, a) Tensão de saída retificada elétrica de distribuição, b) Tensão retificada e com filtro	45
Figura 17 – Retificador com filtro capacitivo e proteção de entrada	46
Figura 18 – Retificador com filtro, proteção de entrada e limitador de corrente de partida	47
Figura 19 – Conversor <i>buck</i> com <i>snubber</i> e retificador de entrada	54
Figura 20 – Diagrama elétrico do driver.....	55
Figura 21 – Circuito de proteção da saída do conversor.....	56
Figura 22 – Divisor de tensão para coletar amostra do nível tensão do conversor.....	57
Figura 23 – Diagrama do circuito de controle	58
Figura 24 – Diagrama da fonte de tensão com saída ajustável	59
Figura 25 – Diagrama da fonte simétrica $\pm 12\text{ V}$	60
Figura 26 – Diagrama da fonte simétrica $\pm 5\text{ V}$	61
Figura 27 – Diagrama da fonte simétrica $\pm 3,3\text{ V}$	61
Figura 28 – Diagrama do voltímetro digital	62

Figura 29 – Protótipo fonte chaveada em alta frequência para laboratório de ensino, com saídas: $\pm 12\text{ V}$, $\pm 5\text{ V}$, $\pm 3,3\text{ V}$ e variável até 30 V	63
Figura 30 – Nível de tensão em cada estágio do projeto	64
Figura 31 – Tensão de saída do conversor <i>buck</i>	65
Figura 32 – Sinal do controle PWM com frequência de 20 kHz e 40 kHz	65
Figura 33 – Sinal do controle PWM, (a) frequência em 25 kHz (b) frequência em 50 kHz	66
Figura 34 – Sinal do controle PWM com entrada de tensão em 19 V_{CA} a saída em 30 V_{CC} , com resistor de pré-carga	66
Figura 35 – Sinal do controle PWM para alguns níveis de tensão de entrada, com resistor de pré-carga	67
Figura 36 – Sinal do controle PWM com 127 V_{CA} na entrada do retificador e vários níveis de corrente	68
Figura 37 – Resposta da tensão de saída ao acionamento do sistema.....	70
Figura 38 – Esquema elétrico do conversor <i>buck</i> com <i>driver</i>	76

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Valores de K_j e x	34
Tabela 2 – Especificações do conversor.....	48
Tabela 3 – Dados do projeto de potência	69
Tabela 4 – Dados do núcleo de ferrite tipo EE	74
Tabela 5 – Especificações de fios de cobre no padrão AWG e métrico.....	75

LISTA DE SIGLAS

<i>AWG</i>	<i>American Wire Gauge</i>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CI	Circuito integrado
DAELN	Departamento Acadêmico de Eletrônica
<i>IGBT</i>	<i>Insulated gate bipolar transistor</i>
<i>MOSFET</i>	<i>Metal oxide semiconductor field effect transistor</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse width modulation</i>
<i>RMS</i>	<i>Root mean square</i>
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná
<i>VDR</i>	<i>Voltage Dependent Resistor</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

ΔI_o	Varição da corrente de saída
ΔV_c	Varição de tensão no capacitor
ΔV_o	Varição da tensão de saída
$\Delta V_{RSEMáx}$	Varição de tensão da resistência série equivalente do capacitor
ε	Energia armazenada do indutor
$\varepsilon_{Máx}$	Energia máxima armazenada no indutor
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo
μ_e	Permeabilidade magnética
η	Rendimento
δ	Razão cíclica
A_{cu}	Área de cobre do condutor
A_e	Área efetiva do núcleo
A_l	Fator de indutância
A_p	Produto das áreas do núcleo
$B_{Máx}$	Campo magnético máximo
C	Capacitância
C_s	Capacitor do circuito <i>snubber</i>
C_t	Capacitor do oscilador
d	Diâmetro do condutor
D	Razão cíclica
$D_{Máx}$	Razão cíclica máxima
D_{Min}	Razão cíclica mínima
f_c	Frequência de chaveamento
f_{rede}	Frequência da rede.
f_{ret}	Frequência de ondulação após a retificação
I_i	Corrente de entrada
I_L	Corrente limiar do indutor
$I_{oMáx}$	Corrente máxima de saída
I_{oMin}	Corrente mínima de saída
J	Densidade de corrente nos fios

k_j	Coeficiente de densidade dos fios
k_u	Fator de utilização das janelas
L	Indutância
l_g	Entreferro do indutor
l_{gEE}	Entreferro nominal
N	Número de espiras
P_i	Potência de entrada
P_o	Potência de saída
RSE	Resistência série equivalente
R_s	Resistor do circuito <i>snubber</i>
R_t	Resistor do oscilador
T_{on}	Período da largura de pulso.
T_s	Período do chaveamento.
V_{CESat}	Tensão de saturação do MOSFET
V_d	Tensão direta do diodo
V_{GS}	Tensão entre <i>Gate</i> e <i>Source</i>
V_i	Tensão de entrada
$V_{iMáx}$	Tensão máxima de entrada do conversor
V_{iMin}	Tensão mínima de entrada do conversor
V_{in}	Tensão de entrada do conversor
V_o	Tensão de saída
V_{out}	Tensão de saída do conversor
V_{por}	Sinal da portadora
V_{ref}	Sinal de referência

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE TABELAS

LISTA DE SIGLAS

LISTA DE SÍMBOLOS

1.	INTRODUÇÃO.....	14
1.1.	TEMA.....	14
1.1.1.	Delimitação do tema.....	14
1.2.	PROBLEMAS E PREMISSAS	16
1.3.	OBJETIVOS.....	16
1.3.1.	Objetivo geral.....	16
1.3.2.	Objetivos específicos.....	16
1.4.	JUSTIFICATIVA.....	17
2.	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	18
2.1.	FONTES DE TENSÃO.....	19
2.1.1.	Conversor <i>Buck</i>	20
2.1.1.1.	Modo de Condução Contínua (MCC).....	21
2.1.2.	Conversor <i>Boost</i>	24
2.1.3.	Conversor <i>Buck-Boost</i>	25
2.2.	CIRCUITO DE CONTROLE.....	26
2.2.1.	Modulação por largura de pulso – PWM (<i>Pulse Width Modulation</i>).....	27
2.2.2.	Circuito integrado SG3524.....	29
2.3.	PROJETO DO INDUTOR DE SAÍDA.....	31
2.3.1.	Indutor.....	32
2.3.2.	Núcleo magnético.....	33
2.3.3.	Entreferro.....	34
2.3.4.	Condutor.....	35
2.3.5.	Efeito <i>Skin</i>	35
2.4.	<i>Snubber</i>	36
2.5.	<i>Driver</i>	37
2.6.	Circuito integrado regulador de tensão.....	38
3.	MATERIAIS E MÉTODOS.....	39
3.1.	METODOLOGIA.....	40

3.2.	PROTÓTIPO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO BASEADO NO CONVERSOR BUCK E CONTROLE POR PWM.....	42
3.2.1.	Retificador de entrada com filtro capacitivo, proteção de entrada e limitador de corrente de partida.....	42
3.2.1.1.	Retificador de onda completa em ponte.....	42
3.2.1.2.	Filtro capacitivo.....	44
3.2.1.3.	Proteção de entrada.....	46
3.2.1.4.	Limitador de corrente de partida.....	46
3.2.2.	Cálculos para elaboração do conversor <i>buck</i>	47
3.2.2.1.	Razão cíclica.....	48
3.2.2.2.	Projeto do indutor.....	49
3.2.2.3.	Cálculo do capacitor de saída.....	52
3.2.2.4.	Projeto do circuito <i>snubber</i>	53
3.2.2.5.	Projeto final do conversor <i>buck</i>	54
3.2.2.6.	<i>Driver</i>	55
3.2.2.7.	Proteção de saída contra curto-circuito.....	56
3.2.3.	Controle PWM.....	57
3.2.4.	Fonte variável.....	59
3.2.5.	Fontes simétricas.....	60
3.2.6.	Voltímetro digital.....	62
3.2.7.	Fonte auxiliar.....	63
4.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	63
5.	CONCLUSÃO.....	71
	REFERÊNCIAS.....	72
	ANEXO 1.....	74
	ANEXO 2.....	75
	ANEXO 3	76

1. INTRODUÇÃO

1.1. Tema

Este trabalho apresenta como linha de pesquisa a área de eletrônica de potência, mais especificamente trata-se das conversões CA-CC e CC-CC. Para a conversão CA-CC é utilizado retificação em ponte seguida por filtros capacitivos, enquanto para a conversão CC-CC é utilizado um conversor chaveado em alta frequência do tipo *buck*. O circuito retificador pode ser alimentado pela rede, seja em 127 V_{CA} ou em 220 V_{CA} sem a necessidade de chave seletora de tensão. A partir da saída do conversor *buck*, serão ajustadas as seguintes tensões de saídas: ± 12 V, ± 5 V, $\pm 3,3$ V e uma saída variável de até 25 V e uma potência máxima de 100 W.

1.1.1. Delimitação do tema

Nas últimas décadas do século XIX, a eletricidade concretizou-se como uma tecnologia disponível para a humanidade, resultado do empenho combinado da ciência e da engenharia, tornando-se um estimado produto destinado a diferentes usos. Assim esta tecnologia representava o progresso e civilização nas indústrias que cresciam em número e em produção por possuir novos aparatos técnicos em grande escala. O aspecto das cidades mudou com a iluminação pública das ruas.

Nas residências a iluminação e diferentes aparatos elétricos ocasionaram comodidade e deram inúmeras opções ao imaginário social. A energia elétrica acabou se tornando o símbolo da modernidade naquele período. Com enorme utilidade prática, a eletricidade acabou extasiando a elite e o povo. A iluminação artificial, o aquecimento, a transmissão de informação via sinais eletromagnéticos, a transmissão da energia elétrica, computadores, tudo isso é resultado do desenvolvimento das inúmeras aplicações da energia elétrica. O uso da energia elétrica demandou empenhos cada vez maiores no sentido de alcançar eficiência energética, reduzindo perdas por vários fatores, como por exemplo o aquecimento. Procurando essa

eficiência energética, inicialmente a energia elétrica era gerada e transmitida sobre forma de corrente contínua (CC), passando então a ser gerada e transmitida em forma de corrente alternada (CA). Assim, a CA tornou-se o padrão da transmissão e da geração de energia elétrica no mundo, havendo algumas exceções (DE LIZ 2003, BARBI, 2001).

O uso da eletricidade na forma de corrente alternada não proporciona maiores problemas se as cargas alimentadas possuírem propriedades lineares. Com a propagação e uso de equipamentos eletrônicos (computadores, televisores, etc.) que têm necessidade de tensões contínuas para funcionar, foi necessário a utilização de conversores de energia, sendo eles fontes lineares ou fontes chaveadas, para suprir as tensões CC que tais equipamentos exigem. As fontes lineares que têm como características um baixo rendimento e relação volume/peso elevada, acabou motivando o uso de fontes chaveadas, que possuem elevado rendimento e relação peso/volume reduzida (DE LIZ, 2003, BARBI, 2001).

De acordo com Ewaldo L. M. Mehl, as fontes de alimentação modernas poderiam ser classificadas em dois grandes grupos. Um primeiro com regulação linear e um segundo com regulação por chaveamento. Desse modo, o que denomina simplesmente de fonte chaveada é, na verdade, um conversor estático de corrente alternada em corrente contínua com regulação por chaveamento.

Desta forma, tendo em vista o que foi abordado nos parágrafos anteriores, este projeto tem como objetivo o desenvolvimento de uma fonte chaveada em alta frequência para a utilização em bancadas de laboratório. A retificação da tensão da rede alternada, de $127 V_{CA}$ ou $220 V_{CA}$ para tensão contínua, ocorrerá por meio de retificação em ponte. A saída do circuito retificador apresentará aproximadamente o valor da tensão de pico da rede de entrada, podendo variar em torno de 150 V e 350 V. Para a redução desta tensão, será utilizado um conversor CC-CC chaveado em alta frequência do tipo *buck*, ajustando a tensão de saída em 30 V. Após as etapas de retificação e redução da tensão, serão disponibilizadas saídas simétricas de tensão fixa e uma variável, sendo as três primeiras com os respectivos valores fixos e simétricos: $\pm 12 V$, $\pm 5 V$, $\pm 3,3 V$, além de uma saída variável de 1,2 V a 25 V. Para a saída variável foi desenvolvido um voltímetro digital para identificar o valor da tensão ajustada.

1.2. PROBLEMA E PREMISSAS

Um dos problemas vividos pelos acadêmicos dos cursos de engenharia da área elétrica, é a falta de equipamentos para a realização de experimentos e desenvolvimento de projetos fora da universidade. Diante do exposto anteriormente e do alto custo de uma fonte universal para bancada, pensou-se no desenvolvimento de um equipamento de baixo custo e que satisfaça as necessidades no processo de desenvolvimento de projetos e experimentos acadêmicos.

Após a validação do protótipo inicial, toda a documentação será disponibilizada para os acadêmicos do curso de engenharia eletrônica da UTFPR – Campus Campo Mourão para que os interessados possam reproduzi-la, desenvolvendo desta forma, uma fonte padrão para o curso.

1.3. OBJETIVOS

1.3.1. Objetivo geral

Projetar e desenvolver uma fonte chaveada em alta frequência para a utilização em bancadas de laboratório.

1.3.2. Objetivos específicos

Os objetivos específicos deste trabalho serão descritos abaixo:

- Revisar a teoria sobre conversores chaveados em alta frequência.
- Projetar um circuito retificador de onda completa em ponte para entrada em $127 V_{CA}$ ou $220 V_{CA}$.

- Projetar um conversor chaveado em alta frequência redutor de tensão do tipo *buck*, ajustando a tensão de saída em 30 V.
- Projetar um circuito de controle PWM para o conversor *buck*.
- Projetar os circuitos responsáveis pelas saídas simétricas e variável.
- Projetar um voltímetro digital com display de LCD a partir do circuito integrado ICL7106 para visualização dos valores ajustados na tensão da saída variável.
- Construir um protótipo para a validação do projeto.
- Realizar testes variando a tensão de entrada e a resistência de carga na saída do conversor CC-CC.
- Analisar os resultados finais e, se necessário, realizar ajustes.
- Disponibilizar o projeto como material didático para o curso de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – Campus Campo Mourão.

1.4. JUSTIFICATIVA

Nos últimos anos notou-se um grande avanço tecnológico oriundo de pesquisas nas áreas de eletrônica de potência e controle. Este desenvolvimento é alcançado devido a estudos realizados em laboratórios bem estruturados e com equipamentos capazes de analisar os resultados experimentais. Em resultado disso, as metodologias de chaveamento vem ganhando espaço no mercado atual, pois o chaveamento em alta frequência proporciona um maior rendimento energético e redução do peso e volume das fontes de alimentação. (BARBI, 2001, POMILIO, 2014)

Com objetivo de aplicar, melhorar e consolidar o conhecimento adquirido durante o curso de graduação sobre eletrônica de potência e controle, juntamente com a necessidade de uma ferramenta para laboratório com a capacidade de alimentar diversos circuitos eletrônicos e com um rendimento superior ao das fontes lineares, torna o desenvolvimento do trabalho proposto uma ferramenta útil para o estudo e aperfeiçoamento de novas pesquisas.

Objetivando o desenvolvimento de uma ferramenta útil e versátil, esse trabalho terá a competência de atender diversas necessidades existentes em um

laboratório de pesquisa. Tendo isso em vista, todos os procedimentos necessários para a construção do trabalho proposto estarão disponíveis como material didático ao curso de Engenharia Eletrônica da Universidade Federal do Paraná – Campus Campo Mourão.

Para a escolha do tema, muitos fatores foram analisados, porém dois deles foram de maior relevância. O primeiro fator foi a eficiência energética, uma fonte chaveada tem o rendimento entre 65% à 95%, em projetos de alta qualidade podem superar 95%, e uma fonte linear possui geralmente um rendimento na ordem 25%, porém podem chegar a 50%. Então é notório que o rendimento da fonte chaveada é muito superior em relação a fonte linear, tal eficiência acaba reduzindo vários fatores que contribuem com o impacto ambiental que a geração de energia proporciona. Em relação ao peso, uma fonte linear possui uma relação média de 0,5 kW/kg, contra 2 kW/kg na fonte chaveada (POMILIO, 2014).

O segundo fator para a escolha do tema foi a necessidade de desenvolvimento de uma fonte padrão para o curso, possibilitando assim que cada aluno tenha um equipamento de qualidade e baixo custo para auxiliar no desenvolvimento de seus projetos.

Os discentes do curso de engenharia eletrônica da UTFPR – CM a partir do 3º período, tem por obrigatoriedade fazer o Projeto Integrador (PI). Neste projeto o aluno deve desenvolver trabalhos na área da eletrônica, com isso, praticamente todo discente têm a necessidade de uma fonte de alimentação, portanto uma fonte padrão para o curso facilitará o desenvolvimento desses trabalhos sem a dependência dos laboratórios da universidade.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo tem como finalidade exibir os conceitos básicos que envolvem o sistema proposto, inclusive sobre os modelos simples das topologias de conversores CC-CC com suas equações mais relevantes, circuitos e técnicas de controle dos conversores e efeitos que possam alterar o rendimento das fontes projetadas.

2.1. FONTES DE TENSÃO

As fontes de tensão podem ser classificadas em 3 grupos: fontes lineares, fontes chaveadas e fontes ressonantes (POMILIO, 2014), conforme Figura 1.

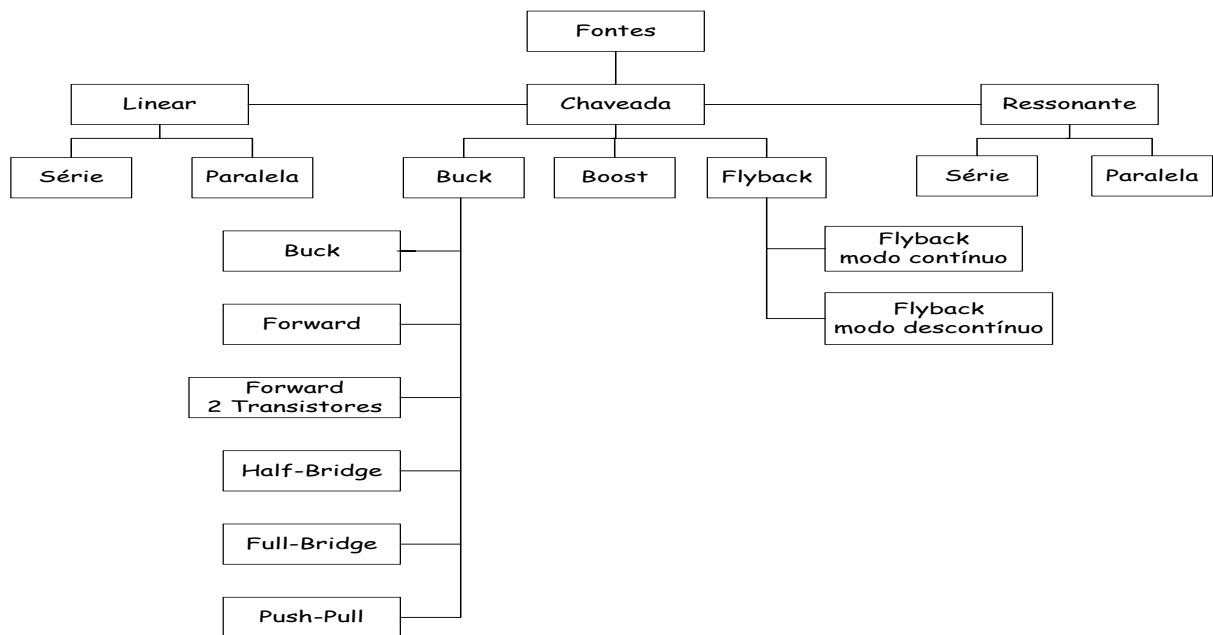


Figura 1- Tipos de fontes

É fácil notar que as fontes chaveadas possuem rendimento muito elevado e apresentam tamanho e peso menores ao serem comparadas as fontes lineares. (POMILIO, 2014 e MEHL, 2012). Portanto, com a crescente procura por equipamentos menores, mais leves e mais eficientes, bem como a redução dos custos das fontes chaveadas, estas tendem a substituir as lineares na maioria das aplicações (LOPES, 2001).

As fontes chaveadas utilizam conversores CC-CC, que são circuitos que alteram um nível de tensão contínua em outro, podendo então, elevar ou reduzir esse nível. A relação entre a potência de entrada e a de saída define a eficiência do conversor (POMILIO, 2014).

Os circuitos mais simples construídos para conversão CC-CC chaveada utilizam um indutor, um capacitor e duas chaves, sendo um diodo como chave passiva e um transistor como chave ativa. Estes conversores são conhecidos como: *buck*, *boost* e *buck-boost* (POMILIO, 2014).

Nos conversores apresentados a seguir são omitidos os circuitos auxiliares utilizados para o comando dos transistores (*drivers*). São apresentados transistores bipolares, contudo quaisquer dispositivos desse tipo (como IGBTs, MOSFETs, GTOs, IGCTs, etc.) podem ser utilizados (POMILIO, 2014). As principais características desses conversores serão apresentadas nesse mesmo capítulo.

2.1.1. Conversor *buck*

O conversor *buck*, adotado no projeto proposto, terá um detalhamento mais aprofundado sobre o equacionamento de todos os parâmetros necessários para o projeto do mesmo.

O conversor *buck* é um abaixador de tensão, portanto, a tensão de saída é sempre menor que a tensão de entrada, Este conversor possui baixo índice de ruído na saída, pois o indutor e o capacitor formam um filtro passa-baixa, e maior índice de ruído na entrada, a qual está diretamente ligada ao transistor de chaveamento, como pode ser visto em sua topologia, apresentada na Figura 2 (LOPES,2012).

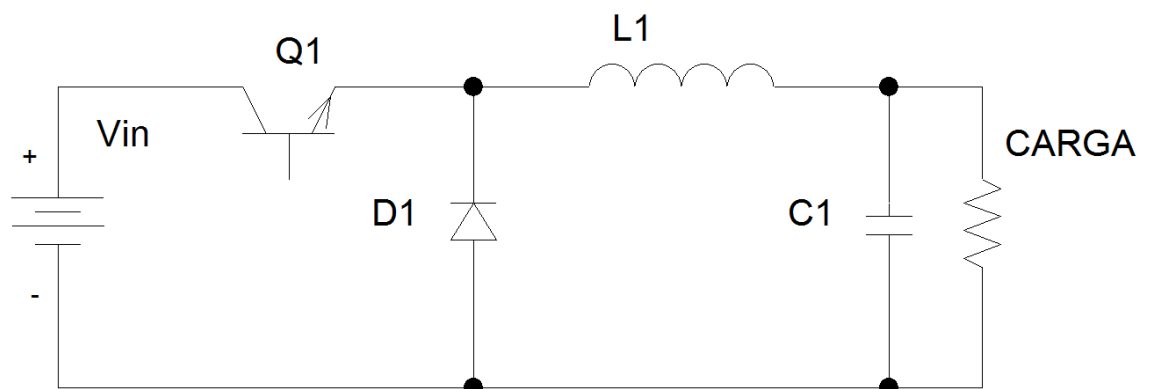


Figura 2 - Topologia *Buck*
Fonte: Lopes (2012)

Nessa topologia, enquanto o transistor Q1 estiver conduzindo, o diodo D1 estará inversamente polarizado, então a energia da fonte é transferida diretamente ao indutor L1 e ao capacitor C1. Já no momento que o transistor não está mais

conduzindo, o diodo D1 passa a estar diretamente polarizado, descarregando então o indutor para manter o fluxo de corrente (MARTINS e BARBI, 2000).

Enquanto, a corrente da saída for menor do que a corrente do indutor, a diferença entre ambas passa a carregar o capacitor. Entretanto, se a corrente da saída for maior que a do indutor, o capacitor se descarrega para fornecer a corrente necessária para manter constante a corrente da carga (MARTINS e BARBI, 2000).

Segundo Mello (2000), ao desprezar as quedas de tensão nos componentes envolvidos, pode descrever a equação que define o funcionamento deste conversor como:

$$V_{out} = D \cdot V_{in} \quad [V] \quad (1)$$

Onde:

V_{out} → Tensão de saída do conversor

V_{in} → Tensão de entrada do conversor

D → Razão Cíclica

Já que a razão cíclica do conversor, “ D ”, possui valor máximo igual a um, a tensão de saída terá, no máximo, em condições ideais, o mesmo valor da tensão de entrada (LOPES,2012).

O conversor *buck* tem dois tipos de operações, a primeira é o modo contínuo, onde a corrente do indutor não chega a zero durante a condução do diodo. Entretanto quando a corrente do indutor chega a zero durante a condução do diodo, é conhecido como modo descontínuo (MARTINS e BARBI, 2000).

Esta topologia permite a limitação de corrente, já que, se a chave permanecer desligada, o nível de tensão da saída chegará à zero.

2.1.1.1. Modo de Condução Contínua (MCC)

Segundo Pomilio (2014), para que o conversor opere no modo de condução contínua, as correntes de magnetização e desmagnetização não podem chegar a zero

durante todo o período de chaveamento. Para satisfazer essa condição, a corrente média que circula o indutor deve ser superior à metade de seu pico. Assim, seu limiar pode ser descrito pela equação (2).

$$I_L = \frac{D \cdot (1-D) \cdot V_{in}}{2 \cdot L \cdot f_c} \quad [\text{A}] \quad (2)$$

Onde:

I_L → Corrente limiar do indutor

D → Razão cíclica

V_{in} → Tensão de entrada do conversor

L → Indutância

f_c → Frequência de chaveamento

Para calcular o valor da indutância necessária para o conversor, deve-se utilizar a equação (3), oriunda da equação da corrente limiar do indutor.

$$L \geq \frac{D_{Min} \cdot (1-D_{Min}) \cdot V_{iMáx}}{2 \cdot I_{oMin} \cdot f_c} \quad [\text{H}] \quad (3)$$

Onde:

L → Indutância

I_{oMin} → Corrente máxima de saída

D_{Min} → Razão cíclica mínima

$V_{iMáx}$ → Tensão máxima de entrada do conversor

f_c → Frequência de chaveamento

Para calcular o valor do capacitor em paralelo com a saída visto na Figura 2, deve-se levar em consideração a ondulação causada pela componente da corrente alternada do indutor. Assim, o menor valor do capacitor a ser utilizado no projeto, considerando que ele possua resistência série nula, é dado pela equação (4) (TREVISI, 2006).

$$C \geq \frac{D_{Min} \cdot (1-D_{Min}) \cdot V_{iMáx}}{8 \cdot L \cdot \Delta V_c \cdot f_c^2} \quad [\text{F}] \quad (4)$$

Onde:

$\Delta V_c \rightarrow$ Variação de tensão no capacitor [V]

Como na prática a se considera a resistência série nula dos capacitores, uma tensão alternada em fase com corrente de magnetização e desmagnetização é formada e deve ser somada com o valor de ΔV_c , onde RSE é a resistência série equivalente do capacitor. Porém para valores elevados de capacitância, deve ser utilizada a corrente mínima de saída (I_{oMin}), como pode ser visto pela equação (5) (TREVISO, 2006).

$$\Delta V_{RSE\acute{m}ax} = 2 \cdot I_{oMin} \cdot RSE \quad [V] \quad (5)$$

Segundo Treviso (2006), essa topologia de conversor possui uma boa regulação quando há variações de corrente no circuito, pois o seu ganho estático não depende da corrente de saída. Assim, quando ocorrer mudanças rápidas no valor da corrente de saída, o circuito LC irá suprir essa diferença. Quando ocorrer um aumento na corrente de saída o capacitor irá suprir essa diferença diminuindo o valor de sua tensão até que o indutor forneça o novo valor da corrente. A variação de tensão gerada pela variação de corrente pode ser calculada pela equação (6).

$$\Delta V_o = \frac{(1-D_{M\acute{a}x}) \cdot L \cdot \Delta I_o^2}{D_{M\acute{a}x} \cdot C \cdot V_o} \quad [V] \quad (6)$$

Quando ocorrer uma redução de corrente de saída, o valor excedente do indutor será transferido para o capacitor, ocasionando um aumento de tensão deste. Essa variação de tensão pode ser calculada pela equação (7).

$$\Delta V_o = \frac{L \cdot \Delta I_o^2}{C \cdot V_o} \quad [V] \quad (7)$$

Essa sobretensão pode ocasionar vários problemas ao circuito, como, por exemplo, acionamento de circuitos de proteção e alarmes, provocando problemas no funcionamento da fonte. Dessa maneira é necessário o correto dimensionamento do

indutor e o capacitor que serão utilizados no projeto, para que evitem variações elevadas de tensão (TREVISO, 2006).

2.1.2. Conversor *boost*

O conversor *boost* é um elevador de tensão, logo, a tensão de saída é sempre maior que a tensão de entrada. Esse conversor apresenta um elevado índice de ruído na saída, por emitir muitos pulsos de corrente para o capacitor sempre que a chave é desligada, e baixo índice de ruído na entrada, pois o indutor impede altas derivadas de corrente na referida entrada, como pode ser visto em sua topologia, apresentada na Figura 3 (LOPES, 2012).

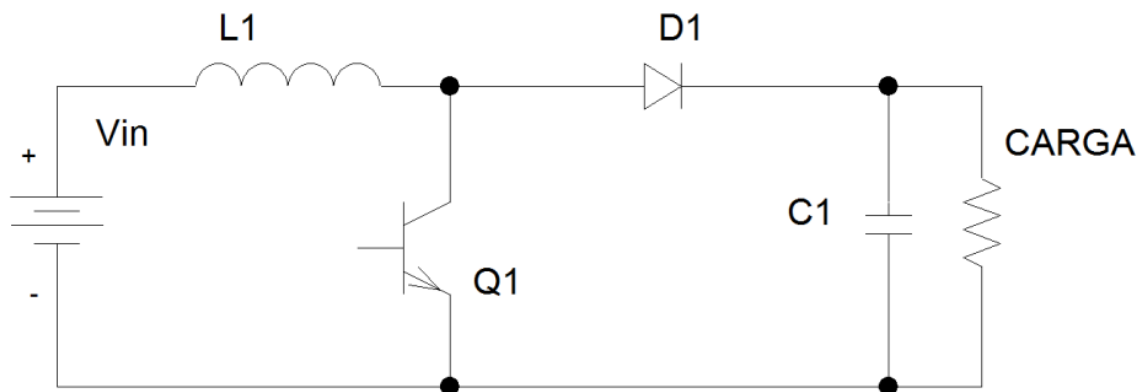


Figura 3 - Topologia *Boost*
Fonte: Lopes (2012)

Quando o transistor Q1 estiver conduzindo, ele torna-se um curto-circuito, então a tensão de entrada carrega apenas o indutor, já que o diodo D1 está inversamente polarizado, pois a tensão de saída é maior que a tensão da entrada. Logo que o transistor deixa de conduzir, o indutor carregado mantém o fluxo de corrente na carga e no capacitor (MARTINS e BARBI, 2000).

Como visto antes no conversor *buck*, enquanto a corrente da saída for menor que a do indutor, a diferença entre ambas passa a carregar o capacitor. Porém, se a corrente da saída for maior que a do indutor, o capacitor se descarrega para fornecer a corrente necessária para manter constante a corrente da carga (MARTINS e BARBI, 2000).

Essa topologia impede a limitação de corrente, já que, mesmo que se mantenha a chave sempre desligada, a tensão de entrada passará para a saída assim que o indutor carregar (LOPES, 2012).

Segundo Mello (2000), se forem desprezadas as quedas de tensão, nos componentes envolvidos, a equação que rege o funcionamento deste conversor pode ser descrita da seguinte forma:

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{1-D} [V] \quad (8)$$

Onde:

V_{out} → Tensão de saída do conversor

V_{in} → Tensão de entrada do conversor

D → Razão Cíclica

É simples notar que mesmo quando a variável “ D ”, possuir valor mínimo igual a zero, a tensão de saída terá, no mínimo, o mesmo valor da tensão de entrada.

2.1.3. Conversor *buck-boost*

A maior diferença do conversor *buck-boost*, em relação aos conversores *buck* e *boost*, é que nesta topologia a tensão de saída pode ser maior ou menor que a tensão de entrada (MELLO, 2000).

Apesar desta topologia permitir que tensão de saída seja maior ou menor que a tensão de entrada, a tensão de saída tem seu valor inverso em relação à entrada. Pode-se notar em sua topologia, apresentada na Figura 4, que ela proporciona um alto índice de ruído na entrada, que está ligada diretamente ao transistor de chaveamento, e também na saída que recebe pulsos de corrente na carga do capacitor (MELLO, 2000).

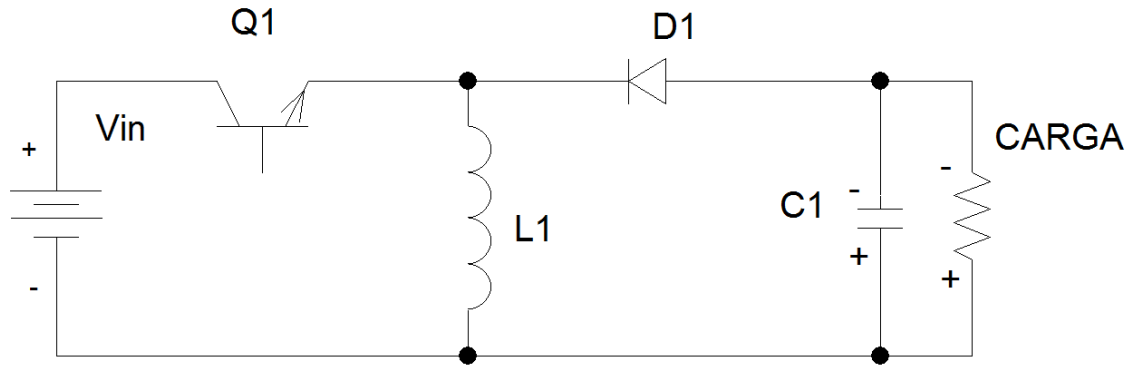


Figura 4 – Topologia *Buck-Boost*
Fonte: Lopes (2012)

Esta topologia permite a limitação de corrente, já que, se a chave permanecer desligada, o nível de tensão da saída chegará à zero (LOPES, 2012).

De acordo com Mello (2000), ao desprezar as quedas de tensão nos componentes presentes, a equação que rege o funcionamento deste conversor, no modo contínuo de corrente, pode ser descrita da seguinte forma:

$$V_{out} = \frac{D}{1-D} \times V_{in} \text{ [V]} \quad (9)$$

Onde:

V_{out} → Tensão de saída do conversor

V_{in} → Tensão de entrada do conversor

D → Razão cíclica

Portanto, se a variável “ D ”, possuir valor maior que 0,5, a tensão de saída será maior que a de entrada e, se for menor que 0,5 a tensão de saída será menor que de entrada (LOPES, 2012).

2.2. CIRCUITO DE CONTROLE

Existem inúmeras formas de se controlar a tensão de saída em um conversor CC-CC, entretanto, o método mais recorrido e por isto escolhido para o projeto

proposto é a modulação por largura de pulso ou PWM (do inglês *Pulse Width Modulation*) (MELLO, 2000 e POMILIO, 2014).

2.2.1. Modulação por largura de pulso – PWM (*Pulse Width Modulation*)

Este método realiza a comparação entre dois sinais de tensão, um de alta frequência, conhecido como portadora e o outro em baixa frequência, conhecida como sinal de erro, o resultando dessa comparação é um sinal com frequência fixa e largura de pulso variável. Portanto, a modulação por largura de pulso mantém fixo o período (T_s) do sinal, variando a razão cíclica (δ) apenas alterando a largura de pulso (T_{on}) desse sinal (POMILIO, 2014).

O controle da fonte chaveada deve ser em malha fechada, já que necessita de amostras do nível de tensão da saída em tempo real para se fazer a comparação e reajustes da largura do pulso de controle para manter a tensão de saída estável (LOPES, 2012).

A Figura 5 apresenta este comportamento.

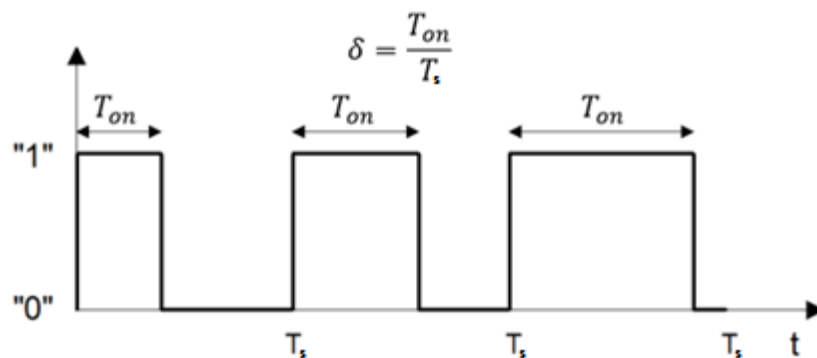


Figura 5 - Modulação por largura de pulso (PWM).
Fonte: Mezaroba (2008)

Onde:

T_s → Período do chaveamento

T_{on} → Período da largura de pulso

δ → Razão cíclica

É comum usar esse método para controlar semicondutores de potência utilizados em conversores de energia por chaveamento. Com um procedimento de realimentação torna-se capaz realizar a comparação entre a tensão de saída do conversor e um sinal de referência, o resultado dessa comparação é conhecido como um sinal de erro, esse então fica responsável por ajustar a tensão de saída do sistema (POMILIO, 2014).

Em conversores CC-CC, o sinal de referência precisa ser contínuo, já que a tensão do sistema apresenta esse tipo de sinal (MEZARROBA, 2008).

A finalidade do sinal da portadora é definir a frequência de chaveamento do conversor, junto com isso a razão cíclica. Nos conversores CC-CC, a portadora é normalmente um sinal dente-de-serra (POMILIO,2014).

O objetivo do modulador resume-se em comparar os sinais de erro e da portadora, ajustando então a largura de pulso da saída do modular. A Figura 6 demonstra o que foi descrito acima.

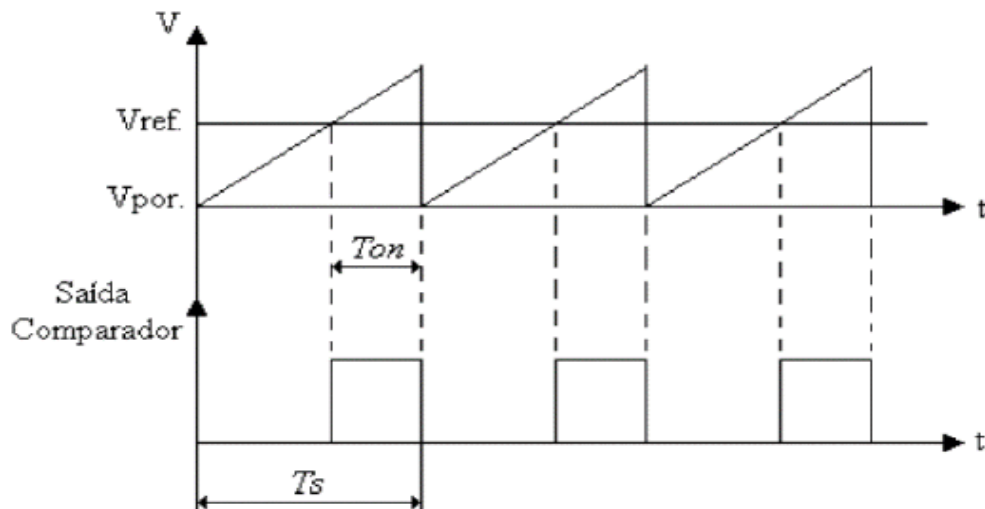


Figura 6 - Geração do sinal modulado.
Fonte: Mezaroba (2008)

Onde:

V_{ref} → Sinal de referência

V_{por} → Sinal da portadora

T_s → Período do chaveamento

T_{on} → Período da largura de pulso

2.2.1. Circuito integrado SG3524

Existem vários circuitos integrados disponíveis no mercado, destinados ao controle de fontes chaveadas. Como estes componentes já possuem embarcada toda a lógica necessária, necessitam apenas de alguns poucos componentes externos para entrar em operação (LOPES, 2012).

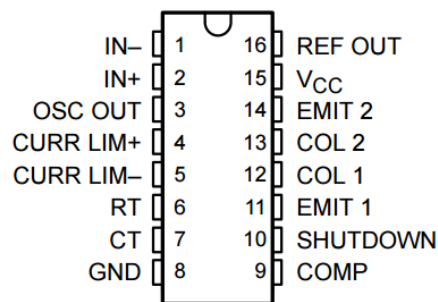


Figura 7 - Vista superior do CI SG3524
Fonte: Texas Instrument (2015)

- Pino 1 → Entrada inversora
- Pino 2 → Entrada não inversora
- Pino 3 → Saída do oscilador
- Pino 4 e 5 → Sensor de corrente
- Pino 6 → Entrada do resistor R_t
- Pino 7 → Entrada do capacitor C_t
- Pino 8 → GND
- Pino 9 → Compensador
- Pino 10 → Shutdown
- Pino 11 → Emissor 1
- Pino 12 → Coletor 1
- Pino 13 → Emissor 2
- Pino 14 → Coletor 2
- Pino 15 → Alimentação
- Pino 16 → Tensão de referência

O SG3524 se destaca dentre os circuitos dedicados ao controle de fontes chaveadas, que utilizam a modulação PWM. Ele pode ser alimentado com tensões entre 8 V e 40 V, e possui uma saída com tensão de referência estável de 5 V que pode ser utilizada para os outros circuitos a partir do pino 16 (TEXAS INSTRUMENTS, 2015).

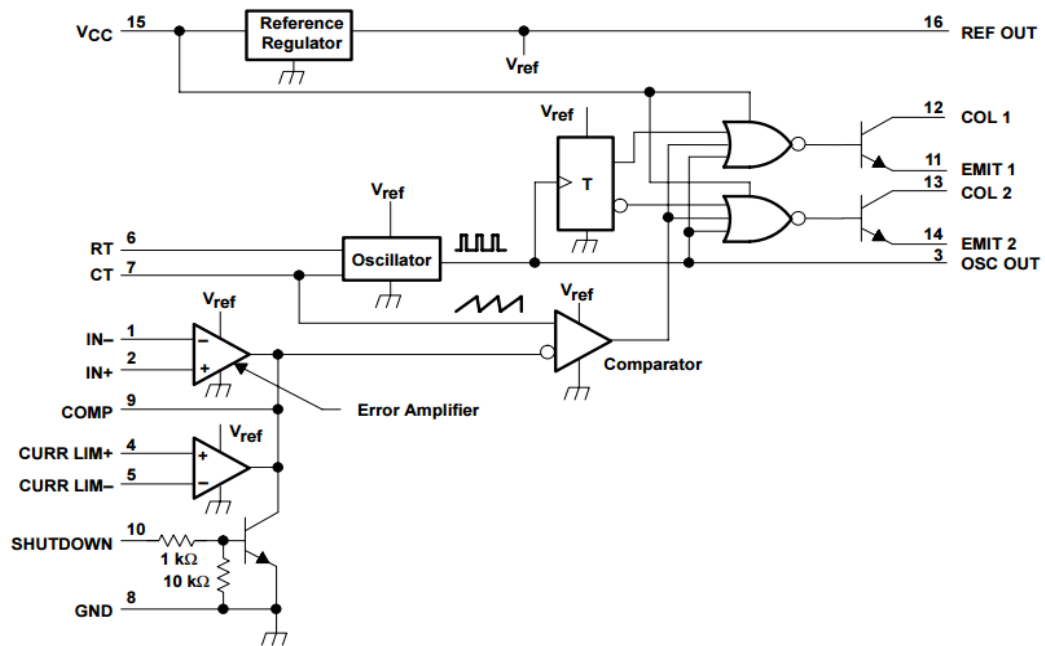


Figura 8 - Diagrama interno do CI SG3524
 Fonte: Texas Instrument (2015)

As entradas inversora (IN-) e não inversora (IN+) do amplificador de erro responsável por gerar o sinal de erro para se obter a largura de pulso do PWM, as entradas estão respectivamente nos pinos 1 e 2. Sua saída corresponde ao pino 9, onde pode-se implementar um compensador ou adequar um ganho ao sinal. Como o circuito integrado possui uma fonte interna de referência de 5 V, costuma-se usar este no amplificador de erro como referência (TEXAS INSTRUMENTS, 2015).

O SG3524 possui duas saídas complementares, formadas por dois transistores NPN que suportam uma corrente de 200 mA. Essas saídas são referentes aos pinos 11 e 12 para o primeiro transistor, o seu par complementar está nos pinos 13 e 14 (TEXAS INSTRUMENTS, 2015).

O oscilador que o CI possui é do tipo multivibrador astável e para determinar sua frequência, são ligados um resistor e um capacitor nos pinos 6 e 7, respectivamente. A oscilação do dente-de-serra gerado com a descarga do capacitor

C_t possui frequência de operação máxima de 500 kHz (TEXAS INSTRUMENTS, 2015).

Esse oscilador está conectado a um biestável interno, responsável por liberar imediatamente um sinal PWM para a saída e não permitir a transição brusca de ambas às saídas (TEXAS INSTRUMENTS, 2015).

Como o sinal de saída dos transistores de chaveamento dependem da condição biestável, logo, a frequência em cada transistor é dividida pela metade. No entanto, se fizer um curto-circuito entre os pinos 11 e 14, resulta em uma frequência sem divisão, porém perde-se a saída complementar, já que ambos estão ligados juntos (TEXAS INSTRUMENTS, 2015).

Segundo a *Texas Instrument* (2015), a equação (10) define a frequência do oscilador.

$$f_c = \frac{1,30}{R_t \times C_t} \text{ [Hz]} \quad (10)$$

Os pinos 4 e 5 são responsáveis pela limitação de corrente, essa que possui a função de se sobrepor à saída do amplificador de erro, tomando o controle da largura de pulso, a reduzindo em torno de 25% quando a tensão entre os pinos for de 200 mV (TEXAS INSTRUMENTS, 2015).

É possível notar que o pino 10 – Denominado como Shutdown - está ligado à base do transistor NPN, que quando acionado torna-se um curto-circuito entre as saídas do amplificador de erro, compensador, sensor de corrente e o terra, portanto, alimenta a entrada negada do comparador com 0 V, o que resulta em não gerar o PWM, desligando o sistema controlado pelo circuito integrado (TEXAS INSTRUMENTS, 2015).

2.3. PROJETO DO INDUTOR DE SAÍDA

O sucesso na construção e no perfeito funcionamento de um conversor CC-CC está diretamente ligado com um projeto adequado dos indutores e transformadores (BARBI; FONT; ALVES, 2006).

2.3.1. Indutor

Este subtópico foi completamente baseado no trabalho de Treviso (2006).

Os indutores são componentes passivos, capazes de armazenar energia elétrica na forma de energia magnética. A equação (11) vale para qualquer tipo de núcleo de ferrite.

$$L = A_l \cdot N^2 \quad [H] \quad (11)$$

Onde:

A_l → Fator de indutância

N → Número de espiras

L → Indutância

A_l é conhecida como fator de indutância, sendo constante para um determinado núcleo de ferrite, portanto, o valor de A_l depende dos parâmetros físicos do núcleo como a área efetiva (A_e) e caminho magnético efetivo (l_e).

A energia armazenada no núcleo do indutor é de suma importância para o dimensionamento dos indutores. O cálculo dessa energia é realizado através da equação (12), sendo B a densidade de campo magnético do material utilizado.

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \cdot L \cdot (I_{oMáx} + I_{oMim})^2 \quad [J] \quad (12)$$

Onde:

ε → Energia armazenada no indutor

L → Indutância

$I_{oMáx}$ → Corrente máxima de saída

I_{oMim} → Corrente mínima de saída

2.3.2. Núcleo magnético

Para definir o núcleo adequado para o projeto, alguns fatores devem ser considerados. Todo núcleo é formado por uma área efetiva (A_e), no qual irá percorrer o campo magnético e por uma área de janela (A_j) destinada para enrolar as N espiras do indutor. O produto das duas áreas (A_p) pode ser relacionado com a energia por meio da equação (13).

$$A_p = \left(\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot 10^4}{k_u \cdot k_j \cdot B_{M\acute{a}x}} \right)^{\frac{1}{1+x}} \quad [cm^2] \quad (13)$$

Onde:

A_p → Produto das duas áreas

ε → Energia armazenada no indutor

k_u → Fator de utilização das janelas

k_j → Coeficiente de densidade dos fios

x → O seu valor é tabelado de acordo com o tipo de núcleo escolhido

O Valor de k_u pode ser obtido através da equação (14).

$$k_u = \frac{\sum N \cdot A_{cu}}{A_j} \quad (14)$$

Sendo que, $\sum N \cdot A_{cu}$ é a somatória entre o número de espiras e a sua área de ocupação.

O coeficiente K_j é a relação entre A_p e a densidade de corrente nos fios (J), descrito na equação (15).

$$J = K_j \cdot A_p^{-x} \quad [A/cm^3] \quad (15)$$

A tabela 1 apresenta alguns tipos de núcleos de ferrite e os seus valores de K_j e x .

Tabela 1 – Valores de K_j e x

Núcleo	K_j	x
$20^\circ\text{C} \leq \Delta T \leq 60^\circ\text{C}$		
POTE	$74,78 \cdot \Delta T^{0,54}$	+0,17
EE	$63,35 \cdot \Delta T^{0,54}$	+0,12
X	$56,72 \cdot \Delta T^{0,54}$	+0,14
RM	$71,70 \cdot \Delta T^{0,54}$	+0,13
EC	$71,70 \cdot \Delta T^{0,54}$	+0,13
PQ	$71,70 \cdot \Delta T^{0,54}$	+0,13

Fonte: Treviso (2006, p.4)

É importante ressaltar que ao aumentar a temperatura do núcleo, aumentará também suas perdas. Sendo assim, é aconselhado acréscimos de 30°C para projetos de fontes chaveadas.

O cálculo do fator de indutância (A_l) é obtido através da equação (16).

$$A_l = \frac{A_e^2 \cdot B_{Máx}^2}{2 \cdot \varepsilon} [H/\text{espiras}^2] \quad (16)$$

Sendo que o valor da área efetiva do núcleo (A_e) tem seu valor tabelado. Esse valor é descrito na tabela 4, localizada no ANEXO 1.

2.3.3. Entreferro

O entreferro evita a saturação do núcleo do indutor quando trabalhando com valores maiores de corrente em seu enrolamento. Além disso, o entreferro proporciona uma relutância muito mais elevada que a relutância do seu núcleo, o que torna o valor do indutor praticamente insensível às variações na permeabilidade do núcleo (MELLO, 2000).

De acordo com Treviso (2006), o entreferro (l_g) é calculado pela equação (17).

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} \quad (17)$$

De acordo com Treviso (2006), o cálculo da permeabilidade magnética efetiva é realizado pela equação (18), onde o valor da permeabilidade magnética do vácuo é $\mu_0 = 4. \pi. 10^{-7} [H/m]$.

$$\mu_e = \frac{A_l.l_e}{\mu_0.A_e} \quad (18)$$

2.3.4. Condutor

De acordo com Treviso, a equação (19) define a área de cobre necessária para que o condutor atenda as especificações do indutor. Essa área pode ser dividida em vários condutores para evitar o efeito *skin*.

$$A_{cu} = \frac{l}{j} [cm^2] \quad (19)$$

2.3.5. Efeito *Skin*

Efeito *Skin* ou efeito peculiar é o fenômeno gerado pela corrente elétrica quando percorre um condutor, onde há o aumento da resistência aparente em função do aumento da frequência (LOPES, 2012).

Este efeito pode diminuir consideravelmente o rendimento da fonte chaveada, pois ocorre em altas frequências, na qual, costuma-se trabalhar com frequências elevadas, pois o tamanho e o peso do transformador são inversamente proporcionais à frequência de chaveamento (Erickson, 20--?).

O aumento da resistência aparente do condutor ocorre devido à presença de componentes de corrente em alta frequência que causam um campo elétrico elevado no interior do condutor, forçando a corrente a fluir através das extremidades do mesmo

(POMILIO, 2014). Isto diminui a área efetiva por onde flui a corrente, acrescentando as perdas no condutor (LOPES, 2012).

Segundo Pomilio (2014), para reduzir as consequências do Efeito *Skin*, o diâmetro dos condutores utilizados nos conversores necessitam satisfazer à equação (20).

$$d \leq 2 \times \sqrt{\frac{4,35 \times 10^3}{f_c}} \quad (20)$$

Onde:

d → Diâmetro máximo a ser usado nos condutores

f_c → Frequência de chaveamento do conversor em questão

2.4. Snubber

O *snubber* é um método utilizado para diminuir oscilações e evitar picos de tensão devido a mudanças bruscas de corrente. Estes picos de tensão, ou transientes, podem danificar o circuito e provocar centelhas. Com o projeto adequado do *snubber*, os semicondutores exibirão uma menor dissipação de potência média. Um tipo de *snubber* elétrico é o *snubber* RC, que é composto por um capacitor em série com um resistor (DUBILIER, 2011).

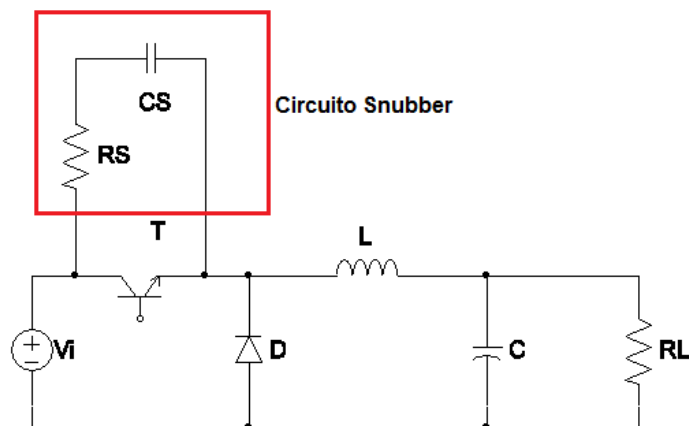


Figura 09 - Conversor *buck* com circuito *snubber*
Fonte: Baseado em Dubilier (2011)

Segundo Dubilier (2011), o cálculo do resistor do circuito *snubber* é feito através da equação (21).

$$R_s \leq \frac{V_i}{I_{oMáx}} \quad [\Omega] \quad (21)$$

Onde:

R_s → Resistor do circuito *snubber*

V_i → Tensão de entrada do circuito

$I_{oMáx}$ → Corrente Máxima de saída do circuito

De acordo com Dubilier (2011), o capacitor do circuito *snubber* é calculado através da equação (22).

$$C_s = \frac{1}{V_i^2 \cdot f_c} \quad [F] \quad (22)$$

Onde:

C_s → Capacitor do circuito *snubber*

V_i → Tensão de entrada do circuito

f_c → Frequência de chaveamento

2.5. Driver

O driver é um circuito de interface entre o circuito de controle e o circuito de potência. Sua finalidade é amplificar os níveis de corrente e tensão para acionar as chaves (transistor, MOSFET, IGBT, etc.) que se encontram em diferentes potenciais e realizar a proteção dos transistores quando detectado um curto-circuito (BASCOPE et. al., 2013).

Existem dois tipos de drivers, os não isolados, onde o circuito de controle deve ficar no mesmo potencial do emissor (IGBT) ou fonte (MOSFET), e os isolados, usado quando o terra do circuito de controle é diferente do terminal do emissor (IGBT) ou da fonte (MOSFET). O isolamento pode ser feito usando optoacopladores ou elemento magnético (BASCOPE et. al., 2013).

2.6. Circuito integrado regulador de tensão

Os regulares de tensão são dispositivos capazes de manter a tensão de saída estabilizadas (constante), ainda se possuir variações de tensão de entrada ou na corrente da saída (WENDLING, 2009).

Eles podem ser implementados como componentes discretos ou podem ser obtidos na forma de circuito integrado. Os reguladores de tensão na forma de CI são mais precisos e tornam o circuito mais compacto, pois ocupam menor espaço (WENDLING, 2009).

Existem vários tipos de reguladores de tensão, entre eles possui os de saída fixa e os de saída variável. Dentre os de saída fixa, é possível citar os CI da série 78XX para tensão positiva e os da série 79XX para tensão negativa, onde o XX é o valor da tensão de saída, a Figura 10 apresenta os terminais dos reguladores de tensão.

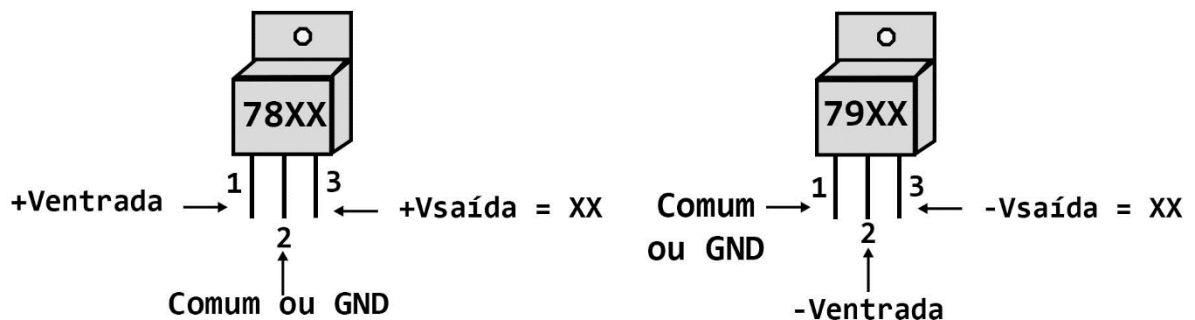


Figura 10 – Reguladores de tensão com saída fixa
Fonte: Wendling (2009)

Já para os reguladores de tensão de saída variável, é possível citar o os CI LM317 e LM338 para tensão positiva e LM337 para tensão negativa. Eles em conjunto com poucos componentes passivos, são capazes de ajustar a tensão de saída variando apenas o valor da resistência nos terminais de um potenciômetro, onde pode ser visto na Figura 11.

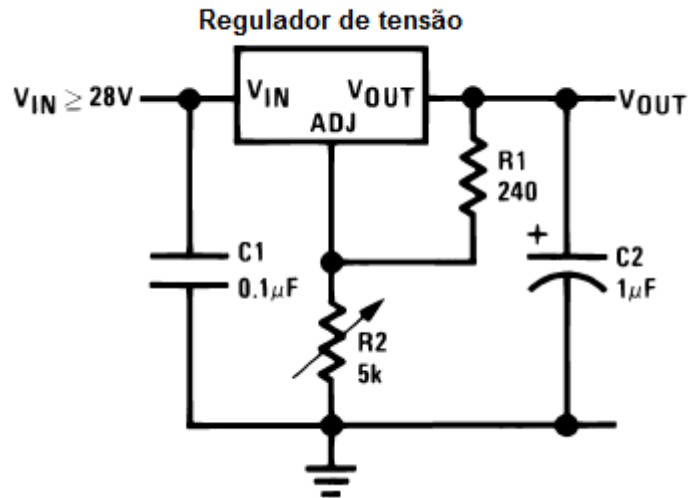


Figura 11 – Diagrama de um regulador de tensão com saída ajustável
 Fonte: *Texas Instrument (2015)*

Segundo a Texas Instrument (2015), o cálculo da tensão de saída dos regulares de tensão LM317, LM337 e LM338 é apresentado pela equação (23).

$$V_o = 1,25 \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \quad [V] \quad (23)$$

3. MATERIAIS E MÉTODOS

O desenvolvimento de uma fonte de alimentação baseado no conversor *buck* e controle por PWM exige o estudo de diversas áreas da eletrônica como a eletrônica analógica – retificadores e filtros passivos – e a eletrônica de potência, a qual estuda os conversores CC-CC que são parte importante do sistema proposto, a Figura 12 apresenta o diagrama do sistema proposto.

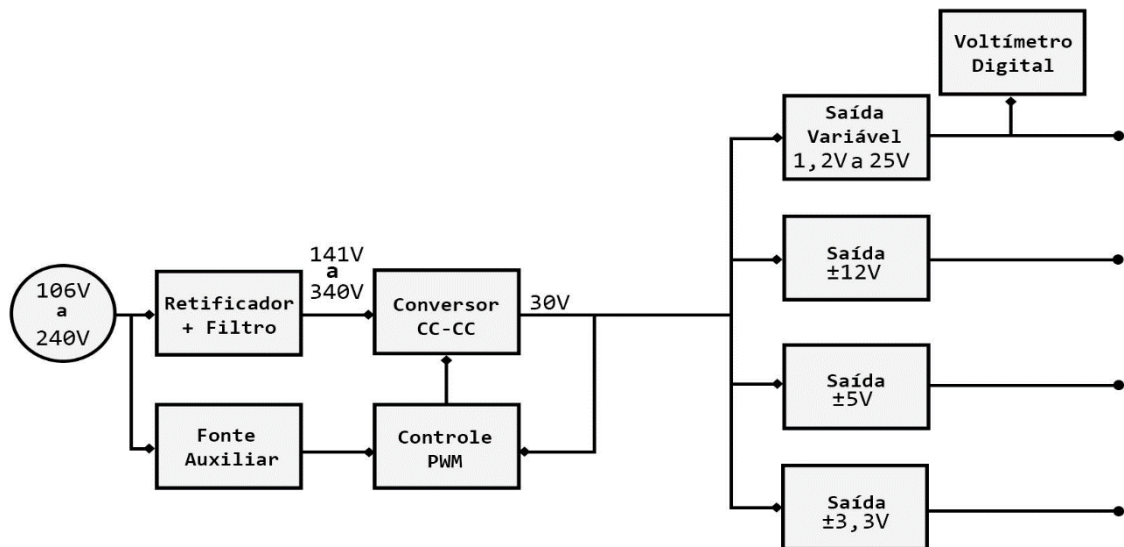


Figura 12 – Diagrama de blocos do projeto
Fonte: Autoria Própria.

O objetivo deste capítulo é expandir e detalhar cada bloco do sistema proposto, apresentando a metodologia e critérios utilizados para seu desenvolvimento, baseando-se tanto na literatura quanto na experimentação.

3.1. METODOLOGIA

O desenvolvimento do protótipo foi realizado em cinco etapas de acordo com o diagrama de blocos da Figura 12.

- Na primeira etapa, foram desenvolvidos o retificador, conversor *buck* e o controle PWM, englobando os cálculos necessários para a determinação dos componentes eletrônicos a fim de atender as especificações do projeto.
- A segunda etapa foi a construção e ajustes dos projetos de potência e controle, que se trata do circuito de retificação da tensão da rede, juntamente com um filtro capacitivo e proteção de entrada, o conversor abaixador de tensão (conversor *buck*) com driver, sistema de proteção de saída do conversor contra curto-circuito e por fim o projeto de controle PWM, utilizando o CI SG3524. Nessa etapa, foi implementada uma fonte auxiliar de

12 V com entrada bivolt para a alimentação do circuito de controle PWM, driver do conversor *buck* e sistema de proteção do retificador.

- A terceira etapa foi o desenvolvimento do projeto da fonte variável, responsável por fornecer uma tensão que pode ser ajustada conforme a necessidade na saída especificada. Para a construção do circuito, foi necessária a utilização do regulador de tensão LM338K, o qual permite variar a tensão de saída entre 1,2 V e 25 V, e uma corrente máxima de 5 A.

- A quarta etapa foi realizada em conjunto com a etapa 3. Nela foi realizada a construção do projeto das fontes simétricas, visando regular a tensão oriunda do conversor *buck*. Entretanto, fez-se necessário o uso de um conversor CC-CC integrado, responsável por gerar as saídas de ± 12 V. Para a fonte simétrica de ± 5 V, foram necessários os reguladores LM7805 e LM7905, e, por fim, foram utilizados os reguladores LM317T e LM337T para construção da fonte simétrica de $\pm 3,3$ V.

- Na quinta etapa, foi construído o voltímetro digital, utilizando o circuito integrado ICL7106, que é responsável por mostrar os valores na saída de tensão variável em um display LCD de 3 ½ dígitos. Ainda nesta fase, foi construído o protótipo a partir de uma adaptação das especificações descritas no *datasheet* do circuito integrado.

Alguns equipamentos que foram utilizados para alimentar e mensurar os diversos parâmetros presentes nos circuitos:

- Fonte de bancada Instrutherm FA-3030 para alimentação dos protótipos. Esta fonte possui ajuste de tensão e alimentação simétrica, limitador de corrente e proteção contra curto-circuito.

- Multímetro Minipa ET-2042D para aferição da resistência, tensão e corrente CC e CA; verificação da continuidade em circuitos e testes em componentes.

- Ponte LCR Minipa MX-1010 foi utilizada para mensurar a capacitância e indutância dos componentes.

- Osciloscópio Tektronix 2002B de 2 canais, 1 Giga *sample* por segundo de amostragem e 60 MHz de banda para aferir e visualizar a forma de onda do sinal PWM do controlador.
- Regulador de tensão monofásico (Variac) TDGC-05 para alterar a tensão de entrada no sistema.
- Reostato variável com ajuste horizontal Edutec A1200 para realizar teste com carga

3.2 PROTÓTIPO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO BASEADO NO CONVERSOR BUCK E CONTROLE POR PWM

3.2.1. Retificador de entrada filtro capacitivo e proteção de entrada contra picos de tensão e corrente

O fornecimento de energia elétrica é feito, principalmente, por uma rede de distribuição em corrente alternada, porém, em muitas aplicações, o sistema exige uma tensão contínua. A conversão CA-CC é realizada por conversores denominados retificadores (POMILIO, 2014).

Como o sistema proposto necessita de uma tensão contínua na entrada, primeiramente foi necessária a implementação de um retificador com proteção e filtros de entrada para que a corrente alternada fosse convertida em corrente contínua, onde o conversor CC-CC pode atuar sem maiores problemas.

O retificador de entrada é constituído por elementos passivos, uma ponte de diodo para retificar a tensão, capacitores para filtrar o *ripple* e fusível trabalhando em conjunto com um varistor para evitar um pico de corrente e uma possível sobretensão.

Foi desenvolvido ainda, um circuito para limitação da corrente de partida, o qual inseri um resistor de fio de 47 Ω /10 W durante os 2 primeiros segundos após a alimentação da fonte, via relé.

3.2.1.1. Retificador de onda completa em ponte

Um retificador de onda completa em ponte é um retificador não controlado, que converte a corrente alternada (CA) em corrente contínua (CC). Ele é constituído por 4 diodos retificadores, como mostra a Figura 13.

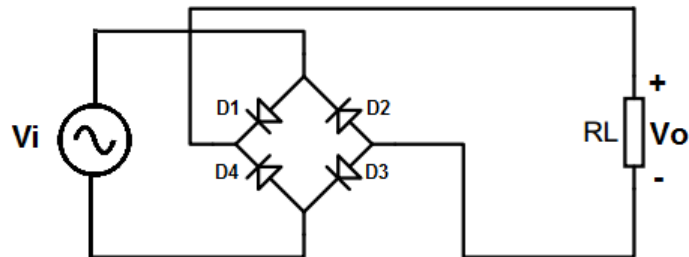


Figura 13 – Retificador de onda completa em ponte sem filtro
Fonte: autoria própria

Essa topologia funciona basicamente em duas etapas, semiciclo positivo e semiciclo negativo. O semiciclo positivo polariza diretamente os diodos D1 e D3, portanto estão conduzindo, deixando então os diodos D2 e D4 inversamente polarizados, logo, não há fluxo de corrente passando por eles. No semiciclo negativo, acontece ao contrário, os diodos D2 e D4 que estão diretamente polarizados, assim, os diodos D1 e D3 inversamente polarizados (POMILIO, 2014). Sempre haverá dois diodos polarizados fazendo com que a corrente média sobre os diodos torna-se metade da corrente média sobre a carga, o que acaba sendo uma vantagem dessa topologia.

A forma de onda dessa topologia é demonstrada pela Figura 14.

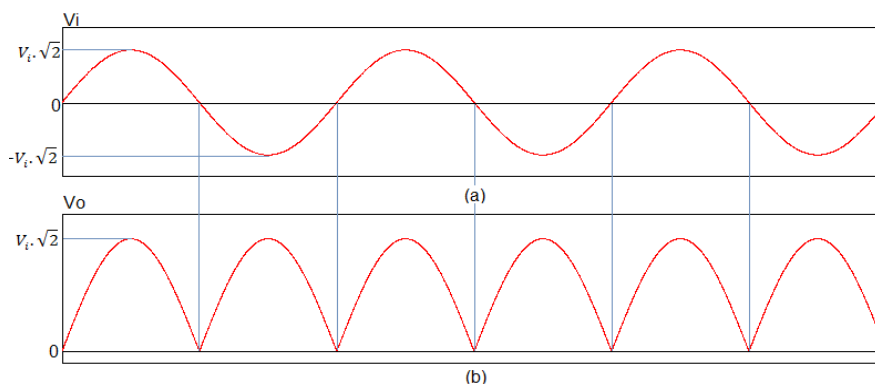


Figura 14 – Formas na entrada e na saída do retificador, (a) Tensão de entrada proveniente da rede elétrica de distribuição, (b) Tensão retificada.

Fonte: Autoria própria

Segundo Pomilio (2014), as equações que regem essa conversão são:

$$V_o = V_i \cdot \sqrt{2} \quad (24)$$

$$f_{ret} = 2 \cdot f_{rede} \quad (25)$$

Onde:

V_o → Tensão de saída do retificador

V_i → Tensão de entrada do retificador

f_{ret} → Frequência após retificação

f_{rede} → Frequência da rede

Portanto, os valores de pico das tensões da rede de 127 V_{CA} e 220 V_{CA} têm, respectivamente, aproximadamente 180 V e 311 V. Para o projeto do retificador uma ponte retificadora GBU4J, na qual suporta 600 V e 4 A.

3.2.1.2. Filtro capacitivo

Mesmo com a tensão retificada, ainda é possível observar características ondulatórias, o que não é desejado para esse projeto, fazendo-se necessário o uso de um filtro capacitivo para eliminar tal ondulação, como pode ser visto na Figura 15.

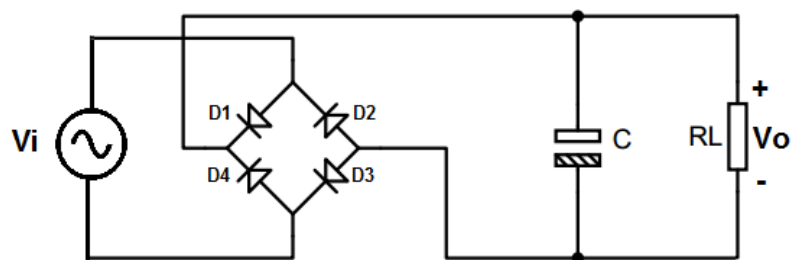


Figura 15 – Circuito retificador com filtro capacitivo
Fonte: Autoria Própria

Segundo Pomilio (2014), um retificador com filtro capacitivo, diminui consideravelmente essa ondulação da tensão de saída (V_o), aumentando o seu valor

médio em relação à carga resistiva. O capacitor carrega-se com a tensão de pico da entrada. Quando a tensão de entrada torna-se menor do que a tensão do capacitor, os diodos não conduzem e a corrente de saída é fornecida somente pelo capacitor que se descarrega até que a tensão de entrada fique maior que a tensão do capacitor, recarregando o capacitor.

Contudo, ainda existe uma pequena ondulação na tensão de saída, denominada como tensão de *ripple*, que aumenta proporcionalmente com a corrente da saída. Essa ondulação pode ser vista na Figura 16-b.

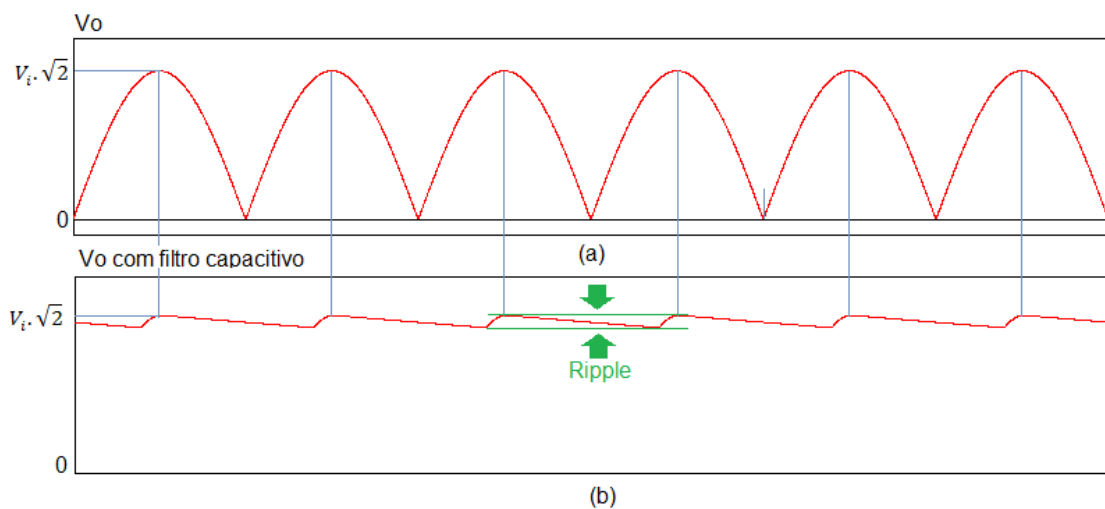


Figura 16 – Formas da saída do retificador, a) Tensão de saída retificada elétrica de distribuição, b) Tensão retificada e com filtro.

Fonte: Autoria própria

Portanto, considerando que a tensão na carga seja constante, pode-se calcular o valor do capacitor (C) através da equação:

$$C = \frac{V_o}{\Delta V_C \cdot f_{ret} \cdot R} \quad [F] \quad (26)$$

Onde:

V_o → Tensão de saída do retificador

ΔV_C → Variação da tensão máxima sobre o capacitor (*ripple*)

f_{ret} → Frequência de ondulação após retificação

R → Valor da carga resistiva na saída do retificador

3.2.1.3. Proteção de entrada

O varistor ou VDR (*Voltage Dependent Resistor*) é um componente eletrônico no qual a resistência altera dependendo da tensão aplicada em seus terminais (GUPTA; CERAM. 19--?).

A aplicação deste componente está relacionada com sistemas de proteção de sobretensão por apresentar características isolantes, já que a resistência em seus terminais é muito alto, impedindo que haja fluxo de corrente por ele, porém com um determinado valor de tensão (ou tensão de ruptura) o mesmo apresenta um comportamento de condutor, ou seja, sua resistência é reduzida a zero. Assim, quando existe um aumento repentino de tensão acima da tensão de ruptura, o varistor se torna um curto-circuito e parte da energia que passa por ele é dissipada na forma de calor protegendo o sistema de possíveis danos (GUPTA; CERAM. 19--?).

O varistor é utilizado conforme Figura 17. Caso haja uma sobretensão, o varistor começa a conduzir e eleva a corrente ao máximo, queimando o fusível na entrada do sistema, protegendo tanto a rede elétrica de ficar em curto-circuito quanto o sistema da sobretensão.

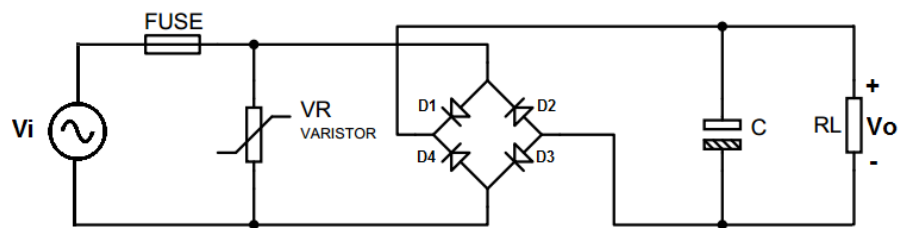


Figura 17 – Retificador com filtro capacitivo e proteção de entrada
Fonte: Autoria própria

Para este projeto, foi definido um valor da tensão de ruptura do varistor em 400 V e o fusível em 2,5 A.

3.2.1.4. Limitador de corrente de partida.

Como os capacitores do sistema estão descarregados, ao ligar o sistema, eles geram uma corrente alta, pois têm características de um curto-circuito, o que pode acabar queimando o fusível de entrada. Para limitar a corrente de partida, o sistema começa ligado em série com um resistor, reduzindo a corrente de partida do sistema. Após alguns segundos, um temporizador (constituído por um circuito RC) satura a base do transistor, comutando um relé responsável por retirar o resistor do circuito. A Figura 18 mostra o retificador com filtro, proteção de entrada e limitador de corrente de partida.

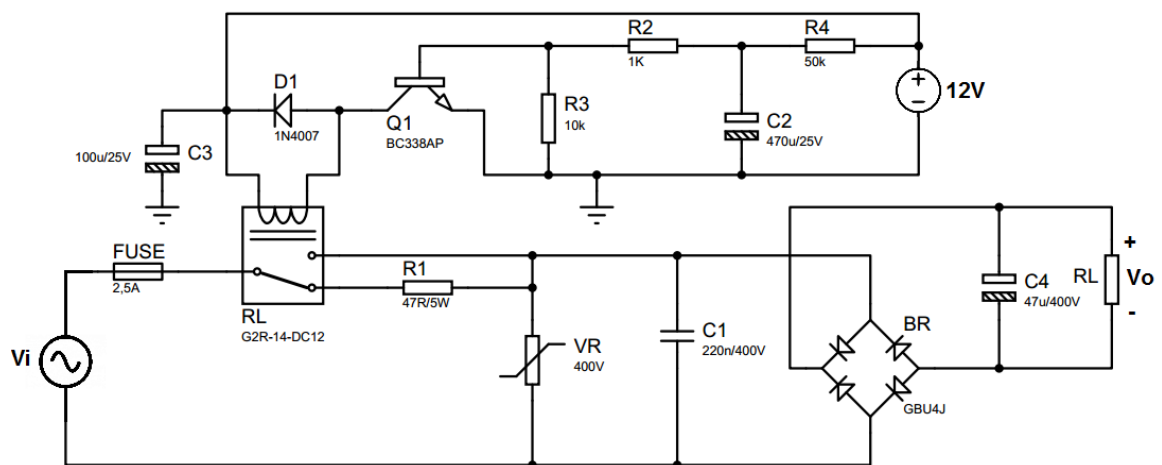


Figura 18 – Retificador com filtro, proteção de entrada e limitador de corrente de partida
Fonte: Autoria própria

Ao alterar os valores de C2 e R4, altera-se o tempo de espera para acionamento do relé. Com os valores apresentado na Figura 18, o tempo de espera é de aproximadamente 2 segundos.

3.2.2. Cálculos para elaboração do Conversor *buck*

Para serem feitos os cálculos corretos do conversor, houve a necessidade de definir alguns parâmetros no qual ele vai operar. Esses parâmetros são descrito na tabela 2:

Tabela 2 – Especificações do conversor

Símbolo	Parâmetro	Valor
f_c	Frequência de chaveamento	50 kHz
$V_{iMáx}$	Tensão máxima de entrada	340 V
V_{iMin}	Tensão mínima de entrada	150 V
V_o	Tensão de saída	30 V \pm 10%
$I_{oMáx}$	Corrente máxima de saída	3,5 A
I_{oMin}	Corrente mínima de saída	0,5 A
V_{CESat}	Tensão de saturação do MOSFET	1 V
V_d	Tensão direta do diodo	0,5 V

Fonte: Autoria própria.

3.2.2.1. Razão cíclica.

Primeiramente, foram feitos os cálculos das larguras de pulso (D) para a tensão de entrada máxima e mínima, lembrando que não foram desprezadas as quedas de tensões dos componentes presentes no sistema, portanto se retira o resultado da equação (27).

$$V_o = D \cdot (V_i - V_{CESat}) - V_d \cdot (1 - D) \quad (27)$$

Para calcular a largura de pulso mínima (D_{Min}), usa-se o valor de tensão máxima de entrada ($V_{iMáx}$). Isolando D_{Min} , a equação fica da seguinte forma:

$$D_{Min} = \frac{V_o + V_d}{V_{iMáx} - V_{CESat} + V_d} \quad (28)$$

Aplicando os valores, tem-se o seguinte resultado:

$$D_{Min} = \frac{30+0,5}{340-1+0,5} = 0,0898 \quad (29)$$

Já para calcular a largura de pulso máxima ($D_{Máx}$), usa-se o valor de tensão mínima de entrada (V_{iMin}). Isolando $D_{Máx}$, a equação fica da seguinte forma:

$$D_{Máx} = \frac{V_o + V_d}{V_{iMin} - V_{CESat} + V_d} \quad (30)$$

Aplicando os valores, tem-se o seguinte resultado:

$$D_{Máx} = \frac{30+0,5}{150-1+0,5} = 0,2040 \quad (31)$$

3.2.2.2. Projeto do indutor

Primeiramente é preciso definir o valor da indutância para que se possa definir e dimensionar o núcleo que atende as necessidade do projeto e garanta que o conversor *buck* trabalhe em Modo de Condução Contínua. Utilizando-se da equação (3) descrita no capítulo anterior, tem-se:

$$L \geq \frac{0,0898 \cdot (1-0,0898) \cdot 340}{2 \cdot 0,5 \cdot (50 \times 10^3)} = 555,80 \times 10^{-6} H \quad (32)$$

$$L \geq 555,8 \mu H \quad (33)$$

Portanto a energia máxima que o indutor pode armazenar, de acordo com a equação (12), descrita no capítulo anterior, é:

$$\varepsilon_{Máx} = \frac{1}{2} \cdot (555,8 \times 10^{-6}) \cdot (3,5 + 0,5)^2 = 4,4464 \times 10^{-3} J \quad (34)$$

Com o valor da indutância e a energia máxima que o indutor pode armazenar calculados, pode-se definir as dimensões do núcleo a ser utilizado no projeto.

Para esse projeto, foi escolhido o núcleo de ferrite do tipo EE, pois eles propiciam a construção de indutores e transformadores para operação de alta frequência, possibilitam a inserção de gaps de ar e apresentam um circuito magnético

fechado o que ajuda a conter o fluxo de dispersão e a reduzir interferências em outros componentes (TREVISI,2006).

Primeiramente, é necessário obter o valor do coeficiente de densidade de corrente (K_j) e o fator de utilização das janelas (K_u). K_j pode ser encontrado pela equação (35), dada pela tabela 1, como ΔT é 30°C, tem-se:

$$K_j = 63,35 \cdot \Delta T^{0,54} \quad (35)$$

$$K_j = 63,35 \cdot (30)^{0,54} = 397,55 \quad (36)$$

Segundo Treviso, (2006), $K_u = 0,4$ é uma boa aproximação, $B_{m\acute{a}x} = 0,3T$ é o valor típico para núcleos com entreferro e X tem valor de 0,12 de acordo com a tabela 1. Assim pode se obter A_p da seguinte forma:

$$A_p = \left(\frac{2 \cdot (4,4464 \times 10^{-3}) \cdot 10^4}{0,4 \cdot 397,55 \cdot 0,3} \right)^{\frac{1}{1-0,12}} = 2,029 \text{ cm}^4 \quad (37)$$

$$A_p = 4,66 > 2,029 \quad (38)$$

Segundo a tabela 4, em ANEXO 1, o núcleo que melhor atende a necessidade do projeto é o núcleo 42/21/15. De acordo com a tabela o valor da área efetiva é:

$$A_e = 1,82 [\text{cm}^2] \therefore A_e = 1,82 \times 10^{-4} \text{ m}^2 \quad (39)$$

A densidade de corrente pode ser obtida através da equação (15) descrita no capítulo anterior.

$$J = 397,55 \cdot 4,66^{-0,12} \rightarrow J = 330,51 \text{ A/cm}^2 \quad (40)$$

O fator de indutância (A_l) é dado pela equação (16) descrita no capítulo anterior.

$$A_l = \frac{(1,82 \cdot 10^{-4})^2 \cdot (0,3)^2}{2 \cdot 4,4464 \times 10^{-3}} = 335,23 \text{ } \mu\text{H/espiras}^2 \quad (41)$$

Tendo o valor da área efetiva calculado, é possível definir quantas espiras o indutor necessitará para obter a indutância desejada para atender as especificações do projeto. O número de espiras pode ser obtida pela equação (11) descrita no capítulo anterior.

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_l}} \rightarrow N = \sqrt{\frac{555,8 \times 10^{-6}}{335,23 \times 10^{-9}}} \quad (42)$$

$$N = 40,71 \therefore N = 41 \text{ espiras} \quad (43)$$

Pode-se definir a área de cobre condutor necessária para atender as especificações a partir da equação (19) descrita no capítulo anterior.

$$A_{cu} = \frac{3,5}{330,51} = 0,0106 \text{ cm}^2 \quad (44)$$

Portanto o diâmetro do condutor é 0,1162 cm aproximadamente. Com isso é possível calcular se o condutor sofrerá influência do efeito *skin* a partir da equação (20) descrita no capítulo anterior.

$$d \leq 2 \times \sqrt{\frac{4,35 \times 10^3}{50 \times 10^3}} \rightarrow d \leq 0,5899 \text{ cm} \quad (45)$$

Nota-se que o condutor não sofrerá influência do efeito *skin*, mas foi definido para esse projeto que serão usados 3 condutores para o enrolamento do condutor, portanto:

$$A_{cu1} = \frac{0,0106}{3} = 0,00353 \text{ cm}^2 \quad (46)$$

O condutor mais próximo desse valor de segundo a tabela 4, localizada no ANEXO 2, é o condutor #21AWG, com uma área de 0,004105 cm².

Para finalizar o projeto do indutor, é necessário calcular o valor do entreferro, que é dado pela equação (17) descrita no capítulo anterior, mas primeiramente precisa-se encontrar o valor da permeabilidade magnética efetiva, dada pela equação (18) também descrita no capítulo anterior.

O valor de l_e é 0,097m, obtido através da tabela 4, em ANEXO 1.

$$\mu_e = \frac{(335,23 \times 10^{-9}) \cdot (0,097)}{(4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}) \cdot (1,82 \cdot 10^{-4})} = 142,1783 \quad (47)$$

Então o valor do entreferro é:

$$l_g = \frac{0,0097}{142,1783} = 682 \mu m \quad (48)$$

Porém para o núcleo do tipo EE, o valor do entre ferro deve ser dividido pela metade, portanto:

$$l_{gEE} = \frac{l_g}{2} = \frac{682}{2} = 341 \mu m \quad (49)$$

3.2.2.3. Cálculo do capacitor de saída

Após definir o valor do indutor, pode-se calcular o valor mínimo da capacitância necessária para atender as especificações do projeto, sendo esse valor definido pela equação (4) descrita no capítulo anterior. Foi definido que o valor da variação da tensão do capacitor (ΔV_c) seja no máximo 100 mV.

$$C \geq \frac{0,0898 \cdot (1 - 0,0898) \cdot 340}{8,555,80 \times 10^{-6} \cdot 0,150 \times 10^3} = 25 \mu F \quad (50)$$

Mas na prática adota-se um valor 10 vezes maior que o calculado para que só a componente de tensão devida a resistência série equivalente do capacitor influencie na ondulação, portanto:

$$C \geq 250 \mu F \quad (51)$$

No projeto foi utilizado um capacitor de $1000 \mu F$ para eliminar qual possível oscilação na saída.

Será verificado a resposta da às variações de corrente para ver se estão dentro dos 10% permitido. Os cálculos são feitos através das equações (6) e (7) descritas no capítulo anterior.

$$\Delta V_o = \frac{(1-0,204) \cdot 555,8 \times 10^{-6} \cdot 4^2}{0,204 \cdot 1 \times 10^{-3} \cdot 30} = 1,15 V \quad (52)$$

Portanto a variação devido ao aumento de corrente está dentre os 10% permitidos.

$$\Delta V_o = \frac{555,8 \times 10^{-6} \cdot 4^2}{1 \times 10^{-3} \cdot 30} = 2,96 V \quad (53)$$

A variação devido a diminuição de corrente também está dentre os 10% permitidos. Para achar a ondulação sobre o capacitor usa-se a equação (5) descrita no capítulo anterior. De acordo com Treviso (2006), RSE tem o valor de $100 \text{ m}\Omega$.

$$\Delta V_{RSEM\acute{a}x} = 2 \cdot 0,5 \cdot 0,1 = 0,1 V \quad (55)$$

3.2.2.4. Projeto do circuito *Snubber*

Para amortecer o chaveamento foi desenvolvido um circuito *snubber* através de um resistor e um capacitor em paralelo com a chave. O cálculo do resistor é encontrado pela equação (21) descrita no capítulo anterior.

$$R_s \leq \frac{140}{3,5} = 40 \Omega \quad (55)$$

Foi utilizado um resistor de 33Ω .

O cálculo do capacitor do circuito *snubber* é realizado através da equação (22) descrita no capítulo anterior.

$$C_s = \frac{1}{340^2 \cdot 50 \times 10^3} = 173 \text{ pF} \quad (56)$$

Para garantir que o *snubber* tenha um bom funcionamento, utilizou-se um capacitor de 680 pF.

3.2.2.5. Projeto final do conversor *buck*

Como medida de segurança foi implementado uma ponte de diodos na entrada do *buck* com intuito de não haver ligação invertida de tensão acidentalmente. Um capacitor de 47 nF foi colocado após a ponte retificadora com a finalidade de eliminar possíveis ruídos da tensão de entrada. O resistor na saída foi colocado como pré-carga. A Figura 19 apresenta o circuito do conversor *buck* com os valores de cada componente.

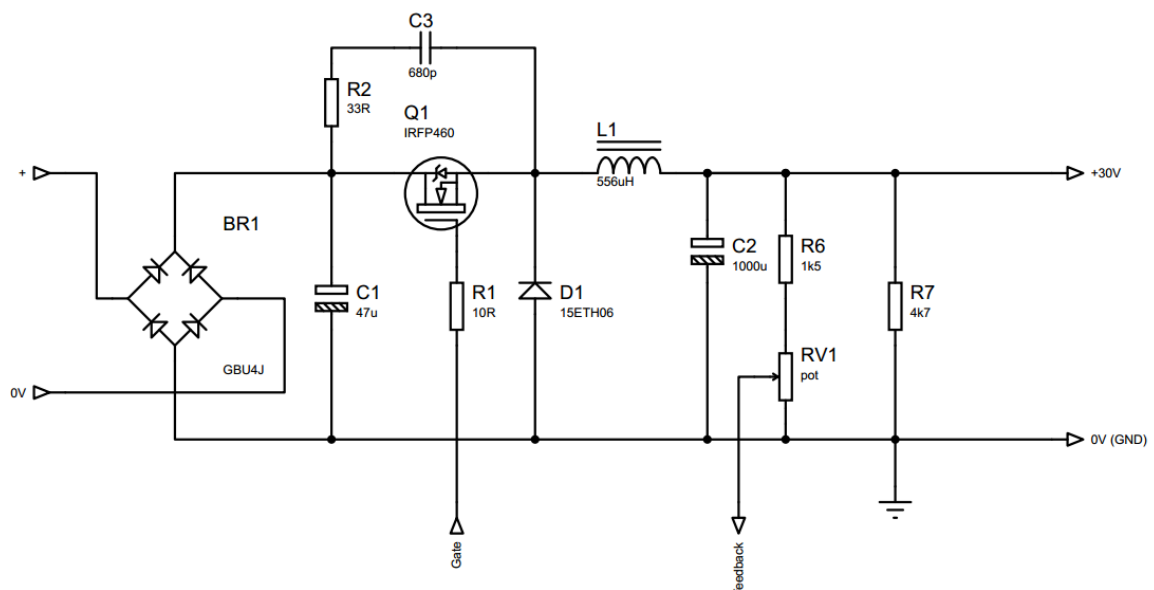


Figura 19 – Conversor *buck* com *snubber* e retificador de entrada
Fonte: Autoria própria

Como o conversor *buck* será chaveado em alta frequência, foi necessário um diodo que suporte essa frequência e que também suporte a potência dissipada sobre ele, portanto foi utilizado um diodo 15ETH06.

3.2.2.6. Driver

Para o acionamento do MOSFET, é necessário que haja uma tensão entre o *Gate* e o *Source* do mesmo, mas é possível notar na Figura 19 que o *Source* não está aterrado, portanto é necessário criar uma tensão isolada do restante do circuito para o acionar o MOSFET.

A Figura 20 apresenta o modelo utilizado para gerar uma tensão V_{GS} isolada.

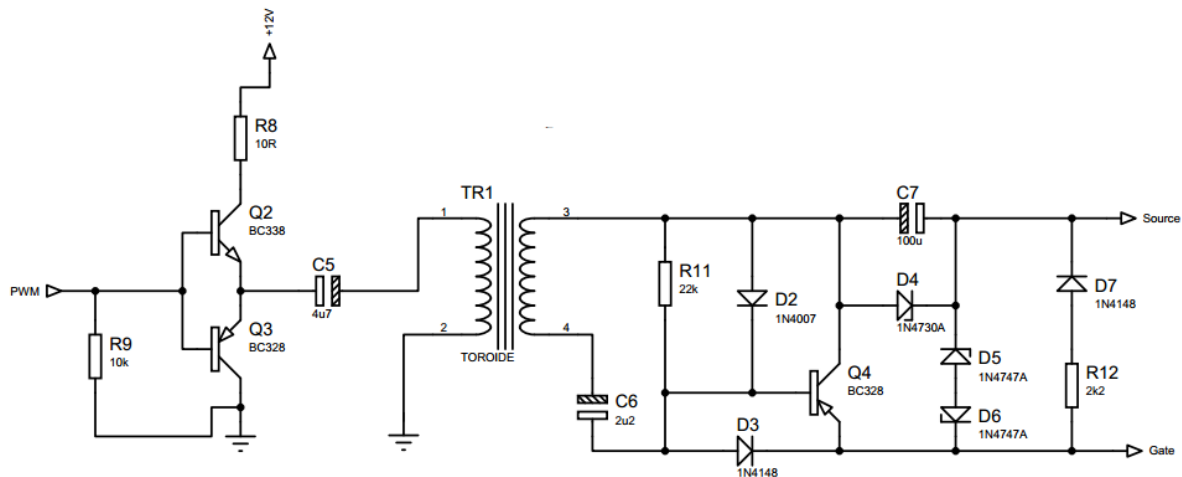


Figura 20 – Diagrama elétrico do driver
Fonte: Autoria própria

Os transistores Q2 e Q3 em conjunto com o capacitor C5 transformam o sinal PWM em um sinal de onda quadrada, o que excita o enrolamento primário do toroide, gerando então uma tensão no secundário do mesmo. Com isso a tensão gerada a partir do secundário é totalmente isolada do restante do circuito.

O circuito ligado ao secundário do toroide é responsável por proteger o MOSFET caso a tensão seja maior que o limite necessário para acionamento do mesmo.

O driver isolado tem como uma das funções, proteger o circuito de controle caso haja algum problema com o MOSFET e ocorra uma fuga de tensão no *Gate*, evitando que a corrente que flui sobre ele danifique o controlador PWM.

O toroide utilizado no circuito tem como dimensão 2,5 cm de diâmetro externo, 1 cm de diâmetro interno e 1 cm de largura. Possui 20 espiras no enrolamento primário e 30 no secundário. O fio utilizado foi o fio retirado de cabo de rede ethernet, gerando então uma indutância de 2,453 mH no primário e 2,959 mH no secundário.

3.2.2.7. Proteção de saída.

Viu-se necessário um circuito de proteção na saída do conversor, para limitar a corrente que flui sobre o MOSFET e evitar que danifique-o, a Figura 21 apresenta o esquema elétrico do circuito de proteção.

O sistema está dimensionado para atuar após a corrente do conversor ultrapassar 3,33 A, limitando o projeto a 100 W como previsto. Ao atingir essa corrente, a queda de tensão sobre o resistor R1 é de aproximadamente 0,7 V, tensão mínima necessária para acionar o SCR (TIC 106), responsável por comutar o relé, esse que corta a tensão da saída do conversor e acende um LED para avisar que foi ultrapassado o limite de corrente. Para reiniciar basta retirar a sobrecarga, desligar e ligar novamente a fonte.

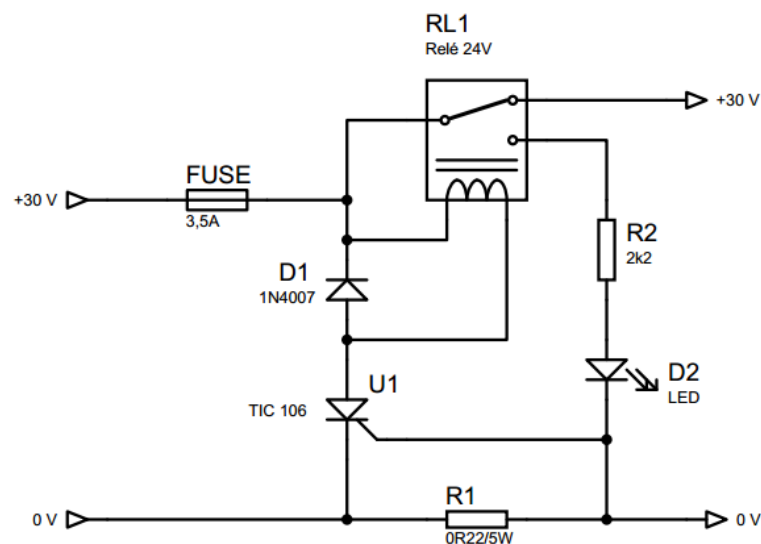


Figura 30 - Circuito de proteção da saída do conversor
Fonte: Autoria própria

3.2.3. Controle PWM

O controle PWM foi realizado através do circuito integrado SG3524, da *Texas Instrument*. O controle do conversor *buck* deste projeto é realizado em malha fechada por tensão, tendo uma maior estabilidade na saída mesmo quando ocorrer alguns distúrbio na tensão de entrada. Com esse tipo de controle, pode-se ter uma fonte bivolt, afinal a saída sempre manterá o mesmo nível de tensão.

Para fazer o controle em malha fechada do sistema, é colhida uma amostra do nível de tensão de saída do conversor em tempo real a partir de um circuito divisor de tensão, constituído por um resistor e um trimpot. O circuito pode ser observado na Figura 22.

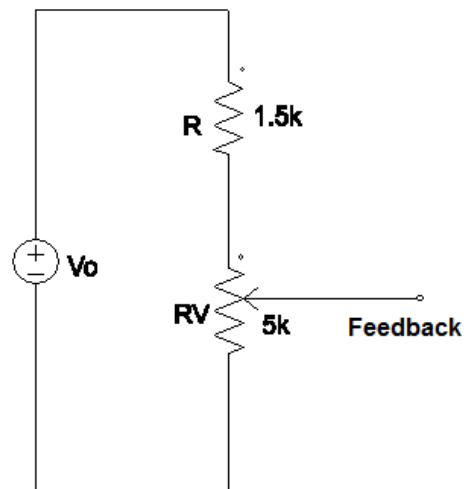


Figura 22 - Divisor de tensão para coletar amostra do nível tensão do conversor
Fonte: autoria própria.

V_o representa a saída de tensão do conversor buck, e o *feedback* é o sinal de realimentação destinado ao circuito de controle. Ao ajustar o trimpot RV , é possível alterar o nível de tensão de V_o . Para o projeto foi definido que o valor de V_o será 30 V.

O esquema elétrico do circuito de controle pode ser observado pela Figura 23.

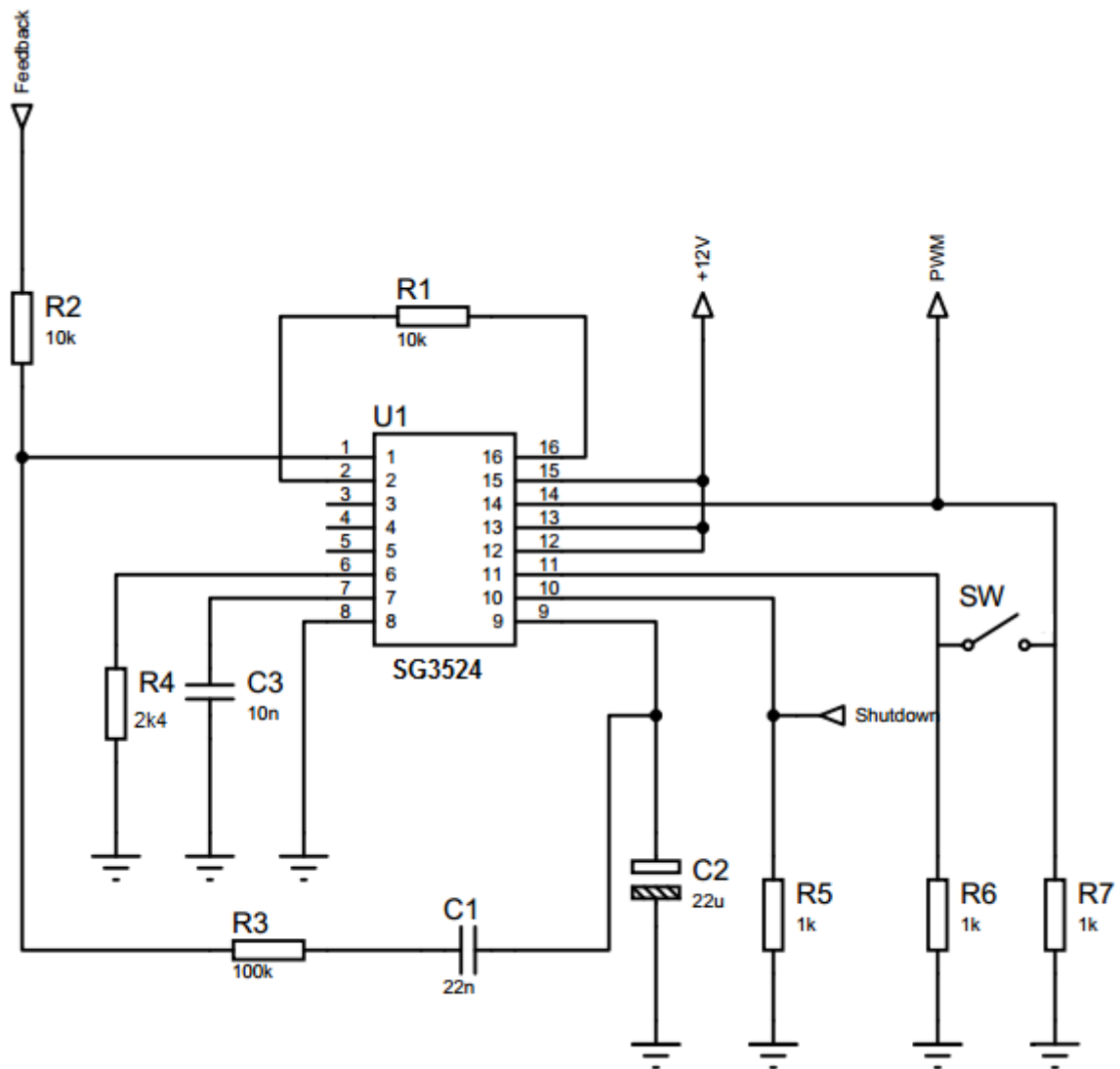


Figura 23 - Diagrama do circuito de controle
Fonte: Autoria própria

Utilizando-se da equação (10) descrita no capítulo anterior, responsável por definir a frequência do PWM, fixou-se o valor de C_t em 10nF e a frequência em 50kHz . Portanto, o valor de R_t é calculado da seguinte forma:

$$R_t = \frac{1,30}{50 \cdot 10^3 \times 10 \cdot 10^{-9}} = 2600\Omega \quad (57)$$

Foi utilizado um resistor de $2,4\text{ k}\Omega$, pois é o valor de resistor comercial mais próximo, evitando assim associações de resistores.

A chave SW ao estar fechada, acaba curto-circuitando os pinos 11 e 14, fazendo o PWM ter a frequência de 50 kHz como já explicado no capítulo anterior.

O capacitor C_1 e o resistor R_3 oferecem um ganho proporcional na saída do comparador do sinal de erro.

O resistor R_1 está destinado a limitar a corrente oriunda da fonte interna do CI, tensão essa que alimenta a entrada não inversora do comparador do sinal de erro.

O resistor R_2 está destinado a limitar a corrente oriunda da circuito divisor de tensão, responsável por colher a amostra do nível de tensão da saída do conversor.

Os resistores R_5 , R_6 e R_7 são destinados para não deixar que o sinal flutue quando não há tensão nas saídas dos pinos 11 e 14, já para o pino 10, ele garante 0 V quando não há sinal de shutdown.

3.2.4. Fonte variável

A fonte variável foi construída com base no esquemático apresentado no *datasheet* do CI LM338K, da *Texas Instrument*. A Figura 24 apresenta o esquemático do circuito da fonte de tensão ajustável.

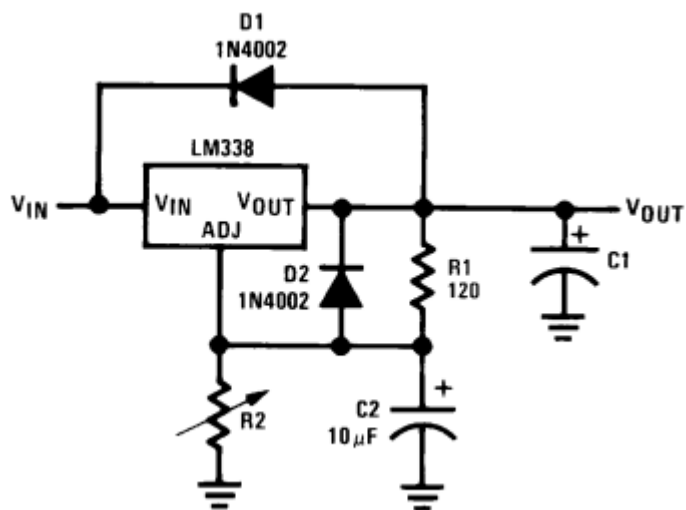


Figura 24– Diagrama da fonte de tensão com saída ajustável
Fonte: *Texas Instrument*

No projeto foram utilizados os diodos 1N4007 nos diodos D_1 e D_2 . O resistor R_1 tem o valor de 120Ω , já o potenciômetro R_2 tem o valor de $5 \text{ k}\Omega$. Os capacitores C_1 e C_2 possuem os valores $10 \mu\text{F}/50 \text{ V}$ e $100 \mu\text{F}/50 \text{ V}$, respectivamente.

Quando capacitores externos são usados com qualquer CI regulador, às vezes é necessário adicionar diodos de proteção para impedir que os capacitores descarreguem através dos componentes internos dentro do regulador. A maioria dos capacitores de 20 μF tem a resistência equivalente em série baixa o suficiente para fornecer 20 A de pico quando em curto-circuito. Embora a sobretensão seja pequena, existe energia suficiente para danificar partes do CI (TEXAS INSTRUMENTS, 2015).

Desta forma, foi utilizada a topologia descrita pela *Texas Instrument* com diodos de proteção para preservar o componente.

3.2.5. Fontes simétricas

Uma fonte simétrica é uma fonte de corrente contínua, na qual possui 2 saídas de tensão de valores iguais, porém com polaridades invertidas em relação ao terra, ou seja, uma saída positiva e uma negativa.

O conversor *buck* não tem uma saída simétrica e não é possível fazer um arranjo utilizando dois *buck*'s, pois essa topologia de conversor CC-CC não tem a saída de tensão isolada da rede, o que acaba colocando um *buck* em curto-circuito ao ligá-los em série para gerar uma saída simétrica. Para resolver esse problema foi utilizado o CI NMA1212S, que ao aplicar uma tensão de 12 V em sua entrada, gera a tensão simétrica de $\pm 12\text{ V}$ em sua saída, porém com baixa potência, que serão destinados a alimentação de alguns CIs. A Figura 25 demonstra o esquemático responsável pela fonte simétrica com saída de $\pm 12\text{ V}$.

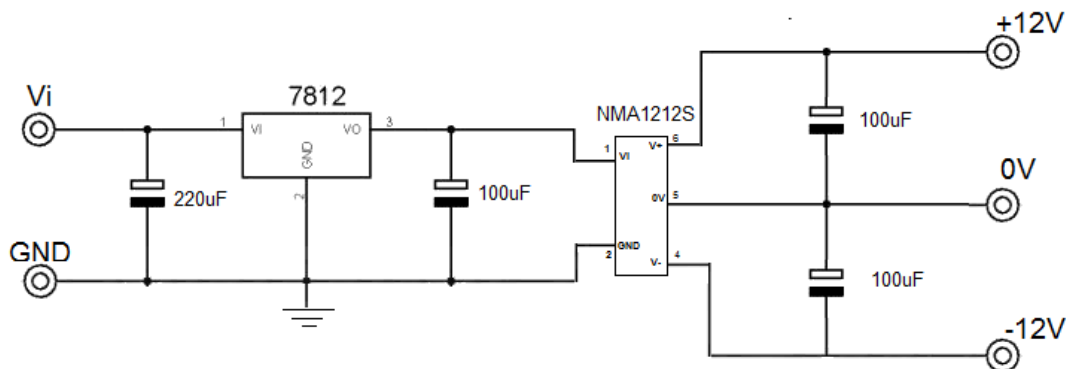


Figura 25 – Diagrama da fonte simétrica $\pm 12\text{ V}$
Fonte: autoria própria

A fonte simétrica de $\pm 12\text{ V}$ alimenta a fonte simétrica de $\pm 5\text{ V}$, a Figura 26 apresenta o esquemático do circuito da fonte simétrica de $\pm 5\text{ V}$.

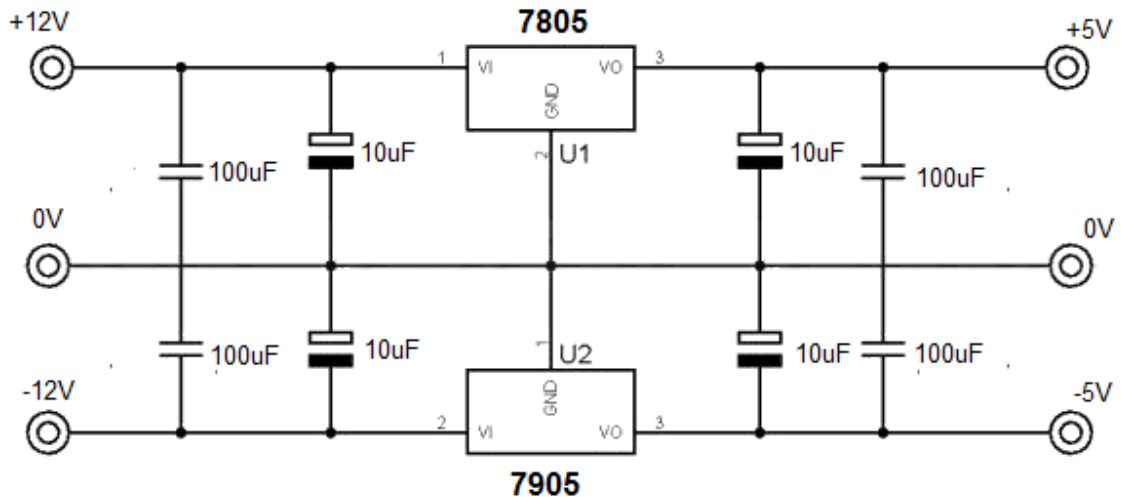


Figura 26 – Diagrama da fonte simétrica de $\pm 5\text{ V}$
Fonte: Autoria própria

Para gerar a saída simétrica de $\pm 3,3\text{ V}$, foram utilizados os regulares LM317T e LM337T para a construção da mesma, pois é possível ajustar a tensão da saída nesses CIs. Essa fonte foi ligada na saída da fonte simétrica de $\pm 5\text{ V}$. A Figura 27 apresenta o esquemático do circuito da fonte simétrica de $3,3\text{ V}$.

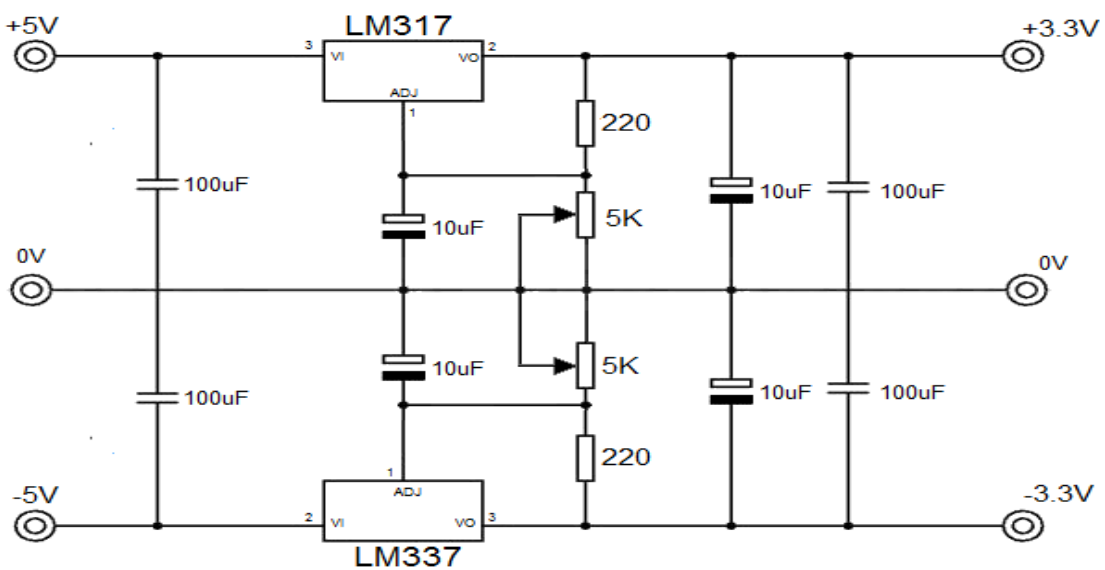


Figura 27 – Diagrama da fonte simétrica regulada em $\pm 3,3\text{ V}$
Fonte: Autoria própria

3.2.6. Voltímetro digital

O voltímetro digital foi construído com base no circuito apresentado no *datasheet* do circuito integrado ICL7106, da Intersil. Porém, o circuito exibido no *datasheet* tem um fundo de escala de 200 mV, então o circuito foi adaptado para que ele consiga mensurar uma tensão de até 200 V.

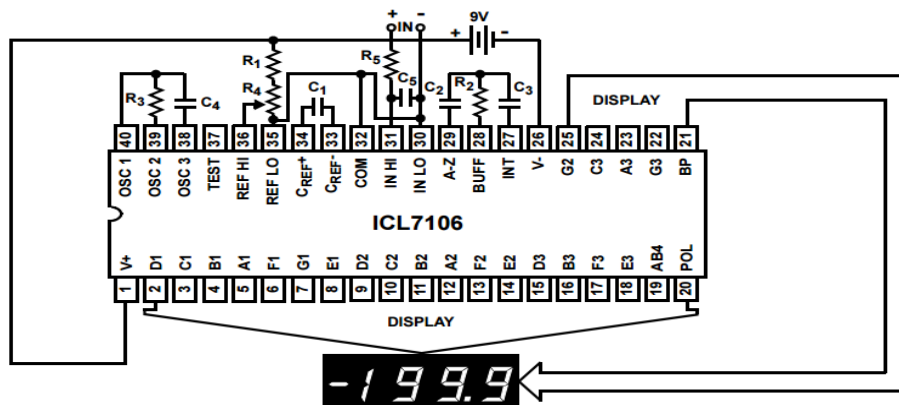


Figura 28 – Diagrama do voltímetro digital
Fonte: Intersil

A Figura 28 apresenta o esquema elétrico proposto pelo *datasheet* do CI ICL7106, mas alguns componentes tiveram seus valores alterados e um resistor de 12 k Ω entre os pinos 30 e 31, ficando em paralelo com o capacitor C₅, segue a lista dos valores de cada componente:

R₁ → 22 k Ω

R₂ → 470 k Ω

R₃ → 100 k Ω

R₄ → 20 k Ω

R₅ → 1 M Ω

R₆ → 12 k Ω (Deve ser colocado entre os pinos 30 e 31)

C₁ → 100 nF

C₂ → 220 nF

C₃ → 47 nF

C₄ → 100 pF

C₅ → 10 nF

Do pino 2 até o pino 25, são pinos destinados ao display responsável por exibir a tensão mensurada. O display utilizado para esse circuito foi um display de 3 ½ dígitos. Sua pinagem pode ser obtida através do *datasheet* do componente GYTN0587D01, da XIAMEN PRECISE DISPLAY CO.

3.2.7. Fonte auxiliar

Para alimentar a placa de controle, o circuito do driver e o limitador de corrente presente no retificador de entrada, foi necessário a utilização de uma fonte bivolt com saída de 12 V_{cc}.

4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais obtidos através de ensaios realizados no protótipo, implementado conforme os métodos demonstrados anteriormente. A Figura 29 apresenta o protótipo do projeto.

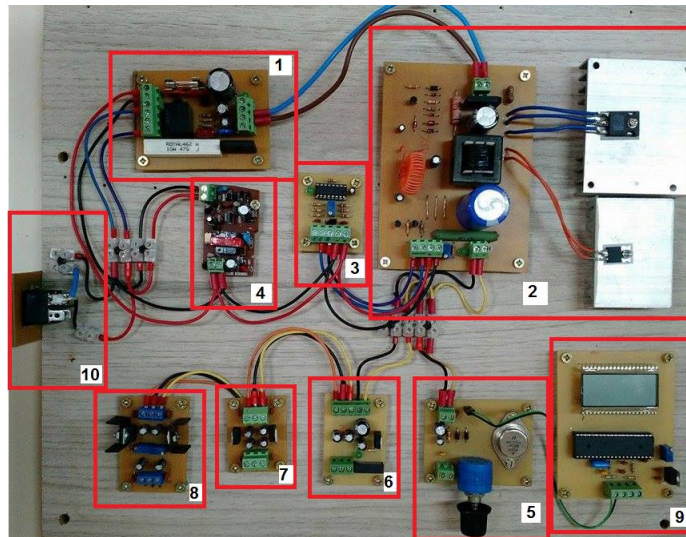


Figura 29 – Protótipo fonte chaveada em alta frequência para laboratório de ensino, com saídas: ± 12 V, ± 5 V, $\pm 3,3$ V e variável até 30 V

Onde:

- 1 → Retificador com filtro e proteção de entrada
- 2 → Conversor *Buck* + *Driver*

- 3 → Controle PWM
- 4 → Fonte auxiliar
- 5 → Fonte ajustável
- 6 → Fonte simétrica de ± 12 V
- 7 → Fonte simétrica de ± 5 V
- 8 → Fonte simétrica de $\pm 3,3$ V
- 9 → Voltímetro Digital
- 10 → Chave ON/OFF

A Figura 30 mostra o protótipo ligado em 127 V_{CA} e suas saídas com seus respectivos valores.

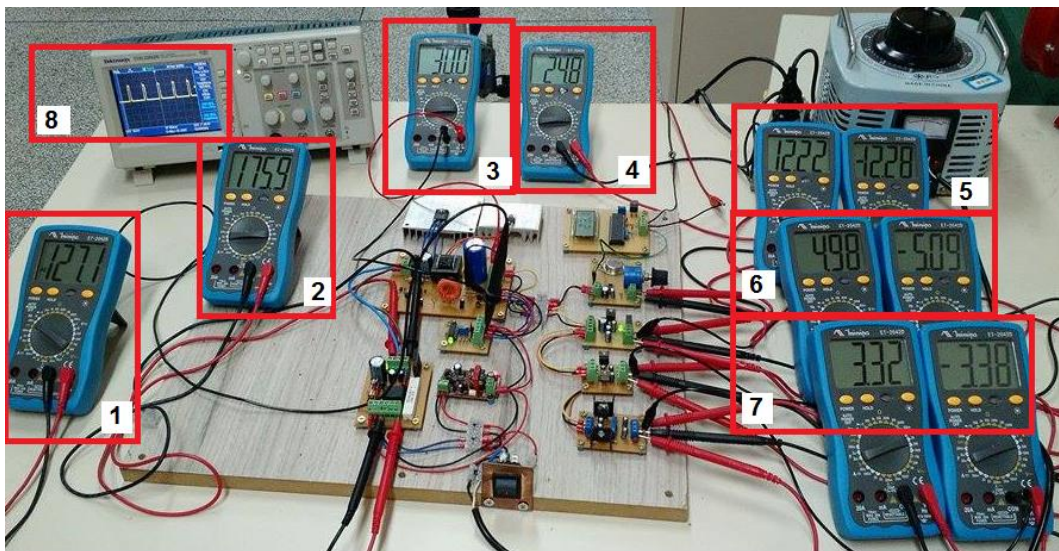


Figura 30 – Nível de tensão em cada estágio do projeto
Fonte: Autoria própria

Onde:

- 1 → Tensão de entrada do retificador
- 2 → Tensão de saída do retificador/tensão entrada no conversor
- 3 → Tensão de saída do conversor
- 4 → Tensão da saída variável
- 5 → Tensão de saída da fonte simétrica de ± 12 V
- 6 → Tensão de saída da fonte simétrica de ± 5 V
- 7 → Tensão de saída da fonte simétrica de $\pm 3,3$ V
- 8 → Sinal PWM para a tensão de entrada da rede em 127 V_{CA}

A tensão de saída do retificador apresentou uma ondulação considerável (*ripple*), necessitando um ajuste no valor do capacitor de filtro. Porém como a tensão de saída é muito menor que a de entrada isto não afetou o resultado final do projeto, pois o indutor e o capacitor na saída do conversor *buck* formam um filtro, apresentando

uma saída de tensão estável, com baixo ruído. A Figura 31 apresenta a tensão de saída do conversor.

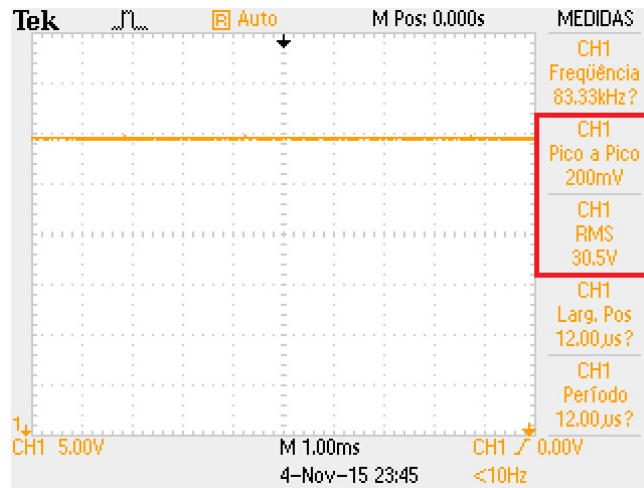


Figura 31 - Tensão de saída do conversor *buck*
Fonte: Autoria própria

O controle PWM utilizando o CI SG3524 não demonstrou o resultado esperado a partir dos cálculos, pois sua frequência de saída apresentou o valor em torno de 40 kHz com os pinos 11 e 14 curto-circuitados, sem o curto-circuito entre eles, a frequência exibida é 20 kHz. A Figura 32 apresenta tal resultado.

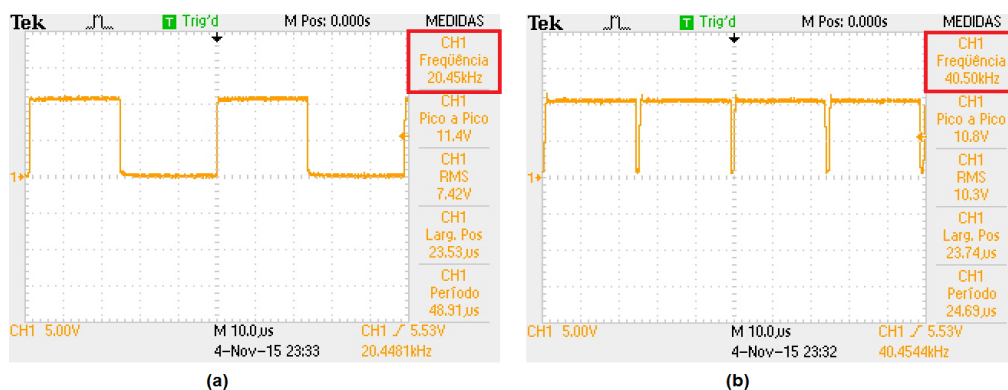


Figura 32 – Sinal do controle PWM com frequência de 20kHz e 40kHz
Fonte: Autoria própria

Para resolver esse problema, trocou-se o resistor R_t de 2,4 k Ω do circuito do controle PWM por um *trimpot* multivoltas de 5 k Ω , conseguindo então ajustar a frequência de saída para 50 kHz, conforme especificações do projeto, e sem o curto circuito entre os pinos 11 e 14, 25 kHz. A Figura 33 mostra o resultado obtido.

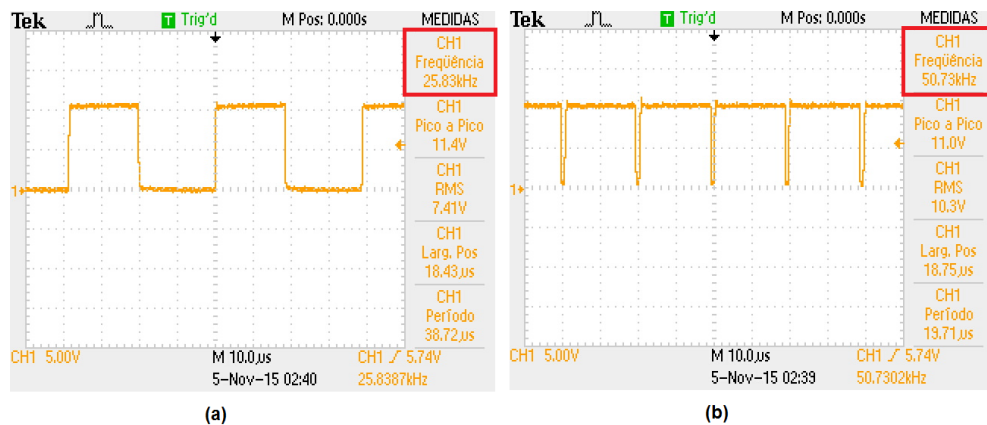


Figura 33 – Sinal do controle PWM, (a) frequência em 25kHz (b) frequência em 50kHz
Fonte: Autoria própria

O conversor *buck* mantém a saída em $30 V_{CC}$ a partir de $19 V_{CA}$ na entrada do retificador e $32 V_{CC}$ na entrada do conversor. A Figura 34 apresenta o sinal PWM para esses valores de tensões.

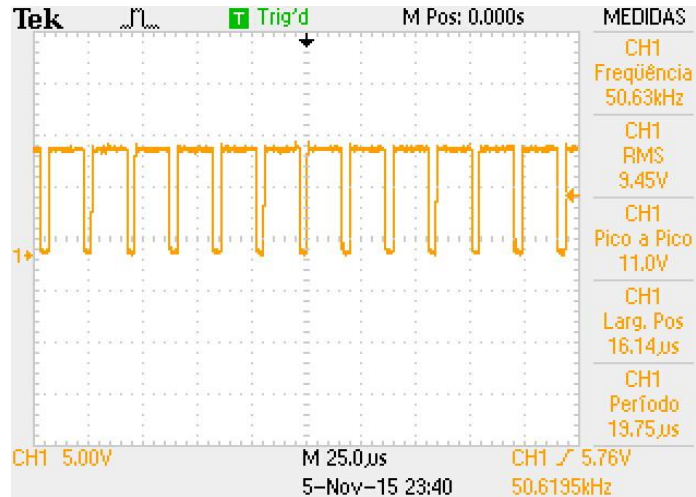


Figura 34 – Sinal do controle PWM com entrada de tensão em $19 V_{CA}$ a saída em $30 V_{CC}$, com resistor de pré-carga
Fonte: Autoria própria

A Figura 35 apresenta o sinal PWM em diferentes tensões descritas abaixo, os testes foram realizados sem cargas a fim de ver a resposta do PWM somente com o resistor de pré-carga.

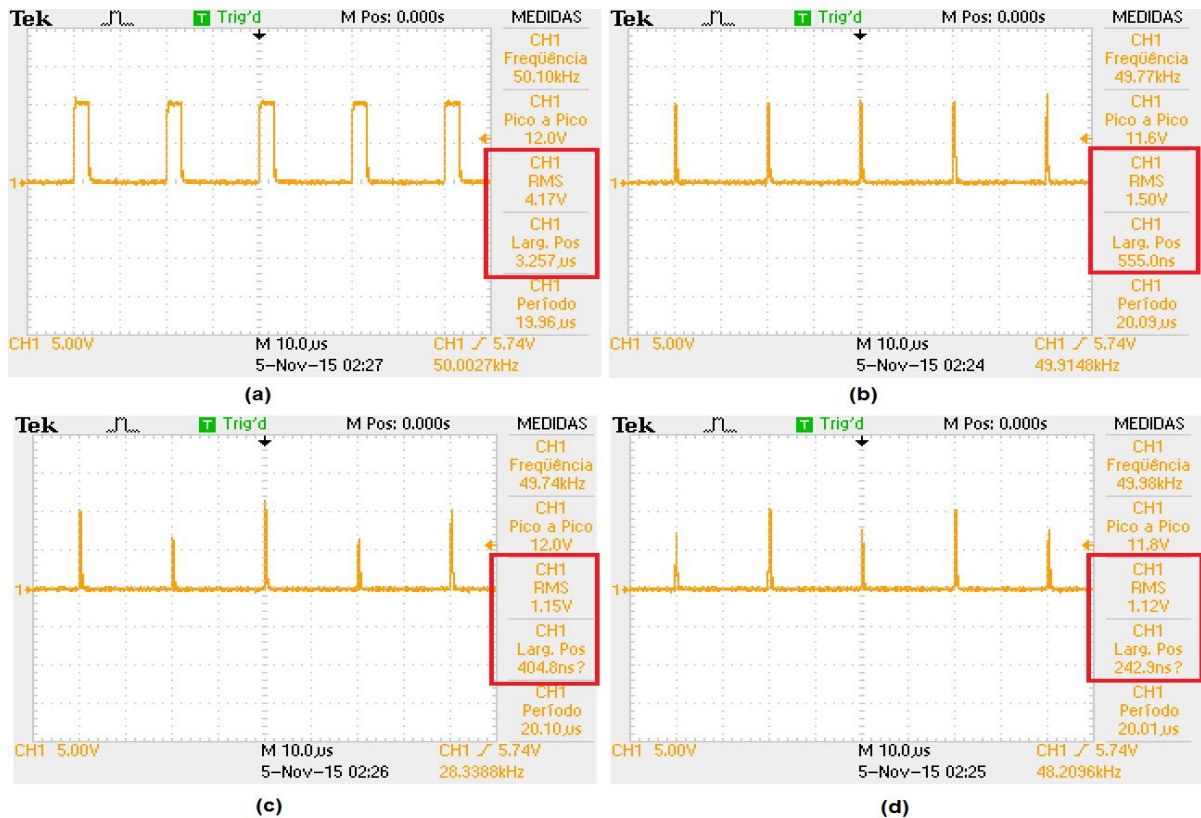


Figura 35 – Sinal do controle PWM para alguns níveis de tensão de entrada, com resistor de pré-carga
Fonte: Autoria própria

A Figura 35 apresenta o sinal PWM para os seguintes níveis de tensões:

- (a) → Nível de tensão de entrada em 75 V_{CA}
- (b) → Nível de tensão de entrada em 100 V_{CA}
- (c) → Nível de tensão de entrada em 127 V_{CA}
- (d) → Nível de tensão de entrada em 150 V_{CA}

É possível notar que para manter a tensão de saída em 30 V, ao aumentar a tensão de entrada, o controle PWM reduz a largura de pulso. Já nos testes com diferentes valores de carga e tensão de entrada em 127V_{CA}, ao reduzir o valor de resistência do reostato, ou seja, aumentando a corrente de saída, observa-se que o controle PWM aumenta a largura de pulso para manter a tensão na saída em 30 V. A Figura 36 demonstra esse efeito.



Figura 36 – Sinal do controle PWM com 127 V_{CA} na entrada do retificador e vários níveis de corrente

Fonte: Autoria própria

A Figura 36 apresenta o sinal PWM para os seguintes níveis de corrente de saída:

- (a) → Nível de corrente em 0,5 A
- (b) → Nível de corrente em 1,0 A
- (c) → Nível de corrente em 1,5 A
- (d) → Nível de corrente em 2,0 A
- (e) → Nível de corrente em 2,5 A
- (f) → Nível de corrente em 3,0 A
- (g) → Nível de corrente em 3,3 A
- (h) → Nível de corrente em 3,6 A

É possível observar que a largura de pulso do sinal PWM aumenta com o aumento da corrente de carga. O controlador aumenta a largura de pulso para compensar a queda de tensão gerada pelo aumento da corrente. Nos testes realizados, a potência de saída do conversor ultrapassou os 100 W, pois a saída tem o valor de 30 V e a corrente chegou em 3,6 A.

O projeto potência gerou um rendimento satisfatório, esse rendimento tem seus valores exibidos abaixo:

Tabela 3 – Dados do projeto de potência

V_i	I_i	P_i	V_0	I_0	P_0	η
127,1 V _{CA}	0,81 A	102,95 W	30,2 V _{CC}	3,05 A	92,11 W	0,8946
127,1 V _{CA}	0,90 A	114,39 W	30,1 V _{CC}	3,37 A	101,44 W	0,8867
127,1 V _{CA}	0,97 A	123,29 W	30,3 V _{CC}	3,57 A	108,17 W	0,8774

Fonte: Autoria própria.

O controle PWM garante uma boa estabilidade do sistema ao ligado com carga que gera uma corrente de saída de 0,5 A. Esse resultado é demonstrado pela Figura 37.

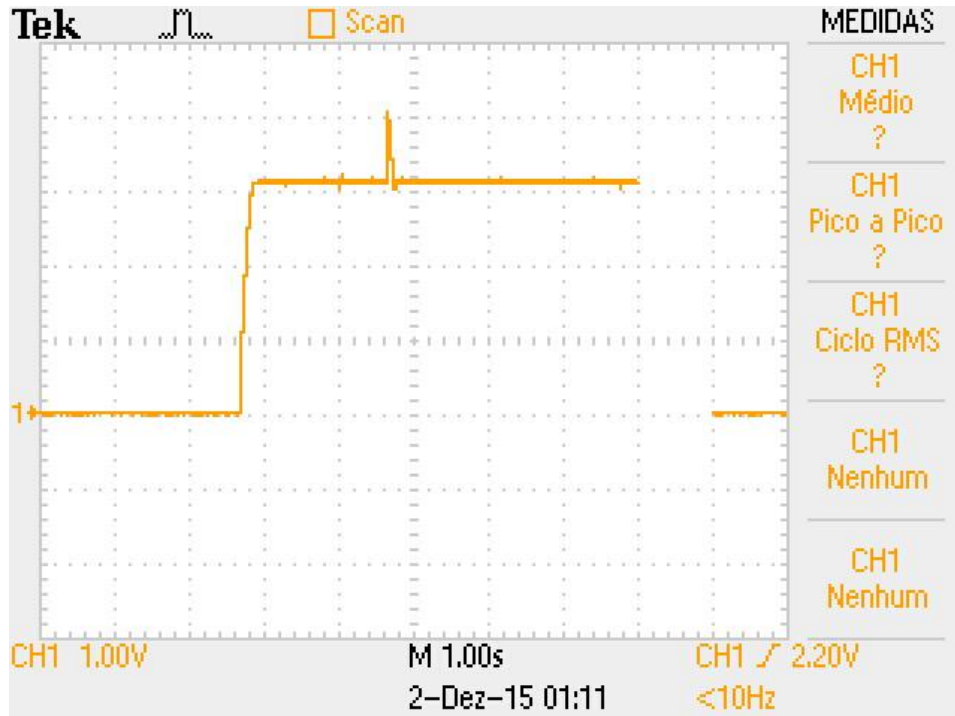


Figura 37 – Resposta da tensão de saída ao acionamento do sistema
Fonte: Autoria própria

É possível notar na Figura 37 que não há *overshooting* na tensão de saída do sistema ao ser ligado, resultado do bom funcionamento do compensador PI do controlador PWM. Porém nota-se que há um pico de tensão após 2 segundos do sistema ligado, esse pico é gerado pela comutação do relé do limitador de corrente de partida.

Na construção da fonte variável foi utilizado um potenciômetro de precisão, no qual pode-se dar 25 volts, mas o seu valor é de 10 k Ω , então ao atingir 5 k Ω recomendado pelo datasheet do LM338K, a tensão na saída já atinge seu nível máximo, resultando em voltas no potenciômetro sem alterar o nível da tensão. A fonte tem ajuste de 1,2 V à 25 V de saída, segundo o *datasheet* do LM338K, da *Texas Instrument*, suporta até 5 A.

Na construção do voltímetro digital, foi necessário uma atenção especial para as capacitâncias parasitas, que só é possível eliminar se o capacitor de C_1 de 100 nF, ficar o mais próximo possível dos pinos 33 e 34, nos quais é conectado. O voltímetro tem uma precisão excelente até 20 V, após isso tem uma variação de 100 mV, nos testes com a fonte de bancada. Foram realizados testes até 31 V, o suficiente para atender as necessidades do projeto.

5. CONCLUSÃO

Diante da necessidade de aumentar a eficiência energética e reduzir o tamanho dos equipamentos eletrônicos, a eletrônica de potência vive em constante evolução. Essa evolução proporciona inúmeros benefícios, como por exemplo, as fontes chaveadas em malha fechada, popularmente conhecidas como fontes bivolt, sendo capazes de atuar sem maiores problemas em níveis de tensões diferentes sem a necessidade de uma chave seletora, essa que é comum em fontes com transformadores na entrada.

O rendimento da fonte desenvolvida é elevado, o que vai de encontro com a literatura sobre fontes chaveadas, em comparação com as fontes lineares. O projeto de potência teve um rendimento de 0,887 com uma potência de saída em 101,44 W.

Como pôde ser observado nos resultados, o projeto se mostrou satisfatório, sendo que ele demonstra estabilidade mesmo variando o nível da tensão de entrada ou carga.

O presente projeto, poderá ser disponibilizado como material didático para os discentes do curso de engenharia eletrônica da UTFPR – Campus Campo Mourão, com a finalidade de auxiliar os alunos no desenvolvimento de outros projetos a partir da reprodução do mesmo.

Sugestões para trabalhos futuros:

- Utilizar um conversor CC-CC isolado, com a finalidade de obter saídas simétricas com maior potência.
- Inserir um conversor *boost* na entrada para elevar o fator de potência.
- Construir um amperímetro para monitoramento da corrente de carga.

REFERÊNCIAS

BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar C. **Conversores CC-CC básicos não isolados**. Florianópolis. Editoração do Autor, 2000.

BARBI, Ivo. **Projetos de Fontes Chaveadas**. Florianópolis: Edição do Autor, 2001.

BARBI, Ivo; FONT, Carlos Henrique Illa; ALVES, Ricardo Luis. **Projeto físico de indutores e transformadores**. Documento Interno (INEP–2002), Florianópolis, 2002.

BASCOPE, René Pastor Torrico; GOMES, Ícaro Silvestre Freitas; FONTENELE, Nestor Rocha Monte; OLIVEIRA, Túlio Naamã Guimarães. **Circuitos de Comando para MOSFETs e IGBTs de Potência**. Universidade Federal do Ceará, Departamento de Engenharia Elétrica. Fortaleza, 2013. Disponível em: <<http://www.peteletrica.ufc.br/Plano%20B%C3%A1sico/Pesquisa/2012.2/2012.2%20-%20Circuitos%20de%20Comando%20para%20MOSFETs%20e%20IGBTs%20de%20Pot%C3%A2ncia.pdf>> Acesso em 4 de nov. 2015

COSTA, Paulo Moisés Almeida da, <http://www.estgv.ipv.pt/PaginasPessoais/paulomoises/Artigos_M%C3%A1quinas/Efeito%20pelicular/skin.PDF>. Acesso em 26 de out. 2015

DE LIZ, Muriel Bittencourt. **Contribuição para a redução da interferência eletromagnética em fontes chaveadas**. Universidade Federal de Santa Catarina (tese de doutorado). Florianópolis, 2003. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/xmlui/bitstream/handle/123456789/85025/195653.pdf?sequence=1>>. Acesso em: 17 jun. 2014

DUBILIER, Cornell. **Application Guide: Snubber Capacitors**. Cornell Dubilier Electronics, Inc, 2011. Disponível em: <<http://www.cde.com/resources/catalogs/igbtAPPguide.pdf>>. Acesso em 25 de out. 2015

ERICKSON, Robert W. **DC-DC Power Converters**. Department of Electrical and Computer Engineering, University of Colorado. Disponível em <http://www.eng.auburn.edu/~agrawvd/COURSE/READING/LOWP/Erikson_DC_2_DC.pdf>. Acesso em 26 de out. 2015.

LOPES, Kleber dos Santos. **Sistema de fontes reguladas/isoladas/sincronizadas para aplicação em UPS**. Programa de Mestrado em Engenharia (dissertação de mestrado) Londrina, 2012. Disponível em: <http://www.uel.br/pos/meel/disserta/2012_Kleber%20dos%20Santos%20Lopes_2009-1.pdf> Acesso em: 16 de jun. 2014

MEHL, Ewaldo L. M. **Fontes Chaveadas**. Curso de Engenharia Elétrica - UFPR. Curitiba. Disponível em: <<http://www.eletrica.ufpr.br/mehl/fonteschaveadas>>. Acesso em 19 de mai. 2014

MELLO, Luiz Fernando Pereira de. **Análise e projeto de fontes chaveadas**. 9 edição. São Paulo, Érica, 2000.

MEZAROBA, M. **Modulação PWM**. Florianópolis: Ed. do Autor, 2008.

POMILIO, J. A. **Fontes Chaveadas**. Publicação FEEC 13/95. Campinas: Ed. do Autor, 2014.

TEXAS INSTRUMENTS. **LM317 Datasheet**. Disponível em:
<<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317.pdf>>. Acesso em: 01 nov. 2015.

TEXAS INSTRUMENTS. **LM337 Datasheet**. Disponível em:
<<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm337.pdf>>. Acesso em: 01 nov. 2015.

TEXAS INSTRUMENTS. **LM338 Datasheet**. Disponível em:
<<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm338.pdf>>. Acesso em: 01 nov. 2015.

TEXAS INSTRUMENTS. **SG3524 Datasheet**. Disponível em:
<<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/27318/TI/SG3524.html>>. Acesso em: 8 set. 2015.

TREVISO, Carlos H. G. **Eletrônica de Potência**. Apostila Didática de Mestrado. Londrina. Universidade Estadual de Londrina. 2006.

VIEIRA Claudio Adriano, MARCONDES, Eduardo, ZANIOLO, Marco. **Desenvolvimento de uma fonte de laboratório programável com interface para labview tm**. Universidade Federal Tecnológica do Paraná – UTFPR (Trabalho de Conclusão de Curso). Curitiba, 2012. Disponível em:
<http://repositorio.roca.utfpr.edu.br/jspui/bitstream/1/1917/1/CT_COEAU_2013_1_10.pdf> Acesso em 29 de nov. 2014

WENDLING, Marcelo. **CI reguladores de tensão**. UNESP. São Paulo, 2009. Disponível em:
<<http://www2.feg.unesp.br/Home/PaginasPessoais/ProfMarceloWendling/2---ci-reguladores-de-tensao---v1.0.pdf>> Acesso em 01 de nov. 2015

ANEXO 1

Tabela 4 – Dados do núcleo de ferrite tipo EE

Designação	A_p (cm^4)	l_e (cm)	A_e (cm^2)
20/10/5	0,48	4,28	0,312
30/15/7	0,71	6,69	0,597
30/15/14	1,43	6,69	1,20
42/21/15	4,66	9,7	1,82
42/21/20	6,14	9,7	2,40
55/28/21	14,91	12,3	3,54
65/33/26	36,28	14,7	5,25

Fonte: Treviso (2006)

ANEXO 2

Tabela 5 – Especificações de fios de cobre no padrão AWG e Métrico

FIOS E CABOS PADRÃO AWG / MCM <i>American Wire Gauge e 1000 Circular Mils (1 mil = .0254 mm)</i>					FIOS E CABOS PADRÃO MÉTRICO	
Bitola	Diâmetro aproximado (mm)	Seção aproximada (mm ²)	Resistência linear aproximada ¹ (ohm/m)	Corrente máxima ² (A)	Seção nominal (mm ²)	Corrente máxima ² (A)
40 AWG	0,08	0,005	3,4	-	-	-
39 AWG	0,09	0,006	2,7	-	-	-
38 AWG	0,10	0,008	2,2	-	-	-
37 AWG	0,11	0,010	1,7	-	-	-
36 AWG	0,13	0,013	1,4	-	-	-
35 AWG	0,14	0,016	1,1	1	-	-
34 AWG	0,16	0,020	0,86	-	-	-
33 AWG	0,18	0,025	0,68	-	-	-
32 AWG	0,20	0,032	0,54	-	-	-
31 AWG	0,23	0,040	0,43	-	-	-
30 AWG	0,26	0,051	0,34	2	0,05	2
29 AWG	0,29	0,064	0,27	-	-	-
28 AWG	0,32	0,081	0,21	-	-	-
27 AWG	0,36	0,10	0,17	-	-	-
26 AWG	0,41	0,13	0,13	-	-	-
25 AWG	0,46	0,16	0,11	-	-	-
24 AWG	0,51	0,21	0,084	4	0,20	4
23 AWG	0,57	0,26	0,067	-	-	-
22 AWG	0,64	0,33	0,053	6	0,30	6
21 AWG	0,72	0,41	0,042	-	-	-
20 AWG	0,81	0,52	0,033	9	0,50	9
19 AWG	0,91	0,65	0,026	-	-	-
18 AWG	1,0	0,82	0,021	11	0,75	10
17 AWG	1,2	1,0	0,017	-	-	-
16 AWG	1,3	1,3	0,013	13	1,0	12
15 AWG	1,5	1,7	0,010	-	-	-
14 AWG	1,6	2,1	0,0083	16	1,5	15
13 AWG	1,8	2,6	0,0066	-	-	-
12 AWG	2,0	3,3	0,0052	22	2,5	21
11 AWG	2,3	4,2	0,0041	-	-	-
10 AWG	2,6	5,3	0,0033	35	4	28
9 AWG	2,9	6,6	0,0026	-	-	-
8 AWG	3,3	8,4	0,0021	50	6	36
7 AWG	3,7	10	0,0016	-	-	-
6 AWG	4,1	13	0,0013	62	10	50
5 AWG	4,6	17	0,0010	-	-	-
4 AWG	5,2	21	0,00082	70	16	68
3 AWG	5,8	27	0,00065	-	-	-
2 AWG	6,5	34	0,00051	90	25	89
1 AWG	7,4	42	0,00041	110	35	111

Fonte: MCM Tecnologia Industrial

ANEXO 3

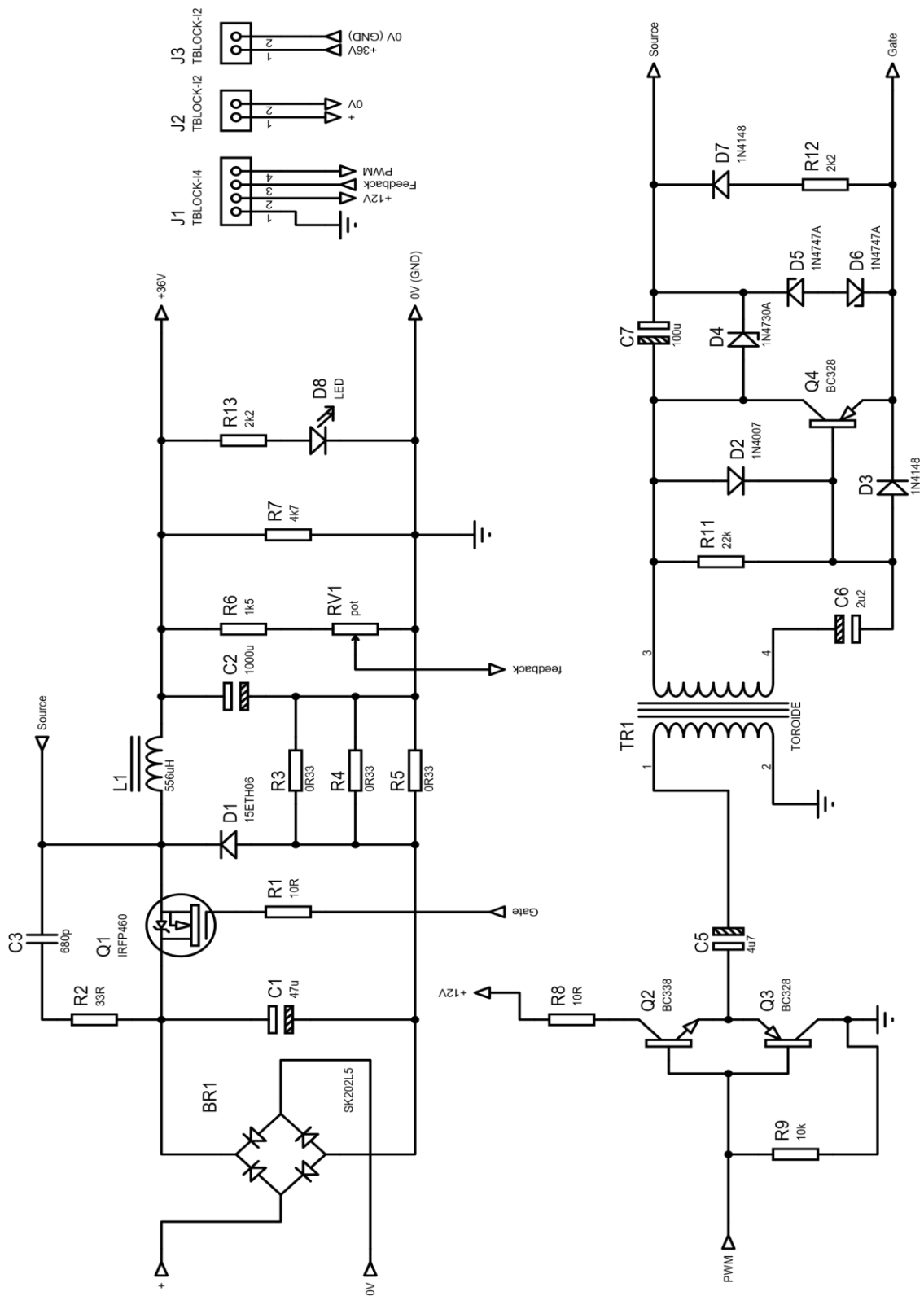


Figura 38 – Esquema elétrico do conversor *buck* com *driver*
 Fonte: Autoria própria