

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

BORIS HUGO WESTPHAL

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CC-CC DE 500 W COM
SAÍDA VARIÁVEL ATÉ 300 V**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**CAMPO MOURÃO
2015**

BORIS HUGO WESTPHAL

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CC-CC DE 500 W COM
SAÍDA VARIÁVEL ATÉ 300 V**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2 – TCC2, do curso Superior de Engenharia Eletrônica do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN) da Universidade Tecnológica do Paraná (UTFPR), como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletrônico.

Orientador: Prof. Dr. Jakson Bonaldo

CAMPO MOURÃO
2015

TERMO DE APROVAÇÃO
DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO INTITULADO
Desenvolvimento de um Conversor CC-CC de 500W com Saída
Variável até 300V

por

Boris Hugo Westphal

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado no dia 13 de Julho 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. Gilson Junior Schiavon
(UTFPR)



Prof. Dr. Jakson Paulo Bonaldo
(UTFPR)
Orientador

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus por estar presente em todos os momentos da minha vida. À minha família, pelo amparo, motivação e amor, que foram fundamentais para conclusão deste trabalho e para minha vida. Agradeço minha namorada Louisie Staniszewski pela compreensão, companheirismo e carinho, sempre me apoiando nos momentos mais difíceis.

Agradeço aos professores pelos ensinamentos e conselhos dados dentro e fora da aula, em especial meu orientador Prof. Jakson Bonaldo que ajudou a tornar possível o desenvolvimento deste trabalho. À Universidade Tecnológica Federal do Paraná *campus* Campo Mourão, pela disposição de sua estrutura e acervo bibliográfico.

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

WESTPHAL, Boris Hugo. DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CC-CC DE 500 W COM SAÍDA VARIÁVEL ATÉ 300 V. Trabalho de Conclusão de Curso – Bacharelado em Engenharia Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Campo Mourão 2015.

O presente trabalho é direcionado ao estudo e desenvolvimento de um conversor CC-CC de 500 W, com saída variável até 300 V. É apresentada uma análise a respeito dos conversores CC-CC, além do método de acionamento das chaves conhecido como modulação por largura de pulso (*PWM*). A partir do projeto do transformador, pôde-se dimensionar o núcleo de ferrite, determinar os condutores elétricos, o número de espiras dos enrolamentos, as chaves semicondutoras, os diodos e o filtro de saída. O intuito deste projeto é possibilitar o seu uso em diversas aplicações, visando servir como fonte local de energia com potência regulada. Em pesquisas futuras a fonte desenvolvida poderá ser usada para simular painéis fotovoltaicos ou geradores eólicos de energia. Por fim será disponibilizado para o curso de engenharia eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR campus Campo Mourão.

Palavra-chave: Conversor CC-CC, Modulação por largura de pulso, Eletrônica de Potência, Alta Frequência.

ABSTRACT

WESTPHAL, Boris Hugo. DEVELOPMENT OF A 500W DC-DC CONVERTER WITH OUTPUT RANGE UP TO 300 V Trabalho de Conclusão de Curso – Bacharelado em Engenharia Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Campo Mourão 2015.

This work is directed to the study and development of a 500 W DC-DC converter, with output range up to 300 V. It is presented an analysis about the DC-DC converters, in addition of method of the switch known as pulse-width modulation (PWM). From the transformer design, became possible to determine the size of the ferrite core, define the electrical conductors, the number of turns of the windings, the switches, diodes and the output filter. The purpose of this project is to enable its use in diverse applications, aiming to serve as the local energy supply with regulated power. In future research the source developed would be used to simulate photovoltaic panels or wind energy generators. Lastly will be available for the course of electronic engineering at Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR campus Campo Mourão.

Keywords: DC-DC Converter, Pulse-Width Modulation, Power Eletronics, High Frequency.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Visão geral de uma fonte chaveada isolada.....	4
Figura 2 – Topologias típicas de fontes de alimentação lineares.....	13
Figura 3 – Topologia típica de uma fonte chaveada.....	14
Figura 4 – Modulação por largura de pulso (PWM).....	15
Figura 5 – Sinal de referência para conversores CC-CC.	16
Figura 6 – Geração do sinal modulado.	16
Figura 7 – Geração do sinal complementar em conjunto com tempo morto.	17
Figura 8 – Conversor Buck.....	19
Figura 9 – Principais formas de onda do conversor <i>Buck</i>	20
Figura 10 – Conversor Boost.....	21
Figura 11 – Principais formas de onda do conversor <i>Boost</i>	22
Figura 12 – Conversor Buck-Boost.	22
Figura 13 – Principais formas de onda do conversor Buck-Boost.....	23
Figura 14 – Conversor Forward.....	24
Figura 15 – Principais formas de onda do conversor <i>Forward</i>	25
Figura 16 – Conversor <i>Push-Pull</i>	26
Figura 17 – Principais formas de onda do conversor Push-Pull.....	27
Figura 18 – Conversor Flyback.	28
Figura 19 – Principais formas de onda do conversor Flyback.	29
Figura 20 – Circuito simplificado da fonte de alimentação chaveada baseada no conversor Full-Bridge.	30
Figura 21 – Esquema simplificado do estágio de entrada.....	31
Figura 22 – Formas de onda do estágio de entrada, a) Tensão de entrada proveniente da rede elétrica de distribuição, b) Tensão retificada e c) Corrente retificada.....	32

Figura 23 – a) Forma de onda da tensão de entrada proveniente da rede elétrica de distribuição e b) Forma de onda da tensão retificada após o filtro capacitivo.	33
Figura 24 – Modelo simplificado do conversor Full-Bridge.	35
Figura 25 – Principais formas de onda do conversor, a) Tensão nas chaves IGBT_1 e IGBT_4, b) Tensão nas chaves IGBT_2 e IGBT_3, c) Tensão no primário do transformador de alta frequência, d) Tensão no filtro de saída e e) Corrente no indutor do filtro de saída (i_{Lo}) e na saída do conversor (i_o).....	36
Figura 26 – Primeira etapa: IGBT_1 e IGBT_4 em condução permitindo transferência direta de potência da entrada para saída do conversor.	37
Figura 27 – Segunda etapa: nenhuma das chaves estão em condução.....	38
Figura 28 – Terceira etapa: IGBT_2 e IGBT_3 em condução permitindo transferência direta de potência da entrada para saída do conversor.	38
Figura 29 – Quarta etapa: nenhuma das chaves estão em condução.	39
Figura 30 – Diagrama de blocos do sistema de controle.	54
Figura 31 – Controlador PID utilizado.	55
Figura 32 – Gráfico da função transferência do circuito integrado ACS712.....	56
Figura 33 – Divisor de tensão presente na saída da fonte.	56
Figura 34 – Encapsulamento do circuito integrado SG3524N.....	57
Figura 35 – Circuito integrado SG3524N.	58
Figura 36 – Protótipo implementado da fonte de alimentação baseado no conversor Full-Bridge com modulação por largura de pulso.	62
Figura 37 – Pontos de onde foram retiradas as medidas de tensão e corrente do protótipo implementado.....	63
Figura 38 – Esquemático completo do processo de realimentação de tensão e corrente em conjunto com o circuito do controlador SG3524N.	65
Figura 39 – Razão cíclica máxima e mínima do conversor, a) – Razão cíclica mínima, no qual o canal 1 apresenta o sinal de acionamento do IGBT_1 e do IGBT_4 e o canal 2 o sinal de acionamento do IGBT_2 e IGBT_3 e b) Razão cíclica máxima, onde o	

canal 1 apresenta o sinal de acionamento do IGBT_1 e do IGBT_4 e o canal 2 o sinal de acionamento do IGBT_2 e IGBT_3.	66
Figura 40 – Esquemático completo do processo de proteção do protótipo.	66
Figura 41 – Tensão e corrente presentes na saída do conversor no momento em que há mudança de estado do nível lógico no pino 11 do driver.	67
Figura 42 – Esquemático completo do inversor em ponte completa.	68
Figura 43 – Formas de onda presentes na entrada do conversor Full-Bridge. O canal 1 apresenta o nível de tensão, enquanto o canal 2 apresenta o nível de corrente no mesmo ponto.	68
Figura 44 – Formas de onda presentes no enrolamento primário do transformador. O canal 1 apresenta o nível de tensão, enquanto o canal 2 apresenta o nível de corrente no mesmo ponto.	69
Figura 45 – Transformador de isolamento do protótipo.	70
Figura 46 – Esquemático completo do retificador de potência.	70
Figura 47 – Formas de onda presentes no enrolamento secundário do transformador. O canal 1 apresenta o nível de tensão dividido por dividido por dois, devido a necessidade de utilizar um divisor de tensão para colher o resultado, enquanto o canal 2 apresenta o nível de corrente no mesmo ponto.	71
Figura 48 – Formas de onda após o retificador sem o filtro de saída. O canal 1 apresenta o nível de tensão, enquanto o canal 2 apresenta a corrente no mesmo ponto.	72
Figura 49 – Formas de onda de saída do conversor. O canal 1 apresenta a tensão de saída do protótipo, enquanto o canal 2 apresenta a corrente de saída entregue à carga.	72
Figura 50 – Esquemático completo do estágio de entrada.	73
Figura 51 – Formas de onda presentes na entrada do estágio de entrada. O canal 1 apresenta a tensão de entrada do protótipo, enquanto o canal 2 apresenta a corrente no mesmo ponto.	74

Figura 52 – Formas de onda presentes na saída do estágio de entrada. O canal 1 apresenta o nível de tensão, enquanto o canal 2 apresenta o nível de corrente no mesmo ponto.....	74
Figura 53 – Formas de onda de saída do conversor acoplado ao estágio de entrada. O canal 1 apresenta a tensão de saída do protótipo, enquanto o canal 2 apresenta a corrente de saída entregue à carga.	75
Figura 54 – Esquemático completo do processo de realimentação de tensão e corrente em conjunto com o circuito do controlador SG3524N.	80
Figura 55 – Esquemático completo do processo de proteção do protótipo.....	81
Figura 56 – Esquemático completo do inversor em ponte completa.	82
Figura 57 – Esquemático completo do retificador de potência e filtro.	83
Figura 58 – Esquemático completo do estágio de entrada.	84

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Especificações do conversor Full-Bridge.....	40
Tabela 2: Especificações do transformador.	42
Tabela 3: Especificações do núcleo MTT139EE6527.	42
Tabela 4: Especificações do fio condutor #25AWG.	46
Tabela 5: Especificações do indutor do filtro de saída.	49
Tabela 6: Especificações do núcleo MTT139EE6527	50
Tabela 7: Especificações de operação do conversor Full-Bridge.....	64
Tabela 8: Especificações de operação do estágio de entrada.	73
Tabela 9: Especificações de operação do protótipo acoplado ao estágio de entrada.	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>NTC</i>	<i>Negative temperature coefficient</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse width modulation</i>
PI	Proporcional integral
<i>RMS</i>	<i>Root mean square</i>
UTFPR	Universidade Tecnológica do Paraná

LISTA DE SÍMBOLOS

α_{ic}	Profundidade de penetração de corrente no condutor
$\Delta B_{m\acute{a}x}$	Varição da densidade de fluxo máxima
ΔV_c	Tensão de <i>Ripple</i>
δ	Razão cíclica
μ_r	Permeabilidade do ar
μ_0	Permeabilidade relativa
η	Rendimento do conversor
A_e	Área efetiva do núcleo
A_{eLo}	Área efetiva de cobre no indutor
A_{epri}	Área efetiva de cobre do enrolamento primário
A_{esec}	Área efetiva de cobre do enrolamento secundário
A_{ok}	Área da secção transversal de cobre
A_p	Produto entre as áreas do núcleo
A_w	Área da janela do núcleo
C_b	Capacitor de acoplamento
C_o	Capacitor de saída
C_p	Constante de operação do transformador
D_{efmin}	Razão cíclica efetiva mínima do conversor
D_{ok}	Diâmetro do condutor
f_{ond}	Frequência de ondulação após a retificação
f_{rede}	Frequência da tensão da rede
f_s	Frequência de chaveamento
$i_{c_{pk}}$	Corrente de pico máxima no coletor
i_{efin}	Corrente máxima de entrada
$i_{in_{pk}}$	Corrente de pico máxima no primário do transformador
i_L	Corrente no indutor
i_o	Corrente de saída
$i_{o_{pk}}$	Corrente de pico de saída
$J_{m\acute{a}x}$	Densidade de corrente máxima
K_{i_c}	Ganho integral do controlador
K_p	Fator de utilização do primário
K_{p_c}	Ganho proporcional do controlador
K_t	Fator da topologia <i>Full-Bridge</i>
K_u	Fator de utilização da janela do núcleo
L_g	Entreferro do indutor
L_{gEE}	Entreferro nominal

L_o	Indutor de saída
L_p	Indutância do enrolamento primário
L_s	Indutância do enrolamento secundário
N_{condLo}	Número de condutores em paralelo no indutor
$N_{condpri}$	Número de condutores em paralelo no primário do transformador
$N_{condsec}$	Número de condutores em paralelo no secundário do transformador
N_{Lo}	Número de espiras no indutor
N_p	Número de espiras no primário do transformador
N_s	Número de espiras no secundário do transformador
P_{in}	Potência de entrada
P_o	Potência de saída
T_k	Temperatura em <i>Kelvin</i>
T_m	Tempo morto
T_{on}	Largura de pulso
T_s	Período de chaveamento
V_{CE}	Tensão coletor-emissor
V_{diodo}	Queda de tensão no diodo
$V_{diodomáx}$	Tensão máxima no diodo
$V_{diodorev}$	Tensão reversa do diodo
V_e	Sinal de erro
V_{in}	Tensão de entrada da rede de distribuição elétrica
V_{inrm}	Tensão de entrada da realimentação
V_{GE}	Tensão <i>gate</i> -emissor
V_{MF}	Queda de tensão nas chaves
V_o	Tensão de saída
V_p	Tensão no primário do transformador
V_{pk}	Tensão de entrada do conversor
V_s	Tensão no secundário do transformador

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE TABELAS

LISTA DE SIGLAS

LISTA DE SÍMBOLOS

1 INTRODUÇÃO	2
1.1 Tema.....	2
1.1.1 Delimitação do tema	2
1.2 Problemas e premissas	6
1.3 Objetivos	7
1.3.1 Objetivos gerais	7
1.3.2 Objetivos específicos.....	7
1.4 Justificativa	8
1.5 Procedimentos metodológicos.....	9
1.6 Estrutura do trabalho.....	11
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	12
2.1 Fontes de tensão	12
2.1.1 Fontes ferro-ressonantes	13
2.1.2 Fontes lineares	13
2.1.3 Fontes chaveadas	14
2.2 Modulação por largura de pulso – <i>PWM (pulse width modulation)</i>	15
2.3 Conversores CC-CC	17
2.3.1 Conversores CC-CC não isolados.....	18
2.3.1.1 Conversor <i>Buck</i> – abaixador de tensão	19
2.3.1.2 Conversor <i>Boost</i> – elevador de tensão	20
2.3.1.3 Conversor <i>Buck-Boost</i>	22
2.3.2 Conversores CC-CC isolados	24
2.3.2.1 Conversor <i>Forward</i>	24
2.3.2.2 Conversor <i>Push-Pull</i>	26
2.3.2.3 Conversor <i>Flyback</i>	27
2.3.2.4 Conversor <i>Full-Bridge</i>	29
3 PROTÓTIPO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO BASEADO NO CONVERSOR <i>FULL-BRIDGE</i> COM MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO	30

3.1 Estágio de entrada CA-CC.....	31
3.1.1 Retificador monofásico de onda completa em ponte	32
3.1.2 Filtro capacitivo do retificador.....	33
3.2 Análise qualitativa do conversor <i>Full-Bridge</i> CC-CC com modulação por largura de pulso	34
3.2.1 Princípios operacionais	34
3.2.2 Formas de onda teóricas do conversor	35
3.2.3 Etapas de funcionamento do conversor	37
3.3 Análise quantitativa do conversor <i>Full-Bridge</i> CC-CC com modulação por largura de pulso	39
3.3.1 Especificações do conversor.....	39
3.3.2 Dimensionamento dos <i>IGBTs</i> de potência.....	41
3.3.3 Dimensionamento do transformador	41
3.3.3.1 Determinação do núcleo do transformador.....	41
3.3.3.2 Relação de transformação do transformador	43
3.3.3.3 Cálculo do número de espiras	43
3.3.3.4 Cálculo dos condutores.....	44
3.3.3.5 Cálculo das indutâncias do transformador.....	47
3.3.4 Diodos retificadores de saída	48
3.3.5 Dimensionamento do filtro de saída.....	48
3.3.5.1 Cálculo do indutor	48
3.3.5.2 Determinação do núcleo do indutor	49
3.3.5.3 Cálculo do número de espiras do indutor.....	50
3.3.5.4 Cálculo dos condutores do indutor.....	51
3.3.5.5 Cálculo do entreferro do indutor	51
3.3.5.6 Cálculo do capacitor	52
3.4 Lógica de controle e proteção	53
3.4.1 Método de controle	53
3.4.2 Realimentação de corrente.....	55
3.4.3 Realimentação de tensão	56
3.4.4 Controlador SG3524N	57
3.4.4.1 Oscilador	59
3.4.4.2 Limitador de corrente de saída	59
3.4.4.3 Amplificador de erro.....	59
3.4.4.4 Comparador <i>PWM</i>	60
3.4.4.5 Estágio de saída.....	60

3.4.4.6 Método de proteção.....	60
4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	62
4.1 Conversor <i>Full-Bridge</i> CC-CC com modulação por largura de pulso	64
4.1.1 Acionamento e proteção	64
4.1.2 Inversor em ponte completa	67
4.1.3 Retificador de potência e filtro d saída.....	70
4.2 Estágio de entrada	73
4.3 Conversor <i>Full-Bridge</i> CC-CC com modulação por largura de pulso acoplado ao estágio de entrada.....	75
5 CONCLUSÃO GERAL	76
REFERÊNCIAS	78
Apêndice A – ESQUEMÁTICOS FINAIS DO CONVERSOR FULL-BRIDGE CC-CC COM MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO.....	80
A.1 CONTROLE	80
A.2 PROTEÇÃO	81
A.3 INVERSOR EM PONTE COMPLETA	82
A.4 RETIFICADOR DE POTÊNCIA E FILTRO DE SAÍDA	83
Apêndice B – ESQUEMÁTICO FINAL DO ESTÁGIO DE ENTRADA.....	84

1 INTRODUÇÃO

1.1. TEMA

Desenvolvimento de um conversor CC-CC com potência de 500 W, controlada analogicamente com saída regulada e ajustável até 300 V. Por fim, este projeto será disponibilizado para uso em trabalhos e pesquisas desenvolvidas no departamento de Engenharia Eletrônica.

1.1.1. DELIMITAÇÃO DO TEMA

No último século o uso da energia elétrica proporcionou melhoria na qualidade de vida dos seres humanos. O constante avanço tecnológico tornou possível a disponibilização de eletricidade à grande parte da sociedade, o qual desencadeou inúmeras inovações com intuito de proporcionar maior comodidade à população mundial. Assim, levando em consideração a grande dependência em relação a este recurso, como também a necessidade de atender à crescente demanda tecnológica, a área da microeletrônica foi a que mais se destacou no último século.

De acordo com Mehl (2004), um dos fatos mais marcantes está relacionado ao descobrimento do efeito transistor bipolar em 1947 pela companhia Bell Labs. Fundamentada sob a liderança de William Shockley, esta tecnologia acarretou o surgimento de diversas empresas com intuito de investir e lucrar neste ramo, proporcionando o desenvolvimento de diversas pesquisas em busca de possíveis inovações. Em 1958 houve a descoberta de um novo processo de fabricação de transistores, conhecido como processo planar. Robert Noyce no mesmo ano aprimorou este método, tornando possível a fabricação do primeiro circuito integrado (CI), fato fundamental para a eletrônica, já que este processo, com algumas melhorias, ainda é o utilizado atualmente.

O surgimento dos CI's proporcionaram uma enorme revolução em relação aos equipamentos eletrônicos. Então, com a necessidade de suprir a demanda por estes equipamentos, o estudo a respeito de aproveitamento e conseqüentemente redução

de perdas durante determinado processo, tornou-se uns dos principais assuntos tecnológicos atuais, principalmente na área de processamento da energia elétrica.

Atualmente a principal forma de distribuição de energia elétrica é feita através de tensão alternada (CA), a qual requer o uso de conversores de energia que realize a conversão para tensão contínua (CC), visto que a grande maioria dos aparelhos eletro-eletrônicos modernos precisam de tensão contínua estabilizada para seu devido funcionamento. Normalmente este procedimento é realizado por retificadores (conversores CA-CC) e fontes lineares ou chaveadas (conversores CC-CC), sendo que a escolha da fonte é feita de acordo com as necessidades do projeto. No entanto o funcionamento linear resulta em uma baixa eficiência, além de tornar a fonte mais pesada e volumosa, destacando os estudos sobre fontes eficientes que operam com alta frequência de chaveamento ($f_s > 20$ kHz), as quais estão presentes em (BARBI, 2004).

A ideia a respeito das fontes chaveadas não é tão recente quanto parece. Pesquisadores na década de 70 já haviam fundamentado esta possibilidade em teoria, porém os componentes eletrônicos disponíveis na época não acompanhavam tal descoberta. Com a criação dos *MOSFETs* (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* – Transistor de efeito de campo semiconductor de óxido metálico) e *IGBTs* (*Insulated Gate Bipolar Transistor* – Transistor Bipolar de porta isolada) foi possível o desenvolvimento concreto da tecnologia dos conversores CC-CC. Para um melhor entendimento, as etapas de construção de uma fonte chaveada isolada serão descritas posteriormente e podem ser visualizadas conforme o algoritmo presente na figura 1.

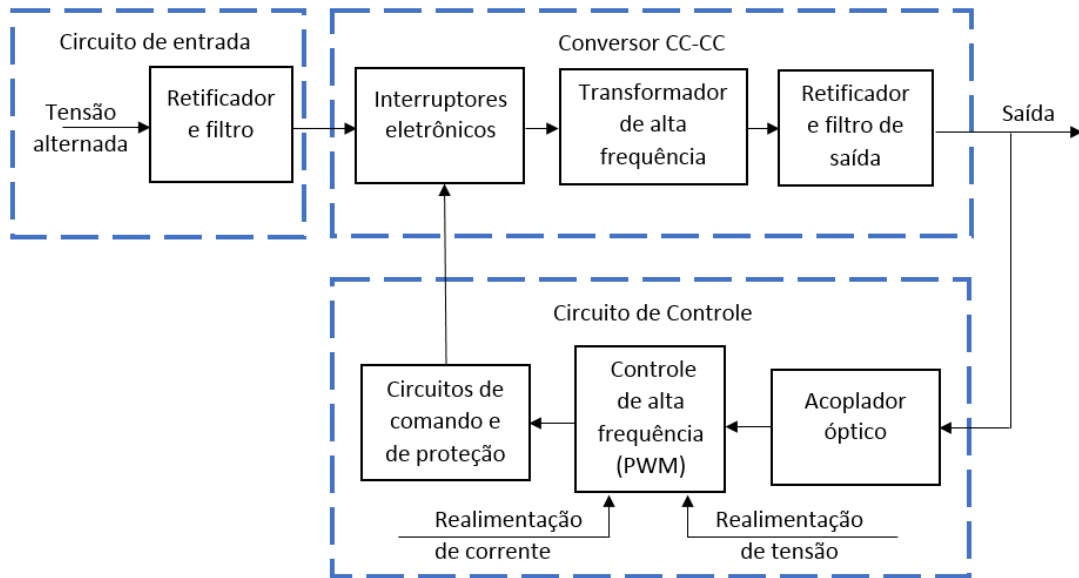


Figura 1 – Visão geral de uma fonte chaveada isolada.

Fonte: Baseado em (MEHL, 2004).

Conforme Pomilio (2014), diversas são as topologias de fontes chaveadas documentadas na literatura científica. Caso seja necessário uma fonte chaveada do tipo não-isolada, os conversores mais comuns são: *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*. Já se a opção for uma fonte chaveada do tipo isolada, os conversores mais conhecidos são: *Flyback*, *Forward*, *Half-Bridge* e *Full-Bridge*. Outras características são essenciais para definição da topologia correta, as quais estão relacionadas ao nível de potência manipulada pelo dispositivo.

Na maior parte dos casos, o circuito de entrada é alimentado com tensão alternada proveniente da rede elétrica. Então, é necessário um estágio de entrada que proporcione tensão contínua ao conversor, este procedimento é feito de forma direta através de um retificador não controlado seguido de um filtro capacitivo. O filtro tem a finalidade de eliminar ao máximo o nível de ondulação presente na tensão retificada.

Ao chegar à parte do conversor, é necessário escolher a topologia mais apropriada, o que implicará na quantidade de interruptores eletrônicos necessários ao projeto e na forma de acionamento destes dispositivos. Nas fontes mais antigas, as quais operam com baixa frequência de chaveamento, são utilizados os transistores bipolares. Entretanto, os equipamentos mais modernos geralmente utilizam *MOSFETs* ou *IGBTs* de potência como interruptores, visto que estes elementos conseguem operar em alta frequência e com baixas perdas, podendo simplificar o circuito de acionamento, já que apresentam alta impedância de entrada.

Considerando que as fontes chaveadas operam com um princípio de carga e descarga da energia armazenada em elementos passivos como indutores e capacitores, o aumento na frequência de chaveamento possibilita uma redução considerável no peso e no volume destes elementos. Ou seja, a cada ciclo de chaveamento a energia é armazenada em algum dispositivo (capacitor, indutor ou transformador – de acordo com a topologia adotada) para ser transmitida à carga.

A escolha do transformador de isolamento da fonte chaveada deve considerar a capacidade de abaixar ou elevar a tensão proveniente dos interruptores para o nível adequado na saída, além de permitir isolamento elétrico entre a saída da fonte e a rede elétrica. Já em relação a aspectos físicos do transformador, é preciso realizar inúmeras considerações a respeito do objetivo do projeto, como por exemplo, qual será a aplicação e valor de frequência adotada. Então ao se trabalhar em alta frequência, o mais indicado é a escolha de um núcleo de ferrite, o qual apresenta grande permeabilidade magnética, permitindo obter indutâncias de valores elevados com volume reduzido de material (LIMA, 1999).

A escolha adequada do núcleo de ferrite pode ocasionar ainda uma blindagem contra campos paralelos, minimizar campos dispersos e reduzir a indutância de dispersão. A grande desvantagem do ferrite é que o núcleo é menos robusto que os de outros materiais e fica suscetível e quebra por choques mecânicos (LIMA, 1999). Finalizando a etapa do conversor, a tensão pulsante disponível na saída do transformador deve ser retificada e posteriormente filtrada, disponibilizando tensão contínua à carga conectada na saída da fonte.

Segundo Ogata (2010), o sistema de controle tem como objetivo garantir que seja produzida a potência desejada na saída do conversor, além de operação estável e bom desempenho dinâmico. Entretanto, devido o conversor ser um sistema não-linear, é necessário realizar a linearização em torno de um ponto de operação, podendo ser aplicadas as bem conhecidas técnicas de controle linear.

Um acoplador óptico é usado para transmitir o sinal de realimentação para o sistema de controle, isolando o circuito de saída do circuito de entrada. Normalmente os sinais de acionamento dos interruptores são obtidos através de um modulador do tipo *PWM* (*Pulse Width Modulator*), o qual tem sua largura de pulso de saída controlada por um sinal de controle. Este sinal é gerado pela diferença entre uma amostra de saída da fonte e um valor constante de referência, resultando em um sinal

de erro que é tratado pelo sistema de controle. Ou seja, caso a fonte esteja com um valor na saída diferente do valor de referência, o interruptor recebe um comando de ajuste da largura de pulso, mantendo constante o valor de saída da fonte. Por último, visando evitar eventuais problemas de funcionamento, como também curtos-circuitos indevidos, geralmente é aplicado um sistema de proteção a partir de circuitos de controle paralelos, os quais atuam sobre os interruptores eletrônicos.

1.2. PROBLEMAS E PREMISAS

As fontes chaveadas são utilizadas quando há necessidade de um alto rendimento e/ou quando é preciso uma alta potência em sua saída, baixo peso e menor volume. Pensando nisso o mercado atual disponibiliza diversas opções de fontes chaveadas, as quais são projetadas em função de uma determinada carga, tendo um valor fixo de tensão na saída. Entretanto, quando utilizadas em outras aplicações, ou por questões de mau dimensionamento das chaves, ou por características construtivas, é possível que ocorra certas deficiências em seu funcionamento, ocasionando sobrecarga nas chaves e demais dispositivos internos, principalmente se a escolha da topologia do conversor não for compatível com o nível de potência necessário. Então, em fontes chaveadas isoladas de alta potência, a tensão que cada interruptor deve suportar pode ser muito elevada, sendo indispensável uma criteriosa análise de topologias para determinar a melhor alternativa a ser adotada.

De acordo com a escolha do conversor, as chaves eletrônicas ficam sujeitas a atuarem com seus respectivos terminais de controle (*gate*) não referenciados ao terra do circuito. Portanto, acabam sendo necessárias diversas manipulações que contornem esta falha de operação.

Já em relação ao sistema de acionamento destes interruptores (circuitos de *driver*), o tempo de subida da corrente de coletor (i_C), juntamente com o de tensão entre os terminais *gate-emissor* (V_{GE}) devem ser os menores possíveis, com o intuito de minimizar as perdas de comutação no processo de condução das chaves. Para isto, a impedância de saída do sistema de comando deve ser baixa o suficiente para gerar um pico de corrente capaz de carregar rapidamente os capacitores de entradas (capacitância de *Miller*) dos interruptores (PADILHA, 2006).

Em geral as fontes chaveadas apresentam duas malhas de controle, uma malha rápida interna que regula a corrente no elemento magnético e uma malha externa de tensão que regula a tensão de saída. Porém, em determinadas aplicações pode ser necessário controlar a corrente de saída ao invés da tensão. Em fontes convencionais, tal troca de malhas externas não é possível.

1.3. OBJETIVOS

1.3.1. OBJETIVOS GERAIS

O estudo e desenvolvimento de um conversor CC-CC, com saída variável até 300 Volts, com 500 Watts de potência máxima. O intuito deste projeto é possibilitar o seu uso em diversas aplicações, visando servir como fonte local de energia com potência regulada. Em pesquisas futuras a fonte desenvolvida poderá ser usada para simular painéis fotovoltaicos ou geradores eólicos de energia. Por fim será disponibilizado para o curso de engenharia eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR *campus* Campo Mourão.

1.3.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Levantar, de forma preliminar, as características das fontes de alimentação mais utilizadas;
- Elaborar as etapas de desenvolvimento do circuito de entrada da fonte adotada;
- Desenvolver as etapas de construção de um conversor CC-CC, utilizando a topologia adotada;
- Elaborar o circuito de controle analógico do conversor CC-CC;
- Examinar a existência de possíveis ruídos que possam prejudicar o desempenho da fonte visando sua eliminação com filtros;
- Montar um protótipo baseado em projetos preexistentes e incrementar possíveis melhorias;

- Com auxílio de equipamentos como multímetros, osciloscópios, entre outros, determinar se o seu funcionamento está correspondendo com a proposta inicial;
- Fundamentar os resultados finais através de equipamentos e se necessário realizar ajustes e mudanças;
- Disponibilizar o projeto como material didático para o curso de engenharia eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR campus Campo Mourão.

1.4. JUSTIFICATIVA

De acordo com os conceitos de modernização, avanço tecnológico e crescente demanda comercial, o estudo e desenvolvimento de fontes chaveadas vêm tendo um aumento significativo em comparação com outras áreas da engenharia. Esta metodologia de chaveamento proporcionou constantes inovações ao mercado atual. Isto foi possível devido ao chaveamento em alta frequência (maior que 20 kHz), o que possibilitou um maior rendimento energético e considerável redução em volume e peso do produto.

Toda esta evolução na área de eletrônica de potência, especialmente em fontes de alimentação foi um dos fatores fundamentais para a escolha deste projeto. Levando em consideração diversos artigos e livros de especialistas na área, a topologia escolhida se teve através de aspectos e parâmetros essenciais para se garantir o devido funcionamento. Portando, de acordo com Lourenço (1994), ao ser necessário atingir uma alta potência de saída, a opção adotada deve proporcionar um baixo esforço de tensão sobre as chaves.

Então como grande diferencial, quando comparada à fontes de alimentação comerciais, este trabalho traz a possibilidade de ajuste, no qual será desenvolvido um sistema de controle analógico que permitirá ao usuário escolher a tensão de saída desejada, porém com limite máximo de 300 V.

A ideia de disponibilizar o presente trabalho para uso didático na Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR campus Campo Mourão foi outro fator relevante para a escolha do tema. Devido ao curso de engenharia eletrônica ser recente neste campus, ainda há certa carência no aspecto de equipamentos, sendo

interessante a disponibilização desta fonte chaveada, já que esta pode ser utilizada em diversas aplicações.

1.5. PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

Este trabalho será dividido em cinco etapas específicas de desenvolvimento, as quais serão fundamentadas por meio de pesquisas, simulações, confecção do protótipo, ensaios e testes. A fundamentação teórica será realizada a partir de revisões bibliográficas relacionadas ao tema, analisando as diversas formas de desenvolvimento de uma fonte chaveada. Em relação às simulações, a princípio serão feitas por meio dos *softwares* ALTIUM®, PSIM® e MATLAB®, porém caso necessário outras ferramentas poderão ser utilizadas. Já a confecção do protótipo, os ensaios e testes serão desenvolvidos com auxílio de diversos equipamentos (osciloscópio, multímetros, fontes, dentre outros), os quais estão disponíveis em laboratórios do Departamento Acadêmico de Eletrônica – DAELN da Universidade Federal Tecnológica do Paraná – UTFPR *campus* Campo Mourão.

1ª Etapa: Revisão Bibliográfica

Para o desenvolvimento do trabalho, primeiramente será necessário um levantamento bibliográfico sobre o assunto, a partir de diversas fontes literárias, como também projetos relacionados ao tema requerido. Além disso, serão colocados em prática conhecimentos adquiridos ao longo de todo o curso de engenharia eletrônica.

2ª Etapa: Fundamentação do projeto proposto

Esta etapa estará dividida em quatro fases, as quais são:

- Elaboração do sistema de entrada de energia. Por ser uma fonte chaveada alimentada por tensão alternada proveniente da rede elétrica será necessário o desenvolvimento de um circuito de retificação da tensão de entrada.
- Esta fase ficará responsável pela fundamentação do conversor CC-CC, apresentando cálculos necessários para a determinação dos

componentes eletrônicos que atenda os objetivos do projeto. Ainda será necessário o dimensionamento de um transformador que opere em alta frequência e consiga elevar a tensão para o valor desejado, além de permitir isolamento elétrico entre a saída da fonte e a rede elétrica. Por fim será realizada a retificação da tensão de saída do transformador, disponibilizando tensão contínua à carga.

- Desenvolvimento do sistema de controle, o qual será feito através de um modulador do tipo *PWM* tendo sua largura de pulso controlada por um sinal de controle. Nesta fase será definido qual circuito integrado a ser utilizado, além de conter o projeto dos controladores lineares empregados.

- Elaboração dos *hardwares* responsáveis pela filtragem dos possíveis ruídos proveniente de cada processo do projeto. Também serão realizadas diversas considerações a fim de chegar à escolha da topologia de filtro mais apropriada, além de apresentar os devidos cálculos que resultarão nos valores corretos dos componentes a serem utilizados.

3ª Etapa: Construção e testes

Nesta etapa, primeiramente serão realizadas diversas simulações via *softwares*, para checar o funcionamento do protótipo. Após a realização de todos os testes por meio de *softwares*, será iniciada a construção de um protótipo seguindo toda a fundamentação realizada na etapa anterior. Por fim, ao ter o resultado em mãos, novas avaliações serão realizadas para conferência de seu funcionamento, assim permitindo possíveis melhorias, caso necessário.

4ª Etapa: Resultados finais

Nesta etapa serão apresentados os resultados finais do projeto, os quais serão fundamentados com o auxílio de equipamentos disponíveis em laboratório. Estarão presentes os objetivos alcançados, como também as dificuldades encontradas ao decorrer do trabalho, além de demonstrar de forma didática toda a metodologia adotada.

5ª Etapa: Conclusão

Nesta última etapa estarão presentes as conclusões finais a respeito do projeto juntamente com discussões e/ou possíveis melhorias. Por fim, ao se atingir todos os objetivos o protótipo será disponibilizado como material didático para o curso de engenharia eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR *campus* Campo Mourão.

1.6. ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente trabalho será composto por quatro capítulos, onde será descrito detalhadamente os procedimentos adotados ao longo do projeto. O primeiro capítulo será destinado à parte introdutória do assunto, no qual serão discutidos diversos aspectos históricos e revisões bibliográficas, com intuito de justificar a escolha do tema. O segundo capítulo ficará responsável pelo desenvolvimento do trabalho, onde serão descritos os procedimentos realizados, simulações, cálculos, ensaios, problemas e possíveis soluções, os quais tornarão possível a realização do projeto. O terceiro capítulo será constituído pelos resultados finais, realizando análises quantitativas e qualitativas do protótipo desenvolvido. Por fim o quarto capítulo será composto pela conclusão do projeto, na qual serão apresentados os objetivos alcançados e discussões finais.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo será apresentado um estudo a respeito das fontes de alimentação, seguindo a evolução da eletrônica de potência. Serão apresentados os tipos de fontes de tensão, propostas na literatura, destacando as fontes chaveadas e a técnica de modulação por largura de pulso (*PWM – pulse width modulation*) utilizada na maior parte destes dispositivos.

2.1. FONTES DE TENSÃO

Estes dispositivos tem como finalidade a transformação da tensão alternada proveniente da rede pública de energia elétrica em tensão contínua estabilizada para alimentação de grande parte dos aparelhos eletrônicos atuais. As fontes de alimentação se dividem em três grupos distintos, as fontes ferro-ressonantes baseadas no princípio de ferro-ressonância. As fontes lineares, as quais geralmente utilizam um transformador que reduz o nível de tensão da rede, além de promover isolamento elétrica entre a entrada e a saída do sistema. Por fim, as fontes chaveadas que realizam o processo de retificação diretamente da rede elétrica, e os níveis de tensão CC são regulados através de conversores CC-CC (POMILIO, 2014).

Considerando um comportamento ideal, as fontes de alimentação devem atender as seguintes funções, levando em conta o baixo custo e o alto rendimento:

- Retificação: conversão da tensão CA disponibilizada pela rede pública de energia elétrica em tensão CC;
- Filtragem: eliminar ao máximo o *ripple* da tensão retificada;
- Transformação: elevar ou abaixar a tensão retificada para o nível de tensão CC desejada;
- Proteção: evitar que eventuais picos de tensão na entrada atinjam a saída, ou ainda danifique o comportamento da fonte;
- Regulação: manter o nível de tensão na saída constante, mesmo se houver variações na rede e/ou na carga.

2.1.1. FONTES FERRO-RESSONANTES

As fontes ferro-ressonantes são dispositivos compostos basicamente por um transformador operando com o enrolamento secundário saturado, visto que seu núcleo tenha mais de um caminho de fluxo magnético. Desta forma a densidade de fluxo no secundário é praticamente constante, tornando a tensão de saída limitada, mesmo com a presença de variações de tensão na entrada. Já o enrolamento primário (não saturado) opera como limitador de corrente devido à indutância em série presente no sistema (POMILIO, 2014).

Embora as fontes ferro-ressonantes tenham um rendimento relativamente alto (até 80%), e baixa complexidade, estes dispositivos têm a desvantagem de serem mais pesadas e volumosas.

2.1.2. FONTES LINEARES

As fontes lineares são utilizadas em aplicações que consomem pouca energia, visto que seu rendimento é baixo (menor que 50%) quando comparado às fontes chaveadas, além de terem maior peso e volume por operarem em baixa frequência. Entretanto as fontes lineares se destacam por sua simplicidade, baixa interferência eletromagnética, além de proporcionarem baixo *ripple* na tensão de saída. A figura 2 apresenta algumas topologias clássicas das fontes lineares.

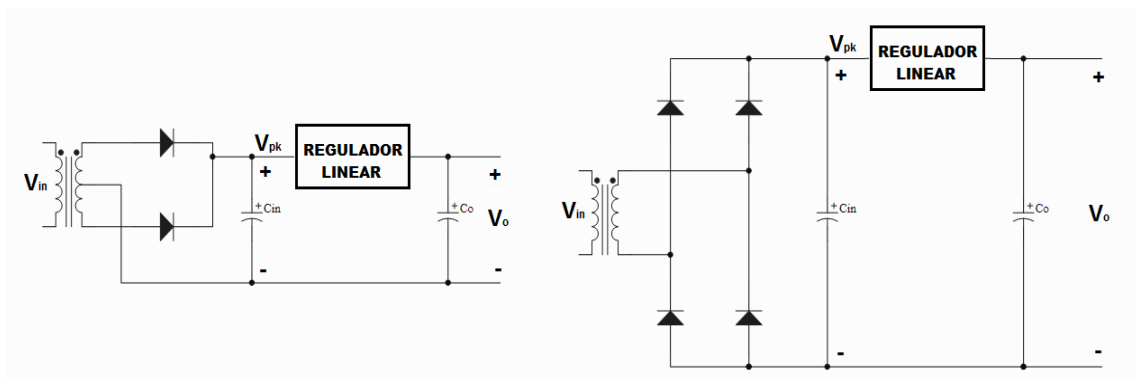


Figura 2 – Topologias típicas de fontes de alimentação lineares.

Fonte: Adaptado de (BARBI, 2001).

Neste caso, há a presença de um transformador que normalmente é usado para diminuir a tensão de entrada conforme necessidades e características da fonte, além

de realizar o isolamento galvânico entre a rede elétrica e a carga. Em seguida é realizado o processo de retificação através de um retificador não controlado (retificador a diodos) seguido por um filtro capacitivo, os quais em conjunto disponibilizam tensão contínua ao sistema. Por fim, o regulador linear de tensão tende a manter a tensão de saída CC no valor desejado, mesmo que ocorram variações de tensão na entrada ou de corrente na carga.

2.1.3. FONTES CHAVEADAS

As fontes chaveadas estão presentes na grande maioria dos aparelhos eletrônicos atuais. A preferência por estes dispositivos é justificada através de seu alto rendimento (até 95%), além de seu menor volume e peso quando comparadas com as fontes lineares de energia. Entretanto o elevado grau de complexidade pode interferir na escolha do método mais apropriado para a fonte de alimentação. A figura 3 demonstra a topologia clássica das fontes chaveadas.

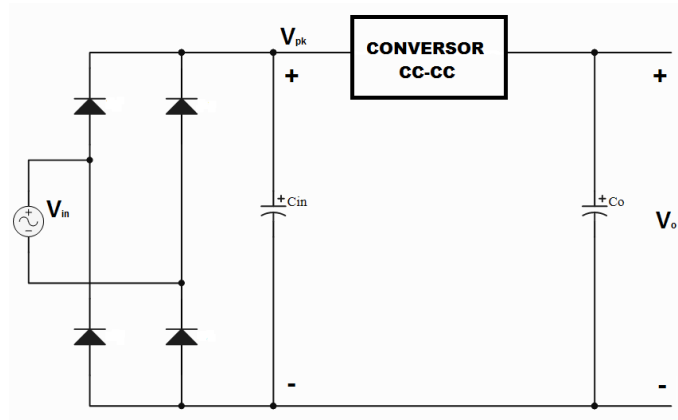


Figura 3 – Topologia típica de uma fonte chaveada.

Fonte: Baseado em (BARBI, 2001).

O processo de retificação, realizado através de um retificador a diodos, seguido de um filtro capacitivo é implementado diretamente à rede de distribuição elétrica, dispensando a necessidade de um transformador. Já o sistema que ajusta a tensão de saída (V_o) para o valor desejado é conhecido como “conversor CC-CC”, o qual, muitos pesquisadores os consideram equivalente às fontes chaveadas, isto por serem muito similares. No entanto os conversores CC-CC fazem parte das fontes chaveadas

2.2. MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO – PWM (PULSE WIDTH MODULATION)

Esta técnica consiste na comparação entre dois sinais de tensão, um de alta frequência (portadora) e o outro de baixa frequência (sinal de erro), resultando em um sinal com largura de pulso variável e frequência fixa. Em outras palavras, a modulação por largura de pulso (PWM) mantém fixo o período (T_s) do sinal, variando a razão cíclica (δ) através do ajuste na largura de pulso (T_{on}) do mesmo (POMILIO, 2014). A figura 4 demonstra de forma mais clara este comportamento.

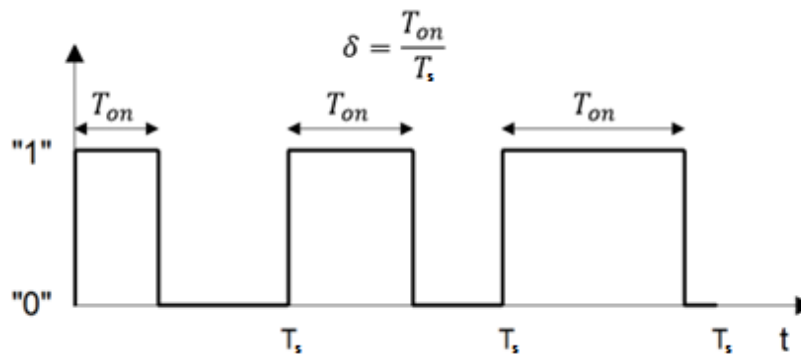


Figura 4 – Modulação por largura de pulso (PWM).

Fonte: Baseado de (POMILIO, 2014).

Este método é bastante utilizado no comando de semicondutores de potência, os quais compõem os conversores de energia chaveados. Através de um processo de realimentação torna-se possível a comparação entre a tensão de saída do sistema e um sinal de referência, a qual resulta em um sinal de erro (V_e) responsável pelo ajuste no nível de tensão de saída do conversor.

Nos conversores CC-CC, a referência deve ser um sinal contínuo, visto que a tensão de saída do conversor requer as mesmas características, conforme a figura 5 (MEZARROBA, 2008).

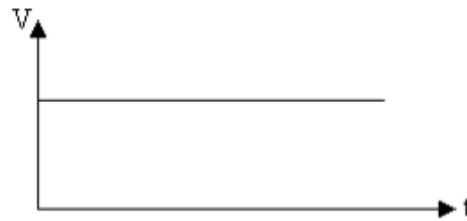


Figura 5 – Sinal de referência para conversores CC-CC.

Fonte: Adaptado de (MEZAROBA, 2008).

No entanto, nos conversores CC-CA o sinal de referência tende a ser senoidal, seguindo as mesmas características que a tensão de saída do conversor (MEZAROBA, 2008).

O sinal de portadora tem o objetivo de definir a razão cíclica, além da frequência de chaveamento do conversor. Nos conversores CC-CA, geralmente é adotado um sinal triangular. Entretanto, nos conversores CC-CC adota-se um sinal dente-de-serra como portadora.

O modulador tem a finalidade de comparar a portadora com o sinal de erro, proporcionando o ajuste na largura de pulso da saída do modulador. A figura 6 ilustra as formas de onda presentes na entrada e na saída do comparador, para um conversor CC-CC.

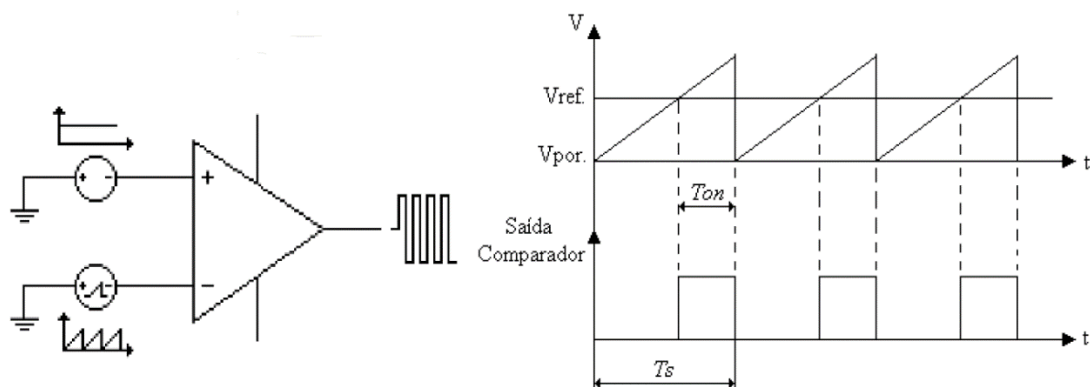


Figura 6 – Geração do sinal modulado.

Fonte: Adaptado de (MEZAROBA, 2008).

Visto que em algumas topologias de conversores há a associação de dois transistores estruturados em braço, presente na figura 7, torna-se necessário a implementação de uma porta lógica NOT que inverta o sinal modulador para um dos

dois interruptores. Desta forma, quando T_1 conduz, T_2 , necessariamente, bloqueia, evitando que ocorra curto-circuito no conversor. Ainda com o intuito de evitar a queima dos interruptores deve-se introduzir um tempo morto (T_m) ao período de comutação, o qual impede a comutação simultânea das chaves eletrônicas de um mesmo braço, proporcionando um melhor funcionamento e maior segurança ao acionamento (MEZARROBA, 2008).

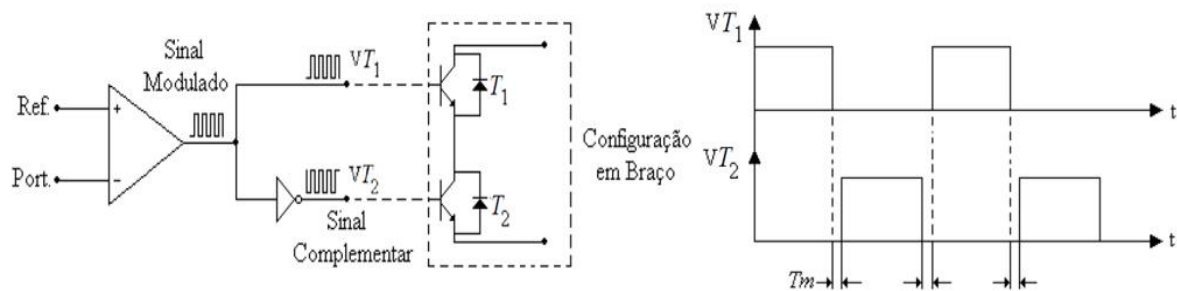


Figura 7 – Geração do sinal complementar em conjunto com tempo morto.

Fonte: Adaptado de (MEZARROBA, 2008).

2.3. CONVERSORES CC-CC

Os conversores CC-CC são dispositivos eletrônicos de potência, empregados na conversão de um nível de tensão contínua para outro. Também conhecidos como reguladores chaveados, utilizam elementos passivos, geralmente indutores e capacitores, responsáveis pelo armazenamento temporário da energia de entrada e da liberação na saída com um nível de tensão distinto, conforme especificações de projeto. Todavia, este processo de armazenamento e liberação é determinado por elementos semicondutores, um ou mais transistores que operam na região de saturação e corte, sob frequências de comutação relativamente altas, ou seja, ligam e desligam rapidamente, com o intuito de manter a tensão de saída estabilizada (MARTINS e BARBI, 2006).

Visto que os conversores CC-CC operam em alta frequência, torna-se possível a diminuição dos elementos passivos, como indutores e capacitores, da fonte. Considerando a topologia do conversor, há a possibilidade da presença de um transformador responsável pelo ajuste de tensão (através da relação de transformação), ou ainda pelo isolamento entre a carga e a rede pública de

distribuição. O núcleo deste transformador normalmente é feito de ferrite, um material mais eficiente em altas frequências, além de mais leve que o ferro laminado.

Grande parte dos conversores CC-CC seguem a técnica de modulação por largura de pulso (*PWM*) devido a sua alta eficiência e simplicidade. Ao ajustar a largura de pulso do sinal de comutação, torna-se possível variar o nível de tensão de saída do conversor. Desta forma é necessária a presença de um controle adequado por realimentação, o qual, quando subtraído a um valor de referência, resulta em um sinal de erro responsável por compensar as variações indesejadas na tensão de saída (BARBI, 2001).

Além de estarem presentes nas fontes chaveadas, os conversores CC-CC também são bastante utilizados em sistemas fotovoltaicos, normalmente são utilizados quando a tensão CC de alimentação de uma determinada carga difere da tensão gerada pelos módulos fotovoltaicos. Ainda podem operar no controle de carga das baterias do sistema, neste caso há a possibilidade de se obter maior precisão no controle de tensão e corrente aplicadas às baterias, proporcionando um melhor aproveitamento no processo de transferência de energia do módulo para a bateria, além de aumentar a vida útil das mesmas.

Segundo Barbi (2001) as topologias de conversores CC-CC são divididas em dois grandes grupos, os conversores CC-CC não isolados e os conversores CC-CC isolados.

2.3.1. CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS

Os conversores CC-CC não isolados recebem esta nomenclatura por dispensarem a presença de um transformador responsável pelo isolamento elétrico entre a rede de distribuição de energia e a carga. São utilizados em aplicações onde não necessitam de grandes relações de transformação no nível de tensão presente entre a saída e a entrada do conversor. Desta forma, estes dispositivos apresentam menor complexidade ao serem implementados quando comparados com os conversores CC-CC isolados.

No desenvolvimento de um conversor CC-CC não isolado, primeiramente, deve-se escolher a topologia mais apropriada conforme as especificações de projeto.

As principais topologias presentes na literatura científica são: *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*.

2.3.1.1. CONVERSOR *BUCK* – ABAIXADOR DE TENSÃO

Nesta topologia de conversor, ilustrada na figura 8, a tensão de saída (V_o) é regulada para um nível inferior ao da tensão de entrada (V_{pk}). Isto é possível devido à utilização de uma chave eletrônica (*MOSFET* ou *IGBT*) com comutação controlada, a qual liga e desliga, periodicamente, a tensão de entrada, resultando em uma tensão de saída mais baixa (MARTINS e BARBI, 2008).

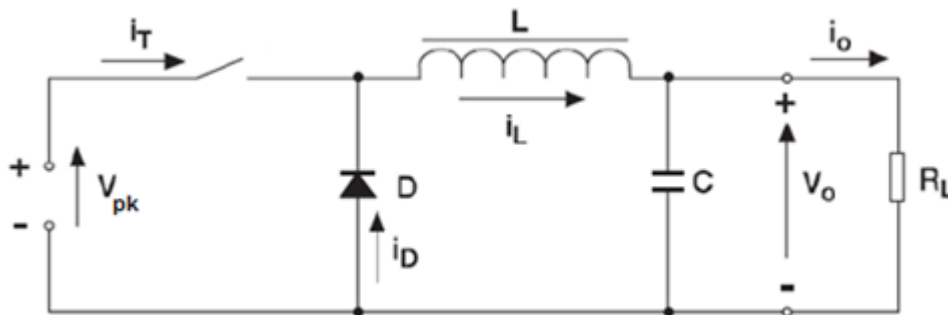


Figura 8 – Conversor *Buck*.

Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

No primeiro caso, quando a chave T estiver conduzindo, o diodo se mantém inversamente polarizado e a energia da fonte é transferida ao indutor L e ao capacitor C. Já no momento que a chave T é desligada, aciona-se o diodo D, agora diretamente polarizado, que mantém o fluxo de corrente devido a energia armazenada no indutor (MARTINS e BARBI, 2006).

Em ambos os casos, enquanto a corrente do indutor (i_L) for maior que a corrente de saída (i_o), a diferença entre as duas é destinada ao carregamento do capacitor. Caso contrário o capacitor se descarrega com intuito de manter constante a corrente da carga.

Interessante ressaltar que o conversor *Buck* tem a possibilidade de operar de duas maneiras diferentes. Modo contínuo, cuja corrente do indutor não chega a zero durante a condução do diodo. Já quando a corrente do indutor chega e/ou ultrapassa zero durante a condução do diodo, é conhecido como modo descontínuo.

A relação entre a entrada e saída no modo contínuo é dada pela equação 1.

$$\frac{V_0}{V_{pk}} = \frac{T_{on}}{T_s} \equiv \delta \quad (1)$$

Onde:

δ → Ciclo ativo ou razão cíclica;

T_s → Período de chaveamento;

T_{on} → Tempo de comutação.

A figura 9 apresenta as principais formas de onda do conversor *Buck* em modo contínuo de operação.

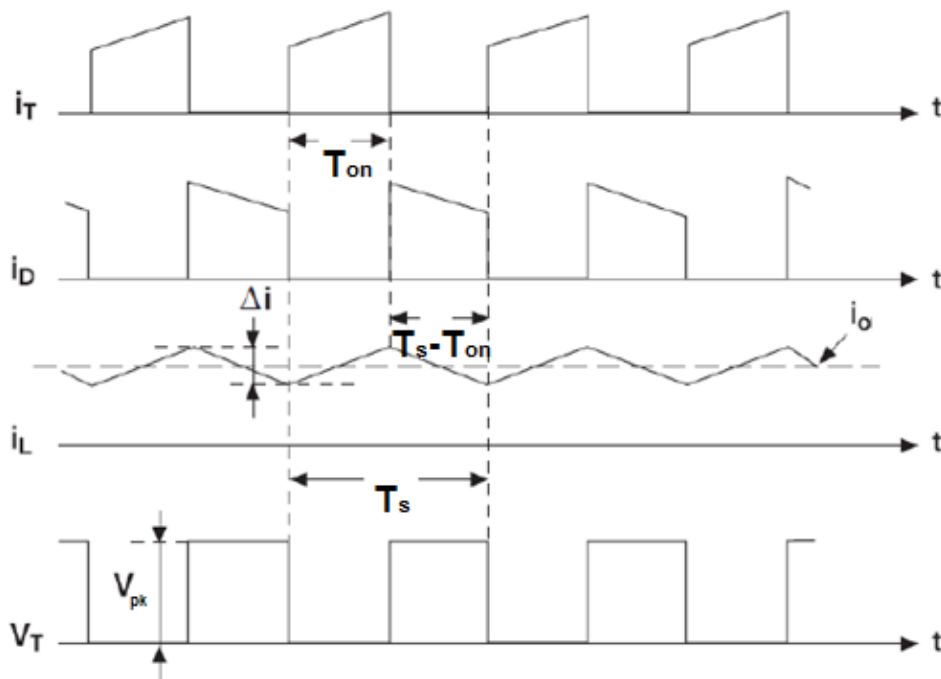


Figura 9 – Principais formas de onda do conversor *Buck*.

Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

2.3.1.2. CONVERSOR *BOOST* – ELEVADOR DE TENSÃO

Neste conversor, presente na figura 10, a tensão de saída (V_0) é regulada para um nível superior ao da tensão de entrada (V_{pk}). Isto é possível devido à tensão de entrada estar em série com o indutor L , o qual age como uma fonte de corrente ao

sistema. O dispositivo eletrônico (*MOSFET* ou *IGBT*), em paralelo com a fonte de corrente e a saída, é desligado periodicamente, fornecendo energia do indutor e da fonte a carga R_L , aumentando o nível de tensão na saída (MARTINS e BARBI, 2006).

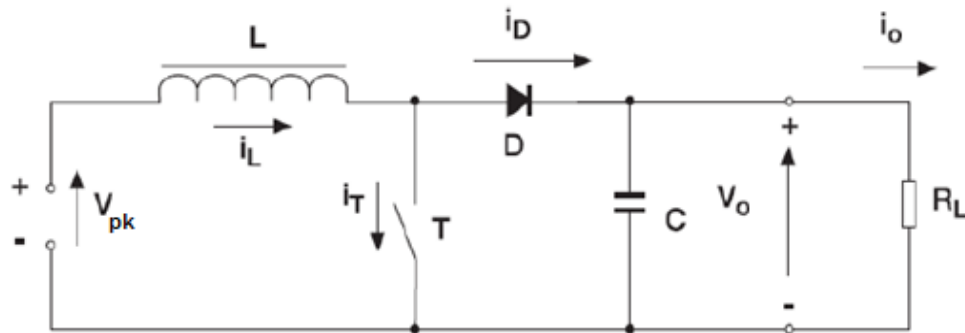


Figura 10 – Conversor *Boost*.
 Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

No momento em que chave T estiver acionada, a tensão de entrada é toda aplicada ao indutor, visto que o diodo D está inversamente polarizado (pois $V_o > V_{pk}$). No momento em que T é desligado o indutor carregado mantém o fluxo de energia à carga e ao capacitor. Assim como no conversor *Buck*, enquanto a corrente do indutor for maior que a corrente de carga, a diferença entre as duas é destinada a carregar o capacitor. Caso contrário o capacitor se descarrega com intuito de manter constante a corrente da carga.

Este conversor também tem a possibilidade de operar de duas formas distintas, sendo contínua ou descontínua. A relação entre a entrada e saída no modo contínuo é dada pela equação 2.

$$\frac{V_o}{V_{pk}} = \frac{1}{1 - \delta} \quad (2)$$

Contudo, as principais formas de onda do conversor *Buck* em modo contínuo de operação são visualizadas na figura 11.

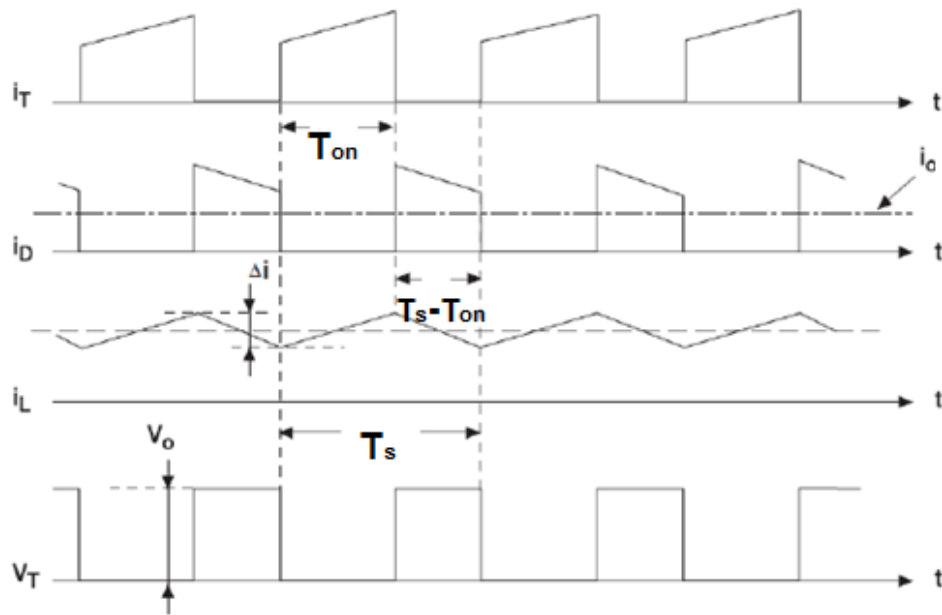


Figura 11 – Principais formas de onda do conversor *Boost*.

Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

2.3.1.3. CONVERSOR *BUCK-BOOST*

O conversor *Buck-Boost*, visualizado na figura 12, possibilita que o usuário realize o ajuste no nível de energia entregue a carga, aumentando ou diminuindo a tensão de saída do conversor. Seu funcionamento é baseado no controle de energia presente na bobina L , visto que esta topologia provem da união entre os conversores *Buck* e *Boost*.

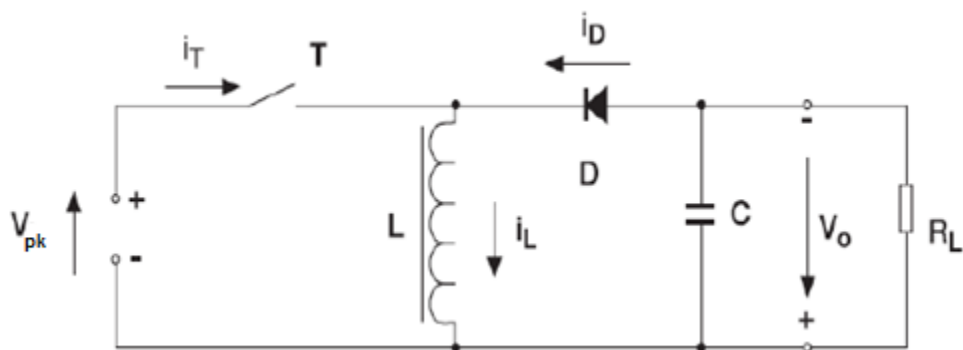


Figura 12 – Conversor *Buck-Boost*.

Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

O funcionamento do conversor abaixador-elevador se divide em duas etapas distintas, as quais são controladas através de um sinal de controle *PWM* responsável pelo acionamento do interruptor T. Ao acionar o transistor T, o diodo D reversamente polarizado impede a passagem de tensão, obrigando o carregamento do indutor L a partir da energia de entrada, além de proporcionar a magnetização do mesmo. No entanto, ao desativar o transistor T, o diodo D, agora diretamente polarizado, permite que o indutor carregado mantenha o fluxo de energia à carga e ao capacitor (MARTINS e BARBI, 2008). Contudo a relação entre a entrada e a saída do conversor *Buck-Boost* operando em modo contínuo obedece a equação 3.

$$\frac{V_o}{V_{pk}} = -\frac{\delta}{1-\delta} \quad (3)$$

Visto o comportamento do conversor, é importante ressaltar que esta topologia gera um nível de tensão de saída com polaridade invertida quando comparada ao nível de tensão de entrada. Já suas principais formas de onda estão presentes na figura 13.

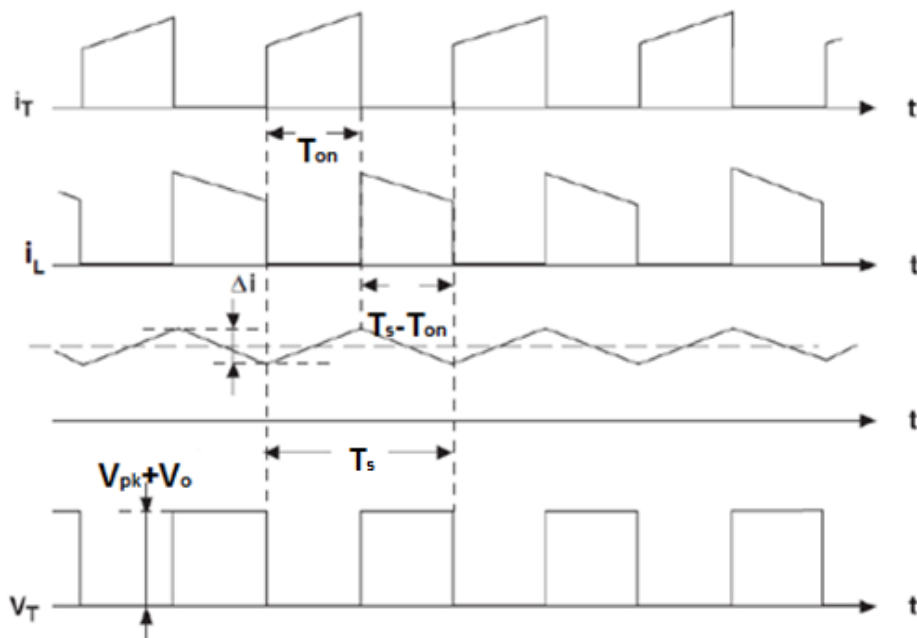


Figura 13 – Principais formas de onda do conversor *Buck-Boost*.

Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

2.3.2. CONVERSORES CC-CC ISOLADOS

Os conversores CC-CC isolados necessitam de um transformador de alta frequência que proporcione isolamento galvânico entre a carga e a rede elétrica, além de possibilitar o alcance de altos níveis de transformações a partir do ajuste de tensão realizado por seus enrolamentos, evitando ciclos de trabalho muito longos ou muito curtos. No entanto, o uso deste transformador gera maior complexidade à estrutura do conversor, visto que são necessárias manipulações que evitem a saturação do núcleo magnético.

Geralmente os conversores CC-CC isolados são utilizados em ocasiões onde se exijam maior nível de potência. As principais topologias encontradas na literatura científica são: *Forward*, *Push-Pull*, *Flyback* e o *Full-Bridge*.

2.3.2.1. CONVERSOR FORWARD

Segundo Pomilio (2014) esta topologia, ilustrada na figura 14, é uma derivação do conversor abaixador de tensão (*Buck*), porém isolado eletricamente. O transformador responsável pelo isolamento elétrico também permite que o conversor diminua ou aumente o nível de tensão em sua saída, isto obedecendo a sua relação de transformação. Este elemento magnético é formado por três enrolamentos, os quais N_p e N_s responsáveis pela transferência de energia da entrada do conversor para a carga. Já o enrolamento N_d tem a finalidade de desmagnetizar o núcleo do transformador a cada ciclo de operação.

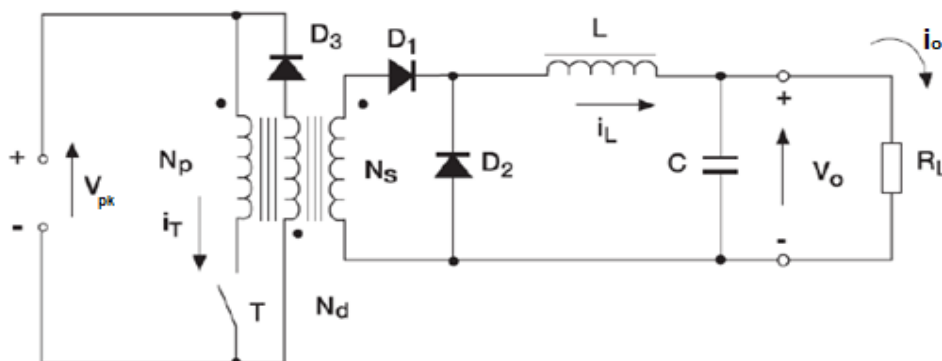


Figura 14 – Conversor *Forward*.

Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

A relação com o conversor *Buck* está associada ao seu estágio de saída, a partir do indutor de saída L, do diodo D₂ e do capacitor de saída C. O funcionamento desta parte do conversor *Forward* permite determinar qual o modo de operação do mesmo, podendo operar em condução contínua ou descontínua. O transistor T opera como um interruptor, quando acionado transfere a energia de entrada para a saída do conversor, no entanto, quando o mesmo estiver desligado a corrente armazenada no indutor L mantém continuidade ao sistema através do diodo D₂ (POMILIO, 2014).

A partir do seu funcionamento pode-se chegar à relação entre a entrada e a saída do conversor *Forward* operando em modo contínuo, a qual é demonstrada através da equação 4.

$$\frac{V_o}{V_{pk}} = \frac{N_s}{N_p} \delta \quad (4)$$

Caso a relação de transformação do conversor *Forward* tenha o valor unitário ($N_p=N_s$) constata-se que a função transferência se torna igual à do conversor *Buck*. Na figura 15 são apresentadas as principais formas de onda desta topologia.

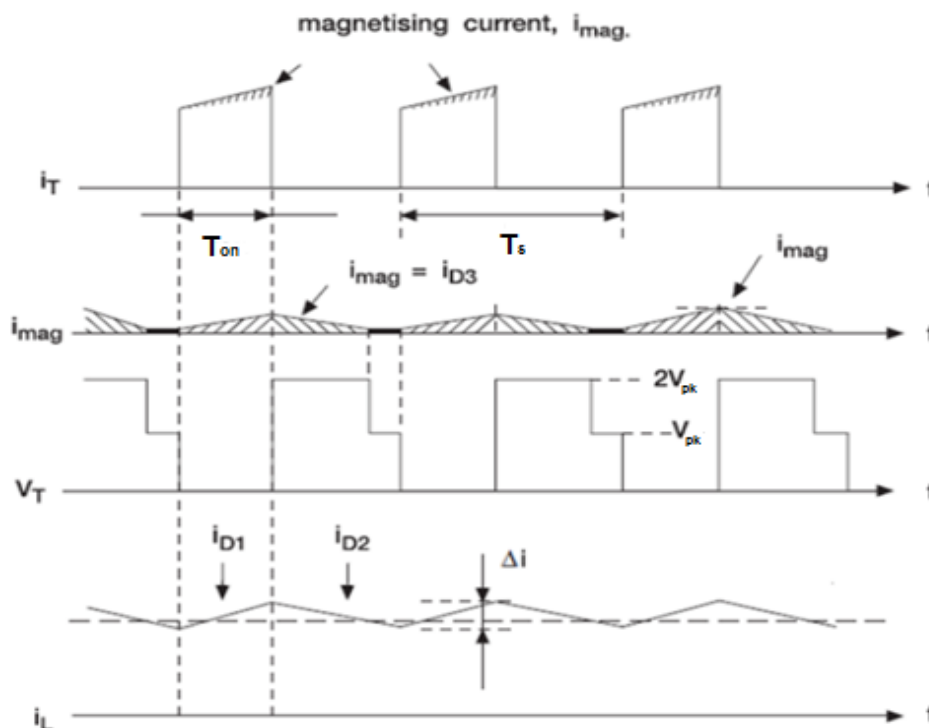


Figura 15 – Principais formas de onda do conversor *Forward*.

Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

2.3.2.2. CONVERSOR *PUSH-PULL*

O conversor *Push-Pull*, ilustrado na figura 16, permite ao usuário obter em sua saída um nível de tensão inferior ou superior ao de entrada. Esta topologia deriva do conversor *Buck*, a qual é composta pela união de dois conversores *Forward* operando em contra-fase (POMILIO, 2014).

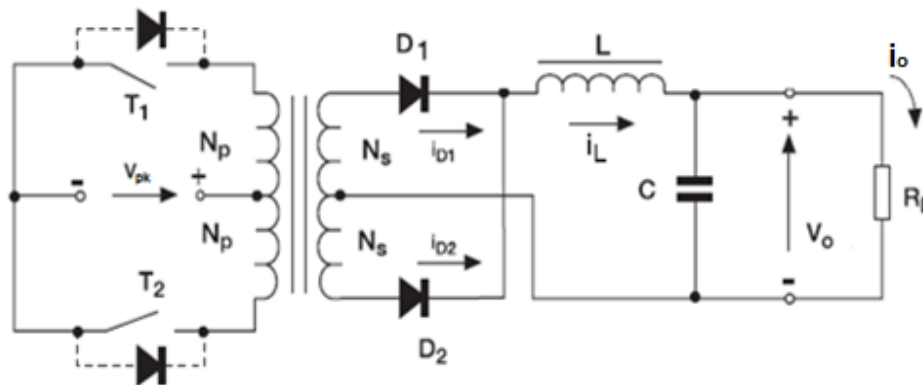


Figura 16 – Conversor *Push-Pull*.

Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

Neste caso os interruptores T_1 e T_2 operam de modo alternado, ou seja, quando um estiver ligado o outro, necessariamente, deve estar desligado. O transformador realiza o processo de transformação, possibilitando o aumento ou a diminuição do nível de tensão aplicado à saída. Já os diodos D_1 e D_2 operam como um retificador não controlado, disponibilizando tensão retificada ao filtro de saída, o qual é composto pelo indutor L e pelo capacitor C . Desta forma a frequência na saída do sistema torna-se o dobro da frequência de chaveamento dos transistores, proporcionando menor oscilação no sinal de saída do conversor *Push-Pull* (POMILIO, 2014).

A equação 5 representa o ganho estático do conversor *Push-Pull* operando em modo contínuo.

$$\frac{V_o}{V_{pk}} = 2 \frac{N_s}{N_p} \delta \quad 0 < \delta < 0,5 \quad (5)$$

Com o intuito de evitar que os transistores operem simultaneamente, é necessário que a razão cíclica do sistema seja inferior a 0,5. Portanto para evitar

eventuais curtos-circuitos, o sinal de controle *PWM* responsável pelo acionamento do transistor T_2 deve estar defasado em meio período.

A figura 17 demonstra as principais formas de onda do conversor *Push-Pull*.

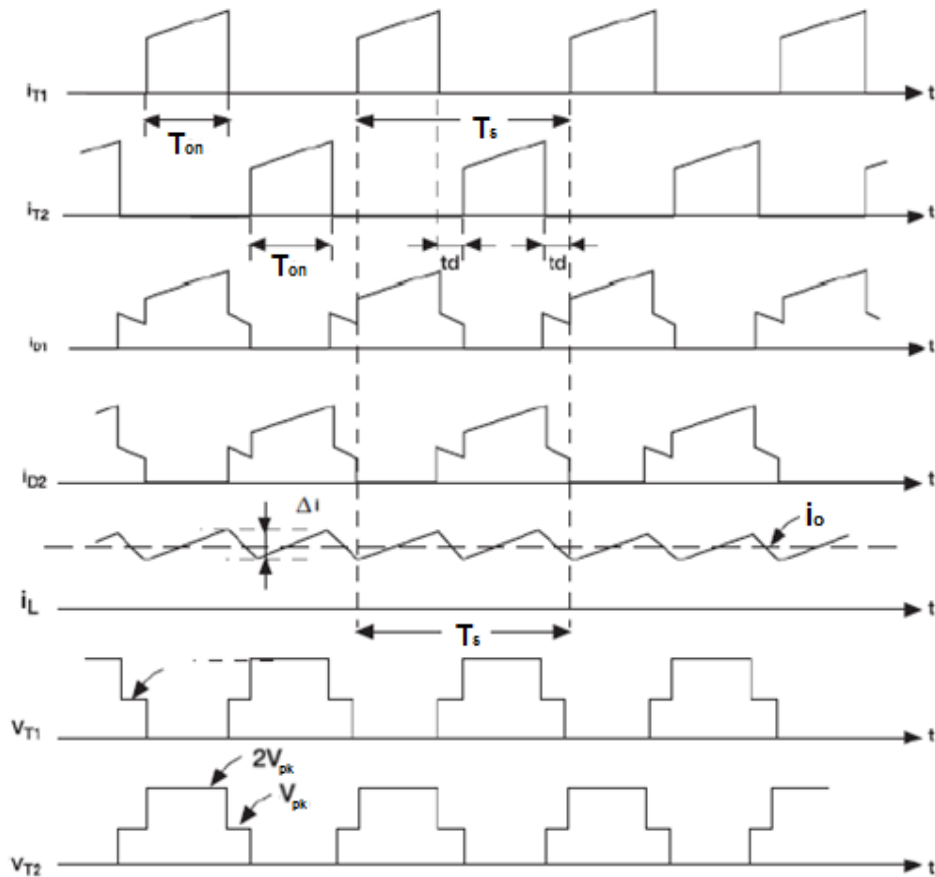


Figura 17 – Principais formas de onda do conversor *Push-Pull*.

Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

2.3.2.3. CONVERSOR *FLYBACK*

O conversor *Flyback*, ilustrado na figura 18, é uma topologia que deriva do conversor *Buck-Boost*, desta forma há a possibilidade de elevar ou diminuir o nível de tensão CC de entrada e aplica-lo na saída do conversor.

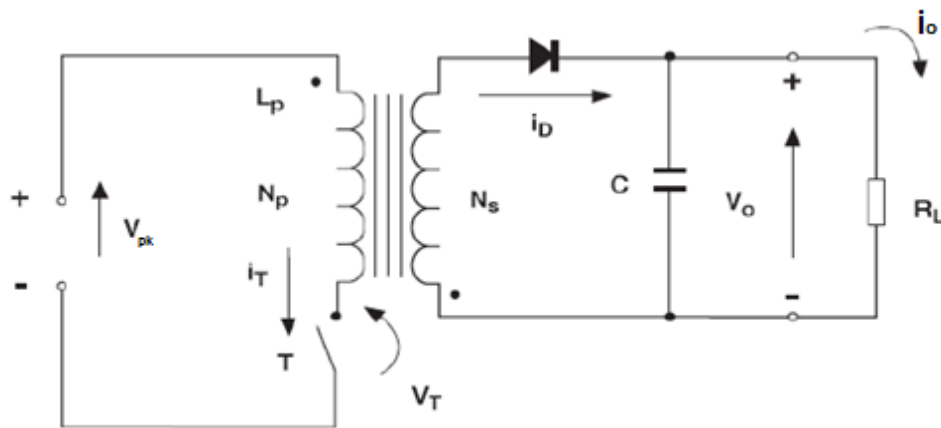


Figura 18 – Conversor *Flyback*.

Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

O funcionamento desta topologia baseia-se na quantidade de energia transferida pelo elemento magnético, o qual ainda proporciona o isolamento elétrico para o sistema. Neste caso, ao acionar o transistor T a energia de entrada é armazenada no enrolamento primário do transformador (em seu campo magnético) e o diodo D permanece reversamente polarizado. Já quando o mesmo desliga transfere-se a energia armazenada para o enrolamento secundário do transformador, a qual, com o diodo D diretamente polarizado, é aplicada à saída do conversor (POMILIO, 2014). As principais formas de onda podem ser visualizadas na figura 19.

Baseado em seu comportamento, verifica-se através da equação 6, a relação entre a entrada e a saída do conversor *Flyback* operando em modo contínuo.

$$\frac{V_o}{V_{pk}} = \frac{N_s}{N_p} \frac{\delta}{1 - \delta} \quad (6)$$

Seja $N_p=N_s$, verifica-se que a função de transferência obedece à mesma equação do conversor *Buck-Boost*.

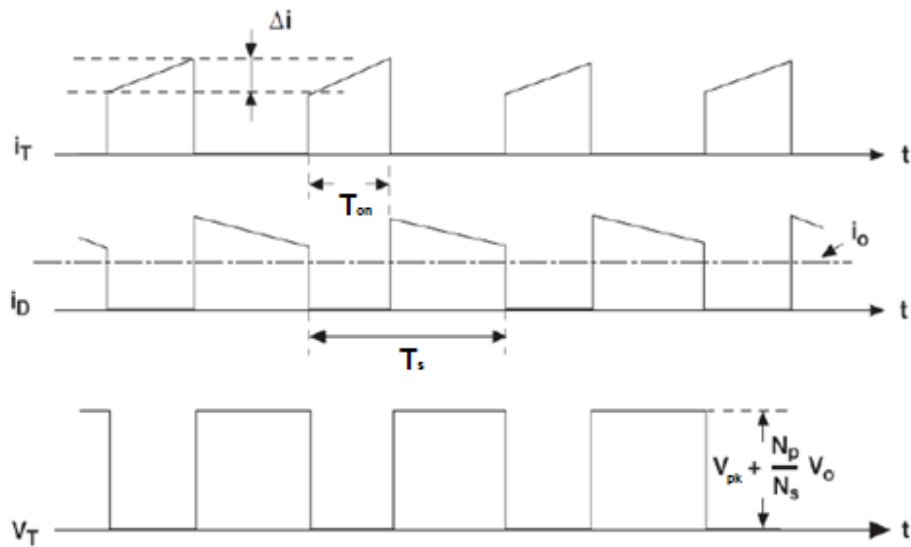


Figura 19 – Principais formas de onda do conversor *Flyback*.

Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

2.3.2.4. CONVERSOR *FULL-BRIDGE*

Esta topologia é mais comum em aplicações que exigem um maior nível de potência, devido à presença de um maior número de interruptores eletrônicos em sua composição. A topologia de ponte completa será apresentada, mais detalhadamente, no próximo capítulo, visto que este conversor é o que será implementado neste projeto.

3. PROTÓTIPO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO BASEADO NO CONVERSOR *FULL-BRIDGE* COM MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

Visto que para os testes realizados em laboratório, o conversor será alimentado com tensão alternada proveniente da rede elétrica, foi necessária a implementação de um estágio de entrada CA-CC que proporcione tensão contínua para a entrada do conversor.

Vários são os aspectos a serem considerados, na escolha da topologia do conversor CC-CC quando aplicado em casos de alta potência. O conversor CC-CC em ponte completa (*Full-Bridge*) tem se mostrado uma escolha mais atrativa, uma vez que ele pode proporcionar alto rendimento e baixo nível de interferência eletromagnética, além de permitir o isolamento entre a entrada e a saída do conversor (FARIA, 2012; BARBI, 2001). Esta topologia ainda permite se trabalhar com maior nível de potência, visto que é composta por quatro interruptores eletrônicos, os quais dividem os esforços de corrente e tensão entre si. Ainda proporciona menor volume e peso, por operar em alta frequência.

A figura 20 mostra o modelo simplificado da fonte de alimentação chaveada baseada no conversor *Full-Bridge*.

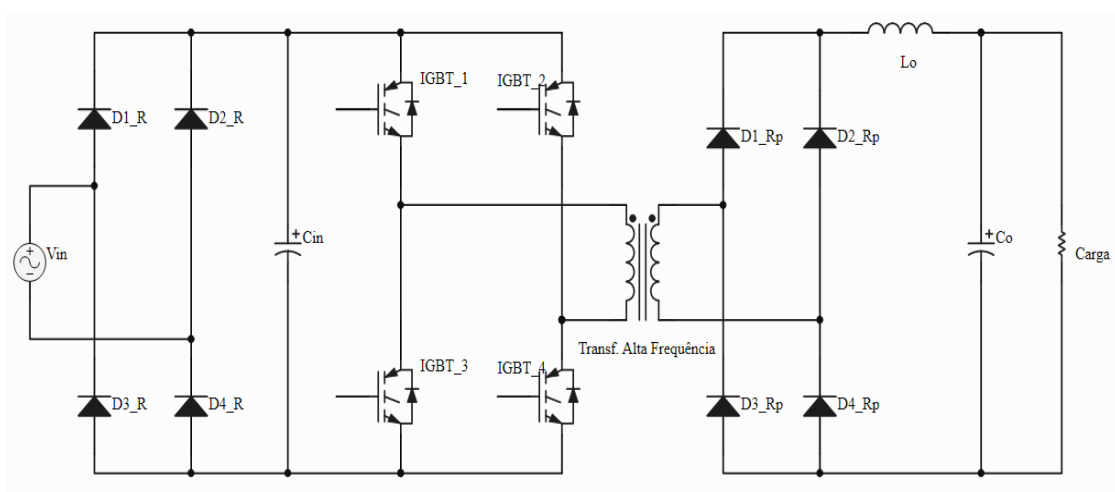


Figura 20 – Circuito simplificado da fonte de alimentação chaveada baseada no conversor *Full-Bridge*.

Fonte: Baseado em (MELLO, 2000).

3.1. ESTAGIO DE ENTRADA CA-CC

Inicialmente este procedimento foi feito de forma convencional por meio de um retificador não controlado (retificador a diodos) e um filtro capacitivo, entretanto foi necessária a introdução de um termistor *NTC* (*Negative Temperature Coefficient*) conforme visto na figura 21.

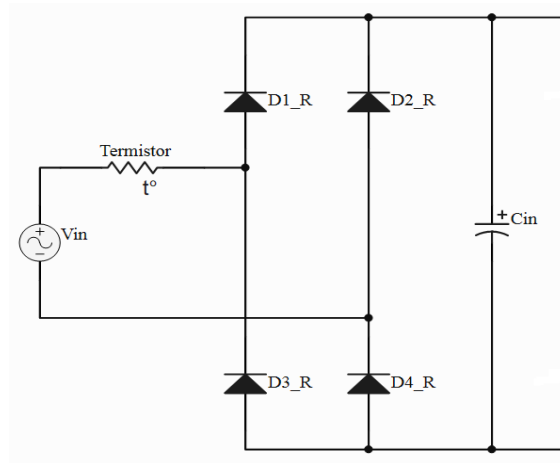


Figura 21 – Esquema simplificado do estágio de entrada.

Fonte: Autoria Própria.

Os termistores *NTC* são dispositivos semicondutores resistivos com coeficiente de temperatura negativo, ou seja, inicialmente tem valor resistivo máximo, porém ao sofrer aumento de temperatura este valor diminui consideravelmente. Neste projeto sua finalidade é proteger o sistema de picos de corrente, os quais são acréscimos temporários e instantâneos na tensão proveniente da rede elétrica, na maior parte dos casos, são causados ao ligar equipamentos eletrônicos.

O termistor, neste caso, opera como um divisor de tensão com o restante do sistema. Em seu estado inicial, com baixa temperatura, adquire alto valor resistivo, o qual bloqueia o efeito do pico de energia derivada da rede elétrica. Ao estabilizar o fluxo de energia do sistema, ocorre o aumento de temperatura, e conseqüentemente diminuição no seu valor resistivo, inibindo sua interferência ao circuito. A relação entre a temperatura e resistividade do termistor pode ser expressa a partir da equação 7.

$$\frac{1}{T_k} = a + b * \ln(R) + c * \ln^3(R) \quad (7)$$

Onde:

a, b e $c \rightarrow$ Parâmetros de cada dispositivo;

$R \rightarrow$ Resistência em Ohm;

$T_k \rightarrow$ Temperatura em graus *Kelvin*.

3.1.1. RETIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA EM PONTE

Esta topologia foi adotada por ser mais apropriada quando trabalhado com altos valores de tensão e corrente. O seu funcionamento é basicamente dividido em dois semiciclos, o positivo onde apenas os diodos D1_R e D4_R estão polarizados diretamente, ou seja, em condução. Já os diodos D2_R e D3_R por estarem inversamente polarizados acabam bloqueando a tensão máxima de entrada. No semiciclo negativo o sistema se inverte, os diodos D2_R e D3_R permitem o fluxo de corrente, enquanto os diodos D1_R e D4_R bloqueiam a tensão de pico de entrada. Assim, como cada par de diodos funciona em um semiciclo, a corrente média na carga acaba sendo o dobro da corrente média nos diodos. Contudo, através de simulações realizadas no *software* PSIM®, a forma de onda da tensão e da corrente a partir do retificador, sem a presença do filtro capacitivo, são visualizadas na figura 22.

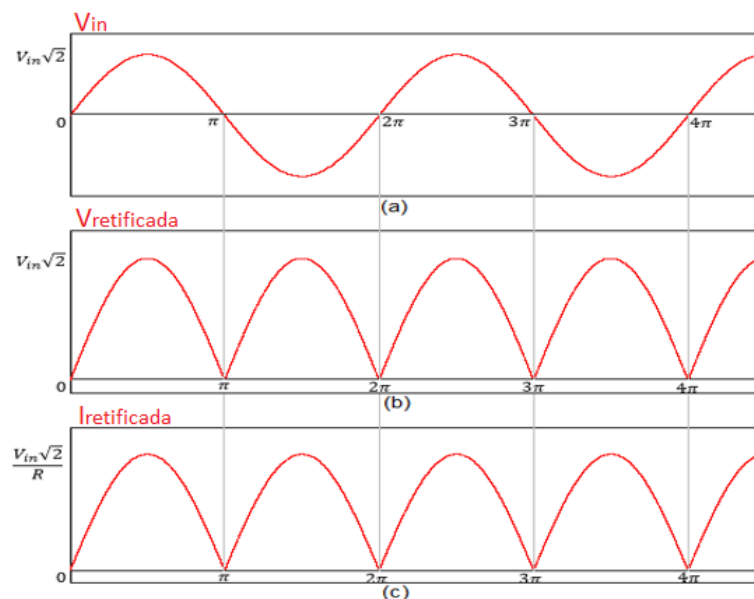


Figura 22 – Formas de onda do estágio de entrada, a) Tensão de entrada proveniente da rede elétrica de distribuição, b) Tensão retificada e c) Corrente retificada.

Fonte: Autoria Própria.

Devido a tensão de entrada (V_{in}) ser disponibilizada pela rede elétrica com o valor 127 V e frequência de 60 Hz (f_{rede}), o valor de pico ($V_{in}\sqrt{2}$) atinge um valor de aproximadamente 180 V.

3.1.2. FILTRO CAPACITIVO DO RETIFICADOR

Já que a tensão retificada ainda possui um alto nível de ondulação, o qual inviabiliza o projeto, faz-se necessário o uso de um filtro capacitivo que reduz consideravelmente esta ondulação no sinal.

Em cada semiciclo do retificador o capacitor tende a se carregar até o valor da tensão de pico, porém quando esta tensão diminui o capacitor começa a se descarregar, alimentando a carga e a mantendo o mais estável possível.

Entretanto, mesmo utilizando esta ferramenta, ainda existe uma pequena ondulação na tensão do capacitor, também conhecida como tensão de *ripple* (ΔV_c), a qual aumenta proporcionalmente com o aumento de corrente na carga. Na figura 23 pode-se observar tanto a tensão de entrada (V_{in}), quanto a tensão disponível após o retificador e o filtro capacitivo, ambas obtidas através de simulação.

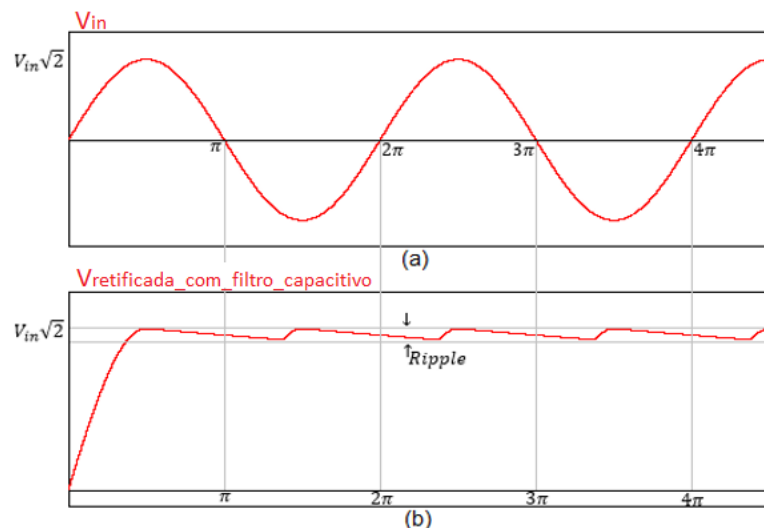


Figura 23 – a) Forma de onda da tensão de entrada proveniente da rede elétrica de distribuição e b) Forma de onda da tensão retificada após o filtro capacitivo.

Fonte: Autoria Própria.

Assim, considerando que a tensão na carga seja constante, pode-se calcular o valor do capacitor (C) através da equação 8:

$$C = \frac{V_{pk}}{\Delta V_c * f_{ond} * R} \quad (8)$$

Onde:

ΔV_c → Variação de tensão máxima no capacitor;

f_{ond} → Frequência de ondulação após a retificação ($2 * f_{rede}$);

V_{pk} → Tensão de entrada do conversor;

R → Carga resistiva na saída do estágio de entrada.

3.2. ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR *FULL-BRIDGE* CC-CC COM MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

Nesta seção serão abordados os princípios operacionais do projeto, bem como as principais formas de onda teóricas e as etapas de funcionamento desta topologia de conversor.

3.2.1. PRINCÍPIOS OPERACIONAIS

O conversor *Full-Bridge*, presente na figura 24, é composto por quatro chaves eletrônicas distribuídas em dois braços (IGBT1 – IGBT2 e IGBT3 – IGBT4). Neste caso, com intuito de evitar um curto-circuito nos braços do conversor, em nenhuma hipótese deve-se permitir que os interruptores de cada braço sejam acionados ao mesmo tempo. Desta forma o tempo de condução de cada chave (T_{on}) não deve ultrapassar 45% do período de chaveamento (T_s), obedecendo a equação 9, a qual resulta na razão cíclica (δ) do conversor (FARIA, 2012).

$$\delta = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (9)$$

Com finalidade de gerar um nível de tensão alternado no enrolamento primário do transformador de isolamento, prevenindo que ocorra a circulação de corrente CC no mesmo, os interruptores operam em pares (IGBT_1 – IGBT_4 e IGBT_2 – IGBT_3) com ciclo de trabalho idêntico. Visto que esta igualdade dificilmente é atingida,

geralmente utiliza-se um capacitor de acoplamento (C_b), o qual bloqueia componentes CC no primário do transformador. Entretanto não foi necessária sua utilização visto que será realizado o monitoramento de corrente no enrolamento primário do transformador.

O transformador de isolamento do conversor considera a capacidade de abaixar ou elevar a tensão proveniente dos interruptores para o nível adequado na saída e ainda permite o isolamento elétrico entre a saída da fonte e a rede elétrica. A tensão pulsante disponível no enrolamento secundário do transformador é novamente retificada e posteriormente filtrada. O filtro de saída é formado por um indutor e um capacitor e tem como objetivo manter a operação do conversor em condução contínua de corrente, ou seja, alimentar a carga enquanto os interruptores estão desligados.

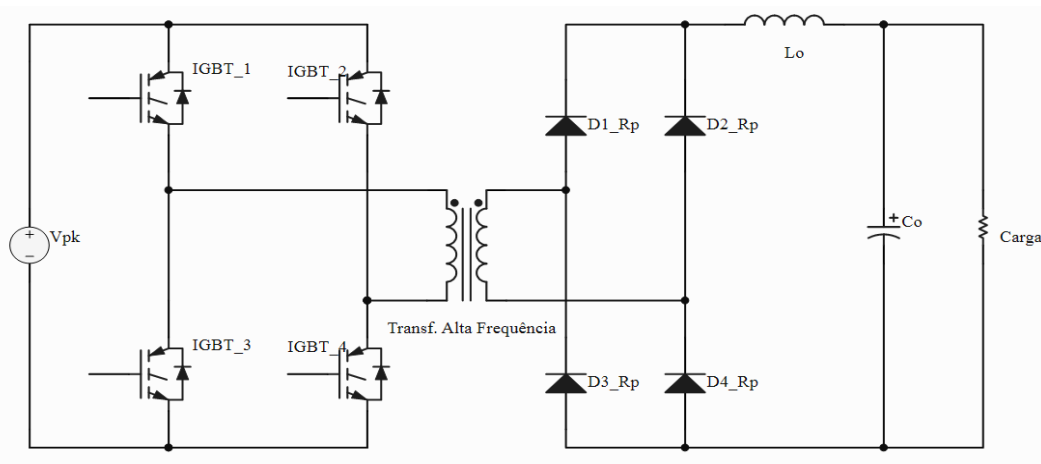


Figura 24 – Modelo simplificado do conversor *Full-Bridge*.

Fonte: Baseado em (MELLO, 2000).

3.2.2. FORMAS DE ONDA TEÓRICAS DO CONVERSOR

A figura 25 ilustra as principais formas de onda do conversor *Full-Bridge*. A tensão de saída do conversor equivale à tensão média no capacitor de saída (C_o), pode ser calculada através das equações 10 e 11 (MELLO, 2000).

$$V_O = \frac{2T_{ON}}{T_S} V_S - V_{Diodo} = 2\delta V_P \frac{N_S}{N_P} - V_{Diodo} \quad (10)$$

$$V_O = 2\delta(V_{pk} - V_{MF}) \frac{N_S}{N_P} - V_{Diodo} \quad (11)$$

Onde:

V_{pk} → Tensão de entrada;

V_O → Tensão de saída do conversor;

V_P → Tensão no primário do transformador;

V_S → Tensão no secundário do transformador;

N_P → Número de espiras no primário do transformador;

N_S → Número de espiras no secundário do transformador;

V_{Diodo} → Tensão no diodo retificador;

V_{MF} → Tensão nas chaves;

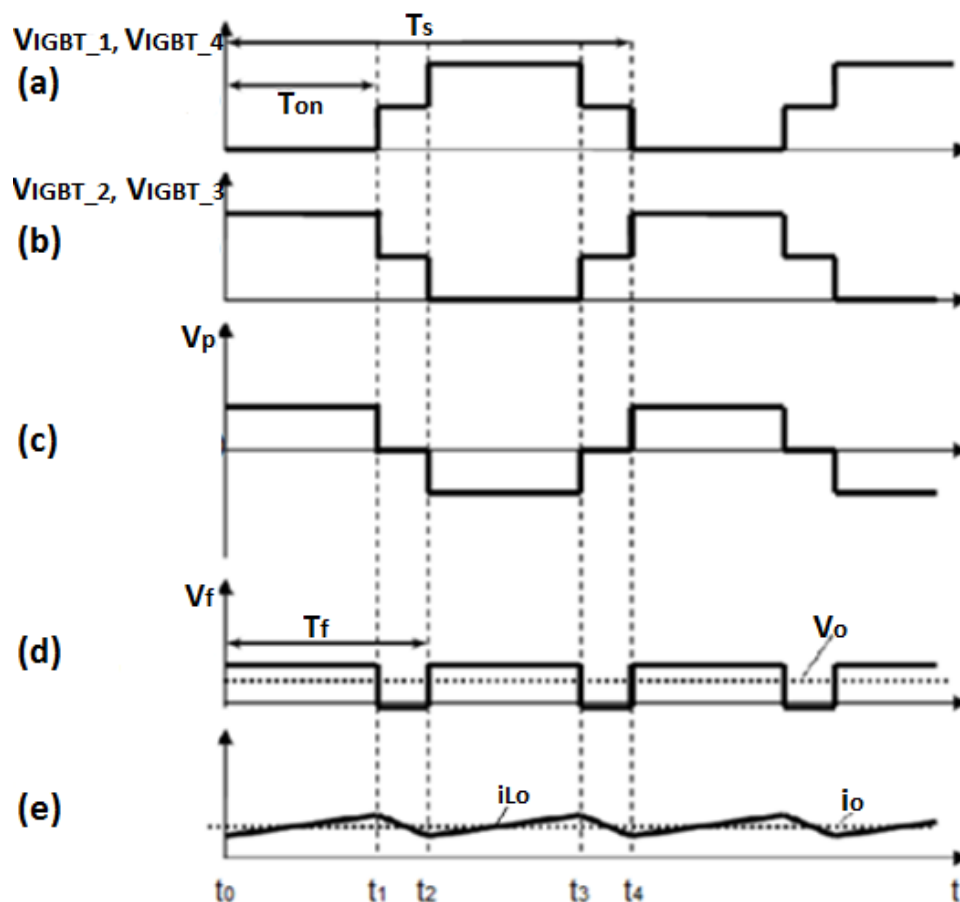


Figura 25 – Principais formas de onda do conversor, a) Tensão nas chaves IGBT_1 e IGBT_4, b) Tensão nas chaves IGBT_2 e IGBT_3, c) Tensão no primário do transformador de alta frequência, d) Tensão no filtro de saída e e) Corrente no indutor do filtro de saída (i_{Lo}) e na saída do conversor (i_o).

Fonte: Adaptado de (FARIA, 2012).

3.2.3. ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR

Com intuito de exemplificar o funcionamento do conversor, serão descritas a seguir quatro etapas de operação, as quais facilitam o entendimento do mesmo. É importante ressaltar que será considerado o comportamento ideal dos componentes.

- 1º etapa ($t_0 - t_1$)

Nesta etapa o IGBT_1 e o IGBT_4 estão acionados aplicando a tensão de entrada do conversor (V_{pk}) ao enrolamento primário do transformador. Na ponte retificadora presente no secundário do transformador, os diodos D1_Rp e D4_Rp estão conduzindo conforme apresentado na figura 26. A tensão retificada é aplicada a um filtro e posteriormente aplicada a carga de saída. Desta forma ocorre transferência direta de potência da entrada para saída do conversor.

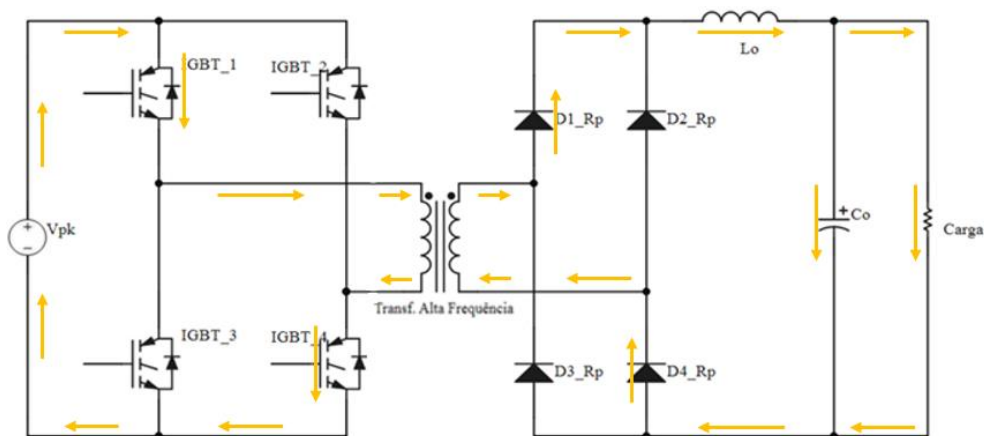


Figura 26 – Primeira etapa: IGBT_1 e IGBT_4 em condução permitindo transferência direta de potência da entrada para saída do conversor.

Fonte: Baseado em (MELLO, 2000).

- 2º etapa ($t_1 - t_2$)

Esta etapa é gerada pelo tempo morto necessário no acionamento das chaves, onde nenhum dos interruptores estão em condução, evitando eventuais curtos-circuitos ao sistema. O capacitor e o indutor do filtro de saída, que na primeira etapa foram carregados, nesta etapa se descarregam alimentando a carga de saída conforme demonstrado na figura 27.

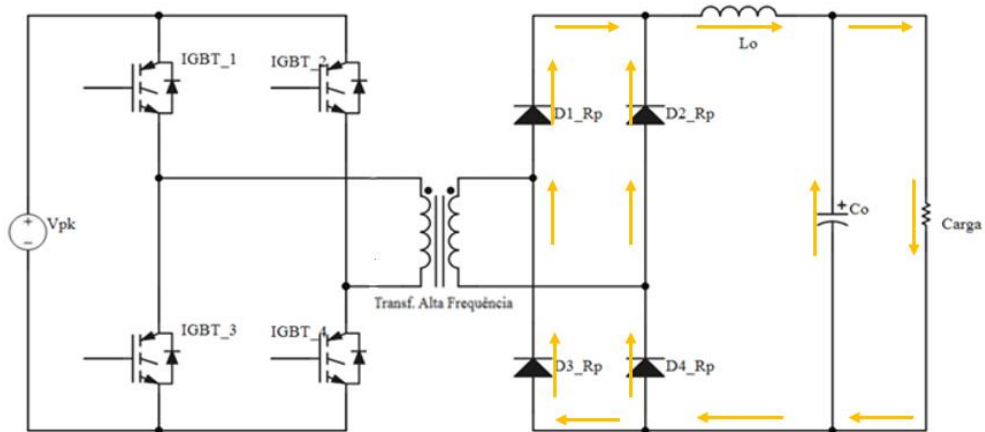


Figura 27 – Segunda etapa: nenhuma das chaves estão em condução.

Fonte: Baseado em (MELLO, 2000).

- 3º etapa ($t_2 - t_3$)

Nesta etapa a tensão de entrada do conversor (V_{pk}) é aplicada ao primário do transformador através do IGBT_2 e do IGBT_3, os quais estão em condução. Já no secundário do transformador, os diodos D2_Rp e D3_Rp entram em condução conforme apresentado na figura 28. A tensão retificada, novamente, é aplicada ao filtro e posteriormente entregue a carga de saída. Desta forma, ocorre transferência direta de potência da entrada para saída do conversor.

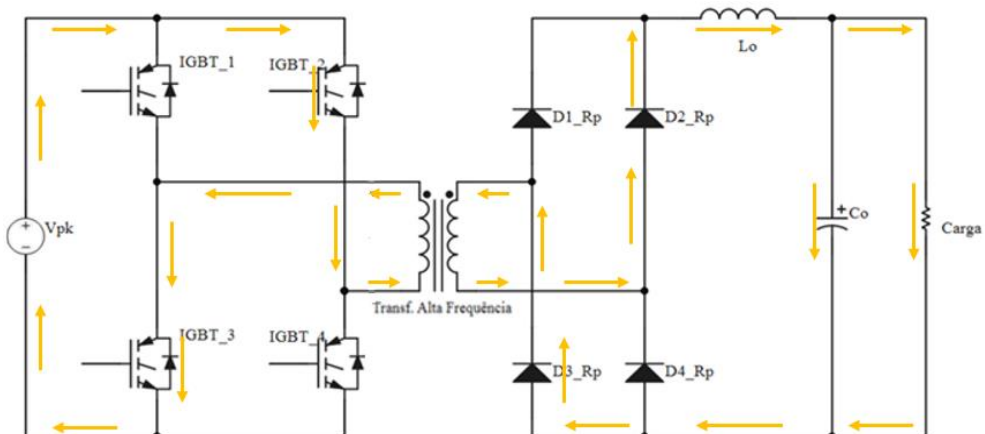


Figura 28 – Terceira etapa: IGBT_2 e IGBT_3 em condução permitindo transferência direta de potência da entrada para saída do conversor.

Fonte: Baseado em (MELLO, 2000).

- 4^o etapa ($t_3 - t_4$)

Esta etapa, novamente, é gerada pelo tempo morto necessário no acionamento das chaves, desta forma todas as chaves permanecem desativadas evitando curtos-circuitos ao sistema. O capacitor do filtro de saída, que na terceira etapa foi carregado, se descarrega alimentando a carga de saída conforme demonstrado na Figura 29.

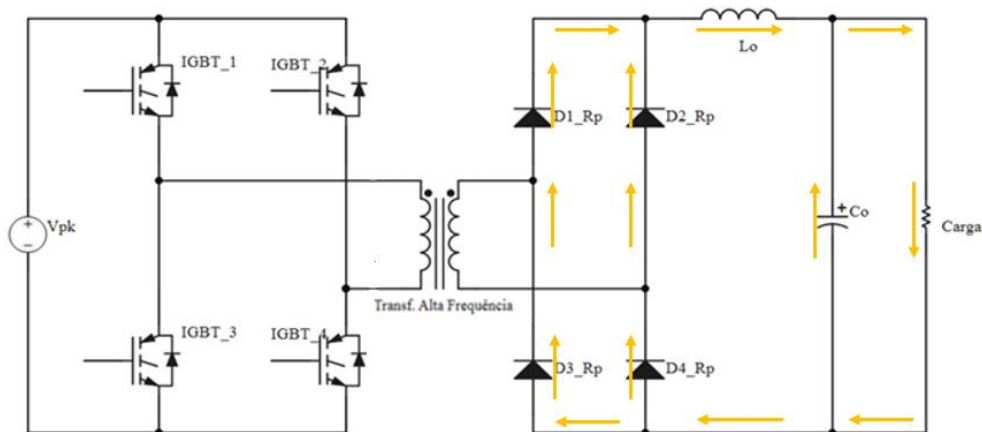


Figura 29 – Quarta etapa: nenhuma das chaves estão em condução.

Fonte: Baseado em (MELLO, 2000).

3.3. ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR *FULL-BRIDGE* CC-CC COM MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

Esta seção apresenta os aspectos práticos de projeto. Além dos cálculos e dimensionamento dos componentes, será apresentada toda a fundamentação teórica para construção dos componentes eletromagnéticos.

3.3.1. ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR

São apresentados aqui alguns cálculos preliminares necessários para o desenvolvimento deste projeto. Devido à possibilidade de ajuste nos valores de tensão de saída do conversor, serão considerados os piores casos de funcionamento. Inicialmente é necessário calcular a potência de entrada (P_{in}), como também as correntes nominais para o sistema.

As especificações de projeto do protótipo a ser construído são apresentadas na tabela 1.

Tabela 1: Especificações do conversor *Full-Bridge*.

Símbolo	Parâmetro	Valor
P_o	Potência de saída	500 W
V_{pk}	Tensão de entrada do conversor	170 V
$V_{o_{máx}}$	Tensão de saída máxima	300 V
$V_{o_{mín}}$	Tensão de saída mínima	100 V
f_s	Frequência de chaveamento	100 kHz
ΔV_o	Variação de tensão na saída	17 V
Δi_o	Variação de corrente na saída	2 A
$\delta_{máx}$	Razão cíclica máxima	0,4
η	Rendimento	0,8

Fonte: Autoria Própria.

Conforme a equação 12, a potência de entrada (P_{in}), é igual à potência de saída (P_o) dividida pelo rendimento esperado pelo conversor (η), assim:

$$P_{in} = \frac{P_o}{0,8} = \frac{500}{0,8} = 625 \text{ W} \quad (12)$$

O próximo passo é o cálculo das correntes nominais da fonte, as quais são:

$$i_{in_{pk}} = \frac{P_{in}}{\eta * \delta_{máx} * V_{pk}} = 11,48 \text{ A} \quad (13)$$

$$i_{ef_{in}} = I_{in_{pk}} * \sqrt{\delta_{máx}} = 7,26 \text{ A} \quad (14)$$

$$i_{o_{mín}} = \frac{P_o}{V_{o_{máx}}} = \frac{500}{300} = 1,66 \text{ A} \quad (15)$$

$$i_{o_{máx}} = \frac{P_o}{V_{o_{mín}}} = \frac{500}{100} = 5 \text{ A} \quad (16)$$

Onde:

$i_{in_{pk}}$ → Corrente de pico no primário do transformador com razão cíclica máxima;

$i_{ef_{in}}$ → Corrente eficaz máxima na entrada do conversor;

$i_{o_{min}}$ → Corrente de saída mínima, ou seja, quando adotada a tensão de saída máxima para o conversor;

$i_{o_{máx}}$ → Corrente de saída máxima, ou seja, quando adotada a tensão de saída mínima para o conversor.

3.3.2. DIMENSIONAMENTO DOS IGBTs DE POTÊNCIA

Os transistores bipolares com porta isolada são ideais para aplicações que envolvam alta tensão e baixas perdas de condução, além de, suportarem velocidade de chaveamento relativamente alta.

Considerando o princípio de funcionamento dos *IGBTs* (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), neste trabalho, a tensão máxima coletor-emissor (V_{CE}) é igual à tensão de entrada do conversor, ou seja, aproximadamente igual a 170 V. Já a corrente de pico máxima no coletor ($i_{C_{pk}}$) é igual a corrente de pico máxima no primário do transformador, a qual é 11,48 A. Desta forma o *IGBT* adotado deve suportar e atender esses parâmetros de projeto.

O *IGBT* escolhido foi o HGTG11N120CND da FAIRCHILD SEMICONDUTOR® (FAIRCHILD SEMICONDUTOR, 2001) o qual se enquadra nas especificações de projeto.

3.3.3. DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR

3.3.3.1. DETERMINAÇÃO DO NÚCLEO DO TRANSFORMADOR

Grande parte dos projetos relacionados a construção de transformadores para fontes chaveadas leva em consideração o cálculo do produto das áreas do núcleo (A_p) (LIMA, 2012). Primeiramente são apresentadas na tabela 2 algumas especificações típicas do conversor de ponte completa adotado, as quais são essenciais para o dimensionamento do transformador.

Tabela 2: Especificações do transformador.

Símbolo	Parâmetro	Valor
K_t	Fator da topologia <i>Full-Bridge</i>	1
K_u	Fator de utilização da janela do núcleo	0,4
K_p	Fator de utilização do primário	0,41
$J_{máx}$	Densidade de corrente máxima	350 A/cm ²
$\Delta B_{máx}$	Variação da densidade de fluxo máxima	0,3 T

Fonte: Autoria Própria.

Este método possibilita uma previa escolha do tamanho do núcleo a ser utilizado a partir da equação 17.

$$A_p = A_w * A_e = \frac{P_{in}}{2 * K_t * K_u * K_p * J_{máx} * \Delta B_{máx} * f_s} * 10^4 \quad (17)$$

$$A_p = \frac{625}{2 * 1 * 0,4 * 0,41 * 350 * 0,3 * 100 * 10^3} * 10^4 = 18,14 \text{ cm}^4 \quad (18)$$

Considerando que o núcleo escolhido deve ter o valor de A_p superior ao calculado, foi escolhido o núcleo do modelo EE MTT139EE6527 da MAGMATTEC®, tendo suas especificações apresentadas na tabela 3.

Tabela 3: Especificações do núcleo MTT139EE6527.

Símbolo	Parâmetro	Valor
A_e	Área efetivo núcleo	5,32 cm ²
A_w	Área da janela do núcleo	5,372 cm ²
$A_e * A_w$	Produto entre as áreas	28,58 cm ⁴
A_l	Fator de indutância	8870 nH/esp ²
V_e	Volume do ferrite	44,5 cm ³
L_e	Comprimento efetivo	0,25 T

Fonte: Autoria Própria.

3.3.3.2. RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO DO TRANSFORMADOR

Este cálculo é necessário para que o conversor atinja a tensão especificada de projeto. A partir da equação 19, é possível se determinar a relação de transformação.

$$\frac{N_P}{N_S} = \eta * \frac{2 * \delta_{m\acute{a}x} * (V_{pk} - V_{MF})}{(V_{O_{m\acute{a}x}} - V_{diodo})} \quad (19)$$

Substituindo conforme as especificações de projeto:

$$\frac{N_P}{N_S} = 0,8 * \frac{2 * 0,4 * (170 - 1)}{(300 + 1)} = 0,36 \quad (20)$$

$$\frac{N_S}{N_P} = \frac{1}{0,36} = 2,78 \quad (21)$$

Onde:

$V_{MF} = 1 V$ (tensão de condução de cada interruptor);

$V_{diodo} = 1 V$ (tensão de condução de cada diodo retificador de saída).

3.3.3.3. CÁLCULO DO NÚMERO DE ESPIRAS

Visto que o conversor adotado neste projeto tem a finalidade de elevar a tensão até o valor máximo de 300 V considerando a relação de transformação calculada anteriormente na equação 21. O próximo passo é calcular o número de espiras no encapsulamento primário do transformador que produza um campo magnético capaz de induzir o valor de tensão especificada no encapsulamento secundário do transformador presente na fonte.

Através da equação 22 é possível chegar a um valor mínimo para o número de espiras no primário.

$$N_p \geq \frac{V_{pk} * 10^4}{2 * f_s * A_e * \Delta B_{m\acute{a}x}} = \frac{170 * 10^4}{2 * 100 * 10^3 * 5,32 * 0,3} \approx 5.33 \text{ espiras} \quad (22)$$

Já que o número de espiras dos enrolamentos deve ser um valor inteiro, faz-se necessário arredondar o número calculado para o próximo inteiro, portanto, neste caso, é adotado 6 espiras no enrolamento primário (N_P) do transformador.

O cálculo do enrolamento secundário (N_S) é realizado a partir da relação de transformação vista anteriormente na equação 21.

$$\frac{N_S}{N_P} = 2,78 \quad (23)$$

$$N_S = 6 * 2,78 = 16,68 \text{ espiras} \quad (24)$$

Seguindo a mesma linha de raciocínio, novamente é necessário arredondar o número calculado, resultando em 17 espiras no enrolamento secundário do transformador.

Considerando os novos valores para os enrolamentos do transformador, encontra-se uma nova relação de transformação para o sistema, a qual permite, através da equação 26, o cálculo da razão cíclica mínima (δ_{\min}) necessária para fornecer tensão mínima de saída, ou seja, que disponibilize 100 V à carga.

$$\frac{N_S}{N_P} = \frac{17}{6} = 2,83 \quad (25)$$

$$\delta_{\min} = \frac{(V_{o_{\min}} + V_{\text{diodo}}) * N_P}{2 * (V_{pk} - V_{MF}) * N_S} \approx 0,105 \quad (26)$$

3.3.3.4. CÁLCULO DOS CONDUTORES

Por se trabalhar em alta frequência, é preciso considerar dois fenômenos físicos presentes simultaneamente no transformador, o efeito de proximidade e o efeito pelicular.

O efeito de proximidade acontece por causa da interação entre dois ou mais condutores próximos. Os campos magnéticos, ao interagirem entre si, distorcem a distribuição de corrente neles aplicados, ocasionando um aumento na resistência do condutor. Este aumento está diretamente relacionado com a frequência da corrente

aplicada ao condutor, como também a suas características físicas e ao número de condutores próximos (SCHONARDIE, 2005).

Já o efeito pelicular ou *Skin* é um fenômeno que ocorre por não ter sua indutância própria uniformemente distribuída ao longo de sua estrutura, ocasionando redução da área efetiva do condutor e, conseqüentemente, aumento no valor da resistência do mesmo. Da mesma maneira que no efeito de proximidade, este aumento depende de suas características físicas e da frequência da corrente que se aplica ao condutor (ROBERT, 2000).

O efeito *Skin* relaciona a profundidade de penetração de corrente no condutor (α_{i_c}) com sua frequência de operação, ou seja, quanto maior a frequência de operação menor deverá ser o diâmetro do condutor, entretanto a quantidade de condutores em paralelo é aumentada. A profundidade de penetração pode ser determinada a partir da equação 27, presente em (SCHONARDIE, 2005).

$$\alpha_{i_c} = \frac{C_p}{\sqrt{f_s}} \quad (27)$$

O valor da constante C_p é adotado de acordo com a temperatura de operação do transformador. Portanto como neste trabalho são considerado 100°C para a operação do material de cobre, o valor adotado é de $7,5 \text{ cm} * \text{Hz}^{1/2}$.

$$\alpha_{i_c} = \frac{7,5}{\sqrt{100 * 10^3}} \approx 0,02372 \text{ cm} \quad (28)$$

Desta forma, o diâmetro mais apropriado para do condutor (D_{ok}) é dado a partir da equação 29, o qual consiga aproveitar ao máximo todo o seu cobre. Estas considerações são importantes para minimizar o efeito skin nos condutores cilíndricos. É importante lembrar que esta equação é válida apenas para um condutor cilíndrico com isolamento (FAGUNDES, 2003).

$$D_{ok} \leq 2 * \alpha_{i_c} \quad (29)$$

$$D_{ok} \leq 0,04744 \text{ cm} \quad (30)$$

Visto que o fio condutor escolhido deve ter diâmetro menor ou igual a 0,04744 cm, foi escolhido o fio #25AWG (*American Wire Gauge*), o qual tem diâmetro igual a 0,045 cm e características de catálogo conforme a tabela 4.

Tabela 4: Especificações do fio condutor #25AWG.

Símbolo	Parâmetro	Valor
D_{ok}	Diâmetro do condutor	0,045 cm
A_{ok}	Área da secção transversal de cobre	0,001624 cm ²
D_{okiso}	Diâmetro do condutor com isolamento	0,051 cm
A_{okiso}	Área do condutor com isolamento	0,002078 cm ²
ρ_{ok}	Resistencia elétrica do condutor	0,0010 Ω/cm

Fonte: Autoria Própria.

O próximo passo é calcular a quantidade de condutores em paralelo necessários para conduzir toda a corrente que passará pelos enrolamentos primário e secundário do transformador. A partir disso, deve-se considerar a densidade de corrente máxima ($J_{m\acute{a}x}$) aplicada ao fio adotado e a corrente máxima de entrada (i_{efin}), possibilitando o cálculo da área efetiva de cobre no enrolamento primário (A_{epri}), visto na equação 31.

$$A_{epri} = \frac{i_{efin}}{J_{m\acute{a}x}} \quad (31)$$

$$A_{epri} = \frac{7,26}{350} = 0,0207 \text{ cm}^2 \quad (32)$$

Já o número de condutores em paralelo no primário do transformador ($N_{condpri}$) é dado através da equação 33.

$$N_{condpri} = \frac{A_{epri}}{A_{ok}} \quad (33)$$

$$N_{cond_{pri}} = \frac{0,0207}{0,001624} \approx 12,7 \quad (34)$$

Neste caso, foram adotados 13 condutores em paralelo no enrolamento primário do transformador.

O enrolamento secundário do transformador segue a mesma linha de raciocínio, porém para o cálculo de sua área efetiva de cobre ($A_{e_{sec}}$) considera-se a corrente de pico de saída máxima do conversor (i_{opk}).

$$A_{e_{sec}} = \frac{i_{opk}}{J_{máx}} = \frac{7}{350} \approx 0,02 \text{ cm}^2 \quad (35)$$

$$N_{cond_{sec}} = \frac{A_{e_{sec}}}{A_{ok}} = \frac{0,02}{0,001624} \approx 12,1 \quad (36)$$

Foram empregados 12 condutores em paralelo no secundário do transformador devido a necessidade de sua área efetiva ser maior ou igual à calculada na equação 35.

Desta forma, o transformador implementado neste projeto terá 13 condutores em paralelo no enrolamento primário e 12 condutores em paralelo no secundário do transformador.

3.3.3.5. CÁLCULO DAS INDUTÂNCIAS DO TRANSFORMADOR

As indutâncias do enrolamento primário (L_p) e secundário (L_s) do transformador deste trabalho são determinadas, respectivamente, através das equações 37 e 39.

$$L_p = \frac{2 * N_p * A_e * \Delta B_{máx}}{\frac{\Delta i_o * N_s}{N_p} * 10^4} \quad (37)$$

$$L_p = \frac{2 * 6 * 5,32 * 0,3}{\frac{2 * 17}{6} * 10^4} \approx 0,3379 \text{ mH} \quad (38)$$

$$L_s = \frac{L_p}{\left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2} = \frac{0,3379 * 10^{-3}}{\left(\frac{6}{17}\right)^2} \approx 2,712 \text{ mH} \quad (39)$$

3.3.4. DIODOS RETIFICADORES DE SAÍDA

O método é o mesmo que foi adotado para o estágio de entrada CA-CC, com topologia monofásica de onda completa em ponte. Entretanto, devido à alta frequência são utilizados diodos de recuperação ultra-rápida (*ultra-fast recovery diodes*), os quais possibilitam rápida troca de estágio, ou seja, a passagem do estado de condução para o de bloqueio o mais rápido possível.

Outra consideração necessária para escolha dos diodos retificadores é o seu valor de tensão reversa ($V_{diodo_{rev}}$), o qual deve ser superior ao valor de tensão aplicada nos mesmos quando em condução ($V_{diodo_{m\acute{a}x}}$).

$$V_{diodo_{m\acute{a}x}} = \frac{N_s}{N_p} * V_{pk} \quad (40)$$

$$V_{diodo_{m\acute{a}x}} = \frac{17}{6} * 170 \approx 481,66 \text{ V} \quad (41)$$

Conforme a equação 40, foi utilizado o diodo RHRP30120 da FAIRCHILD SEMICONDUTOR® (FAIRCHILD SEMICONDUTOR, 2013), que tem 1200 V de tensão reversa e corrente direta igual a 30 A.

3.3.5. DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE SAÍDA

3.3.5.1. CÁLCULO DO INDUTOR

O objetivo do indutor de saída (L_o) é manter a operação do conversor o mais próximo do modo contínuo, ou seja, tem a finalidade de eliminar ao máximo a ondulação da corrente de saída (Δi_o). Esta variação é minimizada conforme há um aumento no valor de indutância do mesmo, sendo determinada a partir da equação 42.

$$L_o = \frac{(V_{o_{m\acute{a}x}} + V_{diodo}) * (1 - D_{ef_{m\acute{i}n}})}{2 * f_s * \Delta i_o} \quad (42)$$

Onde:

$$D_{ef_{m\acute{i}n}} = \frac{N_P}{N_S} * \frac{(V_{o_{m\acute{i}n}} + V_{diodo})}{V_{pk}} \approx 0,21 \quad (43)$$

No entanto para garantir operação em condução contínua de corrente no indutor, a razão cíclica efetiva mínima do conversor ($D_{ef_{m\acute{i}n}}$)   considerada igual à zero. Assim ao substituir os parâmetros da equação 42, tem-se:

$$L_o = \frac{(300 + 1) * (1 - 0)}{2 * 100 * 10^3 * 2} \approx 0,7525 \text{ mH} \quad (44)$$

3.3.5.2. DETERMINAÇÃO DO NÚCLEO DO INDUTOR

Neste caso são adotados os parâmetros conforme a tabela 5. Isto é possível devido ao baixo nível de ondulação da corrente de alta frequência presente neste indutor.

Tabela 5: Especificações do indutor do filtro de saída.

Símbolo	Parâmetro	Valor
K_{wL_o}	Fator de ocupação da janela do núcleo	0,5
$i_{o_{pk_{m\acute{a}x}}}$	Corrente de pico de saída	7 A
$i_{o_{m\acute{a}x}}$	Corrente de saída máxima	5 A
$J_{m\acute{a}x}$	Densidade de corrente máxima	350 A/cm ²
$B_{m\acute{a}x}$	Densidade de fluxo máxima	0,3 T

Fonte: Autoria Própria.

A partir destes valores é calculado, através da equação 45, o produto entre a área da janela do núcleo (A_{wL}) e área efetiva da perna central do núcleo (A_{eL}).

$$A_{pL} = A_{wL} * A_{eL} = \frac{L_o * i_{opk,m\acute{a}x} * i_{o,m\acute{a}x} * 10^4}{K_{wL_o} * J_{m\acute{a}x} * B_{m\acute{a}x}} \quad (45)$$

$$A_{pL} = \frac{0,7525 * 10^{-3} * 7 * 5 * 10^4}{0,5 * 350 * 0,3} \approx 5,016 \text{ cm}^4 \quad (46)$$

Seguindo o mesmo procedimento utilizado para o transformador, o núcleo escolhido deverá ter o valor de A_{pL} superior ao calculado. Desta forma foi escolhido o núcleo do modelo EE MTT139EE6527 da MAGMATTEC®, o qual tem especificações apresentadas na tabela 6.

Tabela 6: Especificações do núcleo MTT139EE6527

Símbolo	Parâmetro	Valor
A_{eL}	Área efetivo núcleo	5,32 cm^2
A_{wL}	Área da janela do núcleo	5,372 cm^2
$A_{wL} * A_{eL}$	Produto entre as áreas	28,58 cm^4
A_l	Fator de indutância	8870 nH/esp^2
V_e	Volume do ferrite	44,5 cm^3
L_e	Comprimento efetivo	0,25 T

Fonte: Autoria Própria.

3.3.5.3. CÁLCULO DO NÚMERO DE ESPIRAS DO INDUTOR

O número de espiras no indutor do filtro de saída pode ser calculado por meio da equação 47.

$$N_{L_o} = \frac{L_o * i_{opk,m\acute{a}x} * 10^4}{B_{m\acute{a}x} * A_e} \quad (47)$$

$$N_{L_o} = \frac{0,7525 * 10^{-3} * 7 * 10^4}{0,3 * 5,32} \approx 33 \text{ espiras} \quad (48)$$

Desta forma foi considerado 33 espiras no enrolamento do indutor do filtro de saída.

3.3.5.4. CÁLCULO DOS CONDUTORES DO INDUTOR

Já que a frequência de operação do conversor em ponte completa (*Full-Bridge*) é igual para todo seu sistema, o condutor escolhido deve ser o mesmo adotado para o transformador. O fio #25AWG (*American Wire Gauge*) tem diâmetro igual a 0,045 cm e suas características de catálogo estão presentes na tabela 4 mostrada anteriormente.

O cálculo da quantidade de condutores em paralelo no indutor é realizado da mesma maneira que para o transformador. Considera-se a corrente eficaz ($i_{o_{pk}}$) e a densidade de corrente máxima ($J_{máx}$), ambas aplicadas ao fio, visto na equação 49.

$$A_{eL_o} = \frac{i_{pk}}{J_{máx}} = \frac{7}{350} \approx 0,02 \text{ cm}^2 \quad (49)$$

Já o número de condutores em paralelo no indutor ($N_{cond_{L_o}}$) é dado através da equação 50.

$$N_{cond_{L_o}} = \frac{A_{eL_o}}{A_{ok}} = \frac{0,02}{0,001624} \approx 12,1 \quad (50)$$

Da mesma forma que no transformador, foram utilizados 12 condutores em paralelo no enrolamento do indutor, visto que é necessário um valor inteiro para este parâmetro.

3.3.5.5. CÁLCULO DO ENTREFERRO DO INDUTOR

O cálculo do entreferro é realizado para evitar saturação do núcleo do indutor quando trabalhando com valores maiores de corrente em seu enrolamento. Além disso, o entreferro oferece 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. O valor do entreferro é determinado através da equação 51 (MELLO, 2000).

$$L_g = \frac{\mu_0 * \mu_r * N_{L_o}^2 * A_{eL} * 10^{-2}}{L_o} \quad (51)$$

Considerando a permeabilidade relativa ($\mu_r = 1$) e a permeabilidade do ar ($\mu_r = 4\pi \cdot 10^{-7}$), como também os demais parâmetros vistos anteriormente, obtém-se:

$$L_g = \frac{1 * 4\pi * 10^{-7} * 33^2 * 5,32 * 10^{-2}}{0,7525 * 10^{-3}} \approx 0,0967 \text{ cm} \quad (52)$$

O valor encontrado corresponde ao comprimento total de entreferro, porém, ao utilizar o núcleo do modelo EE deve-se dividir o valor calculado em duas partes. Uma metade fica na parte central do núcleo, já a outra fica em suas pernas laterais. Desta forma o entreferro nominal (L_{gEE}) para este modelo de núcleo é encontrado através da equação 53.

$$L_{gEE} = \frac{L_g}{2} \approx 0,04835 \text{ cm} \quad (53)$$

3.3.5.6. CÁLCULO DO CAPACITOR

O dimensionamento do capacitor é realizado com intuito de manter as oscilações de tensão na saída do conversor estabilizadas conforme as especificações de projeto. Desta forma, sua capacitância (C_o) é encontrada a partir da equação 54, a qual relaciona as variações de corrente (Δi_o) e de tensão (ΔV_o) com a frequência de chaveamento (f_s) do sistema.

$$C_o = \frac{\Delta i_o}{8 * \Delta V_o * f_s} \quad (54)$$

$$C_o = \frac{2}{8 * 17 * 100 * 10^3} \approx 0,147 \mu F \quad (55)$$

No entanto, por precaução foi utilizado um capacitor com valor de $47 \mu F$, com intuito de eliminar ao máximo o *ripple* presente na tensão de saída do conversor.

3.4. LÓGICA DE CONTROLE E PROTEÇÃO

Inicialmente, foi adotada uma estratégia de controle que melhor se enquadra ao funcionamento do conversor com topologia *Full-Bridge* implementado neste trabalho. Dentre as várias opções presentes no mercado, escolheu-se o controlador SG3524N da TEXAS INSTRUMENTS® (TEXAS INSTRUMENTS, 2015), o qual é um dispositivo exclusivo à área de fontes chaveadas, facilitando a implementação do mesmo.

O processo de proteção foi realizado a partir da realimentação utilizada no controle, somada a algumas manipulações que possibilitaram o monitoramento dos níveis de tensão e corrente.

3.4.1. MÉTODO DE CONTROLE

O sistema de controle é composto por duas malhas. Uma malha externa de tensão, a qual é responsável por controlar a tensão de saída (V_o). E uma malha interna de corrente que, por sua vez, é responsável por controlar a corrente presente no enrolamento primário do transformador.

Conforme o diagrama de blocos da figura 30, o controlador de tensão é responsável por tratar o sinal de erro (V_e) gerado pela diferença entre a tensão de referência e a tensão de saída, o qual é aplicado no ajuste do sinal *PWM*. Já a realimentação de corrente, monitora o nível de corrente presente no enrolamento primário do transformador disponibilizando um valor de referência. Por sua vez, este sinal de referência é manipulado até resultar em outro sinal de erro, o qual é tratado pelo controlador de corrente. Por fim, a saída do controlador de corrente também será aplicada no ajuste do sinal *PWM*, controlando o valor de potência entregue à carga.

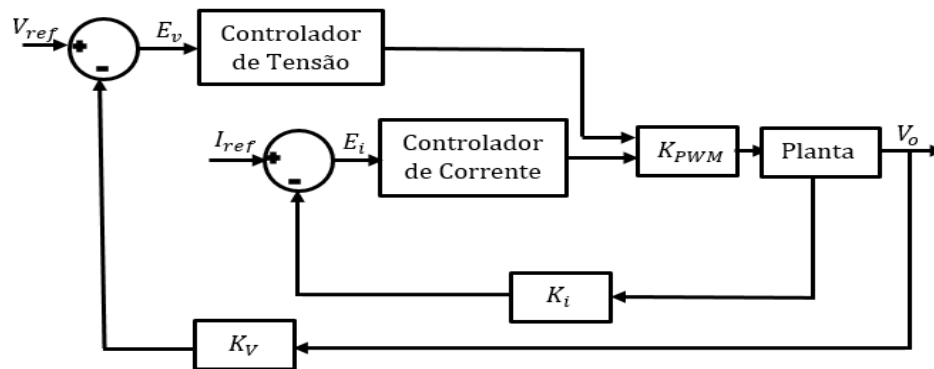


Figura 30 – Diagrama de blocos do sistema de controle.

Fonte: Baseado em (OGATA, 2010).

Devido à sua ampla aplicação em conversores CC-CC, neste projeto será utilizado um compensador do tipo Proporcional Integral Derivativo (PID), que controla a corrente presente no enrolamento primário do transformador e a tensão de saída do conversor. Este método tem a finalidade de atender as seguintes especificações (BADIN, 2004):

- Rejeição à variação de carga na saída do conversor;
- Erro ao degrau nulo, em regime;
- Resposta transitória rápida com oscilação reduzida;
- Reduzido sobressinal nos transitórios.

Para atender a segunda exigência, o sistema deve apresentar um pólo na origem (um integrador), visto que a planta não possui naturalmente um pólo nulo. O integrador ainda assegura a rejeição de perturbação do tipo degrau. Já para evitar a oscilação durante o transitório deve-se garantir que os pólos dominantes em malha fechada sejam reais ou estejam próximos ao eixo real, desta forma é necessário que o compensador forneça um avanço de fase (BADIN, 2004).

A figura 31 apresenta o circuito do controlador, o qual é implementado a partir do amplificador operacional (amplificador de erro) presente no circuito integrado SG3524N utilizado para o controle.

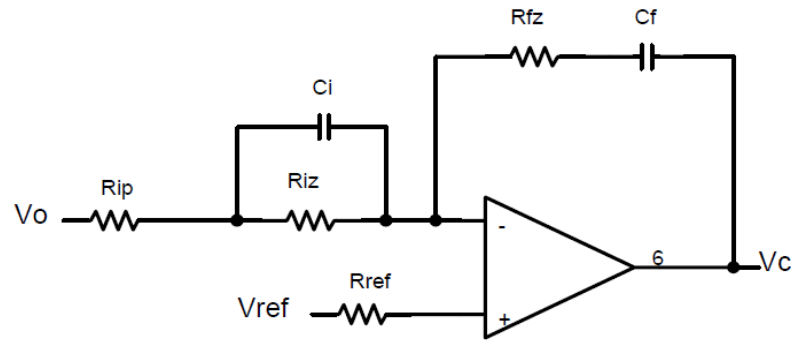


Figura 31 – Controlador PID utilizado.

Fonte: Adaptado de (BADIN, 2004).

A função transferência $V_c(s)/V_o(s)$ do compensador é fornecida pela equação 56 (BADIN, 2004).

$$\frac{V_c(s)}{V_o(s)} = \frac{(1 + R_{iz} * C_i * s) * (1 + C_f * R_{fz} * s)}{C_f * s * (R_{ip} + R_{iz}) * \left(1 + C_i * s * \frac{R_{ip} * R_{iz}}{R_{iz} + R_{ip}}\right)} \quad (56)$$

A modelagem matemática necessária para o projeto dos controladores PI é abordada por Nise (2002) e Ogata (2010).

3.4.2. REALIMENTAÇÃO DE CORRENTE

Para realimentação de corrente foi utilizado o sensor ACS712 da ALLEGRO® (ALLEGRO MICROSYSTEMS, 2006) bastante utilizado, como no controle de motores, fontes de alimentação e diversas outras aplicações. Ao aplicar um nível de corrente em quatro de seus terminais (dos pinos 1 e 2, para os pinos 3 e 4), gera um campo magnético, o qual é detectado e convertido para um nível proporcional de tensão. Este sensor possibilita realizar o monitoramento de corrente aplicada no enrolamento primário do transformador, visto que este dispositivo gera um sinal alternado de tensão, que obedece a função transferência obtida através o gráfico presente na figura 32.

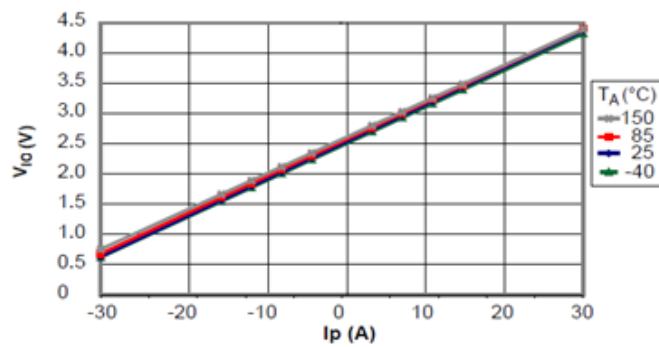


Figura 32 – Gráfico da função transferência do circuito integrado ACS712.

Fonte: Adaptado de (ALLEGRO MICROSYSTEMS, 2006).

Visto que o sensor utilizado gera um sinal de tensão alternado com valor médio de 2,5 V, primeiramente foi necessária a realização de diversas manipulações com intuito de eliminar o valor médio, ou seja, gerar um sinal alternado “puro” que possibilite a identificação do ciclo de trabalho positivo e negativo do conversor com maior precisão. Neste processo, ainda foi realizada a retificação deste sinal através de um retificador de precisão, visto que o circuito integrado controlador SG3524N e a parte de proteção admitem apenas nível de tensão contínua.

3.4.3. REALIMENTAÇÃO DE TENSÃO

Conforme especificações de projeto o nível máximo de tensão na saída do conversor é 300 V, portanto inicialmente foi necessária à implementação de um divisor de tensão, presente na figura 33, o qual obedece a equação 57, que diminuiria proporcionalmente este valor, permitindo a manipulação deste sinal.

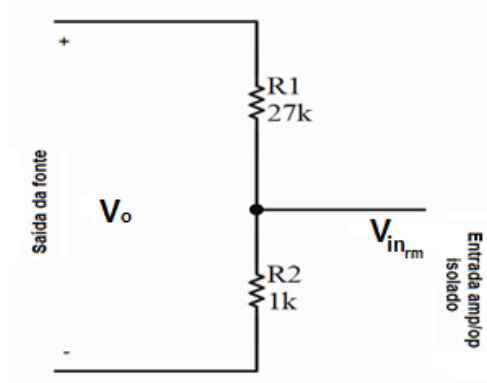


Figura 33 – Divisor de tensão presente na saída da fonte.

Fonte: Autoria Própria.

$$V_{in_{rm}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} * V_o \quad (57)$$

$$V_{in_{rm}} = \frac{1000}{1000 + 27000} * 300 = 10,71[V] \quad (58)$$

Já quando o nível de tensão de saída for mínimo, ou seja, quando for 100 V, o divisor de tensão resulta em um sinal com 3,6 V.

Em seguida foi utilizado um amplificador operacional ISO124 da BURR-BROWN® (BURR-BROWN, 1997), o qual serve como um isolador entre os sinais de entrada e saída, possibilitando o isolamento entre a parte de potência e de controle do conversor. No circuito de controle, ainda foram necessárias algumas manipulações no sinal de realimentação, com intuito de atender as especificações do controlador SG3524N.

3.4.4. CONTROLADOR SG3524N

Diversos são os circuitos integrados desenvolvidos para operarem como moduladores por largura de pulso múltiplos. O SG3524N foi um dos primeiros controladores desenvolvidos, exclusivamente, para as fontes chaveadas. Seu encapsulamento e pinagem podem ser visualizados através da figura 34.

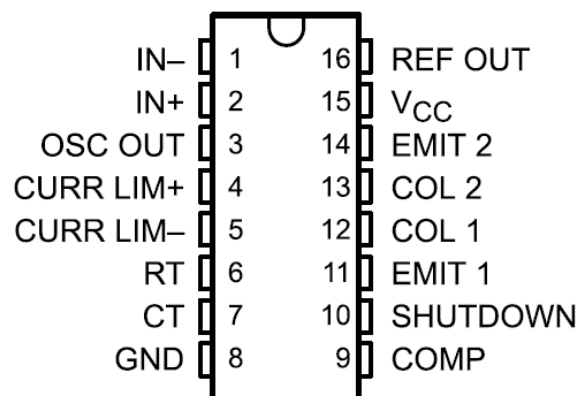


Figura 34 – Encapsulamento do circuito integrado SG3524N.

Fonte: Adaptado de (TEXAS INSTRUMENTS, 2015).

Onde:

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

Para melhor entendimento o diagrama de blocos do circuito integrado SG3524N está presente na figura 35.

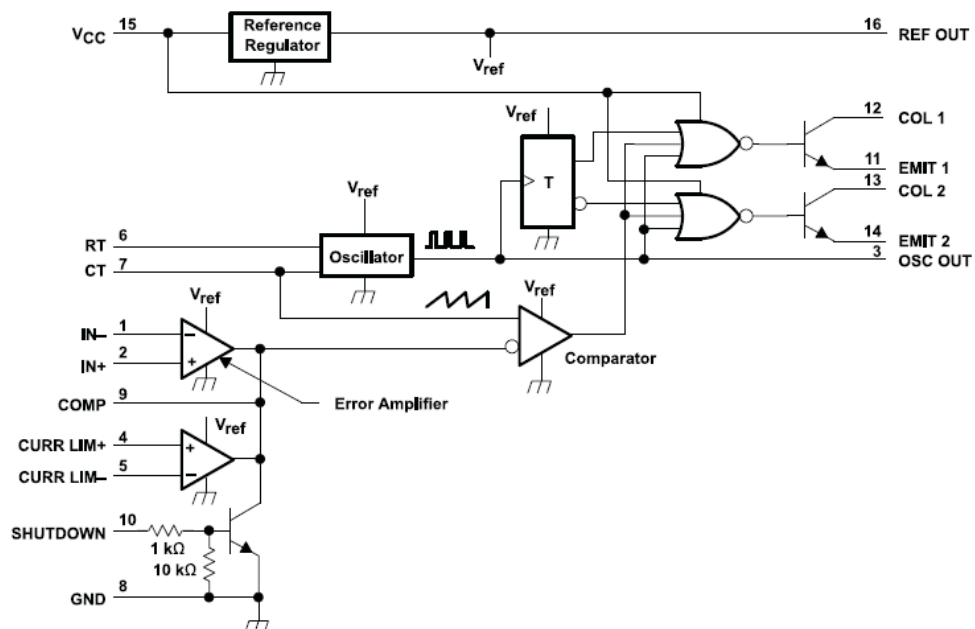


Figura 35 – Circuito integrado SG3524N.

Fonte: Adaptado de (TEXAS INSTRUMENTS, 2015).

É importante ressaltar que neste caso o dispositivo será alimentado com 15 V, porém sua alimentação pode variar entre 8 e 40 V. Ainda este CI é composto por uma

fonte regulada interna com tensão contínua de 5 V, a qual também pode ser aproveitada externamente por meio do pino 16.

3.4.4.1. OSCILADOR

Os pinos 6 e 7 tem a finalidade de determinar a frequência de oscilação do sistema. O pino 7 funciona como caminho de descarga do capacitor conectado à este pino. Desta forma o circuito RC origina uma onda na forma de dente de serra com frequência de operação máxima de 500 kHz.

A partir da equação 59 é realizada a escolha dos valores do resistor (R_t) e capacitor (C_t) que definem a frequência de chaveamento do sistema (TEXAS INSTRUMENTS, 2015).

$$f_s = \frac{1,30}{R_t * C_t} \quad (59)$$

A faixa de valores recomendados para o resistor conectado ao pino 6 é de 1,8 k Ω há 100 k Ω . Já para o capacitor conectado ao pino 7, os valores estão entre 1 nF e 100 nF. Desta forma foi utilizado o resistor com valor de 3,3 k Ω e o capacitor de 4 nF, os quais resultam na frequência de chaveamento de 100 kHz.

3.4.4.2. LIMITADOR DE CORRENTE DE SAÍDA

Nos terminais 4 e 5 estão as entradas “CURR LIM+” e “CURR LIM-”, respectivamente, de um amplificador operacional, no qual pode ser acoplado um sensor que monitore a corrente de carga. Quando esta corrente ultrapassar determinado valor, o dispositivo bloqueia os sinais de saída desligando a fonte.

3.4.4.3. AMPLIFICADOR DE ERRO

Nos terminais 1 e 2 estão, respectivamente, as entradas inversora (IN-) e não inversora (IN+) do amplificador de erro. Sua saída corresponde ao pino 9, no qual pode ser implementado o compensador ou ainda proporcionar um ganho ao sinal. O

compensador pode ser usado tanto entre a saída e o terra ou entre a saída e a entrada inversora.

Já que o circuito integrado SG3524N é composto por uma fonte interna de referência de 5 V, normalmente este sinal é utilizado no amplificador de erro como referência direta ou indiretamente.

3.4.4.4. COMPARADOR *PWM*

Com a finalidade de realizar a comparação entre dois sinais de tensão, o comparador *PWM* é composto por uma entrada positiva destinada a onda dente de serra com frequência gerada pelo circuito $R_t C_t$. E outra entrada com nível de tensão proveniente do limitador de corrente, do amplificador de erro da tensão de saída, ou aplicada diretamente no pino 9.

3.4.4.5. ESTÁGIO DE SAÍDA

O circuito integrado SG3524N proporciona quatro saídas, as quais são utilizadas aos pares (pinos 12 e 13 ou pinos 11 e 14) gerando pulsos complementares, através de transistores NPN, capazes de fornecer corrente máxima de 200 mA.

O pino 10 proporciona a opção de proteção ao sistema, caso seja aplicado um nível positivo de tensão neste pino, o transistor é acionado aterrando o pino de compensação (pino 9). Desta forma os sinais de comando são bloqueados.

3.4.4.6. MÉTODO DE PROTEÇÃO

Este processo foi realizado a partir dos sinais de realimentação de tensão e corrente. Primeiramente foi necessário o ajuste dos mesmos, com intuito de facilitar a implementação do circuito de proteção. A finalidade é gerar um nível lógico alto (baixo quando não houver tensão, alto quando houver tensão) no terminal 11 (SD) do *driver* IR2110 utilizado no acionamento das chaves eletrônicas. Desta forma o acionamento é interrompido até que seja aplicado nível lógico baixo novamente.

Visto que a realimentação de corrente tem um valor relativamente pequeno, foi incorporado um ganho ao sinal com o auxílio de um amplificador operacional. Em

seguida este sinal é comparado com um determinado valor máximo, neste caso ajustável por potenciômetro, o qual resulta em um nível lógico baixo ou alto. Ou seja, quando o sinal de realimentação ultrapassar certo nível de tensão o comparador libera nível lógico baixo em sua saída ocasionando um sinal de falha.

Já no caso da realimentação de tensão não é preciso oferecer ganho ao sinal, todavia é realizado o mesmo procedimento de comparação, seguindo o mesmo raciocínio o comparador libera nível lógico baixo quando for excedido o valor máximo na tensão de saída do conversor.

Ambos os níveis lógicos provenientes dos comparadores são aplicados em uma porta lógica AND com intuito de gerar um sinal resultante de saída. Desta forma quando houver algum problema com os níveis de tensão e/ou corrente irá resultar em um nível lógico baixo, o qual corresponde à falha do sistema.

Seguindo o procedimento de proteção, foi preciso realizar uma associação de dois *Flip-Flops* com topologia D, responsáveis por manter o estado enquanto houver problema com os níveis de tensão e/ou corrente do protótipo do conversor. Ou seja, enquanto não for ajustado o possível erro, ou não for acionado o botão de *reset* do sistema, o conversor mantém o estado, não voltando ao seu devido funcionamento. Novamente é utilizada uma porta lógica AND que agrupe as saídas dos *Flip-Flops* e resulte em um nível lógico de saída.

Até então o nível lógico baixo corresponde falha no conversor, entretanto, conforme já visto, para interromper o chaveamento dos transistores é necessário nível lógico alto no pino SD do *driver* IR2110, tornando necessário o uso de uma porta lógica NAND. Ainda neste passo foi incrementada uma chave *on/off*, a qual permite ligar ou desligar o conversor em qualquer momento, mesmo não havendo falha.

4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais obtidos através de ensaios realizados no protótipo, presente na figura 36, implementado conforme os métodos demonstrados anteriormente.

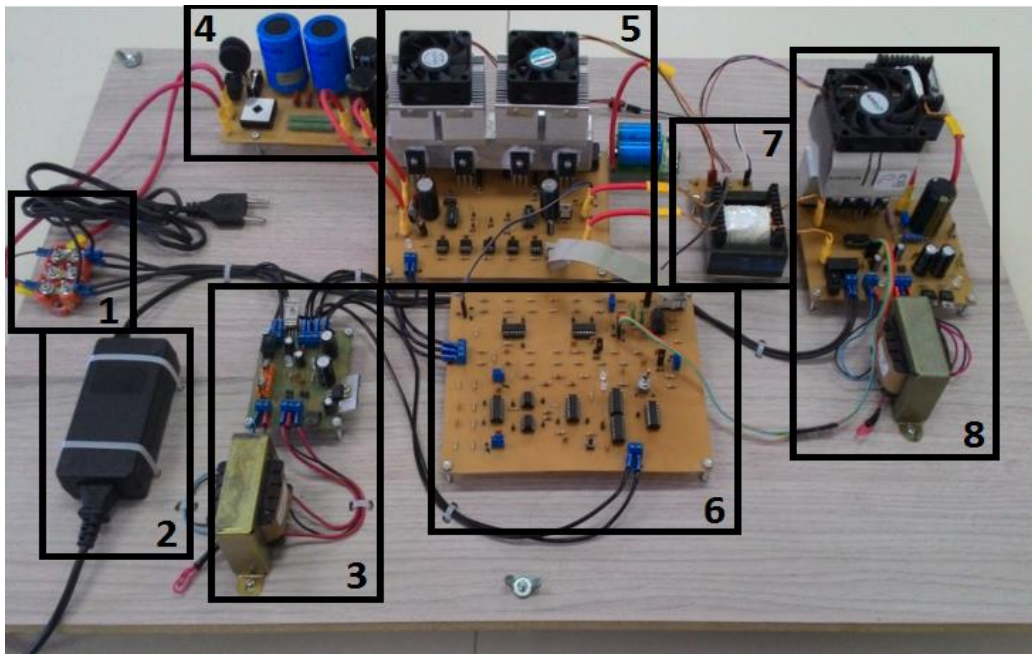


Figura 36 – Protótipo implementado da fonte de alimentação baseado no conversor *Full-Bridge* com modulação por largura de pulso.

Fonte: Autoria Própria.

Para melhor visualização na figura 36 foi dividido o protótipo em partes:

- 1 → Alimentação do sistema;
- 2 e 3 → Fontes auxiliares responsáveis pela alimentação dos circuitos integrados utilizados no protótipo;
- 4 → Estágio de entrada;
- 5 → Inversor em ponte completa;
- 6 → Controle e proteção;
- 7 → Transformador de isolamento;
- 8 → Retificador e filtro de saída.

Os resultados foram retirados a partir de equipamentos disponibilizados pela Universidade Tecnológica do Paraná – *campus* Campo Mourão. Para as formas de

onda foi utilizado o osciloscópio TDS 2002B da marca TEKTRONIX®, o qual disponibiliza dois canais, canal 1 (amarelo) e canal 2 (azul). Ainda foi utilizada a da ponteira de tensão P2220 da marca TEKTRONIX® responsável por ler o sinal de tensão. Para o sinal de corrente ocorreu um pequeno imprevisto, a princípio seria utilizado a ponteira de corrente A622 da marca TEKTRONIX®, no entanto este equipamento não era adequado para sinais de alta frequência. Contudo, em todos os pontos de medição, foi introduzido um resistor de potência de $0,75 \Omega$ em série com o circuito, no qual a queda de tensão aplicada no mesmo ($V_{R_{corrente}}$) resulta no valor de corrente que circula pelo circuito (I_p), seguindo a equação 60.

$$I_p = \frac{V_{R_{corrente}}}{0,75} \quad (60)$$

Com intuito de facilitar o entendimento, os resultados serão divididos em três etapas. Inicialmente será abordado apenas o conversor CC-CC com topologia *Full-Bridge*, o qual terá a tensão de entrada gerada a partir de fontes de bancada. Em seguida será apresentado o estágio de entrada separadamente, por fim acoplado ao conversor. A figura 37 apresenta os pontos de onde foram retiradas as medidas de tensão e corrente do protótipo implementado.

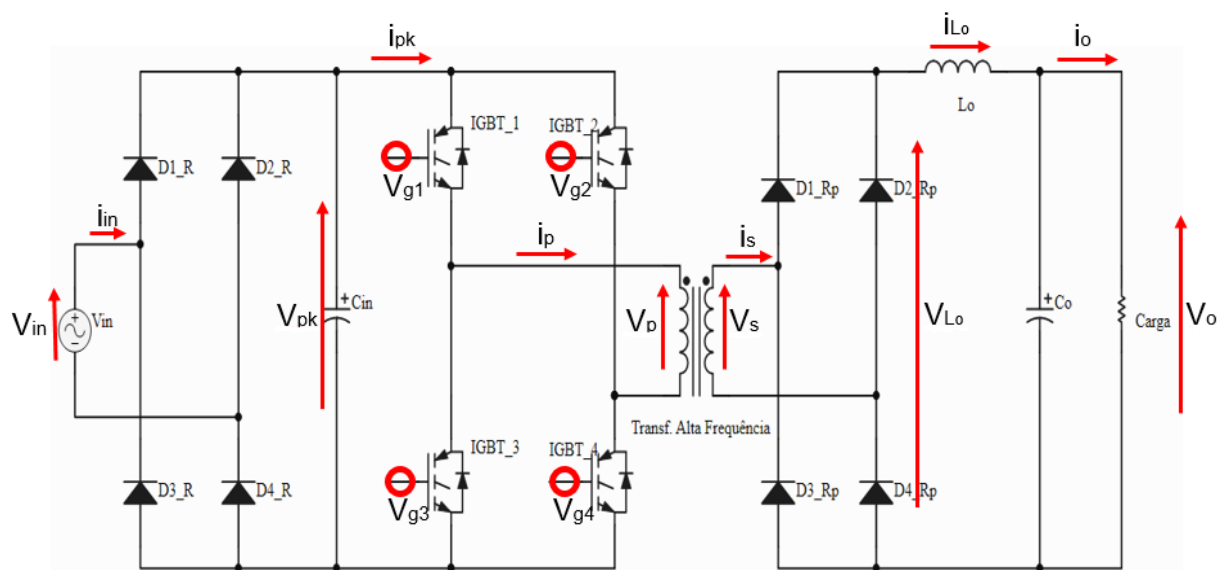


Figura 37 – Pontos de onde foram retiradas as medidas de tensão e corrente do protótipo implementado.

Fonte: Autoria Própria.

4.1. CONVERSOR *FULL-BRIDGE* CC-CC COM MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

Os resultados do conversor com topologia *Full-Bridge*, o qual tem seus esquemáticos presentes no apêndice A, serão divididos em três partes. O método de acionamento e proteção, onde realizam o processo de monitoramento dos níveis de tensão e corrente do conversor, além de realizar o comando de chaveamento dos interruptores do mesmo. O inversor em ponte completa, o qual gera o nível de tensão entregue ao enrolamento primário do transformador de isolamento. Por fim, o processo de retificação de potência, o qual retifica e filtra a tensão presente na saída do transformador, proporcionando um nível de tensão contínua à carga.

Em todas as etapas serão apresentadas as principais formas de onda de tensão e corrente considerando as seguintes especificações de funcionamento descritas na tabela 7.

Tabela 7: Especificações de operação do conversor *Full-Bridge*.

Símbolo	Parâmetro	Valor
V_{pk}	Tensão de entrada do conversor	90 V
V_o	Tensão de saída	170 V
R_{carga}	Carga resistiva	150 Ω

Fonte: A autoria Própria.

4.1.1. ACIONAMENTO E PROTEÇÃO

O esquemático do circuito do controlador SG3524N utilizado no acionamento dos transistores, juntamente com o processo de realimentação de tensão e corrente, está presente na figura 38. Também é apresentado o circuito responsável por regular o nível de tensão presente na saída do conversor.

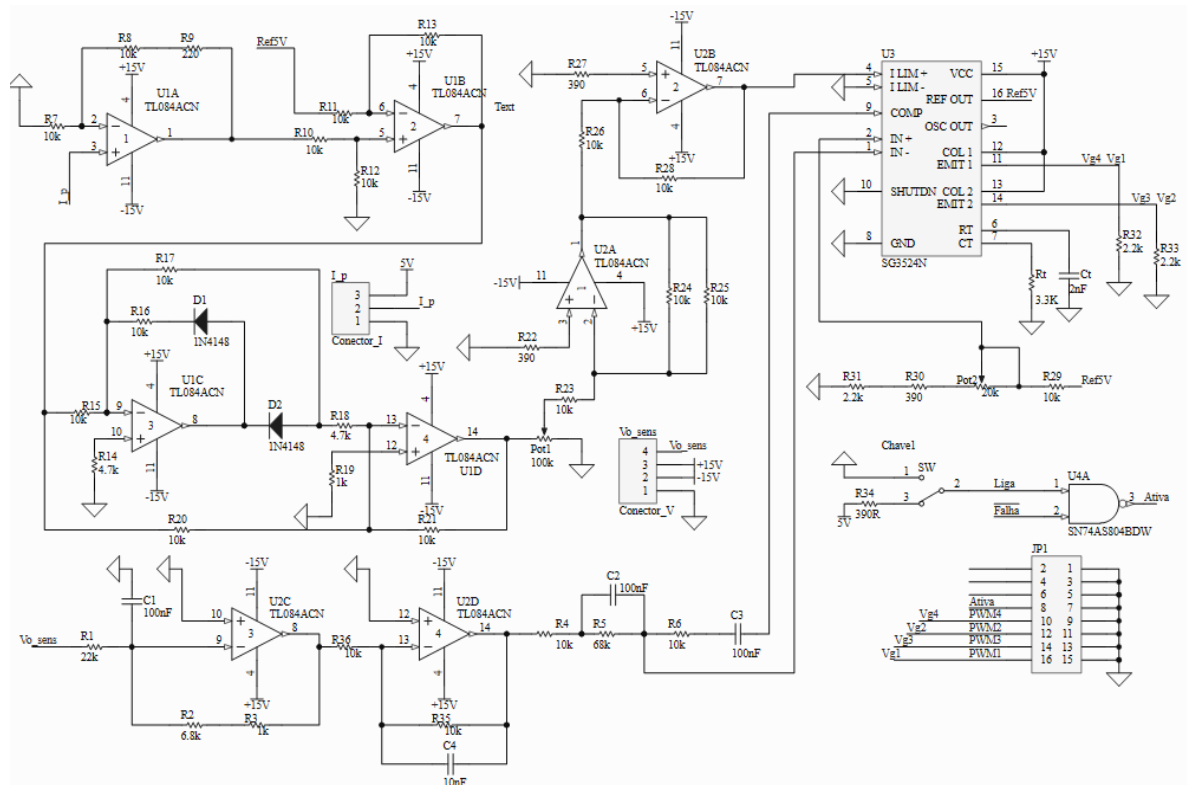


Figura 38 – Esquemático completo do processo de realimentação de tensão e corrente em conjunto com o circuito do controlador SG3524N.

Fonte: Autoria Própria.

A figura 39 apresenta os sinais gerados pelo controlador SG3524N, os quais são responsáveis pelo acionamento dos transistores. Percebe-se que são duas formas de onda, cada uma responsável por um ciclo de operação do conversor. A figura 39a representa o momento em que a razão cíclica do conversor é mínima, já a figura 39b apresenta o momento em que a razão cíclica é máxima.



Figura 39 – Razão cíclica máxima e mínima do conversor, a) – Razão cíclica mínima, no qual o canal 1 apresenta o sinal de acionamento do IGBT_1 e do IGBT_4 e o canal 2 o sinal de acionamento do IGBT_2 e IGBT_3 e b) Razão cíclica máxima, onde o canal 1 apresenta o sinal de acionamento do IGBT_1 e do IGBT_4 e o canal 2 o sinal de acionamento do IGBT_2 e IGBT_3.

Fonte: Autoria Própria.

Em seguida, na figura 40, pode-se visualizar o esquemático responsável pelo processo de proteção do protótipo, ainda permitindo ao usuário visualizar, através de leds, se o sistema está em perfeito funcionamento. O led1 sinaliza falha, enquanto o led2 representa que funcionamento correto.

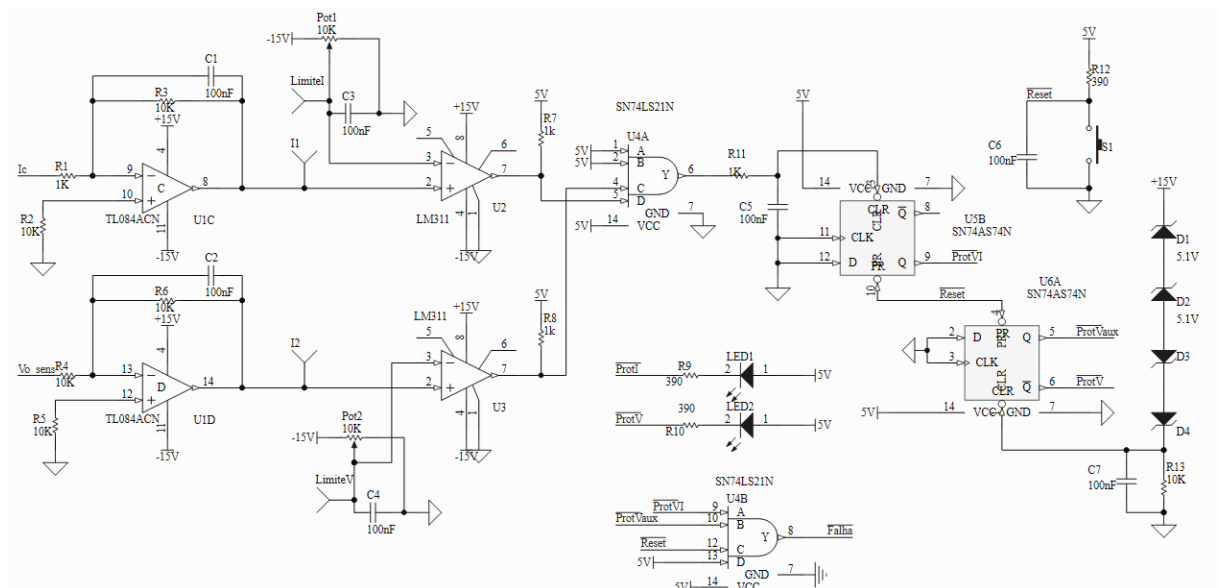


Figura 40 – Esquemático completo do processo de proteção do protótipo.

Fonte: Autoria Própria.

Como dito anteriormente, para originar o sinal de falha, e conseqüentemente o desligamento do protótipo implementado, é necessário gerar nível lógico alto no terminal 11 (SD) do *driver* IR2110. Desta forma, a figura 41 apresenta o momento em que o protótipo é desativado quando há mudança de estado do nível lógico no mesmo.

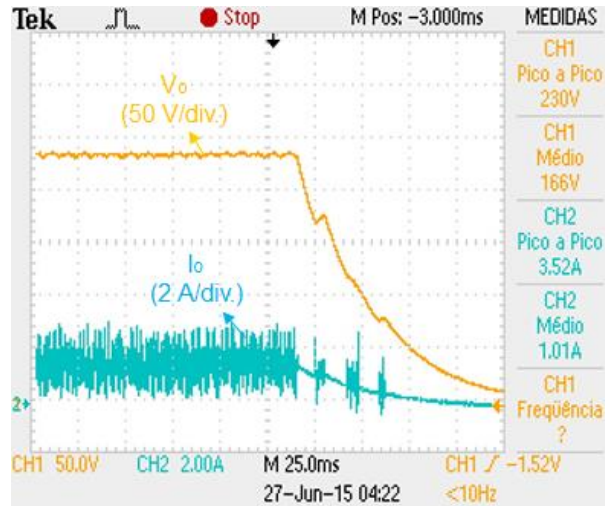


Figura 41 – Tensão e corrente presentes na saída do conversor no momento em que há mudança de estado do nível lógico no pino 11 do *driver*.

Fonte: Autoria Própria.

Perceba que, realmente, há o desligamento do protótipo no momento em que é aplicado nível lógico alto no pino 11 do *driver*.

4.1.2. INVERSOR EM PONTE COMPLETA

O esquemático do inversor é apresentado na figura 42, no qual também está presente o sensor de corrente implementado para monitorar o nível de corrente no enrolamento primário do transformador. Ainda nota-se a presença dos *drivers* responsáveis pelo acionamento dos *IGBTs*, além da presença dos optoacopladores destinados ao isolamento entre a placa de controle e o inversor com topologia *Full-Bridge*.

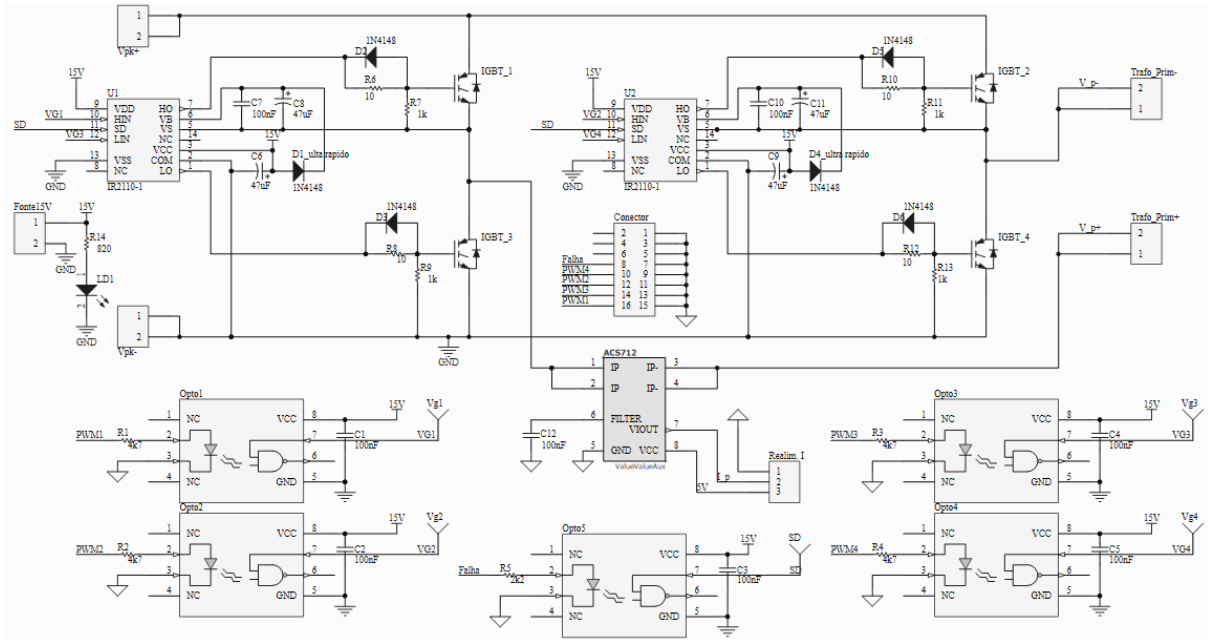


Figura 42 – Esquemático completo do inversor em ponte completa.

Fonte: Autoria Própria.

Na figura 43 é possível visualizar os níveis de tensão e corrente, presentes na entrada do inversor. Como apresentado anteriormente para medição dos valores de corrente foi implementado um resistor shunt.

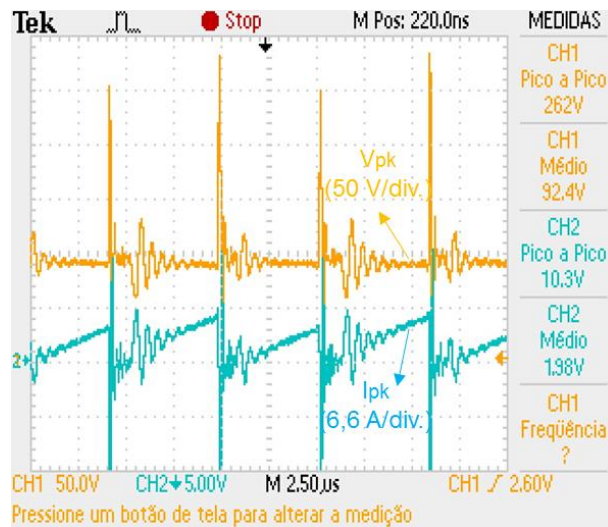


Figura 43 – Formas de onda presentes na entrada do conversor *Full-Bridge*. O canal 1 apresenta o nível de tensão, enquanto o canal 2 apresenta o nível de corrente no mesmo ponto.

Fonte: Autoria Própria.

Desta forma seguindo a equação 60 resultou em um valor de corrente média de 2,64 A.

Já na saída do inversor são geradas as formas de onda de tensão e corrente presentes na figura 44, com 73,5 V e 1,98 A respectivamente, as quais são aplicadas no enrolamento primário do transformador.

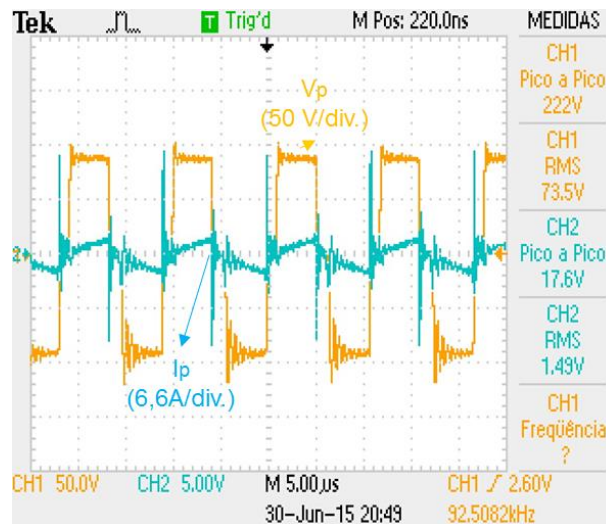


Figura 44 – Formas de onda presentes no enrolamento primário do transformador. O canal 1 apresenta o nível de tensão, enquanto o canal 2 apresenta o nível de corrente no mesmo ponto.

Fonte: Autorial Própria.

O transformador de isolamento, presente na figura 45, foi projetado para operar na frequência de 100 kHz, e atender as especificações de projeto, como a relação de transformação, número de condutores em paralelo, dentre outras apresentadas anteriormente. Com intuito de facilitar a construção do protótipo, este transformador foi produzido pela empresa MAGMATTEC®, a qual realiza a confecção de elementos magnéticos a partir do projeto desenvolvido pelo cliente.



Figura 45 – Transformador de isolamento do protótipo.

Fonte: Autoria Própria.

Obteve-se um transformador com indutância de, aproximadamente, $412 \mu\text{H}$ no enrolamento primário e $1661 \mu\text{H}$ no secundário do transformador.

4.1.3 RETIFICADOR DE POTÊNCIA E FILTRO DE SAÍDA

Na figura 46 pode-se observar o esquemático do retificador de potência, onde também estão presentes o amplificador operacional isolado utilizado para o monitoramento da tensão de saída do conversor, e a fonte auxiliar responsável pela alimentação do mesmo, além do filtro de saída.

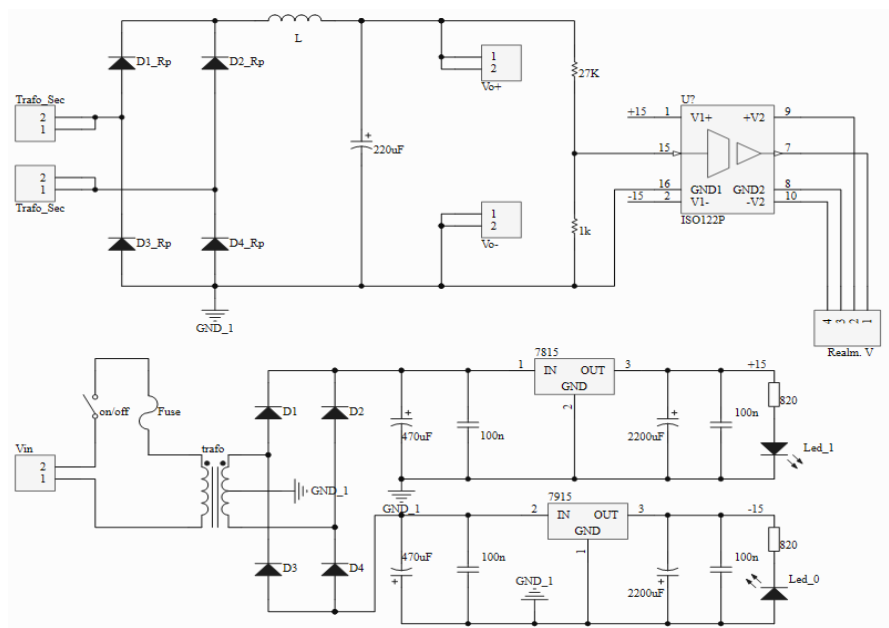


Figura 46 – Esquemático completo do retificador de potência.

Fonte: Autoria Própria.

O nível de tensão no enrolamento secundário do transformador aplicado na entrada do retificador é observado na figura 47, a qual também apresenta a forma de onda da corrente presente no mesmo ponto.

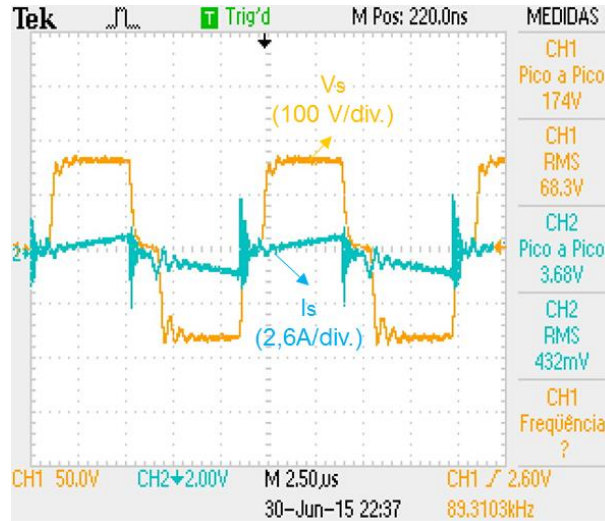


Figura 47 – Formas de onda presentes no enrolamento secundário do transformador. O canal 1 apresenta o nível de tensão dividido por dois, devido a necessidade de utilizar um divisor de tensão para colher o resultado, enquanto o canal 2 apresenta o nível de corrente no mesmo ponto.

Fonte: Autoria Própria.

Neste caso, foi necessária a implementação de um divisor de tensão para coletar a forma de onda de tensão neste ponto, já que o osciloscópio não permite trabalhar com níveis maiores de escalas. Desta forma os valores de tensão e corrente *RMS* presentes no enrolamento secundário do transformador são aproximadamente 136 V e 576 mA respectivamente.

Obedecendo à relação de transformação do transformador, note que o nível de tensão aumenta de acordo com a razão cíclica do conversor. Observa-se a presença de ruídos no sinal, porém estão dentro das especificações de projeto, visto que há um nível de potência relativamente alto na saída.

Seguindo o funcionamento do conversor, os sinais de tensão e corrente são retificados, e podem ser visualizados na figura 48. Novamente conforme a equação 60 foi obtido um valor de corrente média de 972 mA.

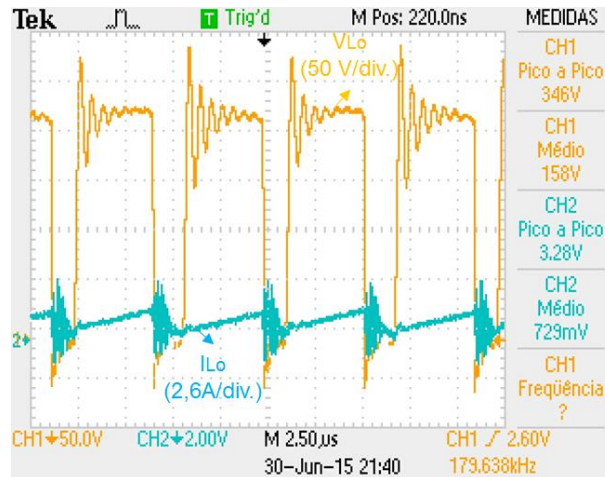


Figura 48 – Formas de onda após o retificador sem o filtro de saída. O canal 1 apresenta o nível de tensão, enquanto o canal 2 apresenta a corrente no mesmo ponto.

Fonte: Autoria Própria.

Já a figura 49 apresenta as formas de onda de tensão e corrente após o filtro de saída, presentes na saída do protótipo.

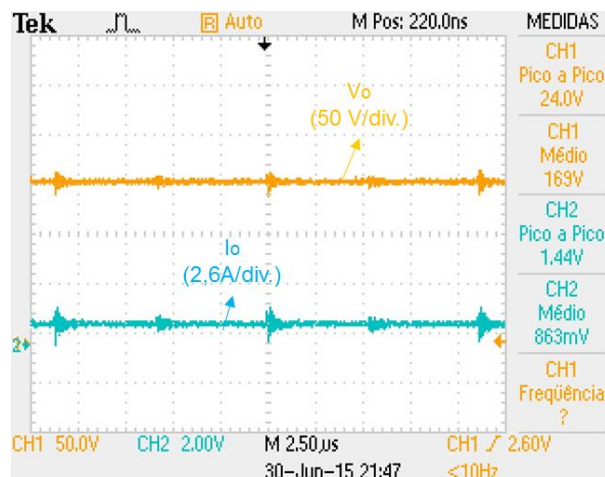


Figura 49 – Formas de onda de saída do conversor. O canal 1 apresenta a tensão de saída do protótipo, enquanto o canal 2 apresenta a corrente de saída entregue à carga.

Fonte: Autoria Própria.

Percebe-se que o nível de tensão ainda não filtrada tem um valor médio inferior ao presente na saída do conversor, isto porque o filtro é responsável pela eliminação da ondulação de *ripple*, proporcionando nível de tensão e de corrente contínua à carga. Conforme a equação 60 apresentada anteriormente a corrente média na saída

do conversor é 1,15 A e seu valor pico a pico atinge a 1,92 A. Contudo o nível de potência entregue a carga neste caso é de, aproximadamente, 194 W.

4.2. ESTÁGIO DE ENTRADA

Na seguinte etapa serão consideradas as seguintes especificações de funcionamento descritas na tabela 8.

Tabela 8: Especificações de operação do estágio de entrada.

Símbolo	Parâmetro	Valor
V_{in}	Tensão de entrada	127 V
V_{pk}	Tensão de entrada do conversor	165 V
R_{carga}	Carga resistiva	55 Ω

Fonte: Autoria Própria.

A figura 50 apresenta o esquemático do estágio de entrada responsável por retificar e filtrar o nível de tensão de entrada do sistema, o qual também pode ser visto no apêndice B.

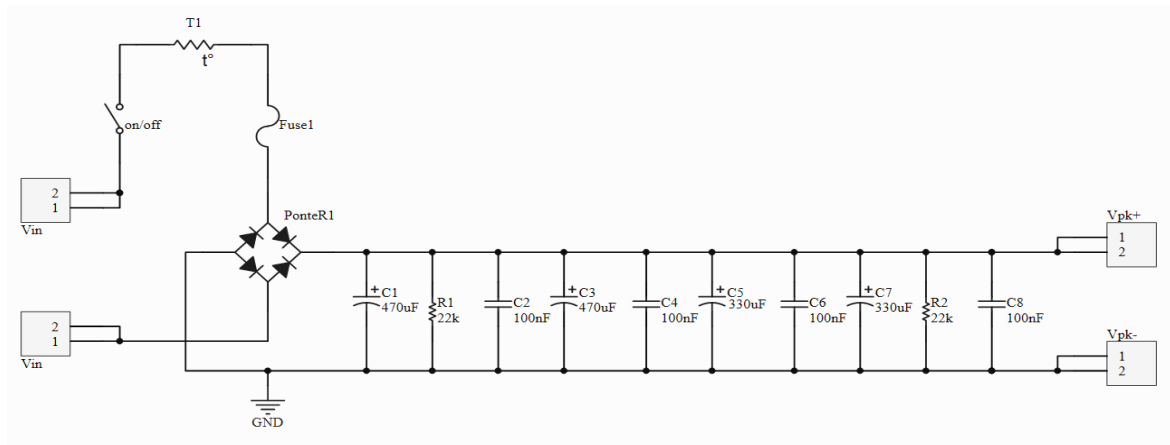


Figura 50 – Esquemático completo do estágio de entrada.

Fonte: Autoria Própria.

A figura 51 ilustra as formas de onda de tensão e corrente, ambas presentes na entrada do retificador. Como já dito anteriormente, a tensão de entrada é

proveniente da rede de distribuição elétrica, com nível de tensão alternada com valor RMS de 127 V.

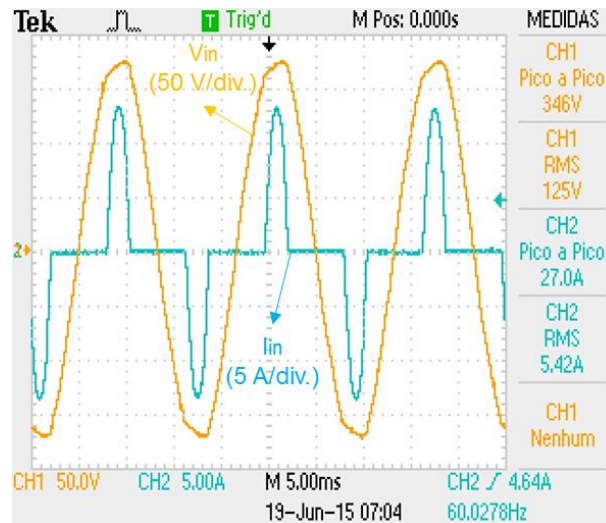


Figura 51 – Formas de onda presente na entrada do estágio de entrada. O canal 1 apresenta a tensão de entrada do protótipo, enquanto o canal 2 apresenta a corrente no mesmo ponto.

Fonte: Autoria Própria.

Já na figura 52, é possível visualizar as formas de onda de tensão e corrente de entrada, ambas retificadas e filtradas, proporcionando um nível de tensão contínua com valor de 165 V na entrada do conversor. Embora possuam ondulações (*ripple*), estas estão dentro das especificações do projeto.

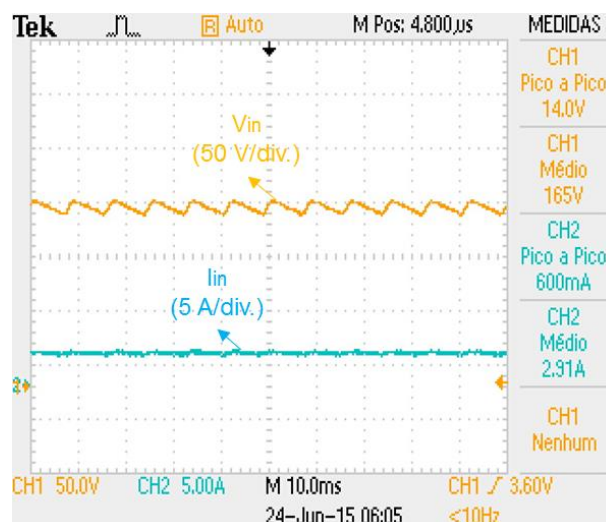


Figura 52 – Formas de onda presentes na saída do estágio de entrada. O canal 1 apresenta o nível de tensão, enquanto o canal 2 apresenta o nível de corrente no mesmo ponto.

Fonte: Autoria Própria.

4.3. CONVERSOR *FULL-BRIDGE* CC-CC COM MODULAÇÃO POR LARGURA DE PUSLO ACOPLADO AO ESTÁGIO DE ENTRADA

Nesta etapa serão consideradas as seguintes especificações de funcionamento descritas na tabela 9.

Tabela 9: Especificações de operação do protótipo acoplado ao estágio de entrada.

Símbolo	Parâmetro	Valor
V_{in}	Tensão de entrada	127 V
V_o	Tensão de saída	250 V
R_{carga}	Carga resistiva	160 Ω

Fonte: Autoria Própria.

Desta forma quando acoplado o estágio de entrada ao conversor CC-CC com topologia *Full-Bridge* foram gerados os níveis de tensão e corrente presentes na figura 53.

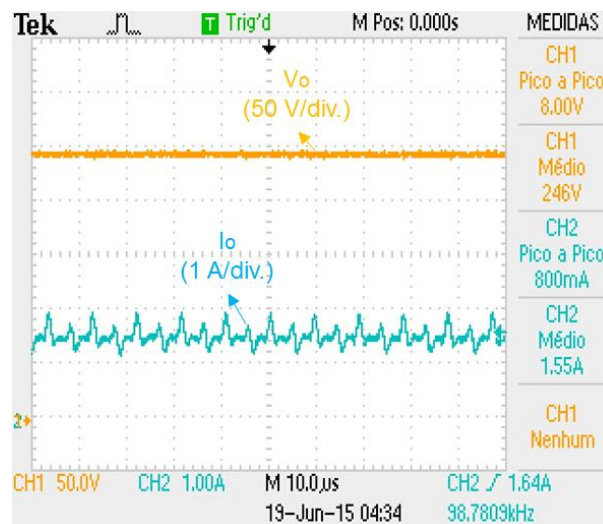


Figura 53 – Formas de onda de saída do conversor acoplado ao estágio de entrada. O canal 1 apresenta a tensão de saída do protótipo, enquanto o canal 2 apresenta a corrente de saída entregue à carga.

Fonte: Autoria Própria.

Observa-se que neste caso o nível de potência atinge o valor de aproximadamente 381 W.

5 CONCLUSÃO GERAL

Visto a necessidade de adquirir maior rendimento e eficiência energética, a Eletrônica de Potência vem se adaptando constantemente com as exigências do mercado. Com o decorrer dos anos, surgiram diversos equipamentos, como os conversores de potência, responsáveis pelo processamento de energia elétrica aplicada em vários setores da engenharia.

Os conversores CC-CC permitem a operação em alta frequência devido a utilização de transistores, os quais operam como chaves responsáveis pela transferência da energia de entrada para a saída, proporcionando maior rendimento comparado às demais topologias. Geralmente o tempo de condução de cada interruptor é controlado pela modulação por largura de pulso (*PWM*).

Este trabalho apresentou o estudo de diversas topologias de conversor, com intuito de se escolher a mais apropriada para este nível de potência. Desta forma, optou-se pelo conversor em ponte completa isolada (conversor *Full-Bridge*) composto por quatro chaves acionadas duas a duas pelo método *PWM*, além da utilização de um transformador operando em alta frequência.

Através das especificações de projeto foram dimensionados o transformador e o indutor, incluído a bitola de condutores, núcleos magnéticos, quantidade de condutores em paralelo, além dos diodos de retificação, transistores de potência e o filtro de saída.

Para o acionamento dos interruptores foi implementado o método *PWM* a partir do circuito integrado SG3524N operando com frequência de chaveamento de 100 kHz, o qual ainda proporciona o tempo em que todas as chaves permanecem desativadas, denominado tempo morto. Visto que o conversor permite o ajuste de tensão entregue à carga, a razão cíclica do protótipo foi calculada para operar entre 10% e 40% aproximadamente.

Foi implementado um sistema de proteção analógico, o qual monitora o nível de tensão presente na saída, e o valor de corrente aplicada no enrolamento primário do transformador. Ambas as realimentações funcionaram, desativando o protótipo caso os níveis máximos de operação do mesmo sejam extrapolados.

O conversor foi implementado para operar em dois modos de operação, em malha fechada ou em malha aberta, conforme necessidade do usuário.

Conforme os resultados, o rendimento do conversor se mostrou dentro do esperado, visto que se obteve aproximadamente 79% de rendimento. A ideia de disponibilizar o presente trabalho para uso didático na Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR campus Campo Mourão será colocada em prática, visto que o curso de engenharia eletrônica é recente neste campus, onde há certa carência de equipamentos.

Como sugestões para trabalhos futuros do projeto apresentado, a proposta tange os seguintes aspectos:

- O aprimoramento da estrutura atual em conjunto com a implementação de um controle digital;
- Aumento do nível de potência;
- Aplica-lo em sistemas fotovoltaicos.

REFERÊNCIAS

BADIN, Alceu A. **Fonte de Alimentação de um Tubo de Raios X para Diagnósticos Odontológicos**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 2004.

ALLEGRO MICROSYSTEMS. **Datasheet ACS712**. Disponível em: <<http://www.allegromicro.com/>>. Acesso em: mar. 2015.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas**. Florianópolis: Ed. do Autor, 2001.

BARBI, I.; POTIKER, Fabiana. **Conversor CC-CC Isolados de Alta Frequência com comutação suave**. Florianópolis: Edição dos autores, 1999.

BURR-BROWN. **Datasheet ISO124**. Disponível em: <<http://www.burr-brown.com/>>. Acesso em: abr. 2015.

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. **Datasheet HGTG11N120CND**. Disponível em: <<https://www.fairchildsemi.com/>>. Acesso em: mar. 2015.

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. **Datasheet RHRG10120**. Disponível em: <<https://www.fairchildsemi.com/>>. Acesso em: abr. 2015.

FAGUNDES, J. C. S. **Transformadores e Indutores para Conversores Estáticos Operando em Alta Frequência**. Apostila utilizada no curso de Pós Graduação em Eletrônica de Potência, INEP, UFSC. Florianópolis, 2003.

FARIA, J. H. S. de. **Conversor CC-CC elevador de tensão Full-Bridge para aplicações em célula a combustível**. Dissertação (Mestrado em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Uberlândia – UFU, Uberlândia, 2012.

LIMA, M. A. C. **Transformadores Multielementos: Estudo e Implementação**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 1999.

LOURENÇO, M. E. **Análise e Projeto de Compensadores para Conversores Full-Bridge-ZVS-PWM-PS**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC, Florianópolis, 1994.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Conversores CC-CC Básicos Não-Isolados**. Florianópolis: Edição dos autores, 2006.

MEHL, Ewaldo. L. M. **Fontes Chaveadas**. Curitiba: Ed. do Autor, 2004.

MELLO, L. F. P. **Análise e Projeto de Fontes Chaveadas**. 9 edição. São Paulo: Editora Érica, 2000.

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

NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 3ª edição. Rio de Janeiro: Editora S.A., 2002.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. 4ª edição. São Paulo: Editora Prentice Hall, 2010.

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

PADILHA, Felipe J. da C. **Implementação de um Inversor NPC com Ênfase no Circuito de Acionamento e Controle de Equalização**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Rio de Janeiro - UFRJ, Rio de Janeiro, 2006.

ROBERT, R. **Efeito pelicular**. Revista Brasileira de Ensino de Física, v. 22, n. 2, p. 285-289, Junho 2000.

SCHONARDIE, M. F. **Estudo e Implementação de um transformador de Alta frequência para Fonte de soldagem – Estudo de Diferentes Topologias para Obtenção de Corrente de Saída Alternada**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 2005.

TEXAS INSTRUMENTS. **Datasheet SG3524N**. Disponível em: <<http://www.texas.com>>. Acesso em: abr. 2015.

WUIDART, L. **Topologies for Switched Mode Power Supplies**. STMicroelectronics, 1999.

APÊNDICE A – ESQUEMÁTICOS FINAIS DO CONVERSOR *FULL-BRIDGE* CC-CC COM MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

A.1 CONTROLE

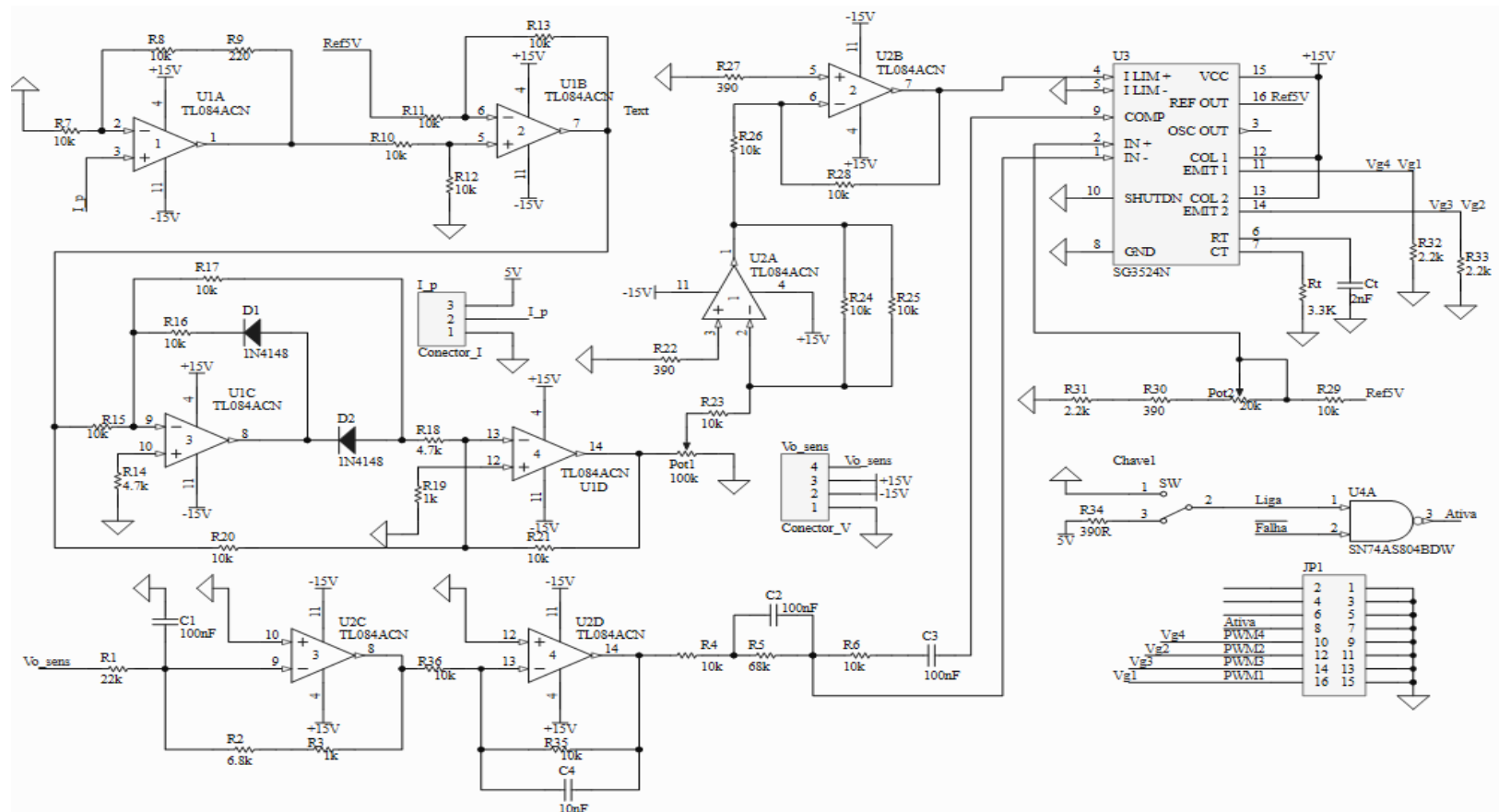


Figura 54 – Esquemático completo do processo de realimentação de tensão e corrente em conjunto com o circuito do controlador SG3524N.

Fonte: Autoria Própria.

A.2 PROTEÇÃO

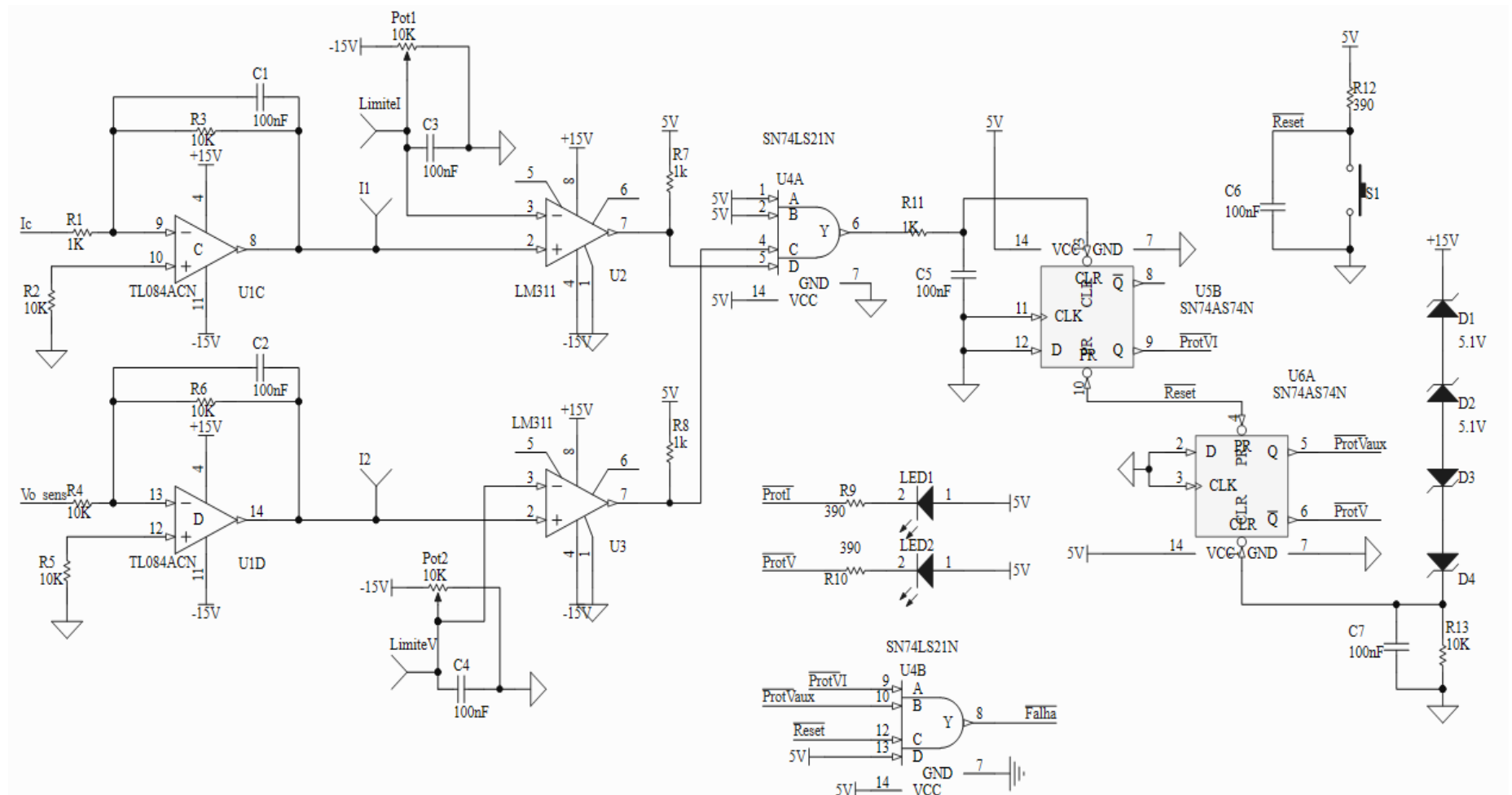


Figura 55 – Esquemático completo do processo de proteção do protótipo.

Fonte: Autoria Própria.

A.3 INVERSOR EM PONTE COMPLETA

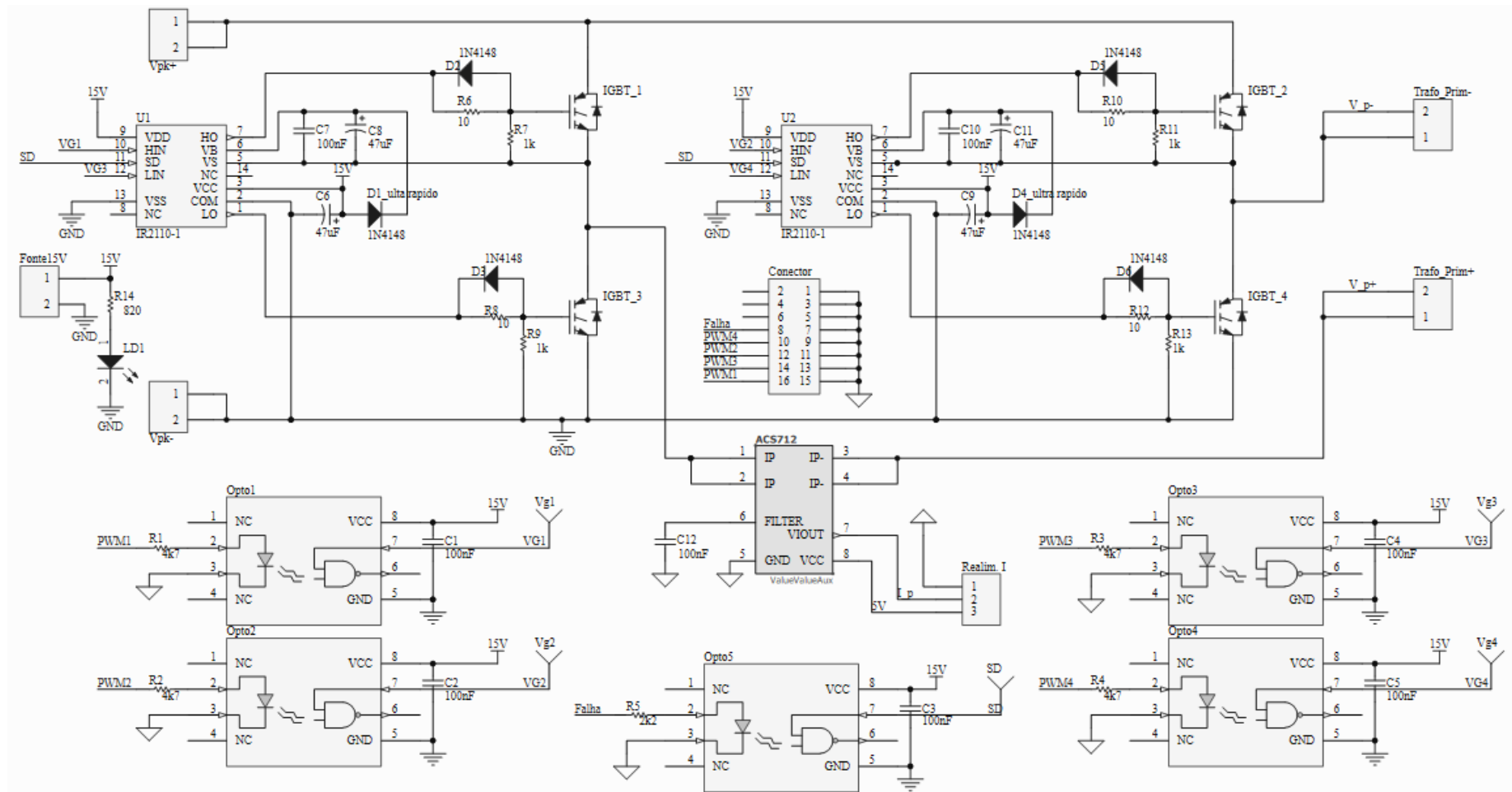


Figura 56 – Esquemático completo do inversor em ponte completa.

Fonte: Autoria Própria.

A.4 RETIFICADOR DE POTÊNCIA E FILTRO DE SAÍDA

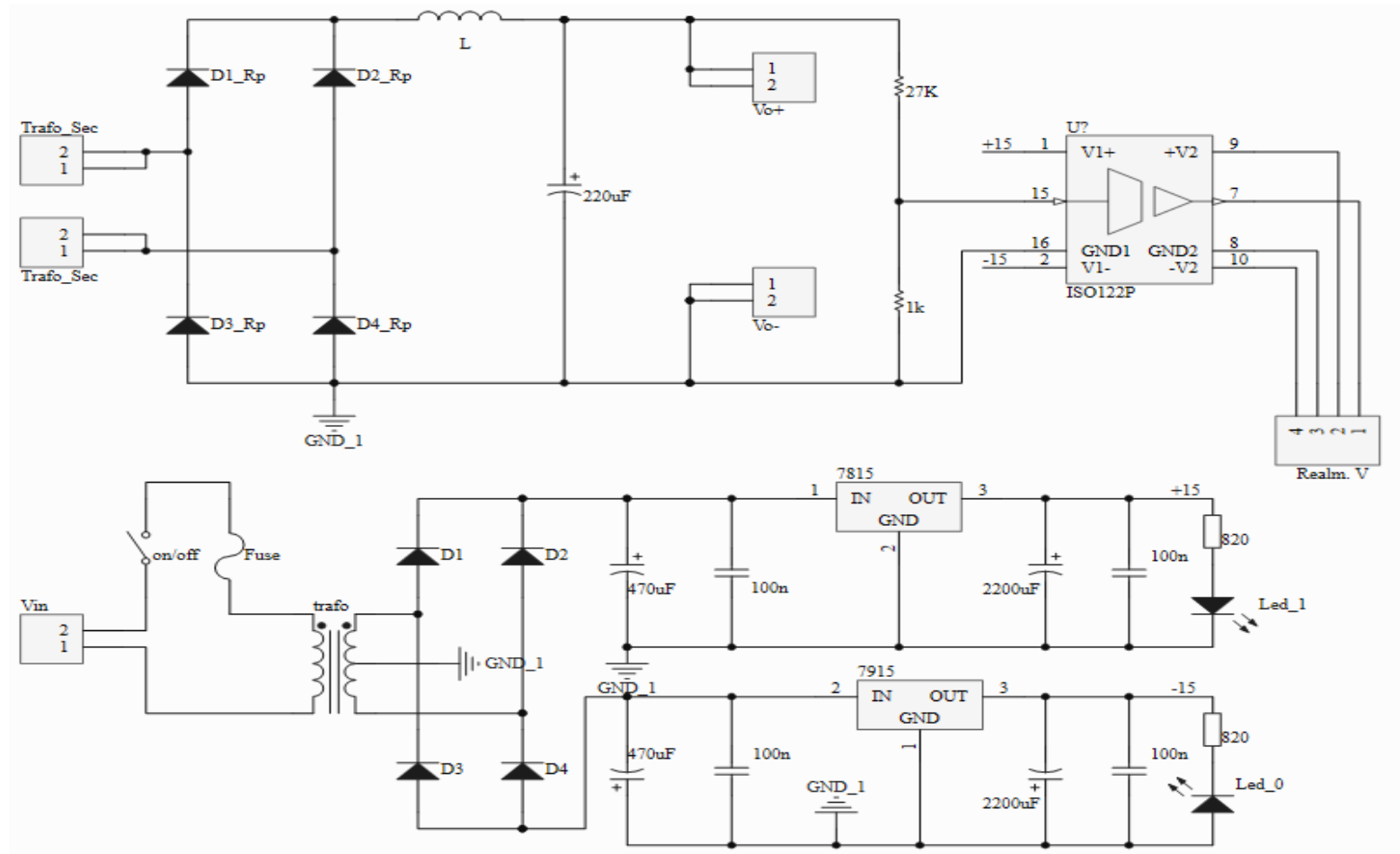


Figura 57 – Esquemático completo do retificador de potência e filtro.

Fonte: Autoria Própria.

APÊNDICE B – ESQUEMÁTICO FINAL DO ESTÁGIO DE ENTRADA

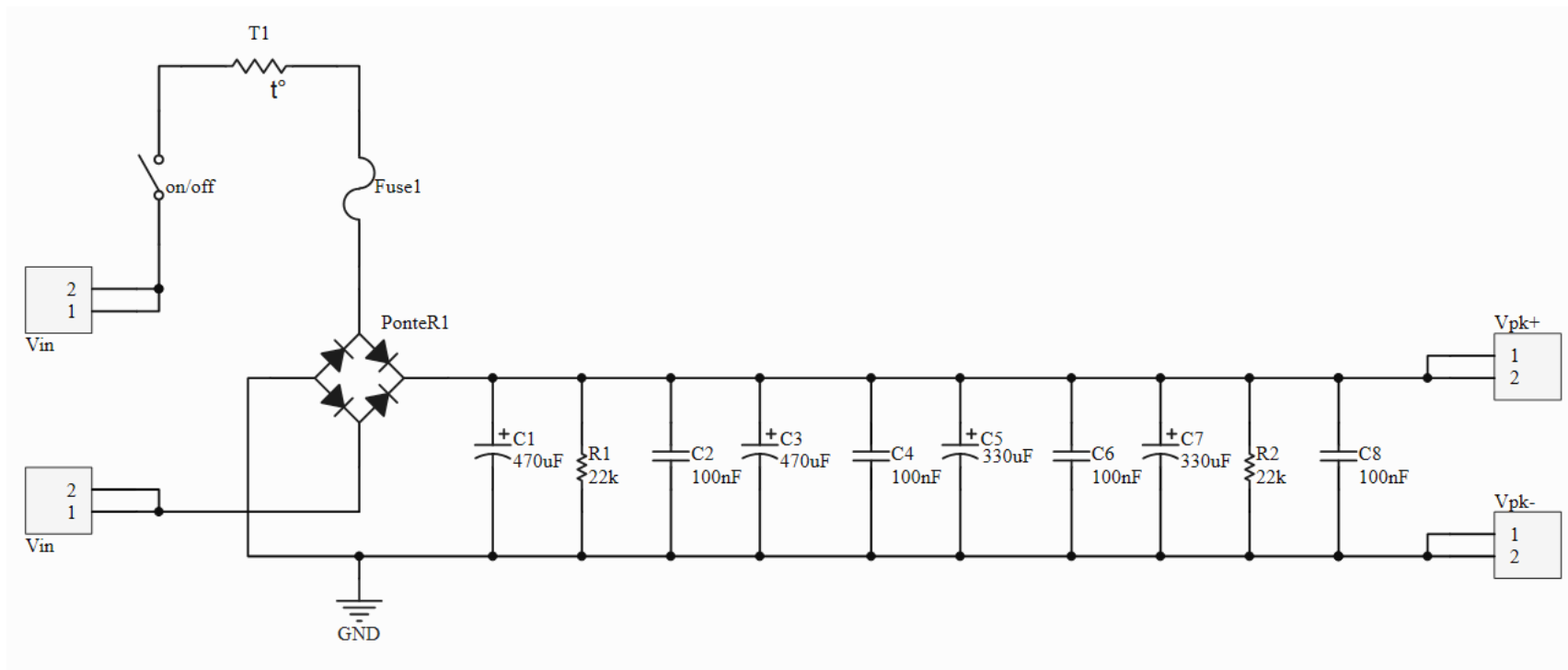


Figura 58 – Esquemático completo do estágio de entrada.

Fonte: Aatoria Própria.