

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
CURSO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA

VIRGÍLIO FERRAZ DE
OLIVEIRA JUNIOR

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CC/CC DO TIPO FULL
BRIDGE ELEVADOR DE TENSÃO, DE 24 V PARA 300 V**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CAMPO MOURÃO

2017

VIRGÍLIO FERRAZ DE OLIVEIRA JUNIOR

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CC/CC DO TIPO FULL
BRIDGE ELEVADOR DE TENSÃO, DE 24 V PARA 300 V**

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

Orientador: Prof. Dr. Gilson Junior Schiavon

CAMPO MOURÃO

2017

TERMO DE APROVAÇÃO
DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO INTITULADO
PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CC/CC DO
TIPO FULL BRIDGE ELEVADOR DE TENSÃO, DE 24 V PARA 300 V
por
Virgílio Ferraz de Oliveira Junior

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado no dia 29 de Novembro de 2017 ao Curso Superior de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Campo Mourão. O Candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

Prof. Me. Reginaldo Nunes de Sousa
(UTFPR)

Prof. Aline Rocha Leão
(UTFPR)

Prof. Dr. Gilson Junior Schiavon
(UTFPR)
Orientador

A Folha de Aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a minha família, em especial a minha mãe Marileide Pereira de Oliveira e ao meu pai que batalharam por mim todos os dias e sempre me motivaram. Agradeço aos professores pelos ensinamentos e conselhos que foram de extrema importância na formação profissional quanto pessoal, em especial ao meu orientador Dr. Gilson Junior Schiavon, onde me ajudou em todos momentos que precisei. Agradeço à Universidade Tecnológica Federal do Paraná *campus* Campo Mourão, pela disposição de sua estrutura para realização deste trabalho.

Por fim, agradeço a todos meus amigos que participaram de momentos importantes neste percurso, nas diversões e longas noites de estudos. O meu muito obrigado aos meus amigos Arthur, Alexandre, Bruno Santos, Felipe Canezin, entre outros que estiveram comigo no dia-a-dia no desenvolvimento deste trabalho, sempre me incentivando. Um muito obrigado mais do que especial aos meus amigos Alisson Martins, Guilherme Galana e ao Professor Lucas Ricken que participaram ativamente me incentivando, emprestando componentes e equipamentos, vocês são demais!!!

Aos demais, muito obrigado.

Mãe, te amo!

RESUMO

JUNIOR, Virgílio Ferraz de Oliveira. PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UMCONVERTOR CC/CC DO TIPO FULL BRIDGE ELEVADOR DE TENSÃO, DE 24 V PARA 300 V. Trabalho de Conclusão de Curso – Bacharelado em Engenharia Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Campo Mourão 2017.

O presente trabalho é direcionado para o estudo e desenvolvimento de um conversor CC/CC do tipo *Full Bridge*, com uma tensão de saída fixada em 300 V. No trabalho apresenta-se análises teóricas dos conversores CC/CC, não isolados e isolados, além dos métodos de controle modulação por largura de pulso para controle dos transistores, MLP. Com o projeto dos transformadores e indutores pode-se dimensionar os núcleos, determinar a relação de espiras e a bitola dos condutores, as chaves semicondutoras, circuito *drive*, diodos retificadores, *snubber* e o filtro de saída. É realizada a análise do conversor operando tanto em malha aberta quanto em malha fechada por tensão, o qual apresentou uma boa estabilidade em sua tensão de saída quando submetido a perturbações em sua entrada e saída, validando assim sua aplicabilidade.

Palavra-chave: Conversor CC/CC, Modulação MLP, Alta frequência, Eletrônica de Potência.

ABSTRACT

JUNIOR, Virgílio Ferraz de Oliveira. PROJECT AND DEVELOPMENT OF A DC/DC CONVERTER OF TYPE FULL BRIDGE VOLTAGE ELEVATOR, FROM 24 V TO 300 V. Trabalho de Conclusão de Curso – Bacharelado em Engenharia Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Campo Mourão 2017.

This present work is directed to study e development of the converter DC/DC of the type Full Bridge, with fixed output of the 300 V. In the present work theoretical analyzes about the non-isolates converters and isolated converters, in addition control methods as pulse-width modulation of the transistors, PWM. The transformers and inductors to determine the size of the core, became possible the number of turns of the windings and define the electoral conductors, the semiconductor switches, *drive* circuit, rectifier diodes, *snubber* and output filter. It is performed the analysis of the converter operating in both open and closed loop, which showed good stability in it is output voltage when subject to disturbances in it is input and output, thus validating your applicability.

Keywords: DC/DC Converter, Pulse Width Modulation, High frequency, Power Electronics.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Estrutura <i>Smart Grid</i>	22
Figura 2: Estrutura simplificada de uma <i>Microgrid</i>	23
Figura 3: Estrutura simplificada de uma <i>Nanogrid</i>	24
Figura 4: Barramento CC interno de uma <i>Nanogrid</i>	25
Figura 5: Fonte chaveada simplificada.	25
Figura 6: Modulação por largura de pulso – MLP.	26
Figura 7: Sinal dente de serra para aplicações CC/CC.	27
Figura 8: Sinal triangular para aplicações CA/CA.	28
Figura 9: Sinal de referência para um conversor CC/CC.	28
Figura 10: Sinal Modulado.	29
Figura 11: Geração do sinal modulado com tempo morto.	29
Figura 12: Representação simplificada de um conversor CC/CC.	30
Figura 13: Topologia <i>Buck</i>	32
Figura 14: Formas de onda do Conversor <i>Buck</i> operando em MCC.	33
Figura 15: Topologia <i>Boost</i> (elevador de tensão).	34
Figura 16: Formas de onda do Conversor <i>Boost</i> operando em MCC.	35
Figura 17: Topologia <i>Buck-Boost</i>	36
Figura 18: Formas de onda Conversor <i>Buck-Boost</i> operando em MCC.	37
Figura 19: Topologia <i>Forward</i>	38
Figura 20: Formas de onda do Conversor <i>Forward</i> operando em MCC.	39
Figura 21: Topologia <i>Push-Pull</i>	40
Figura 22: Formas de onda do Conversor <i>Push-Pull</i> operando em MCC.	41
Figura 23: Circuito simplificado conversor CC/CC do tipo <i>Full Bridge</i>	42
Figura 24: Formas de onda do conversor <i>Full Bridge</i> em MCC. (a) Tensão nas chaves V_{T1} e V_{T4} , (b) Tensão nas chaves V_{T2} e V_{T4} , (c) Tensão no primário do transformador, (d) Tensão no filtro de saída e (e) Corrente no indutor no filtro de saída (I_o) e na saída do conversor I_o	44
Figura 25: Transferência de potência direta entre entrada e saída do conversor através das chaves (T_1 _ IRFB3207e T_4 _ IRFB3207) e a condução dos diodos (RHRP8128_1 e RHRP8128_4).	45
Figura 26: Todas chaves desligadas do conversor na segunda etapa.	45

Figura 27: Transferência de potência direta entre entrada e saída do conversor através das chaves T_2 IRFB3207 e T_3 IRFB3207.	46
Figura 28: Todas chaves desligadas do conversor na quarta etapa.	47
Figura 29: Circuito <i>snubber</i>	48
Figura 30: Dimensões do núcleo toroidal para o transformador.	55
Figura 31: Dimensões do núcleo toroidal para o indutor.	62
Figura 32: Visão superior SG3524N.	67
Figura 33: Diagrama de blocos internos do SG3524N.	68
Figura 34: Circuito de controle em malha fechada.	70
Figura 35: Divisor de tensão na saída do conversor.	71
Figura 36: Esquemático do circuito <i>drive</i>	72
Figura 37: Visual 3D do circuito <i>drive</i>	73
Figura 38: Circuito de comando.	73
Figura 39: Visão 3D da parte superior da placa de potência.	74
Figura 40: Visão 3D da parte inferior da placa de potência.	74
Figura 41: Circuitos <i>drive</i> energizados.	75
Figura 42: Circuito de potência conectado ao dissipador e elementos magnéticos. .	76
Figura 43: Circuito em funcionamento com controle em malha aberta.	77
Figura 44: Circuito de controle em malha fechada.	78
Figura 45: Imagem da bancada com início dos testes em 24,5 V.	79
Figura 46: Sinal MLP de acionamento dos transistores com tensão de 24,5 V.	80
Figura 47: Sinal MLP de acionamento dos transistores com tensão de 27,2	80
Figura 48: Divisor implementado para obtenção de sinal.	81
Figura 49: Sinal de saída do conversor CC/CC <i>Full Bridge</i>	81
Figura 50: Tensão de entrada em relação ao período de condução.	83

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Apresentação das especificações do projeto.	52
Tabela 2: Especificações transformador	55
Tabela 3: Características do núcleo MMT140T5020.....	56
Tabela 5: Atuação do compensador de tensão.	82
Tabela 6: Lista de componentes de um circuito <i>drive</i>	92
Tabela 7: Lista de componentes circuito de potência.....	94
Tabela 8: Lista de componentes do circuito de comando.	96

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3D	Terceira dimensão
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
CPFL	Companhia Paulista de Força e Luz
DHT	Distorção Harmônica Total
FB	Sinal de ajuste de do controle
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
MCC	Modo de condução contínua
MLP	Modulação por largura de pulso
<i>MOSFET</i>	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
NOT	Inversora
NPN	Junção negativa positiva e negativa
PNP	Junção positiva negativa e positiva
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná

LISTA DE SÍMBOLOS

Δ_i	<i>Ripple</i> de corrente
Δ_{i_o}	Variação da corrente de saída
Δ_{V_o}	Variação da tensão de saída
η	Rendimento
A	Ampère
A_l	Fator de indutância
A_{cup}	Área de condução
A_p	Área do toroide
B	Fluxo magnético
C	Capacitância
C_b	Capacitor de acoplamento
C_o	Capacitor de saída
C_t	Capacitor oscilador do SG3524N
C_{TN}	Capacitor do circuito <i>snubber</i>
D_1, D_2, D_3, D_4	Diodos retificadores
D	Ciclo de trabalho
D_{ext}	Diâmetro externo do toroide
D_{fio}	Diâmetro do fio
D_{int}	Diâmetro interno do toroide
D_{max}	Razão cíclica máxima
D_{min}	Razão cíclica mínima
f_s	Frequência chaveamento
H	Altura
Hz	Hertz
I	Corrente elétrica
I_D	Corrente no diodo
I_{dreno}	Corrente no dreno
I_{emax}	Corrente eficaz máxima de entrada
I_{emin}	Corrente eficaz mínima de entrada
$I_{inppmax}$	Corrente de pico no primário do transformador mínima

$I_{inppmin}$	Corrente de pico no primário do transformador máxima
I_l	Corrente no indutor
I_o	Corrente da saída
I_T	Corrente no transistor
K_{jmax}	Densidade máxima de corrente
K_l	Constante de temperatura
L	Indutância
L_p	Indutância no primário do transformador
L_s	Indutância no secundário do transformador
N_D	Enrolamento de desmagnetização
N_l	Número de espiras do indutor
N_p	Enrolamento no primário do transformador
N_s	Enrolamento no secundário do transformador
N_{parpri}	Número de condutores em paralelo no primário
N_{parsec}	Número de condutores em paralelo no secundário
R_{D1}	Resistor do divisor de tensão
P_{in}	Potência de entrada
R_L	Carga
R_{TD}	Resistência variável <i>Trimpot</i>
R_{TN}	Resistor <i>snubber</i>
$P1$	Ponto de medição no divisor em relação ao resistor
$P2$	Ponto de medição no divisor em relação ao terra
P_o	Potência de saída
R_t	Resistor oscilador do SG3524N
S	Área de penetração de corrente
T_1	Transistor 1
T_2	Transistor 2
T_m	Tempo morto
T_{on}	Tempo de condução
T_s	Período de chaveamento
T_s	Ciclo de comutação
V	Unidade de tensão

V_{Dmax}	Tensão máxima que os diodos suportam
V_{DS}	Tensão dreno/source
V_{FB}	Tensão de realimentação
V_{ref}	Tensão de referência
V_i	Tensão de entrada
V_{imax}	Tensão máxima de entrada
V_{imin}	Tensão mínima de entrada
V_O	Tensão de saída
V_P	Tensão no primário do transformador
V_S	Tensão no secundário do transformador
V_S	Tensão no secundário do transformador
V_T	Tensão no transistor
V_{to}	Volume do toroide
W	Watts

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	16
1.1.1 Delimitação do Tema	16
1.2 PROBLEMAS E PREMISSAS	18
1.3 OBJETIVO	19
1.3.1 Objetivo Geral	19
1.3.2 Objetivos Específicos	20
1.4 JUSTIFICATIVA	20
1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO	21
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	22
2.1 <i>SMART GRID</i>	22
2.1.1 Microgrid	22
2.1.2 Nanogrid	23
2.2 FONTES CHAVEADAS	25
2.3 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO – MLP	26
2.3.1 Sinal Onda Portadora	27
2.3.2 Sinal de Referência	28
2.3.3 Modulador e Geração do Sinal Complementar	28
2.4 CONVERSOR CC/CC	29
2.4.1 Conversores Não Isolados	31
2.4.2 Conversor <i>Buck</i>	31
2.4.3 Conversor <i>Boost</i>	33
2.4.4 Conversor <i>Buck-Boost</i>	35
2.4.5 Conversores Isolados	37
2.4.6 Conversor <i>Forward</i>	38
2.4.7 Conversor <i>Push Pull</i>	39
2.5 PRINCÍPIOS OPERACIONAIS DO CONVERSOR <i>FULL BRIDGE</i>	41
2.5.1 Formas de Ondas do Conversor <i>Full Bridge</i>	43
2.5.2 Etapas de Funcionamento do Conversor <i>Full Bridge</i>	44
2.6 SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA	47
2.7 CIRCUITO <i>SNUBBER</i>	48
2.8 <i>DRIVE</i>	48

3 MATERIAIS E MÉTODOS	50
3.1 METODOLOGIA.....	50
3.2 ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR <i>FULL BRIDGE</i>	52
3.2.2 Dimensionamento dos Semicondutores de Potência.....	53
3.2.2.1 Transistores de Potência.....	53
3.2.2.2 Diodos Retificadores.....	54
3.3 DIMENSIONAMENTO TRANSFORMADOR TOROIDAL.....	54
3.3.1 Núcleo Toroidal do Transformador.....	55
3.3.2 Relação de Transformação.....	56
3.3.3 Cálculo dos Condutores.....	57
3.3.4 Cálculo das Indutâncias do Transformador.....	60
3.3.5 Cálculo do Capacitor de Desacoplamento.....	60
3.4 DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE SAÍDA.....	61
3.4.1 Cálculo do Indutor de Saída.....	61
3.4.2 Núcleo Toroidal do Indutor.....	62
3.4.3 Cálculo do Número de Espiras do Indutor.....	63
3.4.4 Cálculo dos Condutores.....	63
3.4.5 Cálculo do Capacitor de Saída.....	65
3.5 CÁLCULO DO SNUBBER.....	65
3.6 ESTRATÉGIA DE CONTROLE.....	66
3.6.1 Controlador SG3524N.....	67
3.6.1.1 Oscilador.....	69
3.6.1.2 Compensador de Tensão.....	69
3.6.1.3 Divisor de Tensão.....	70
3.7 PROJETO DOS <i>DRIVES</i>	71
3.8 PROJETO DOS CIRCUITOS.....	72
4 RESULTADOS	75
4.1 <i>DRIVES</i>	75
4.2 CIRCUITO DE POTÊNCIA.....	75
4.3 RESULTADOS EM MALHA ABERTA.....	76
4.4 RESULTADOS EM MALHA FECHADA.....	78
5 CONCLUSÃO	84
REFERÊNCIAS	86
ANEXOS	90

ANEXO A	91
ANEXO B	92
ANEXO C	93
ANEXO D	94
ANEXO E	95
ANEXO F	96

1 INTRODUÇÃO

1.1 TEMA

Este trabalho tem como princípio o desenvolvimento de um conversor CC/CC do tipo *Full Bridge* elevador de tensão, com potência de 600 W, controlado analogicamente e com saída de 300 V, possibilitando a conexão em barramentos CC ou bancos de baterias, e aplicações para fornecimento de energia elétrica para uma *Smart Grid* (Redes Inteligentes).

1.1.1 Delimitação do Tema

Nos últimos tempos é notória a melhora da qualidade de vida da população devido ao uso da energia elétrica no dia-a-dia e a sua evolução constante. Setores sociais, ambientais, profissionais e econômicos são afetados por essa evolução tecnológica, possibilitando mais acessibilidade e comodidade para a população mundial. Assim, levando em consideração a grande dependência mundial deste recurso e visando atender à crescente demanda tecnológica, destaca-se a microeletrônica que teve um papel de extrema importância nos últimos cinquenta anos.

O desenvolvimento dos circuitos integrados criou uma revolução aos equipamentos eletrônicos, envolvendo tamanho físico e o rendimento. Conseqüentemente surgiram outras necessidades, como o estudo e desenvolvimento de possibilidades para que o transistor opere com um bom rendimento e baixas perdas. Das vastas áreas que englobam a eletrônica, o setor energético, partindo da captação até o processamento da energia, tem o seu ritmo de crescimento ditado conforme com a demanda da sociedade moderna, havendo a necessidade de sempre buscar tecnologias que proporcionem alto rendimento e tamanho físico sempre reduzido (SWART, 2008).

Hoje em dia, o principal meio de distribuição de energia elétrica é através da tensão alternada (CA), mas sabe-se que a maioria dos equipamentos eletrônicos modernos tem seu princípio de funcionamento em tensão contínua (CC), sendo

necessário o uso de conversores para que realize tal conversão. Retificadores (conversores CA/CC) e fontes lineares ou chaveadas (conversores CC/CC) são os recomendados, sendo que a escolha da topologia da fonte dada pelas especificações do projeto. Para projetos que necessitam de alto rendimento, as fontes lineares não são recomendadas, visto que possuem baixo rendimento geralmente na ordem de 25%, sendo capaz de atingir 50% de rendimento se bem executadas. No entanto, as fontes chaveadas podem variar o rendimento de 65% a 90%, sendo que em projetos de alta qualidade podem chegar a uma eficiência de 95%. Quando comparado a potência produzida em relação ao peso, as fontes lineares costumam ser maiores e mais pesadas, com uma relação média de 0,5 kW/kg, enquanto a fonte chaveada possui uma relação média 2 kW/kg (POMILIO, 2014).

As fontes chaveadas vem sendo estudadas ao longo do tempo, mas começaram a ser utilizada depois do surgimento dos *MOSFETs* (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* - Transistor de efeito de campo semiconductor metálico) e *IGBTs* (*Insulated Gate Bipolar Transistor* – Transistor de porta isolada).

Devido a ampla área de estudos e implementações, atualmente é possível notar a grande variedade de topologias nas literaturas científicas. Estes conversores variam de acordo com a aplicação, podendo ter alto ou baixo rendimento, alta ou baixa potência, isolamento magnético ou não, entre outras características. Caso o projeto não necessite de isolamento magnética, pode-se escolher entre os conversores não isolados: *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Cúk*, *Sepic* e *Zeta* (BARBI, 2008). Caso o projeto necessite de fontes isoladas, as mais conhecidas são: *Forward*, *Push-Pull*, *Half Bridge* e *Full Bridge* (MELLO, 2013).

Estes conversores são responsáveis por converter uma forma de energia elétrica para uma outra forma utilizando dispositivos eletrônicos, dispositivos semicondutores atuantes como chaves, controlando ou modificando o valor da tensão ou corrente do circuito, possibilitando adequar as especificações de acordo com a necessidade de projeto (HART, 2012).

Partindo do princípio de que as fontes chaveadas operam na carga e descarga dos elementos passivos armazenadores de energia, onde a energia armazenada a cada período de chaveamento do conversor está em algum elemento que o compõe, seja ele capacitor, indutor ou transformador. Portanto, a relação entre frequência entre elementos magnéticos (indutores e transformadores) é uma relação inversamente proporcional, ou seja, trabalhar em altas frequências é benéfico para os conversores,

diminuindo o volume e o peso do transformador e indutor drasticamente (SILVA, 2007).

O projeto do transformador é de extrema importância para o conversor, pois será responsável por determinar a característica de elevador ou abaixador de tensão, o qual utiliza a tensão das chaves do conversor para o nível de tensão esperado na saída, também permitindo realizar o isolamento elétrico entre a rede elétrica e a saída do conversor. Por fim, a tensão disponível na saída no secundário do transformador é retificada e posteriormente deverá ser filtrada, transferindo para a carga ou ao barramento CC a tensão contínua.

Os circuitos de comando dos conversores trabalham com a frequência definida pelo projeto. Este controle é realizado pelo tempo em que o transistor permanece conduzindo, sendo necessário variar a largura de pulso de condução do transistor. Para que o controle seja realizado, os conversores necessitam de algum circuito que gere o sinal por meio do modulador MLP (Modulação por largura de pulso), este sinal modulador é representado por $D_{(t)}$ (MELLO, 2013). Com o sinal $D_{(t)}$ é possível desenvolver o circuito de comando, tendo como função controlar as chaves semicondutoras de potência para ligar e desligar. Em muitos casos são utilizados para diminuir o tempo de chaveamento das chaves, de tal forma a diminuir o tempo de trabalho na região ativa, onde a dissipação de potência é maior (OLIVEIRA, 2013).

Por fim, a escolha de um dispositivo de potência para uma aplicação não se dá apenas pelos níveis de tensão e corrente exigidos, mas também pelas características de chaveamento do dispositivo, considerando variáveis como a potência dissipada e a velocidade de chaveamento (HART, 2012).

1.2 PROBLEMAS E PREMISSAS

Com grandes demandas energéticas houve necessidade da evolução tecnológica para supri-las, sendo alternativas de substituição das matrizes geradoras ou para complemento. Historicamente o uso dos combustíveis fósseis é utilizado como base da matriz energética de alguns países, como por exemplo a China, que correspondeu a 73% da energia produzida a partir do carvão mineral no ano de 2011 Investemais (2011), em contrapartida 61,58% da energia elétrica gerada pelo Brasil

é de origem hídrica, 16,83% gerada à partir de combustíveis fósseis (ANEEL, 2016). Estes países são economicamente dependentes de poucas fontes de energia para atender as necessidades da população e economia, o que causa alta dependência e sendo sujeitas a crises iminentes causado pela falta da matéria prima e conseqüentemente o aumento do custo para produção e transmissão. Para isso tem-se a necessidade de estudar e desenvolver fontes renováveis de energia para complementar a produção de energia, o conjunto dessas fontes renováveis conectados a um barramento CC possibilita a integração a um sistema de transmissão e distribuição de energia, como as *Smart Grids*. Conseqüentemente as fontes chaveadas estão no processamento dessa energia, que podem ser geradas por módulos fotovoltaicos, células a combustão, geradores eólicos, entre outras. Essa energia produzida é processada pelas fontes chaveadas que são interligadas a um barramento CC, possibilitando conectar a carga. Este processamento de energia envolve projetos que trabalhem em alta potência, alto rendimento, com peso e volume reduzidos.

O estudo das fontes chaveadas na literatura científica é muito extensa, sendo notória a variedade de topologias estudadas e aplicadas no mercado atual, sempre projetadas para uma determinada carga com valor de tensão não variável na saída, porém, quando utilizado em outras aplicações para qual não foi projetado podem ocorrer sérios problemas, principalmente em características construtivas. Além de fatores como o mau dimensionamento das chaves e de outros dispositivos que podem acarretar no funcionamento inadequado e não compatível com o projeto idealizado, podendo aplicar tensões acima da máxima suportada pelo transistor e outros dispositivos do conversor. O uso inadequado da topologia, em outras palavras, é exercer sobre o conversor um nível de potência acima do que o mesmo suportaria. Por isso, tem-se a necessidade do estudo aprofundado das topologias analisando suas características de funcionamento de acordo com a sua aplicação.

1.3 OBJETIVO

1.3.1 Objetivo Geral

O objetivo deste trabalho é o estudo, desenvolvimento e a implementação de um conversor de tensão CC/CC elevador de tensão do tipo *Full Bridge*, controlado analogicamente. O conversor será alimentado com corrente contínua, originada das fontes lineares da UTFPR- Universidade Tecnológica Federal do Paraná, simulando um painel fotovoltaico. Com a tensão de saída adequada, tem-se a possibilidade de conexão ao barramento CC e integrá-lo a uma *Smart Grid* ou qualquer carga que necessite da potência de saída do conversor.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Realizar a revisão bibliográfica abordando fontes chaveadas, conversores CC/CC, isolados e não isolados bem como suas respectivas topologias e estudo do conversor *Full Bridge*;
- Pesquisar sobre as *Smart Grids*, Microgrid e Nanogrid;
- Projetar o conversor CC/CC elevador de tensão do tipo *Full Bridge*;
- Projetar o circuito analógico de controle do conversor *Full Bridge*;
- Projetar os circuitos com o auxílio de *software* específico;
- Construir um protótipo para validação deste projeto;
- Colocar na prática os circuitos para coleta dos resultados;
- Comparar resultados práticos coletados com a teoria;

1.4 JUSTIFICATIVA

A possibilidade de conectar os conversores chaveados a um barramento CC e este barramento integrado a uma *Smart Grid*, fazem das fontes chaveadas mecanismos de extrema importância desde a captação, processamento e distribuição de energia. De acordo com Toledo (2012), o conceito de *Smart Grid* ou rede elétrica inteligente engloba conhecimentos em áreas distintas. Mesmo com a infinidade de soluções tecnológicas existentes no mercado, continuam a surgir muitos desafios em busca do desenvolvimento tecnológico, principalmente quando os objetivos são um bom rendimento e baixo custo empregado a tecnologia (PRIM, 2013).

Atualmente, um painel fotovoltaico fornece tensão contínua em uma faixa de 15 V a 40 V, dependendo do tipo de painel utilizado. Esta tensão gerada pelos painéis fotovoltaicos necessita de conversores eletrônicos para que haja seu condicionamento para que se adeque as exigências da carga (OLIVEIRA, 2013). O uso dos conversores é importante para incentivar aplicações em energias renováveis, visto que a energia fotovoltaica é pouco aplicada no Brasil, sendo responsável por apenas 0,0148% da matriz energética nacional Anaeel (2016), pois tem como principal desvantagem o alto custo das infraestruturas usadas para a captação e conversão de energia, possibilitando criar mecanismos de controle que permitam obter alta eficiência energética de modo a tornar rentável o investimento efetuado (SILVA, 2012).

Pretende-se desenvolver um conversor CC/CC do tipo *Full Bridge*, operando em alta frequência com baixas perdas por condução e chaveamento utilizando a tecnologia *MOSFET*, modulação MLP (Modulação por largura de Pulso), métodos de controle passivo por meio dos circuitos *drive's* (circuito de comando *gate-drive*), possibilitando conectá-lo a um barramento CC e integrá-lo a uma *Smart Grid*, banco de baterias ou qualquer carga que necessite da energia elétrica captada.

1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente trabalho é dividido em 5 capítulos. O primeiro capítulo contém acontecimentos históricos e revisões bibliográficas com o objetivo de justificar a escolha do tema e sua respectiva aplicação. O segundo capítulo é responsável pela fundamentação teórica, englobando estudos sobre os tipos de topologias dos conversores na Eletrônica de Potência bem como o estudo realizado sobre as *Smart Grids*. O terceiro capítulo é dedicado somente ao conversor *Full Bridge*, que é o objetivo de estudo deste trabalho, juntamente com os cálculos realizados para a execução deste projeto. O quarto capítulo é dedicado para os resultados coletados do protótipo e o quinto para a conclusão do trabalho.

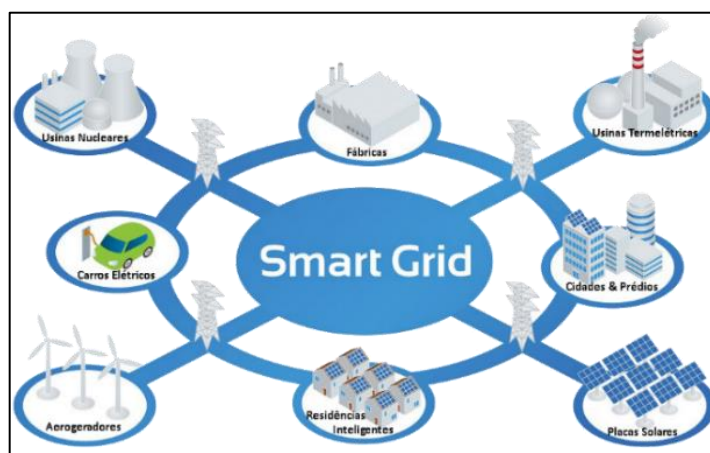
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 SMART GRID

A CPFL (Companhia Paulista de Força e Luz), define que as *Smart Grids* são sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica, que possuem recursos de TI (tecnologia da Informação) e automação. Estes sistemas conseguem atender várias demandas atuais tanto no que se refere às necessidades energéticas, quanto em relação ao desenvolvimento sustentável (CPFL, 2016).

A *Smart Grid* é um sistema que pode ser dividido em duas classificações de distribuição de energia, *Microgrid* e *Nanogrid*. A Figura 1 apresenta a estrutura simplificada de uma *Smart Grid*, composta pelo barramento CC conectado a um conjunto de fontes de energia elétrica renováveis.

Figura 1: Estrutura *Smart Grid*.



Fonte: Baseado em (PELIELO, 2016).

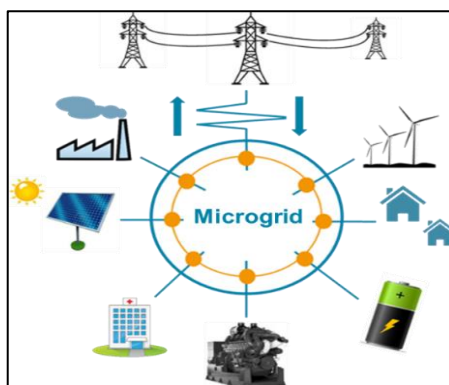
2.1.1 Microgrid

Conforme C. Phurailaptam (2015), a *Microgrid* é um sistema que pode operar de modo totalmente isolado da rede de distribuição, ou seja, sem a necessidade de conexão à uma rede de distribuição, podendo atender bairros residenciais, escolas e hospitais. O sistema consiste em pequenos geradores eólicos, células à combustível,

módulos de painéis fotovoltaicos, biomassa e podem aderir pequenas gerações de hidrelétricas. O barramento CC pode ser alimentado por diferentes fontes de energia utilizando os conversores, sendo que cada gerador de energia poderá ter um conversor com potências e aplicações específicas.

Tanto em cenário internacional quanto nacional há especificações para microgeração e mini geração de energia. Lasseter (2007) apresenta que a Microgrid tem um potencial emergente da geração distribuída, que associa geração e cargas em um subsistema, com capacidade de geração instalada na faixa de 10 kW a 100 kW. No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) define a microgeração como central geradora de energia elétrica, com potência menor ou igual a 100 kW e que necessariamente utilize fontes com base em energia hidráulica, solar, eólica, biomassa ou cogeração qualificada. Se conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras, devem seguir regulamentações da ANEEL (ANEEL, 2012). A Figura 2 representa uma derivação da *Smart Grid*, mais conhecida como Microgrid, sendo composta por fontes de energia renováveis, possibilitando o abastecendo casas, prédios ou banco de baterias.

Figura 2: Estrutura simplificada de uma *Microgrid*.



Fonte: Baseado em (JOHN MURRAY, 2016).

2.1.2 Nanogrid

Para menores aplicações a Nanogrid é mais usada, sendo baseada em diversas fontes de energia renováveis como a Microgrid. O conceito aplicado de

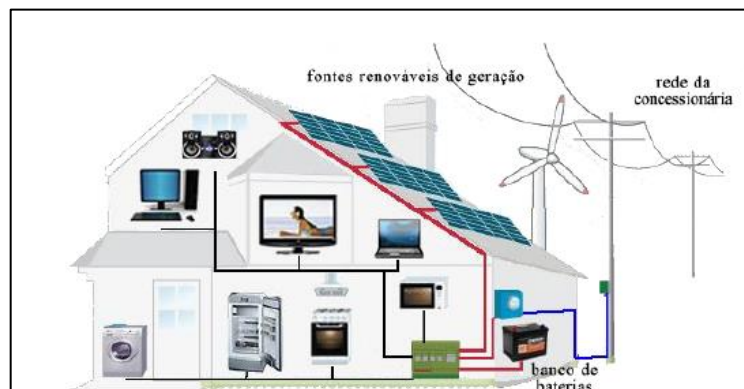
Nanogrid é usualmente em demandas menores, sendo a nível residencial ou predial (CVETKOVIC, 2010).

A Nanogrid pode ser definida como um sistema de potência em pequena escala, que consiste em duas ou mais fontes de geração distribuídas baseadas em energia limpa com pequenas cargas. Sua potência geralmente é menor que 25 kW, tendo como fator limitante a distância entre as cargas, podendo ficar a uma distância máxima de 5 km (BRYAN, DUKE e ROUND, 2004).

Como a *Smart Grid* é um sistema de fornecimento de energia que necessita de sistemas com alto rendimento, logo, a escolha de conversores CC/CC é uma excelente alternativa de trabalho.

A Figura 3 apresenta a estrutura simplificada da Nanogrid conectada a fontes renováveis de geração de energia, com um banco de baterias e o sistema não isolado da rede elétrica.

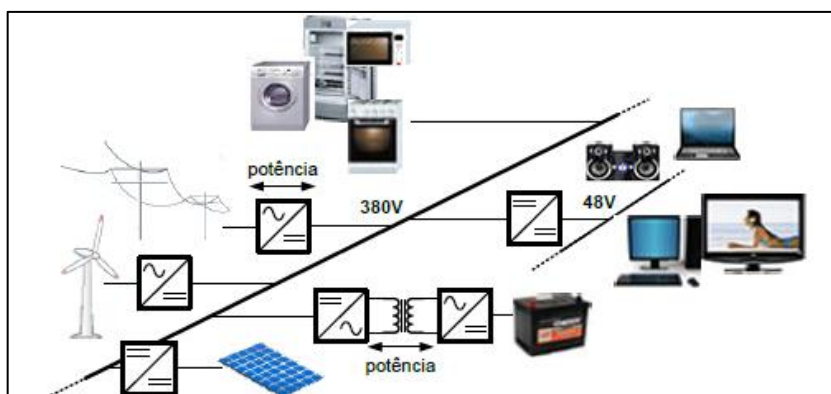
Figura 3: Estrutura simplificada de uma *Nanogrid*.



Fonte: Baseado em SILVA (2013).

A Figura 4 apresenta a estrutura interna de uma rede inteligente, Nanogrid, apresentando o barramento CC de 380 V e seus respectivos conversores e cargas.

Figura 4: Barramento CC interno de uma Nanogrid.

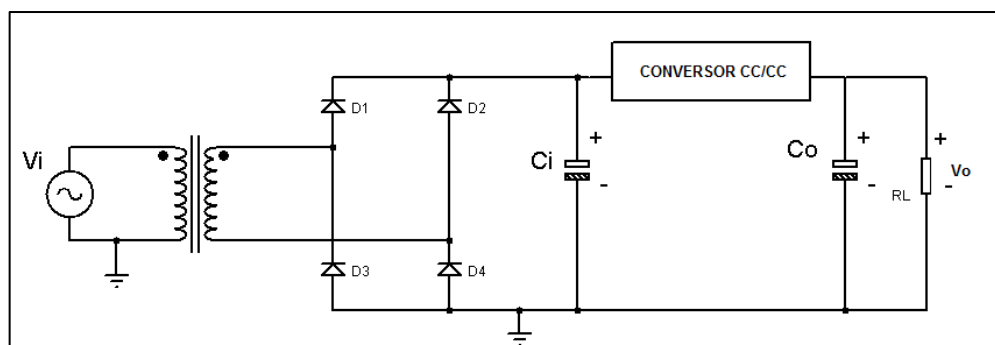


Fonte: Baseado em SILVA (2013).

2.2 FONTES CHAVEADAS

As aplicações das fontes chaveadas variam de acordo com as especificações de projetos. As maiores variedades de topologias facilitam os trabalhos dos projetistas, conseqüentemente o uso delas se tornam viáveis e aparecem na maioria dos equipamentos eletrônicos atuais. Como já destacado anteriormente, as fontes chaveadas podem obter um alto rendimento, podendo chegar até 95%, além de terem peso e volume reduzidos quando comparado as fontes lineares (POMILIO, 2014). Entretanto, se o projeto possuir um alto grau de complexidade isso pode acarretar em dificuldades para implementação, sendo necessário o estudo mais aprofundado para a escolha da topologia adequada. Um exemplo de uma fonte chaveada é apresentado na Figura 5.

Figura 5: Fonte chaveada simplificada.



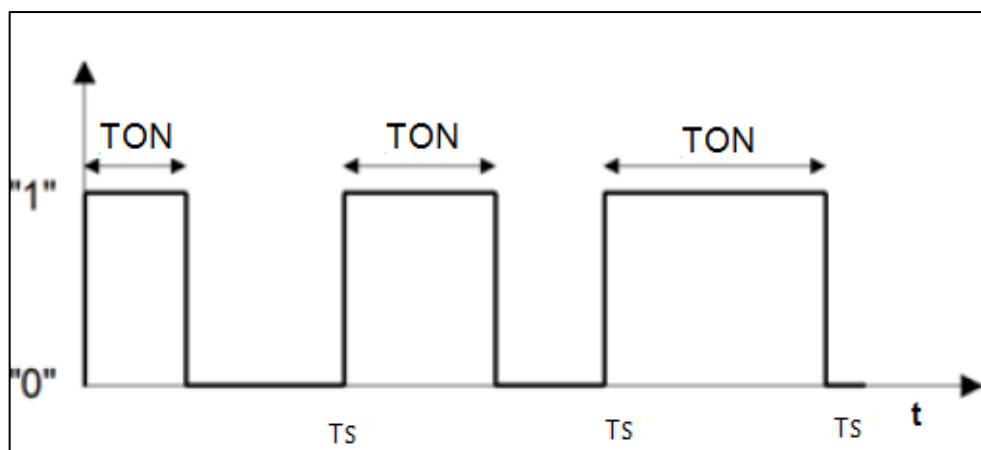
Fonte: Adaptado de (SCHIAVON, 2015; BONALDO, 2016).

A retificação do sinal é realizada pela ponte de diodos, este sinal retificado apresenta ondulações que distorcem o sinal tornando necessário um capacitor em paralelo atuante como filtro capacitivo. Posteriormente, é realizado o ajuste de tensão da saída para o valor desejado e filtrado novamente, garantindo uma boa qualidade de tensão entrega a carga. Nas fontes lineares a tensão é controlada pelo transformador e um regulador de tensão, no entanto, esse valor é ajustado nas fontes chaveadas pelo conversor CC/CC, o qual é responsável por controlar o nível de tensão na saída.

2.3 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO – MLP

O modulador é um circuito que transforma um sinal contínuo em pulsos. A técnica de modulação de pulso consiste na comparação de dois sinais, um de alta frequência e que tenha variação linear com tempo, comumente conhecida como onda portadora e um sinal de referência mais conhecido como sinal modulante. Com o sinal de onda quadrada obtido da comparação entre as duas ondas, com frequência e período T_s fixos, o controle é realizado pelo tempo em que o transistor permanece conduzindo, T_{on} (BARBI, 2008; MELLO, 2013). A Figura 6 ilustra o comportamento.

Figura 6: Modulação por largura de pulso – MLP.



Fonte: Baseado de (POMILIO, 2014).

Para controle do fluxo de potência e o tempo de condução da chave, é determinada uma variável de entrada comumente representada por $D(t)$ ou também

por δ , neste trabalho será adotado a sigla $D_{(t)}$. Interpretada como razão cíclica, a mesma representa o tempo que a chave estará fechada, ou conduzindo em relação ao período do ciclo, dada pela equação 2.1 (BARBI, 2008; MELLO, 2013).

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (2.1)$$

Onde:

D : Razão cíclica;

T_{on} : Tempo de condução;

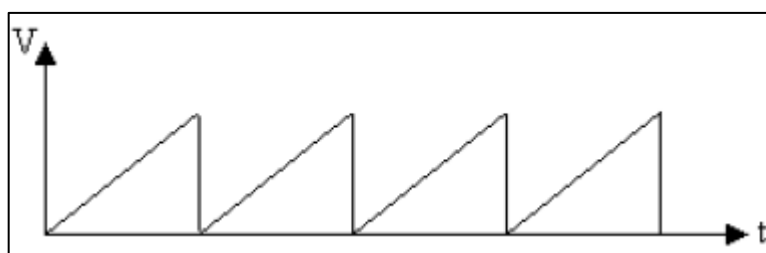
T_s : Período de chaveamento.

Esse método de modulação é aplicado em controles de semicondutores de potência. Utilizando um processo de MF (malha fechada) ou realimentação, é possível realizar a comparação entre a tensão de saída do sistema e um sinal de referência, ocasionando em um sinal de erro que ajusta o nível de tensão na saída do conversor.

2.3.1 Sinal Onda Portadora

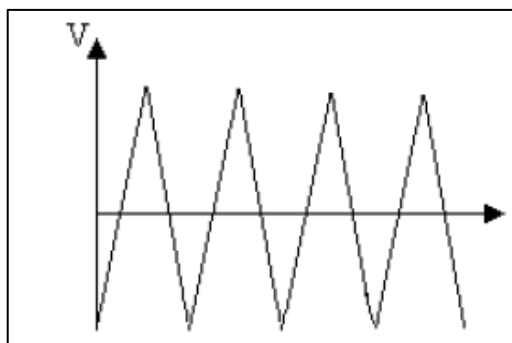
É um sinal de frequência, na ordem de kHz, que é responsável pela frequência de chaveamento e a razão cíclica. Por obrigatoriedade a frequência do sinal da onda portadora tem que ser no mínimo duas vezes maior do que o sinal de referência, mas na prática se vê necessário pelo menos dez vezes para que não tenha dificuldades em filtrar o valor médio do sinal modulado. Para conversores CC/CC é mais utilizado um sinal dente-de-serra, em contrapartida em conversores CA/CA, utiliza-se o sinal triangular, como apresentam as Figuras 7 e 8 (MAZAROBA, 2008).

Figura 7: Sinal dente de serra para aplicações CC/CC.



Fonte: Baseado em (MEZAROBA, 2008).

Figura 8: Sinal triangular para aplicações CA/CA.

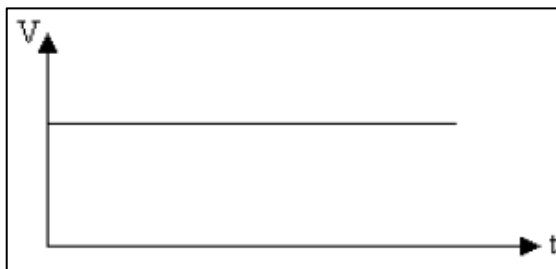


Fonte: Baseado em (MEZARROBA, 2008).

2.3.2 Sinal de Referência

Para obter um sinal de acionamento desejado, é necessário comparar o sinal portador com um nível de tensão, conhecido como sinal modulante. Nos conversores CC/CC o sinal de referência é contínuo, pois o que deseja na saída do conversor é uma tensão de saída contínua, conforme indica a Figura 9 (MAZARROBA, 2008).

Figura 9: Sinal de referência para um conversor CC/CC.

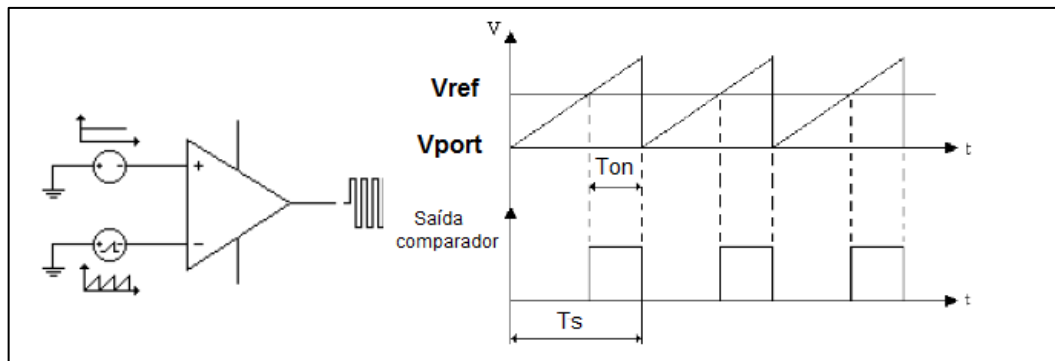


Fonte: Baseado em (MEZARROBA, 2008).

2.3.3 Modulador e Geração do Sinal Complementar

É o responsável por comparar o sinal da onda portadora com o sinal modulante ou referência.

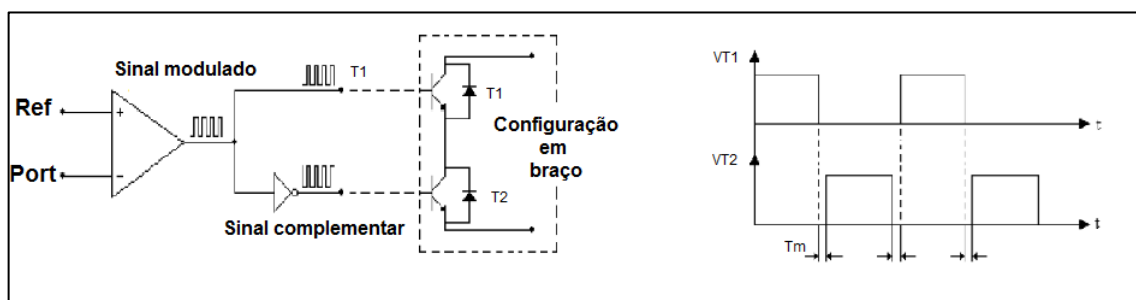
Figura 10: Sinal Modulado.



Fonte: Baseado em (MEZARROBA, 2008).

Algumas das topologias dos conversores tem dois transistores operantes no mesmo braço, como apresenta a Figura 10. Para atuação destes transistores se vê necessário a implementação de uma porta NOT, assim quando T_1 conduz, T_2 está necessariamente cortado, relação inversa também é válida, ou seja, quando T_2 está conduzindo T_1 está cortado, assim evitando um curto-circuito no conversor. Para prevenção a danos nos transistores e aumentar a segurança durante a operação do conversor, deve-se introduzir um tempo morto T_m . Este tempo assegura que não tenha condução mútua dos transistores no mesmo braço do conversor, conforme apresenta a Figura 11 (MAZARROBA, 2008).

Figura 11: Geração do sinal modulado com tempo morto.



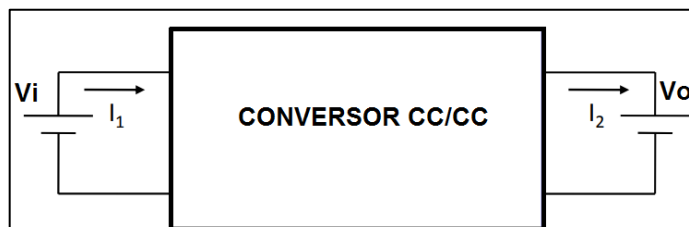
Fonte: Baseado em (MEZARROBA, 2008).

2.4 CONVERSOR CC/CC

De acordo com BARBI (2008) esses sistemas são formados por semicondutores de potência operando como interruptores/chaves e elementos passivos como os capacitores e indutores. Esses elementos são responsáveis por

controlar o fluxo de potência entre fonte de alimentação e a carga, onde a fonte V_i fornece energia elétrica ao conversor CC/CC, o qual entrega a energia para a fonte V_o , conforme a Figura 12 representa uma versão simplificada de um conversor CC/CC.

Figura 12: Representação simplificada de um conversor CC/CC.



Fonte: Adaptado de (BARBI, 2008).

Conforme Barbi (2008) e Mello (2013), estes conversores trabalharam em alta frequência, possibilitando a redução dos elementos reativos, sejam eles elétricos (capacitores) ou magnéticos (indutores e transformadores). Quanto a topologia do conversor, o mesmo pode ter um transformador responsável por elevar ou abaixar a tensão em relação a sua entrada (diretamente relacionado ao número de espiras do primário e secundário), ou ainda realizar o isolamento galvânico entre a rede elétrica e a carga do conversor. O projeto deste transformador parte do núcleo, geralmente adotando núcleos de ferrite por possuírem alta permeabilidade magnética e alta resistividade elétrica, além de apresentarem baixas perdas de energia e alta eficiência de trabalho em altas frequências.

Devido a infinidade de estudos já realizados na área, a grande maioria dos conversores CC/CC são controlados pela técnica MLP (modulação por largura de pulso), possibilitando bons resultados mesmo sendo um método de simples implementação e fácil entendimento. Variando a largura de pulso do sinal de comutação é possível variar o fluxo de energia na saída do conversor. Para isso se vê necessário a presença de um sinal de controle que vem do circuito compensador de tensão (comparador de erro), operando em malha fechada. Esse circuito mantém estável a saída do conversor mesmo com variações na tensão de entrada e corrente de saída (BARBI, 2008).

Os conversores CC/CC podem ser utilizados em sistemas de geração de energias renováveis, onde a tensão de alimentação de uma carga CC é diferente da

fornecida, como por exemplo os painéis fotovoltaicos, que podem gerar tensão contínua de 15 V a 40 V, dependendo do tipo de painel utilizado (OLIVEIRA, 2013).

As topologias dos conversores CC/CC são divididas em dois grandes grupos, os conversores CC/CC isolado Mello (2013), e os conversores CC/CC não isolados por Barbi (2008) e Mello (2013).

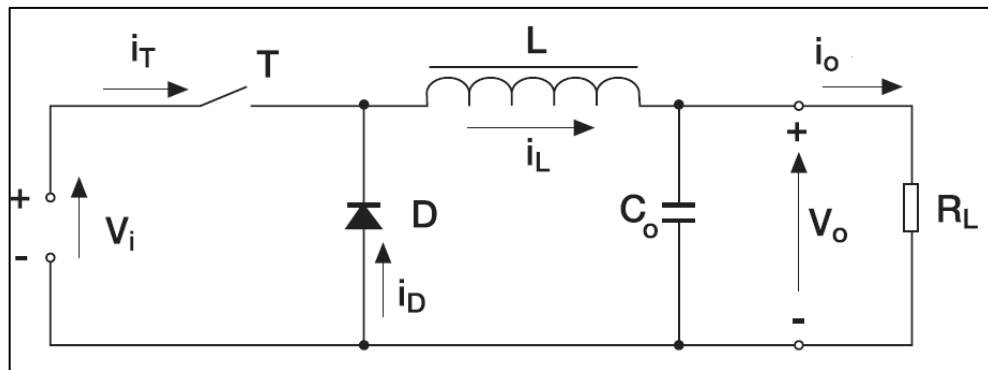
2.4.1 Conversores Não Isolados

Os conversores CC/CC não isolados dispensam o uso do transformador em sua topologia, o qual é responsável pelo isolamento entre a carga e rede elétrica. De fato, são mais utilizadas em aplicações que não necessitam de altos níveis de tensão, dispensando o uso do transformador, como mencionado anteriormente. Logo, estas topologias apresentam maior facilidade de implementação quando comparados aos conversores CC/CC isolados. Para desenvolver um conversor CC/CC não isolado é preciso analisar as topologias de acordo com as especificações do projeto.

Para as topologias não isoladas apresenta-se o conversor *Buck*, cujo o principal objetivo é diminuir o nível de tensão da entrada em relação a saída, ou seja, simplesmente abaixar a tensão de entrada. O conversor *Boost*, atua de modo oposto ao conversor *Buck*, com modo funcional de elevar a tensão de saída em relação à entrada, de modo semelhante temos o conversor *Buck-Boost*, o qual permite operar em ambos os modos (BARBI, 2008). As topologias serão detalhadas nos tópicos a seguir.

2.4.2 Conversor *Buck*

A topologia conforme apresenta a Figura 13, é uma configuração condicionada a relação ($V_i < V_o$), ou seja, a tensão da saída é necessariamente menor que a entrada, significando que esta topologia funciona como um conversor abaixador de tensão.

Figura 13: Topologia *Buck*.

Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

O princípio de operação deste conversor é baseado no acionamento da chave T (*MOSFET* ou *IGBT*) em série com a fonte, com um sinal controlando a ação de ligar e desligar as chaves, com um ciclo de comutação T_s (BARBI, 2008). O princípio de operação pode ser dividido em:

Etapa ($T_{\text{CONDUZINDO}}$): Quando a chave está conduzindo, o diodo D está inversamente polarizado e a energia da fonte de tensão V_i transfere-se para o indutor L e o capacitor C_o .

Etapa ($T_{\text{DESLIGADO}}$): Quando a chave T desliga, o diodo D começa a conduzir diretamente polarizado e mantém o fluxo de corrente constante do indutor.

Sobre a corrente, enquanto a corrente no indutor for maior que a corrente da carga I_o , essa diferença entre as correntes faz com que carregue o capacitor. No entanto quando a corrente I_L for menor que I_o , o capacitor se descarrega (POMILIO, 2014).

Outro fato importante quanto a operação do conversor *Buck*, são os modos de condução contínua e descontínua. O modo de condução contínua é quando a corrente do indutor nunca chega a zero durante a condução do diodo. Caso contrário, quando a corrente do indutor chega a zero durante a condução do diodo, é considerado modo condução descontínua (BRITO, 2016).

A relação do ganho estático, entre a saída e a entrada do conversor *Buck*, operando em modo contínuo se dá pela equação 2.2:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{T_{on}}{T_s} = D \quad (2.2)$$

Onde:

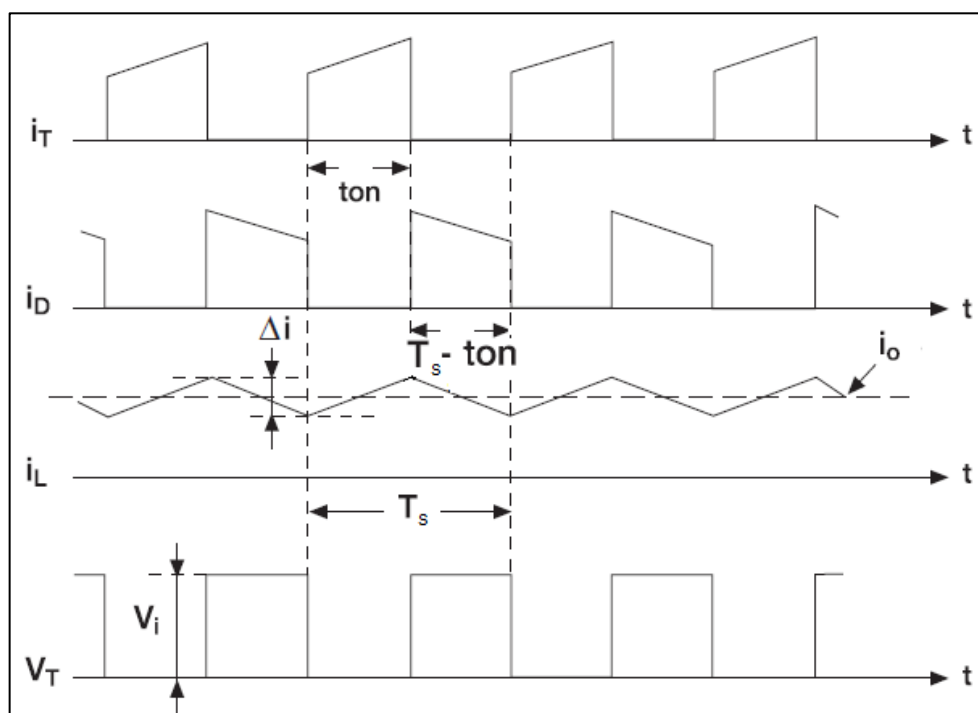
D : Razão cíclica;

T_{on} : Tempo de condução;

T_s : Período de chaveamento.

A Figura 14 apresenta as principais formas de onda do conversor *Buck* em MCC (modo de condução contínua).

Figura 14: Formas de onda do Conversor *Buck* operando em MCC.



Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

Onde:

I_T : Corrente no transistor;

I_D : Corrente no diodo;

I_l : Corrente no indutor;

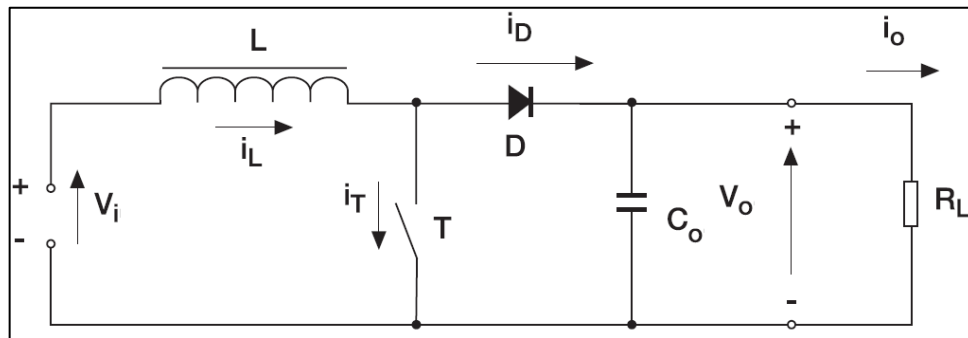
V_T : Tensão no transistor;

Δ_i : *Ripple* de corrente (variação da corrente).

2.4.3 Conversor *Boost*

A topologia conforme apresenta a Figura 15 é uma configuração condicionada a relação ($V_i > V_o$), ou seja, a tensão da saída é necessariamente maior a entrada, significando que esta topologia funciona como um conversor elevador de tensão.

Figura 15: Topologia *Boost* (elevador de tensão).



Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

O princípio de operação deste conversor é baseado no acionamento da chave T (*MOSFET* ou *IGBT*) em paralelo com a fonte, com um sinal controlando a ação de ligar e desligar as chaves com um período total de comutação (BARBI, 2008). O princípio de operação pode ser dividido em:

Etapa ($T_{CONDUZINDO}$): Quando a chave está conduzindo, a tensão de entrada é toda aplicada no indutor, e o diodo fica reversamente polarizado pois. A energia acumula-se no indutor, a qual será enviada a carga quando a chave desligar.

Etapa ($T_{DESLIGADO}$): Quando a chave desligar, a energia armazenada no indutor será transferida para a carga.

Similarmente a topologia *Buck*, enquanto a corrente no indutor for maior que a corrente da carga, essa diferença entre ambas correntes carrega o capacitor. E quando a corrente no indutor for menor que a carga, o capacitor se descarrega (POMILIO, 2014).

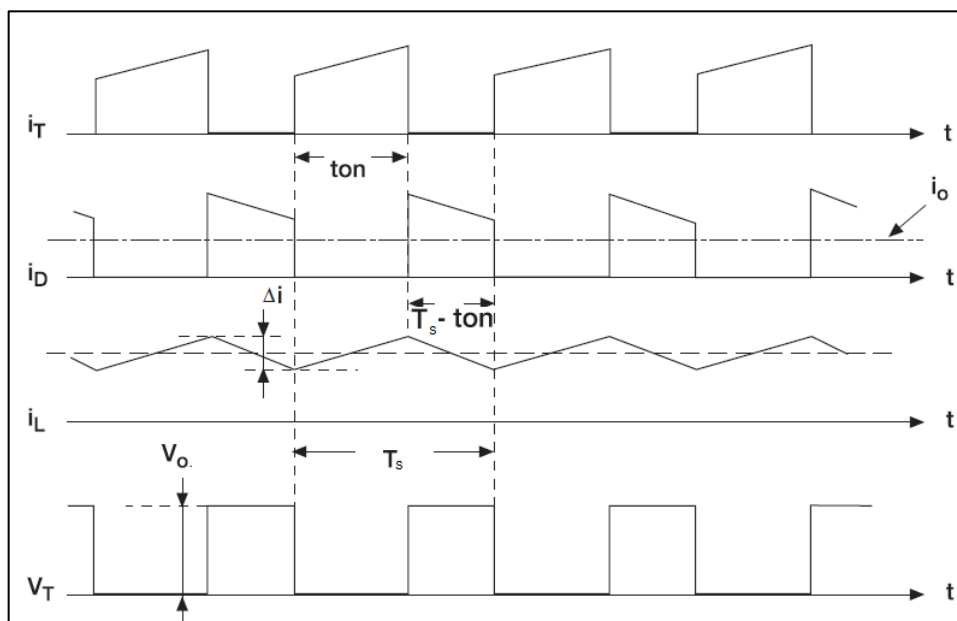
Análogo ao conversor *Buck*, o conversor *Boost* possui as operações em modo de condução contínua e descontínua.

A relação do ganho estático, entre a saída do conversor *Boost* em modo contínuo se dá pela equação 2.3:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (2.3)$$

A Figura 16 apresenta as principais formas de onda do conversor *Boost* operando em modo contínuo.

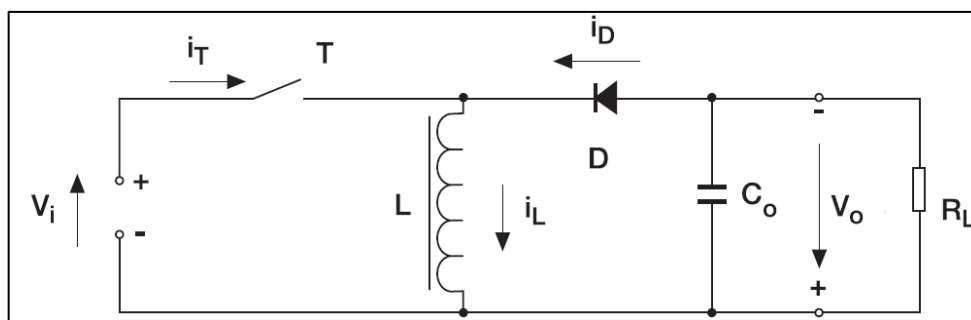
Figura 16: Formas de onda do Conversor *Boost* operando em MCC.



Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

2.4.4 Conversor *Buck-Boost*

A Figura 17 apresenta o conversor *Buck-Boost*, este conversor tem a polaridade da tensão de saída oposta a tensão de entrada, unindo a capacidade de ser um abaixador-elevador de tensão conforme as características dos conversores *Buck* e *Boost*.

Figura 17: Topologia *Buck-Boost*.

Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

O princípio de operação deste conversor é baseado no acionamento da chave T (*MOSFET* ou *IGBT*) em série com a fonte, com um sinal controlando a ação de ligar e desligar das chaves, com um período total de comutação (BARBI, 2008). O princípio de operação pode ser dividido em:

Etapa ($T_{\text{CONDUZINDO}}$): Quando a chave está conduzindo, a tensão de entrada é toda aplicada ao indutor, pois o diodo não está conduzindo, conseqüentemente o capacitor transfere a energia para a carga.

Etapa ($T_{\text{DESLIGADO}}$): Quando a chave desliga, o diodo agora diretamente polarizado, permite que o indutor mantenha o fluxo de energia na carga e no capacitor.

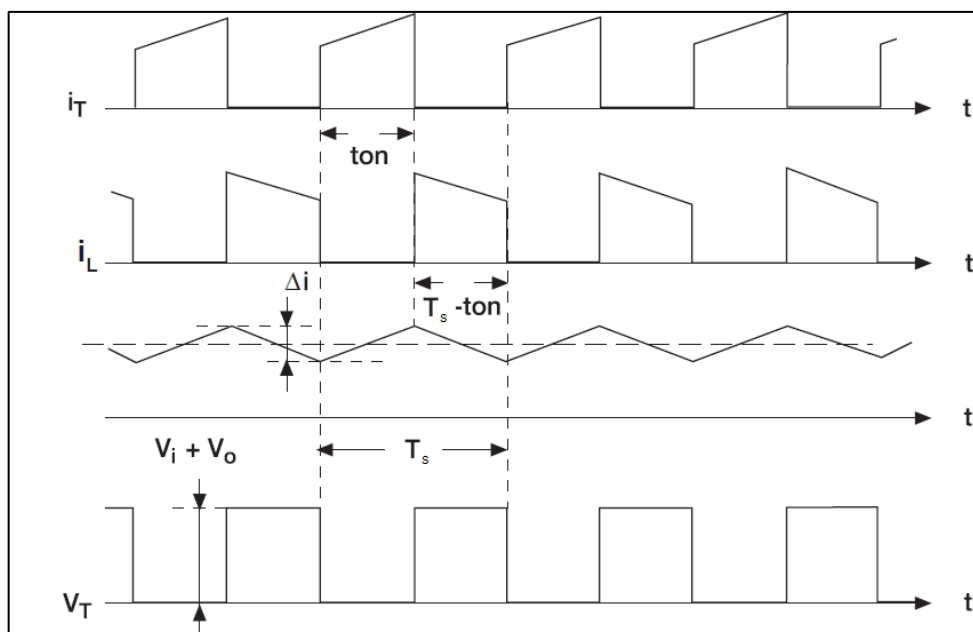
Como os outros conversores, o conversor *Buck-Boost* também é baseado nas operações em modo de condução contínua e descontínua.

A relação do ganho estático, entre a saída e a entrada do conversor *Buck-Boost*, em modo de condução contínua se dá pela equação 2.4

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{D-1} \quad (2.4)$$

A Figura 18 apresenta as principais formas de onda do conversor *Buck-Boost* operando em modo contínuo.

Figura 18: Formas de onda Conversor *Buck-Boost* operando em MCC.



Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

2.4.5 Conversores Isolados

São classificados por possuírem transformadores de alta frequência no circuito, proporcionando o isolamento entre a carga e a rede elétrica, além de altos níveis de tensões diretamente relacionados ao número de espiras (POMILIO, 2014).

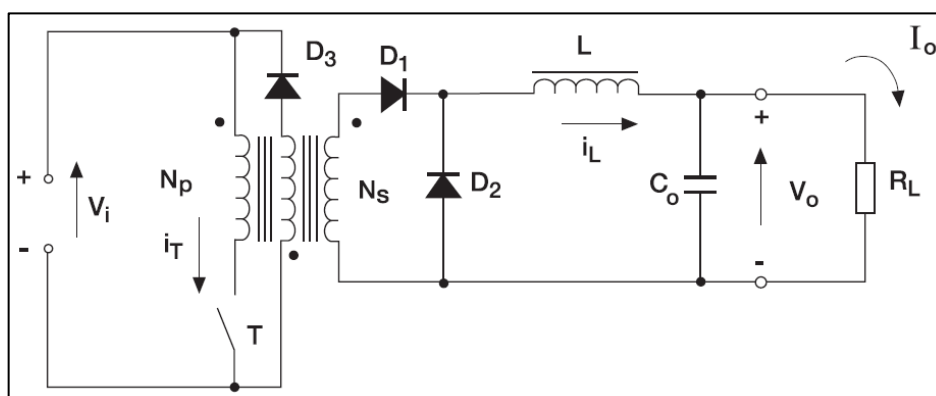
Esse isolamento é conhecido como isolamento galvânico, podendo ser dividido em isolamento em baixa frequência e alta frequência. A relação entre frequência e elementos reativos, sejam elétricos (capacitores) ou magnéticos (indutores e transformadores), é inversamente proporcional. Portanto, trabalhar em altas frequências é benéfico para os conversores, diminuindo o volume e o peso dos elementos magnéticos (POMILIO, 2014).

Em alguns casos, o uso dessa isolação implica na alteração do circuito para permitir o adequado funcionamento do transformador, evitando a saturação do núcleo magnético (POMILIO, 2014). As topologias de conversores isolados mais conhecidas são: *Forward*, *Push Pull*, *Fly Back*, *Half Bridge* e *Full Bridge*.

2.4.6 Conversor *Forward*

De acordo com Mello (2011), o conversor *Forward* nada mais é o conversor *Buck* com um transformador responsável por isolar a entrada V_i da carga R_L , bem como elevar ou abaixar a tensão em relação a entrada. Essa condição é relacionada ao número de espiras do transformador, conforme é ilustrado na Figura 19.

Figura 19: Topologia *Forward*.



Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

Esta topologia possui três enrolamentos, onde N_p e N_s (enrolamento primário e secundário do transformador) são responsáveis pela transferência de energia entre a entrada e a carga. O enrolamento N_D é responsável por desmagnetizar o núcleo no período em que a chave permanece desligada, onde acontece a condução do diodo D_3 e se aplica uma tensão negativa nos enrolados de N_D , o que ocasiona o retorno da energia associada a corrente de magnetização para a fonte (POMILIO, 2014). Este conversor transfere energia em apenas uma parte do período, pois a outra parte do período está diretamente relacionada a desmagnetização do núcleo, assim sendo obrigatoriamente ($D < 0,5$) (MELLO, 2013).

Etapa ($T_{CONDUZINDO}$): A tensão de entrada é transferida entre os terminais do transformador e D_1 fica diretamente polarizado permitindo o armazenamento de energia no indutor.

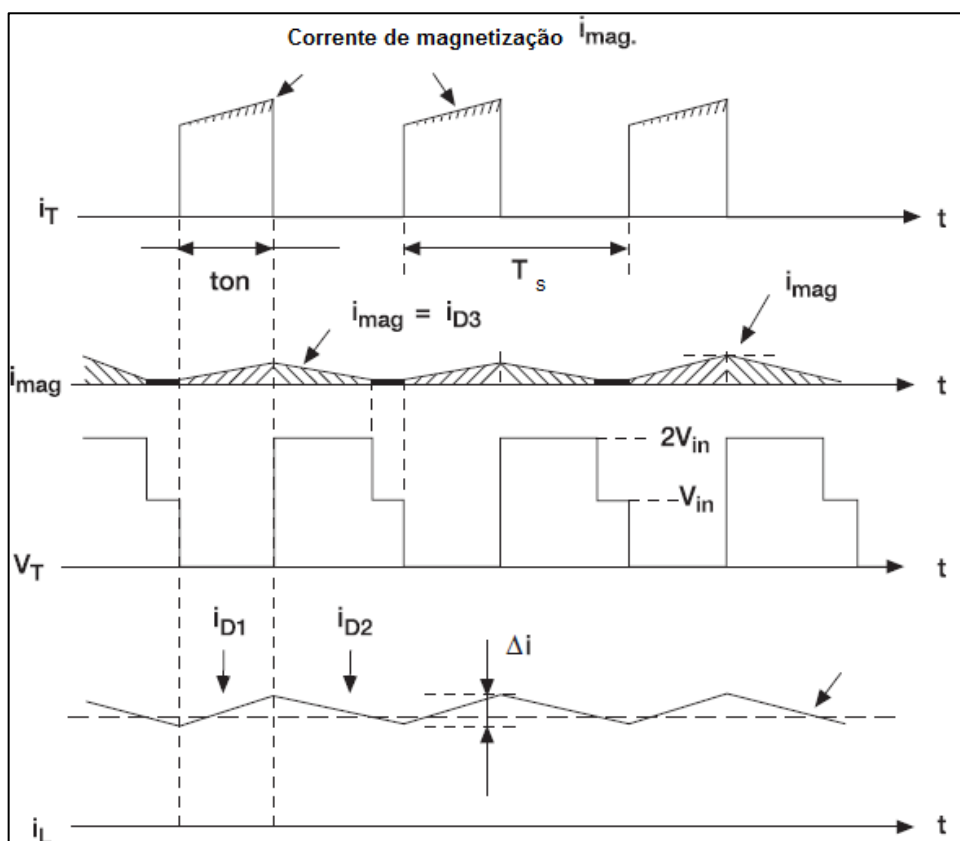
Etapa ($T_{DESLIGADO}$): Quando a chave desligar, D_2 continua a permitir o fluxo de energia entre o indutor e a carga.

O funcionamento do conversor *Forward* se dá em dois métodos de operação (contínuo e descontínuo). A equação 2.5 representa a relação do ganho estático entre a entrada e saída do conversor *Forward* operando em modo de condução contínua.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{N_s}{N_p} D \quad (2.5)$$

Na Figura 20 são mostradas as principais formas de onda do conversor *Forward* operando em modo contínuo.

Figura 20: Formas de onda do Conversor *Forward* operando em MCC.



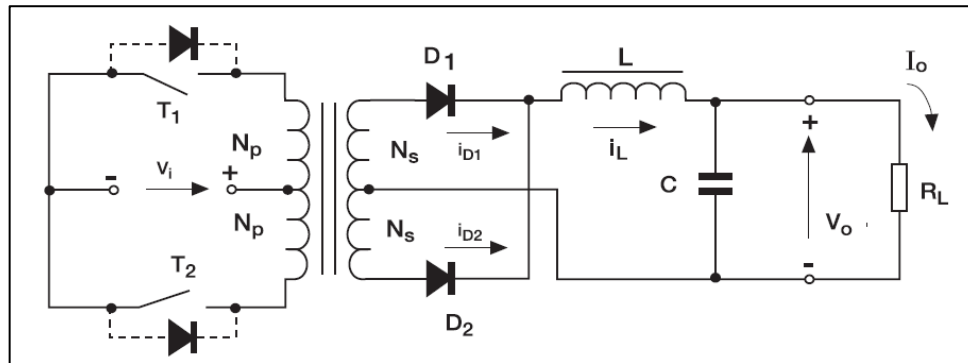
Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

2.4.7 Conversor *Push Pull*

Este conversor derivado do *Buck* nada mais é do que dois conversores *Forward* operando em contra fase, sendo possível obter tensões mais altas ou menores em relação a entrada. Essa condição é relacionada ao número espiras do

transformador, o qual também é responsável por isolar a entrada e a carga, conforme apresenta a Figura 21 (POMILIO, 2014).

Figura 21: Topologia *Push-Pull*.



Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999)

Etapa ($T_{\text{CONDUZINDO}_{1,2}}$): Quando T_1 está conduzindo, T_2 está necessariamente desligado. Já o transformador é o responsável por definir a característica de elevar ou abaixar a tensão de entrada do conversor.

Etapa ($T_{\text{DESLIGADO}_{1,2}}$): D_1 e D_2 entram em condução tendo como função retificar o sinal transferido para o secundário do transformador juntamente com o indutor e capacitor, ambos atuantes como filtro passa baixas (FB).

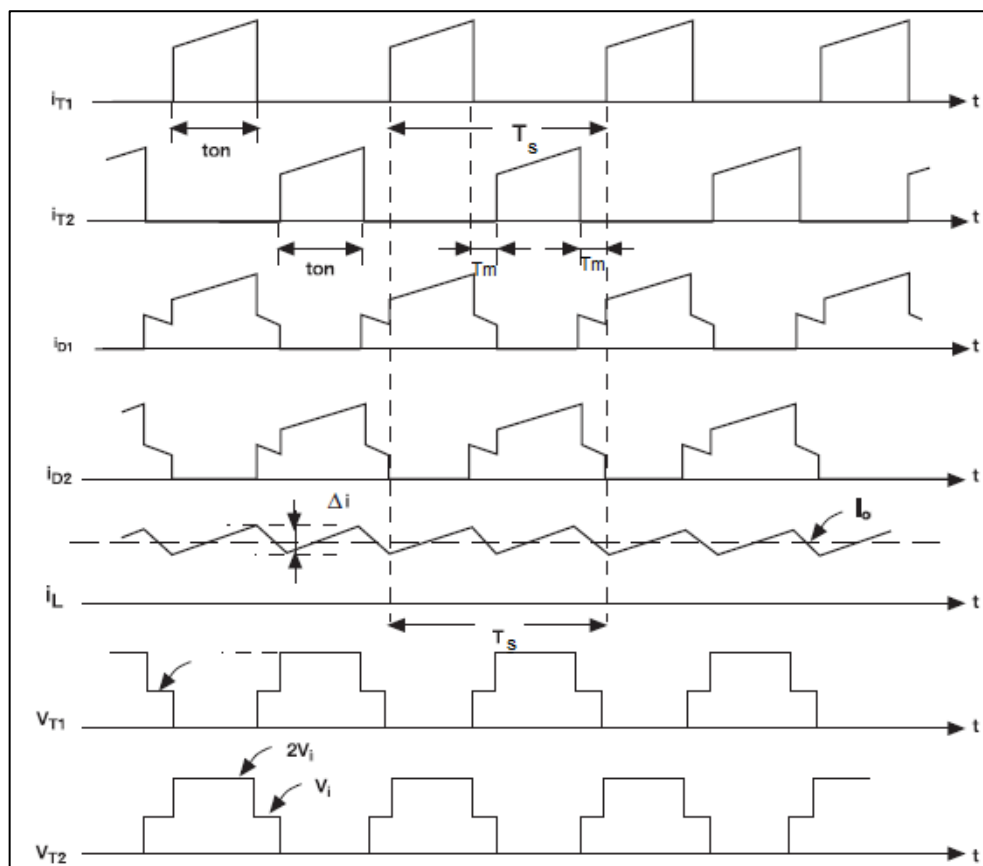
Como outros conversores apresentados, o conversor *Push-Pull* possui dois modos de condução, a contínua e a descontínua. A equação 2.6 representa o ganho estático entre a entrada e saída do conversor *Push-Pull* operando em modo de condução contínua.

$$\frac{V_o}{V_i} = 2 \frac{N_s}{N_p} D \quad (2.6)$$

É importante que este conversor tenha o ciclo de trabalho limitado entre ($0 < D < 0,5$) para evitar curto-circuito no braço do conversor (condução simultânea das chaves). Um problema observado neste conversor é o dobramento de tensão nas chaves, ou seja, os transistores devem suportar uma tensão com o dobro do valor da tensão de entrada e a possibilidade saturar o transformador devido a disparidades na comutação das chaves (POMILIO, 2014).

A Figura 22 apresenta as principais formas de onda do conversor *Push-Pull* operando em modo contínuo.

Figura 22: Formas de onda do Conversor *Push-Pull* operando em MCC.



Fonte: Adaptado de (WUIDART, 1999).

2.5 PRINCÍPIOS OPERACIONAIS DO CONVERSOR *FULL BRIDGE*

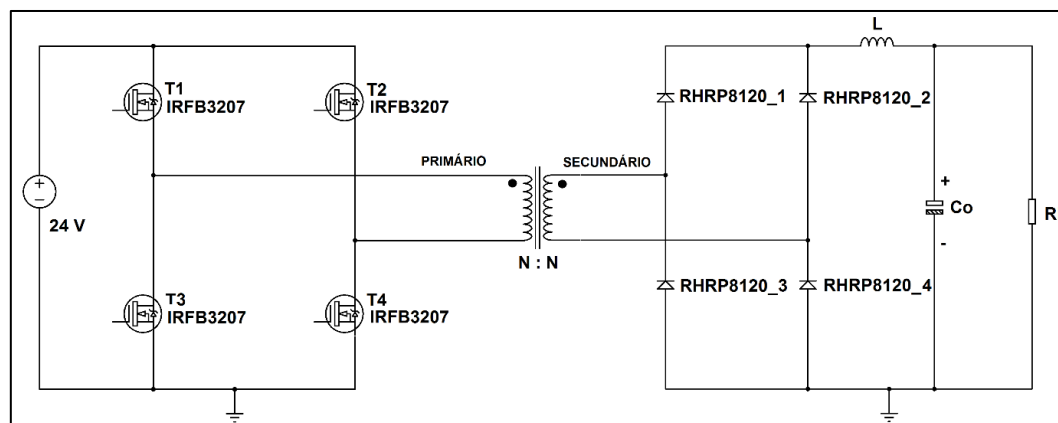
O princípio de funcionamento do conversor *Full Bridge* é derivado dos conversores *Buck* e *Forward*. O conversor *Forward* é derivado de conversor *Buck*, só que isolado, onde a presença do transformador permite ao desenvolvedor ajustar o ganho conforme o projeto. Contudo, a presença deste transformador é subutilizada, uma vez que o fluxo magnético circula apenas pela metade do ciclo de histerese do núcleo, devido a presença de um enrolamento dedicado para a desmagnetização, causando perdas e limitação do ciclo de condução (FARIA, 2012; MELLO, 2013).

Com o objetivo de obter o melhor aproveitamento do transformador, utiliza-se a topologia *Full Bridge*, com a finalidade de oscilar a corrente contínua de forma simétrica. E para evitar componentes de corrente contínua no transformador, devido ao desbalanceamento durante o chaveamento, utiliza-se um capacitor série C_b (capacitor de acoplamento) no primário do transformador (FARIA, 2012). O transformador tem como finalidade isolar a entrada do conversor e a saída para carga, possibilitando ao projetista do conversor definir a característica de abaixar ou elevar a tensão da entrada. Posteriormente, a tensão transferida ao secundário do transformador é retificada em ponte completa, passando por um filtro passa baixas (composto por indutor e capacitor) responsáveis por manter o modo de operação do conversor em modo contínuo de corrente, ou seja, transferir energia para a carga R_L mesmo com as chaves desligadas (FARIA, 2012).

A topologia *Full Bridge* possibilita trabalhar com potências mais elevadas, pois possui quatro transistores atuantes como chaves, os quais dividem a tensão e corrente entre si e ainda proporciona peso e volume reduzidos por operarem em alta frequência (MELLO, 2013).

O circuito do conversor CC/CC aplicado a topologia *Full Bridge* é representado na Figura 23. O conversor possui quatro transistores atuantes como chaves eletrônicas divididas em dois braços, em hipótese alguma as chaves do mesmo braço podem conduzir simultaneamente. Portanto, o tempo de condução de cada chave não deve ultrapassar 40% do período de chaveamento, assim ficando claro a importância da expressão da razão cíclica, equação 2.1 (FARIA, 2012).

Figura 23: Circuito simplificado conversor CC/CC do tipo *Full Bridge*.



Fonte: Adaptado de FARIA (2012).

2.5.1 Formas de Ondas do Conversor *Full Bridge*

A análise das etapas de funcionamento do conversor se dá partindo das formas de onda, Figura 24, sendo apresentada as principais formas de onda do conversor *Full Bridge*.

É possível obter a relação de ganho estático do conversor CC/CC do tipo *Full Bridge*, a qual corresponde a tensão média no capacitor de filtro C_o , calculado pelas equações 2.7 e 2.8 (FARIA, 2012).

$$V_O = \frac{2T_{ON}}{T_S} V_S - V_D = 2DV_P \frac{N_S}{N_P} - V_D \quad (2.7)$$

$$V_O = 2D(V_i - V_T) \frac{N_S}{N_P} - V_D \quad (2.8)$$

Onde:

V_O : Tensão de saída;

V_i : Tensão de entrada;

V_P : Tensão no primário do transformador;

V_S : Tensão no secundário do transformador;

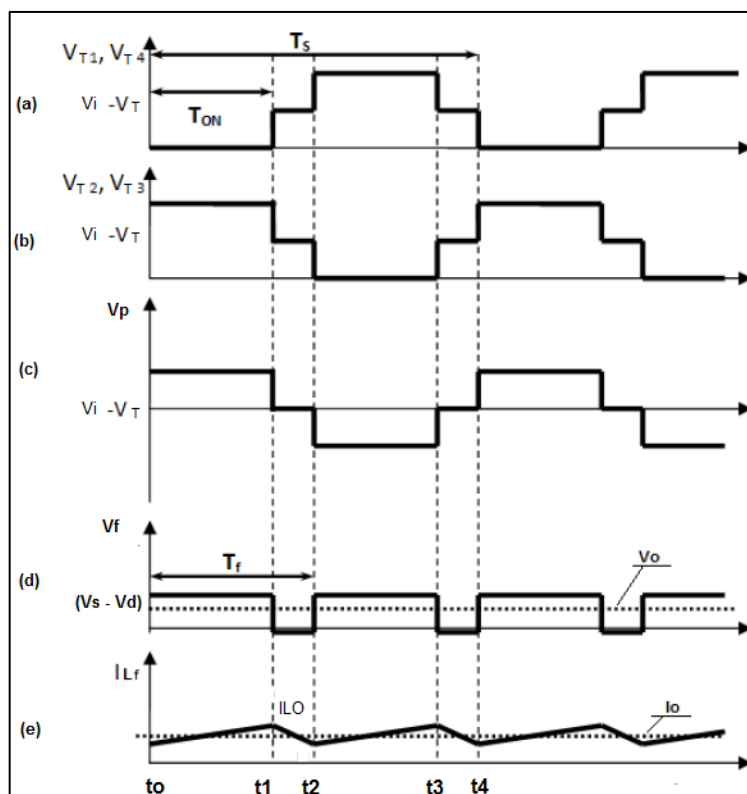
V_D : Tensão no diodo retificador;

V_T : Tensão nas chaves;

N_P : Número de espiras no primário;

N_S : Número de espiras no secundário;

Figura 24: Formas de onda do conversor *Full Bridge* em MCC. Onde (a) Tensão nas chaves V_{T1} e V_{T4} , (b) Tensão nas chaves V_{T2} e V_{T3} , (c) Tensão no primário do transformador, (d) Tensão no filtro de saída e (e) Corrente no indutor no filtro de saída (I_{L_f}) e na saída do conversor I_o .



Fonte: Adaptado de FARIA (2012).

2.5.2 Etapas de Funcionamento do Conversor *Full Bridge*

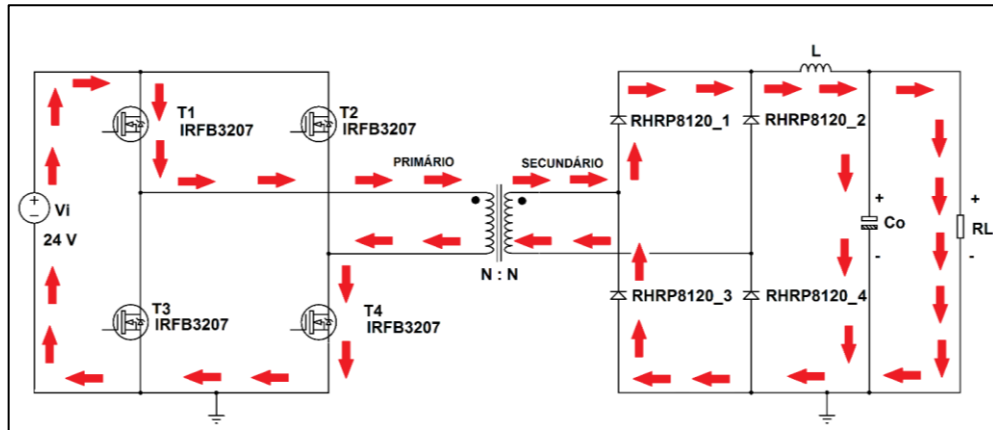
Para melhor explicação do conversor, a análise se inicia com o entendimento das principais formas de onda do conversor e será dividido em quatro etapas conforme apresentado pela Figura 24 (e).

- Primeira etapa de funcionamento ($t_0 - t_1$):

Na etapa inicial nota-se que as chaves são acionadas quando tensão de entrada do conversor V_i é aplicada nas chaves, e transferida para os enrolamentos do primário do transformador ($V_i = V_p$). A energia transferida ao secundário do transformador leva a condução dos diodos diretamente polarizados, Figura 25. Posteriormente a tensão retificada será filtrada pelo indutor L e o capacitor C_o , assim

disponibilizando a carga uma tensão de qualidade. Desta forma pode-se afirmar que ocorre transferência de potência da entrada do conversor até a carga (RECH, 2016).

Figura 25: Transferência de potência direta entre entrada e saída do conversor através das chaves (T_1 _ IRFB3207e T_4 _ IRFB3207) e a condução dos diodos (RHRP8128_1 e RHRP8128_4).

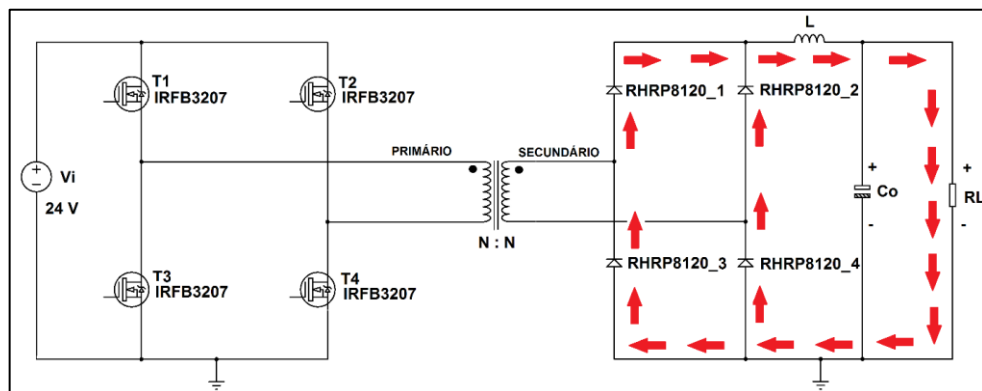


Fonte: Baseado em (RECH, 2016).

- Segunda etapa de funcionamento ($t_1 - t_2$):

O tempo morto é o período em que todas as chaves estão desligadas, conseqüentemente a tensão no primário e secundário do transformador caem a zero. O indutor e capacitor anteriormente carregados, liberam a energia armazenada tendo como função manter a tensão na carga constante, Figura 26 (RECH, 2016).

Figura 26: Todas chaves desligadas do conversor na segunda etapa.

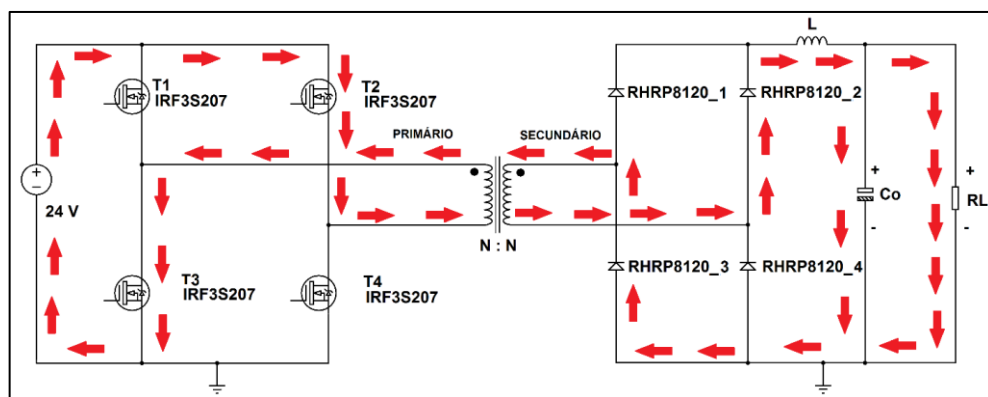


Fonte: Baseado em (RECH, 2016).

- Terceira etapa de funcionamento ($t_2 - t_3$):

Nesta etapa ocorre a transferência de potência da entrada do conversor até a carga, através das chaves que transferem a tensão de entrada do conversor V_i para os enrolamentos do primário do transformador ($V_i = V_p$). A energia transferida ao secundário do transformador leva a condução dos diodos diretamente polarizados, conforme apresenta a Figura 27. Posteriormente a tensão retificada novamente será filtrada pelo indutor L e capacitor C_o e aplicada novamente a carga (RECH, 2016).

Figura 27: Transferência de potência direta entre entrada e saída do conversor através das chaves T_2 _ IRFB3207 e T_3 _ IRFB3207.

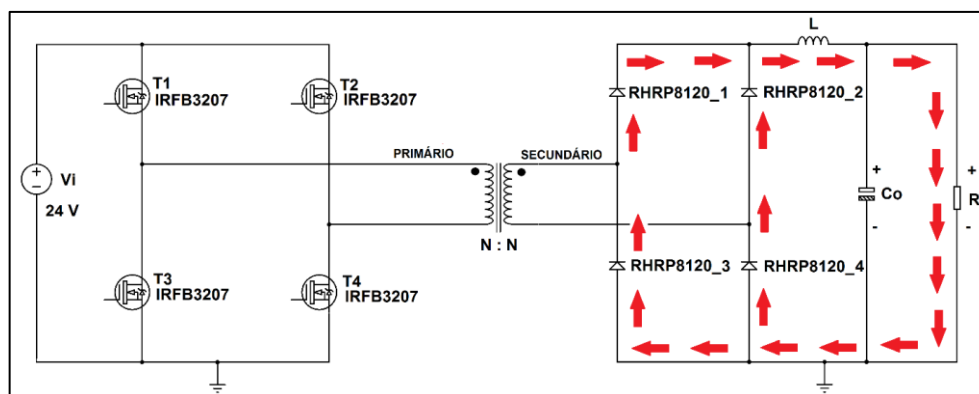


Fonte: Baseado em (RECH, 2016).

- Quarta etapa de funcionamento ($t_3 - t_4$):

Esta etapa novamente todas as chaves estão desligadas (tempo morto). O indutor e capacitor anteriormente carregados, liberam a energia armazenada tendo como função manter a tensão na carga constante, conforme apresenta a Figura 28 (RECH, 2016).

Figura 28: Todas chaves desligadas do conversor na quarta etapa.



Fonte: Baseado em (RECH, 2016).

2.6 SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA

Os semicondutores de potência, mais conhecidos como chaves ou interruptores, são elementos ativos que compõem os conversores juntamente com os elementos passivos (capacitores e indutores), além dos diodos ultrarrápidos indispensáveis em conversores. Estes elementos são responsáveis por controlar e direcionar a energia da fonte entregue a carga.

A escolha de um dispositivo de potência não se dá apenas para os níveis de tensão e corrente exigidos, mas também pela característica de chaveamento. A velocidade de chaveamento e as perdas nos circuitos eletrônicos são variáveis importantes a serem consideradas. Em projetos de fontes chaveadas é mais usada a tecnologia *MOSFET*, por ser um dispositivo com portadores majoritários, ou seja, é um dispositivo que não tem em sua construção portadores minoritários armazenadores de atraso, dando a este dispositivo vantagem nas velocidades de chaveamento (HART, 2012).

Estes semicondutores de potência devem atuar como interruptores controlados, ligando e desligando, operando nas regiões de corte e saturação. Atualmente a capacidade de chaveamento desses dispositivos é elevada, onde o tempo de recuperação, t_r , do estado do componente, trabalha na ordem de nano segundos (RASHID, 2011).

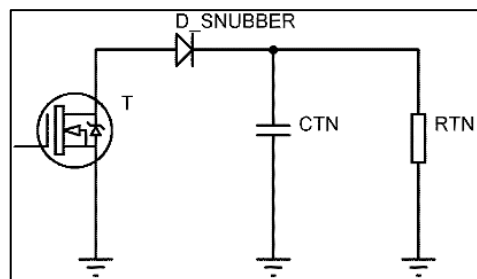
Portanto, os dispositivos são escolhidos partindo dos parâmetros de projeto como corrente, tensão e frequência de chaveamento. Para projeto utiliza-se da folha

de dados de cada componente e de técnicas para redução de esforço excessivo sobre o componente, como por exemplo o circuito *snubber*.

2.7 CIRCUITO *SNUBBER*

É um circuito de baixa potência que proporciona uma melhor qualidade e baixo custo. Estes circuitos, Figura 29, são utilizados para amortecer as oscilações de alta frequência geradas durante a comutação dos semicondutores de potência, devido a presença de indutâncias parasitas e capacitâncias intrínsecas, evitando que os mesmos sejam danificados (SCHIAVON, 2007).

Figura 29: Circuito *snubber*.



Fonte: Adaptado de (SCHIAVON, 2007).

Onde:

C_{TN} : Capacitor do circuito *snubber*;

R_{TN} : Resistor do circuito *snubber*;

$D_{snubber}$: Diodo do circuito *snubber*.

2.8 *DRIVE*

O circuito *drive* é uma interface entre o circuito de controle e circuito de potência, tendo como finalidade amplificar os níveis de corrente e tensão para acionar os transistores (*MOSFET*, *IGBT*, etc.) que se encontram em diferentes potenciais, além de realizar a proteção dos transistores quando ocasionado um curto-circuito. Para implementações encontram-se dois tipos de *drives*, os isolados e não isolados. Os não isolados devem ter o mesmo potencial do transistor adotado. Já os isolados

são utilizados quando o terra do circuito de controle é diferente dos transistores. O isolamento é possível usando optoacopladores ou elemento magnético (BASCOPÉ, 2013).

Para o correto acionamento dos transistores, é necessário que os pulsos originados no circuito de comando cheguem aos terminais de *gate* e *source* com o nível de tensão adequado e sem distorções. Caso esses pulsos produzidos pelo circuito de comando fossem conectados diretamente ao *gate*, devido a carga acoplada ao *source*, estes pulsos não teriam níveis suficientes para fazê-los entrar em condução (LIDUÁRIO, 2011).

3 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo são apresentados a metodologia utilizada no projeto e todos os dados pertinentes ao projeto, funcionamento dos CI's utilizados, além dos cálculos e dimensionamento dos componentes e as especificações dos equipamentos que foram utilizados no projeto.

3.1 METODOLOGIA

Para realização do trabalho foi necessário dividi-lo em 5 etapas para melhor desenvolvimento. A princípio elaborou-se pesquisas bibliográficas partindo de diversas referências e de projetos já implementados na área. Posteriormente, as simulações das placas de circuito impresso foram realizadas no *software* específico, projetos do circuito de controle analógico e circuito da placa de potência, e a confecção dos protótipos para realizar testes e análise dos resultados. Para isso, utilizou-se recursos da UTFPR-CM a qual possibilitou a execução deste trabalho.

1ª Etapa: Revisão Bibliográfica

A etapa da revisão bibliográfica é de extrema importância, sendo necessário levantamento das teorias básicas com o objetivo de entender todo o processo envolvido, com o auxílio de materiais disponíveis na universidade, notas de aulas ministradas pelos professores da área de Eletrônica de Potência e Eletrônica Básica, os quais ministram aulas nesta instituição, bem como pesquisas em repositórios de outras universidades (artigos, mestrados e doutorados) relacionados a área.

2ª Etapa: Desenvolvimento dos projetos em *software*

Nesta etapa começa o desenvolvimento dos projetos em um *software* e a implementação dos projetos (placa de potência e circuito de controle analógico), em que foram definidas as características técnicas do circuito com o auxílio do orientador, como dimensionamento do circuito e a escolha dos componentes que serão utilizados no trabalho.

3ª Etapa: Confeção dos protótipos

Com a confecção dos protótipos foi possível implementar na prática o conteúdo teórico adquirido anteriormente. Nesta parte do trabalho, desenvolveu-se toda a parte física necessária do projeto utilizando os laboratórios da UTFPR-CM.

4ª Coleta de dados

Com os protótipos em mãos, testes foram efetuados para avaliar o funcionamento do conversor, bem como a coleta de outras informações para análises finais. Foi de extrema importância avaliar os objetivos alcançados e problemas encontrados até a realização desta etapa.

5ª Conclusão

Nesta etapa estão presentes todos os resultados finais devidamente analisados e outros objetivos anteriormente almejados.

Abaixo encontra-se a lista de equipamentos que foram necessários para execução e finalização deste projeto, sendo esses disponibilizados pela UTFPR-CM.

- Fonte de bancada Instrutherm FA30330 para simular a placa fotovoltaica do conversor CC/CC e energizar os circuitos auxiliares;
- 2 Osciloscópios Tektronix 2002B de dois canais disponíveis para visualizar os sinais e suas respectivas magnitudes;
- Multímetro Minipa ET2042D;
- Ponte LCR Minipa MX-1010 para conferência de resistência, capacitância e indutância dos dispositivos que compõem o conversor.

3.2 ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR *FULL BRIDGE*

Serão apresentados neste sub tópico alguns cálculos necessários para se iniciar o desenvolvimento do conversor. As especificações para realizar o projeto são apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1: Apresentação das especificações do projeto.

Símbolo	Parâmetro	Valor
	Topologia	<i>Full Bridge</i>
P_o	Potência de saída	600 W
V_i	Tensão nominal de entrada	24 V
V_{imin}	Tensão mínima de entrada	21 V
V_{imax}	Tensão máxima de entrada	30 V
V_o	Tensão de saída	300 V
f_s	Frequência chaveamento	20 kHz
η	Rendimento	80% (0,8)
D_{max}	Razão cíclica máxima	40% (0,4)
I_o	Corrente da saída	2 A
Δ_{io}	Variação da corrente de saída	0,2 A
Δ_{Vo}	Variação da tensão de saída	15 V

Fonte: Autoria própria.

3.2.1 Dimensionamento do Conversor *Full Bridge*

Conforme Faria (2012), o primeiro passo é calcular a potência de entrada P_{in} partindo do rendimento η e potência de saída P_o previamente estabelecidos, conforme apresenta a equação 3.1:

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{600}{0,8} = 750 \text{ W} \quad (3.1)$$

Calculado a potência de entrada do conversor, o próximo passo é calcular as correntes nominais da fonte, dado pelas equações abaixo:

$$I_{inppmin} = \frac{P_o}{\eta * D_{max} * V_{imin}} = \frac{600}{0,8 * 0,4 * 21} = 89,2857 \text{ A} \quad (3.2)$$

$$I_{emax} = I_{inppmin} * \sqrt{D_{max}} = 89,2857 * \sqrt{0,4} = 56,4692 \text{ A} \quad (3.3)$$

$$I_{inppmax} = \frac{P_o}{\eta * D_{max} * V_{imax}} = \frac{600}{0,8 * 0,4 * 30} = 62,5 \text{ A} \quad (3.4)$$

$$I_{emin} = I_{inppmax} * \sqrt{D_{max}} = 62,5 * \sqrt{0,4} = 39,5284 \text{ A} \quad (3.5)$$

Onde:

$I_{inppmin}$: Corrente de pico no primário do transformador máxima quando a tensão de entrada for mínima;

$I_{inppmax}$: Corrente de pico no primário do transformador mínima quando a tensão de entrada for máxima;

I_{emax} : Corrente eficaz máxima de entrada;

I_{emin} : Corrente eficaz mínima de entrada.

3.2.2 Dimensionamento dos Semicondutores de Potência

O correto dimensionamento dos semicondutores de potência faz com que o conversor opere de modo eficiente e seguro.

3.2.2.1 Transistores de Potência

Para suportar e atender as condições de trabalho do conversor, primeiramente é analisada a frequência de chaveamento em que o conversor irá operar, bem como a tensão e corrente em que a chave deverá atender. Os *MOSFET'S* são ideais para projetos que envolvem altas tensões e baixas perdas por comutação, mesmo trabalhando em altas frequências. A tensão máxima exercida sobre V_{DS} , *drain*

(dreno) e *source* (fonte), é igual a tensão máxima de entrada, V_{imax} , do conversor. E a corrente máxima de pico que o transistor terá que suportar é igual a corrente máxima no primário do transformador.

Conforme analisado, o *MOSFET* escolhido foi o IRFB3207 da *International Rectifier*, o qual é capaz de suportar nos terminais V_{DS} , até 75 V e a corrente no dreno, I_{dreno} , igual a 180 A, conforme apresenta o *DATASHEET* (RECTIFIER, 2006).

3.2.2.2 Diodos Retificadores

Devido à alta frequência de trabalho do conversor, 20 kHz, são utilizados diodos de recuperação ultrarrápido, *ultra fast recovery*, os quais possibilitam rápida troca entre o estágio de condução e bloqueio (RASHID, 2011). Outra consideração a ser feita é, quanto a máxima tensão reversa que o diodo suportaria, V_{Dmax} , sendo que esta deve ser superior ao valor de tensão que é aplicada quando os diodos retificadores conduzem, a equação 3.5 apresenta a relação:

$$V_{Dmax} = \frac{N_S}{N_P} * V_{imax} \quad (3.6)$$

Substituindo os valores do número de espiras do primário N_P e do secundário N_S e a tensão máxima V_{imax} , temos 3.7:

$$V_{Dmax} = 12 * 30 = 360 V \quad (3.7)$$

O diodo retificador escolhido é o RTRP8120 da Fairchild, com uma tensão reversa, V_{Dmax} , de 1200 V e 8 A de corrente direta (*FARCHILD SEMICONDUCTOR*, 2013).

3.3 DIMENSIONAMENTO TRANSFORMADOR TOROIDAL

Os cálculos presentes neste tópico foram baseados em Mello (2013) e Faria (2012).

As especificações para o dimensionamento do transformador são apresentadas na Tabela 2.

Tabela 2: Especificações transformador

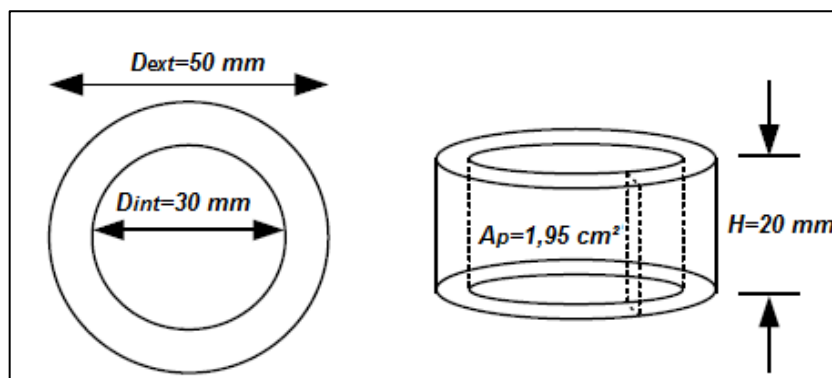
Símbolo	Parâmetro	Valor
f_s	Frequência de chaveamento	20 kHz
V_i	Tensão nominal de entrada	24 V
V_o	Tensão de saída	300 V
K_{jmax}	Densidade máxima de corrente	350 A/cm ²
B	Fluxo magnético	2300 G

Fonte: Autoria própria

3.3.1 Núcleo Toroidal do Transformador

Dos projetos relacionados a transformadores em fontes chaveadas, uma variável muito importante nos cálculos é A_p (cálculos do produto das áreas do núcleo). Foram realizados cálculos para o transformador do tipo E, mas houve dificuldades para aquisição do núcleo. Assim, fixou-se o A_p e adotou-se o núcleo toroidal MMT140T5020, o qual foi de rápida aquisição. O núcleo escolhido para o projeto possui as características físicas, apresentadas na Figura 30 e os parâmetros na Tabela 3:

Figura 30: Dimensões do núcleo toroidal para o transformador.



Fonte: Adaptado de (MAGMATTEC, 2017).

Onde:

D_{ext} : Diâmetro externo do toroide;

D_{int} : Diâmetro interno do toroide;

H : Altura;

A_p : Área do toroide.

Tabela 3: Características do núcleo MMT140T5020.

Símbolo	Parâmetro	Valor
A_p	Área do toroide	1,95 cm^2
D_{ext}	Diâmetro externo do toroide	50 mm
D_{int}	Diâmetro interno do toroide	30 mm
H	Altura	20 mm
A_l	Fator de indutância	4700 nH/esp^2
V_{to}	Volume do toroide	23,4 cm^3

Fonte: Autoria própria.

3.3.2 Relação de Transformação

Após a coleta das dimensões do núcleo toroidal, o próximo passo é deduzir a relação de transformação, dado pela equação 3.8:

$$\frac{V_i}{N_1} = \frac{V_o}{N_2} \quad (3.8)$$

Substituindo os valores temos,

$$\frac{24}{300} = \frac{N_1}{N_2} = 0,08 \quad (3.9)$$

Portanto,

$$\frac{N_2}{N_1} = 0,08^{-1} \approx 12 \quad (3.10)$$

3.3.3 Cálculo do Número de Espiras

Como visto, o objetivo deste conversor é operar com o princípio de elevar a tensão de entrada para uma saída fixa de 300 V. Obedecendo a relação da equação 3.10, o próximo passo é calcular o número de espiras no primário do transformador capaz de produzir um campo magnético que induza a tensão especificada ao enrolamento secundário do transformador. Através da equação 3.11, é possível obter o número de espiras mínima no primário do transformador.

$$N_1 = \frac{10^8}{4 * f_s * B * A_p} * V_i \quad (3.11)$$

Substituindo valores,

$$N_1 = \frac{10^8}{4 * 20k * 2300 * 1,95} * 24 \approx 7 \text{ espiras} \quad (3.12)$$

A mesma ideia é aplicada ao cálculo do número de espiras no secundário do transformador, então temos:

$$N_2 = \frac{10^8}{4 * f_s * B * A_p} * V_2 \quad (3.13)$$

Substituindo os valores,

$$N_2 = \frac{10^8}{4 * 20k * 2300 * 1,95} * 300 \approx 84 \text{ espiras} \quad (3.14)$$

3.3.3 Cálculo dos Condutores

Para o projeto de condutores em alta frequência é necessário considerar um fator de correção do efeito pelicular (ou *skin*). O efeito *skin* é um fenômeno elétrico que tem como característica a tendência de a corrente elétrica fluir pela superfície do condutor, podendo gerar mais perdas. Este problema é mais evidente quando se trabalha em altas frequências, quanto maior a frequência menor será a profundidade

de condução da corrente, equação 3.15. Para correção deste problema, adota-se à associação de mais fios em paralelo para atingir o diâmetro desejado.

$$S = \frac{K_L}{\sqrt{f_S}} \quad (3.15)$$

Onde:

K_L : Constante de temperatura;

S : Profundidade de penetração de corrente.

Da relação podemos entender que o diâmetro do condutor diminui devido à alta frequência de operação, conseqüentemente aumenta o número de condutores em paralelos do transformador.

Substituindo valores na equação 3.16, obtemos:

$$S = \frac{7,5}{\sqrt{20k}} = 0,05302 \text{ cm} \quad (3.16)$$

Com isso pode-se obter o valor do diâmetro do fio, D_{fio} , calculado pela equação 3.17:

$$D_{fio} = 2 * S \quad (3.17)$$

Substituindo valores,

$$D_{fio} = 2 * 0,05302 = 0,1066 \text{ cm} \quad (3.18)$$

Com os valores obtidos, o diâmetro do fio deve ser menor ou igual a 0,1066 cm, possibilitando adotar o fio AWG (*American Wire Gauge*) 17, diâmetro de 1,150 mm.

O próximo passo é o cálculo da área de condução, A_{cup} , efetiva no primário do transformador, como apresenta a equação 3.19:

$$A_{cup} = \frac{I_{emax}}{K_{jmax}} \quad (3.19)$$

Substituindo valores,

$$A_{cup} = \frac{56,4692}{350} = 0,1613 \text{ cm}^2 \quad (3.20)$$

Agora é possível determinar o número de condutores em paralelo, N_{parpri} , no primário do transformador relacionando com a secção A_{cup} do condutor escolhido, partindo da equação 3.21:

$$N_{parpri} = \frac{A_{cup}}{A} \quad (3.21)$$

Substituindo valores,

$$N_{parpri} = \frac{0,1613}{0,0104} \approx 15 \text{ espiras} \quad (3.22)$$

De modo análogo ao primário, são realizados para os condutores do secundário, A_{cus} , equação 3.23:

$$A_{cus} = \frac{I_o}{K_{jmax}} \quad (3.23)$$

Substituindo valores,

$$A_{cus} = \frac{2}{350} = 0,005714 \text{ cm}^2 \quad (3.24)$$

Para determinar o número de condutores em paralelo do secundário, N_{parsec} , equação 3.25:

$$N_{parsec} = \frac{A_{cup}}{A} \quad (3.25)$$

Substituindo valores,

$$N_{parsec} = \frac{0,005742}{0,0104} \approx 1 \text{ espira} \quad (3.26)$$

Tanto no primário quanto no secundário, os condutores adotados para o projeto foram AWG 17.

3.3.4 Cálculo das Indutâncias do Transformador

As indutâncias no primário, L_P , e secundário, L_S , são determinadas pelas equações 3.27 e 3.28 respectivamente:

$$L_P = \frac{A_l * N_1^2}{10^9} \quad (3.27)$$

Portanto,

$$L_P = \frac{4700 * 7^2}{10^9} = 230,03 \mu H \quad (3.28)$$

De modo análogo ao secundário, equação 3.29:

$$L_S = \frac{A_l * N_2^2}{10^9} \quad (3.29)$$

Substituindo valores,

$$L_S = \frac{4700 * 84^2}{10^9} = 33,16 \text{ mH} \quad (3.30)$$

3.3.5 Cálculo do Capacitor de Desacoplamento

Este capacitor é utilizado para evitar circulação de corrente contínua no núcleo, o que faria com que o núcleo saturasse, aumentando as pernas e podendo chegar até a destruição. Tal fenômeno acontece devido a diferença de tempo de chaveamento das chaves do conversor, fazendo com que um braço conduza por mais tempo do que outro. Assim, este capacitor é colocado em série com o primário do transformador. O cálculo é realizado pela equação 3.31:

$$C_b = \frac{I_{inppmin} * T_{on}}{0,1 * V_{imin}} \quad (3.31)$$

Obtemos,

$$C_b = \frac{89,2857 * 0,4 * 2 * 10^{-6}}{0,1 * 21} \approx 34 \mu F \quad (3.32)$$

Para garantir o bom funcionamento do conversor, adotou-se na prática $1000\mu F$.

3.4 DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE SAÍDA

Os cálculos para o filtro de saída foram retirados de Torres (2013) e Mello (2013) e comparados com Faria (2012).

3.4.1 Cálculo do Indutor de Saída

O indutor de saída do conversor tem como objetivo manter o funcionamento do conversor o mais próximo do modo contínuo de operação, ou seja, tem como finalidade eliminar ao máximo a ondulação de corrente, Δi_o , na saída do conversor. O projeto do indutor será realizado nas piores condições para este conversor, assim garantindo o funcionamento sempre modo em condução contínua, onde a razão cíclica mínima D_{min} , é zero, conforme apresenta a equação 3.33:

$$L = \frac{(V_O + V_D) * (1 - D_{min})}{2 * F_S * \Delta i_o} \quad (3.33)$$

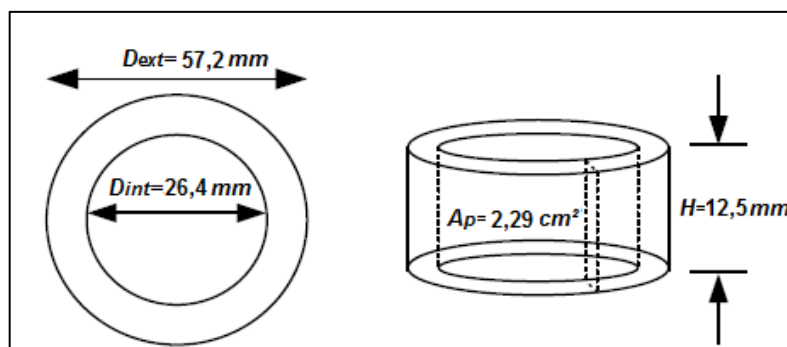
Substituindo os valores,

$$L = \frac{(300 + 1) * (1 - 0)}{2 * 20 \text{ k} * 0,2} \approx 38 \text{ mH} \quad (3.34)$$

3.4.2 Núcleo Toroidal do Indutor

As dimensões do núcleo toroidal da Magmattec são apresentadas pela Figura 31.

Figura 31: Dimensões do núcleo toroidal para o indutor.



Fonte: Adaptado de (MAGMATTEC, 2017).

Onde:

D_{ext} : Diâmetro externo do toroide;

D_{int} : Diâmetro interno do toroide;

H : Altura;

A_p : Área do toroide.

Análogo ao transformador, inicialmente foram realizados cálculos para um indutor com o núcleo do tipo E, mas como alternativa de desenvolvimento do indutor adotou-se o núcleo toroidal MMTS60T5715, fixando o produto das áreas, A_p . Ainda houve dificuldades para implementação, devido ao baixo fator de indutância do núcleo, se viu necessário usar dois núcleos MMTS60T5715, assim somando o fato de indutância. Posteriormente a escolha do núcleo, foi possível seguir a diante no projeto do indutor de saída. A Tabela 4 apresenta outros parâmetros do núcleo adotado para o projeto do indutor toroidal.

Tabela 4: Características do núcleo MMTS60T5715.

Símbolo	Parâmetro	Valor
A_p	Área do toroide	2,29 cm^2
D_{ext}	Diâmetro externo do toroide	57,2 mm
D_{int}	Diâmetro interno do toroide	26,4 mm
H	Altura	2,29 cm^2
A_l	Fator de indutância	138 nH/esp^2
V_{to}	Volume do toroide	28,6 cm^3

Fonte: Autoria própria

3.4.3 Cálculo do Número de Espiras do Indutor

O cálculo do número de espiras é possível através da equação 3.35:

$$N_l = \sqrt{\frac{L}{A_l}} \quad (3.35)$$

Para este projeto adotou-se dois núcleos toroidais, resultando na equação 3.36:

$$N_l = \sqrt{\frac{L}{2 \cdot A_l}} \quad (3.36)$$

Portanto,

$$N_l = \sqrt{\frac{38 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 138 \cdot 10^{-9}}} \approx 372 \text{ espiras} \quad (3.37)$$

3.4.4 Cálculo dos Condutores

O cálculo dos condutores do indutor se dá de modo análogo ao cálculo dos condutores do primário e secundário do transformador, equação 3.16.

Substituindo valores na equação 3.38, obtemos:

$$S = \frac{7,5}{\sqrt{20k}} = 0,05302 \text{ cm} \quad (3.38)$$

Com isso pode-se obter o valor do diâmetro do fio, D_{fio} , calculado pela equação 3.39:

$$D_{fio} = 2 * S \quad (3.39)$$

Portanto,

$$D_{fio} = 2 * 0,5302 = 0,1066 \text{ cm} \quad (3.40)$$

Com os valores obtidos, o diâmetro do fio deve ser menor ou igual a 0,1066 cm, possibilitando adotar o fio AWG 17, com diâmetro de 1,150 mm.

O próximo passo é o cálculo da área de condução, A_{cui} , efetiva no enrolamento do indutor, equação 3.41:

$$A_{cui} = \frac{l_{emax}}{K_{jmax}} \quad (3.41)$$

Portanto,

$$A_{cui} = \frac{2}{350} = 0,0057143 \text{ cm}^2 \quad (3.42)$$

Agora é possível determinar o número de condutores em paralelo, N_{pari} equação 3.43:

$$N_{pari} = \frac{A_{cui}}{A} \quad (3.43)$$

Obtemos,

$$N_{pari} = \frac{0,0057143}{0,0104} \approx 1 \text{ espiras} \quad (3.44)$$

3.4.5 Cálculo do Capacitor de Saída

O dimensionamento adequado do capacitor de saída, C_o , tem como objetivo manter as oscilações dentro dos padrões previsto para o projeto, equação 3.45:

$$C_o = \frac{\Delta i_o}{8 \cdot \Delta V_O \cdot F_s} \quad (3.45)$$

Portanto,

$$C_o = \frac{0,2}{8 \cdot 15 \cdot 20 \cdot 10^3} \approx 84 \text{ nF} \quad (3.46)$$

O valor adotado na prática para o capacitor de saída foi de 100 nF.

3.5 CÁLCULO DO SNUBBER

O circuito *snubber* entra em operação quando o transistor se encontra desligado, sendo de extrema importância para redução das taxas de variação e fornecendo meios de reduzir as perdas durante a comutação e auxiliar na redução do estresse no componente. O mesmo é projetado para que a corrente tenha um caminho de descarga para o capacitor, que se carrega com o diodo no período de corte do transistor (SCHIAVON, 2007; HART, 2012).

Primeiramente é necessário dimensionar o resistor para que o mesmo dissipe 1,0 W para a tensão máxima que a chave deverá suportar. Para o circuito adota-se o dobro da tensão máxima de entrada, V_{imax} , equação 3.47 (SCHIAVON, 2007):

$$R_{tn} = \frac{(V_{imax})^2}{P} \quad (3.47)$$

Obtemos,

$$R_{tn} = \frac{(2 \cdot 30)^2}{1} \approx 3,6 \text{ k}\Omega \quad (3.48)$$

Com o valor da resistência calculado, dimensiona-se o capacitor de modo que a tensão máxima caia para 90%, o cálculo do capacitor se inicia na equação 3.49:

$$V_C = V_{Co} * e^{-\frac{1}{RC}t} \quad (3.49)$$

Portanto,

$$C = \frac{-T}{R * \ln\left(\frac{V_C}{V_{Co}}\right)} \quad (3.50)$$

Para o capacitor do circuito *snubber* deve-se dimensionar uma queda 90% de sua tensão:

$$C_{tn} = \frac{-5 * 10^{-5}}{3,6k * \ln(0,9)} \approx 76 \text{ nF} \quad (3.51)$$

O diodo escolhido para o circuito *snubber* foi UF4004, o qual suporta 700 V de tensão reversa. Os valores calculados para o capacitor e resistor são valores pertos dos valores comerciais, mas para garantir o bom funcionamento adotou-se 47 nF e 100 kΩ, respectivamente.

3.6 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

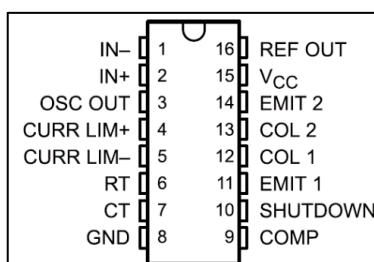
Para colocar em prática os conversores é necessário realizar estudos que envolvem as técnicas de controle, seja em malha aberta ou em malha fechada. Ambas as técnicas foram estudadas e testadas nas práticas no período de pré-projeto para verificar o comportamento de ambas. A técnica de controle em malhada aberta é um sistema sem realimentação onde o ajuste da largura de pulso é manual, ajuste muito fino. No entanto, a técnica em malha fechada é um sistema realimentado, ou seja, o próprio sistema estabelece uma comparação entre a entrada e saída do sistema, sendo que o mesmo é responsável por corrigir o erro e manter a tensão na saída constante. Para o controle em malha fechada será estudado o compensador de tensão aplicado a técnica MLP, necessitando de uma frequência constante, mas que tenha a variação da largura de pulso do sinal, além de ter dois sinais defasados em

180°. Estas características mencionadas são de extrema importância para o bom funcionamento do conversor, que podem ser encontradas no controlador SG3524N que será explicado de modo detalhado no tópico a seguir.

3.6.1 Controlador SG3524N

O controlador escolhido foi o SG3524N da *Texas Instruments*. Este dispositivo será alimentado com 12 V, mas é importante lembrar que a alimentação pode variar entre 8 V a 40 V (*TEXAS INSTRUMENTS*, 2015). A Figura 32 apresenta as pinagens que compõe o controlador SG3524N.

Figura 32: Visão superior SG3524N.



Fonte: Adaptado de (*TEXAS INSTRUMENTS*, 2015).

Onde:

Pino 1: Entrada inversor;

Pino 2: Entrada não inversor;

Pino 3: Saída do oscilador;

Pino 4 e 5: Sensor de corrente;

Pino 6 e 7: Capacitor C_t e R_t ;

Pino 8: Terra;

Pino 9: Compensador;

Pino 10: *Shutdown*;

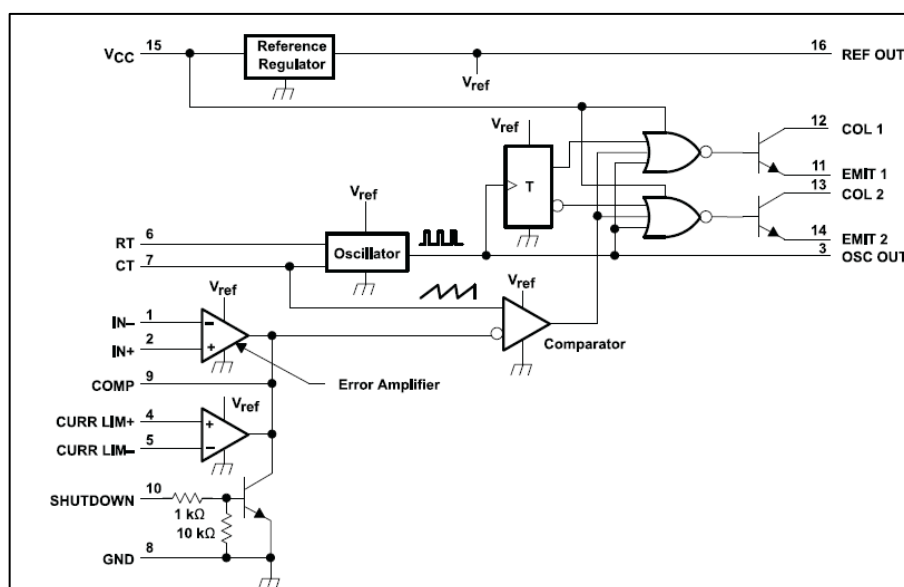
Pino 11 e 14: Emissor 1 e emissor 2, respectivamente;

Pino 12 e 13: Coletor 1 e coletor 2, respectivamente.

Pino 15: Alimentação;

Pino 16: Tensão de referência 5 V.

Figura 33: Diagrama de blocos internos do SG3524N.



Fonte: Adaptado de (TEXAS INSTRUMENTS, 2015).

Os pinos 1 e 2 correspondem as entradas inversora e não inversora do amplificador de erro, que é responsável por gerar o sinal de erro e obter a largura de pulso do MLP. A saída corresponde ao pino 9 do controlador, onde é possível implementar um compensador ou aplicar um ganho ao sinal. E como mencionado anteriormente, o controlador disponibiliza uma fonte interna de referência, pino 16 com saída de 5 V, comumente utilizada no amplificador de erro como referência. O controlador também disponibiliza duas saídas complementares, através dos pinos 11 e 12, os quais são formados por dois transistores NPN que suportam uma corrente de 200 mA. A saídas complementares estão nos pinos 13 e 14, segundo transistor NPN (TEXAS INSTRUMENTS, 2015).

Os pinos 4 e 5 são responsáveis pela limitação de corrente. O pino 10, *shutdown*, está conectado na base do transistor NPN, que quando acionado transforma-se em um curto circuito entre as saídas do compensador, amplificador de erro, sensor de corrente e o terra, no que resulta em alimentar em 0 V na entrada do comparador, conseqüentemente não gerando o sinal MLP e desligando o sistema. Por último, o pino 16 é responsável por alimentar parte dos circuitos internos e também usado como referência, pela sua tensão de 5 V, que é utilizada para controlar a tensão de saída do sistema (TEXAS INSTRUMENTS, 2015).

3.6.1.1 Oscilador

Os pinos 6 e 7 do controlador tem como objetivo determinar a frequência de oscilação do sistema. O circuito que se forma nos pinos 6 e 7, circuito RC, dá origem a uma onda dente de cerra com uma frequência máxima de 500 kHz.

A equação 3.52 é fornecida pela *Texas Instruments* (2015), a qual possibilita calcular os valores de C_t e R_t , e assim testá-los na prática:

$$f_s = \frac{1,3}{R_t * C_t} \quad (3.52)$$

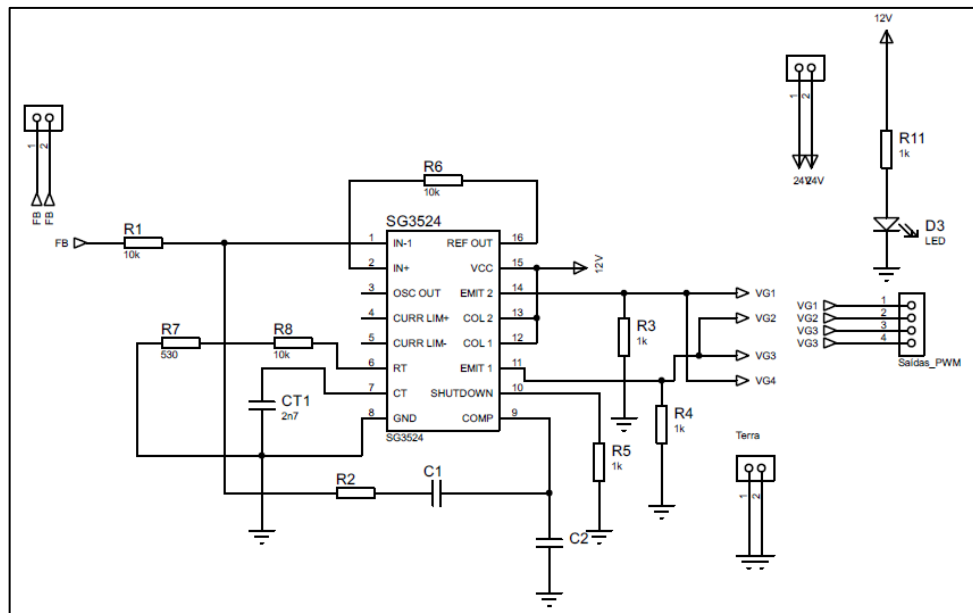
O fabricante indica a faixa de valores para C_t , que é responsável por gerar o sinal dente-de-serra à partir de sua descarga, esses valores variam entre 1 nF a 100 nF. E para R_t a faixa de valores variam entre 1 kΩ a 100 kΩ.

Para este trabalho utilizou-se uma associação série de dois resistores, de 10 kΩ e 520 Ω, e um capacitor de 2,7 nF, possibilitando obter uma frequência de 20 kHz. Estes valores foram ajustados na prática.

3.6.1.2 Compensador de Tensão

O compensador de tensão é um sistema de controle proporcional integrador, PI, que tende a corrigir a saída com a referência, garantindo a correção de tensão da saída, esse fator de correção é ajustado a cada período que o compensador tenta corrigir (MELLO, 2013; POMILIO, 2014). Caso a tensão FB seja menor que a tensão de referência, V_{ref} , o amplificador de erro disponibiliza um nível lógico baixo para o controlador, o qual aumentará o ciclo de trabalho do sinal MLP, resultando no aumento da tensão FB e conseqüentemente mantendo o nível de tensão fixo na saída do conversor, como desejado. A ação PI, Figura 34, é ajustada alterando os valores dos resistores R1, R2 e R6, bem como dos capacitores C1 e C2 (POMILIO, 2014).

Figura 34: Circuito de controle em malha fechada.



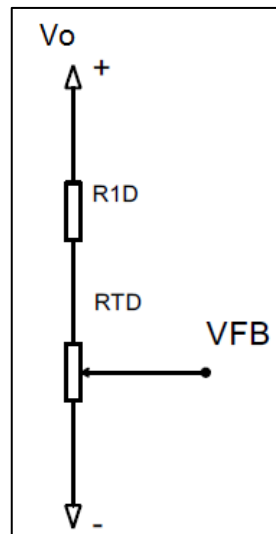
Fonte: Autoria própria.

Os valores adotados para C1 e C2 foram $2,2 \text{ nF}$ e para R2 $100 \text{ k}\Omega$ foram ajustados na prática.

3.6.1.3 Divisor de Tensão

Conforme as especificações do projeto, a tensão de saída do conversor é fixada em 300 V , portanto foi necessária a implementação de um divisor de tensão com um resistor em série com um *trimpot* multivoltas visando facilitar o ajuste para realimentação, Figura 35, o qual obedece a equação 3.53, permitindo a diminuição deste sinal, assim podendo manipulá-lo.

Figura 35: Divisor de tensão na saída do conversor.



Fonte: Autoria própria.

$$V_{FB} = \frac{R_{TD}}{R_{1D} + R_{TD}} * V_O \quad (3.53)$$

Onde:

V_{FB} : Tensão de realimentação/feedback;

R_{1D} : Resistor série do divisor de tensão;

R_{TD} : Resistência variável (*trimpot*).

Os valores adotados na prática foram de $20\text{ k}\Omega$ para o *trimpot* multivoltas e um resistor de $100\text{ k}\Omega$.

3.7 PROJETO DOS DRIVES

O projeto dos *drives*, Figura 36, tem como objetivo isolar os pulsos que são originados no circuito de controle, e assim fornecer as chaves a tensão e corrente necessária para colocá-la em condução ou em corte. Foram confeccionadas quatro placas de circuito *drive*, sendo um para cada *MOSFET* da ponte completa.

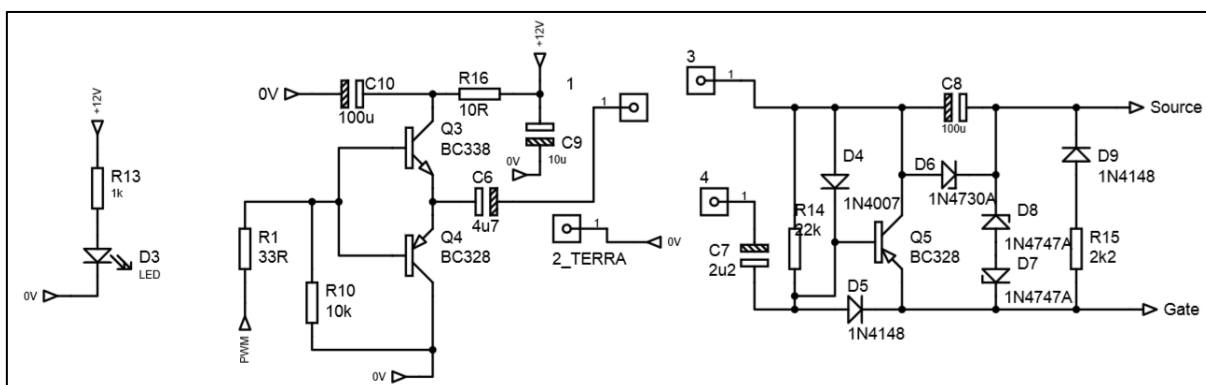
Para este projeto utilizou-se transformadores de pulsos o qual possibilita boas respostas em frequências mais elevadas, além de utilizar a mesma fonte de alimentação para todos os *MOSFETS*, ao contrário dos optoacopladores que em sua

maioria não apresentam boas respostas em frequências mais elevadas (LIDUÁRIO, 2011).

O princípio operacional do circuito se inicia na a entrada com o sinal MLP originado pelo circuito de controle, e então encontra-se dois transistores, sendo eles um BC338 responsável por enviar ao transformador, com relação de 20 espiras no primário e 30 espiras no secundário, a tensão de 12 V quando o sinal MLP tem valor positivo, e um BC328 responsável por enviar 0 V quando o sinal do MLP for negativo.

No circuito que envolve o secundário do transformador, tem-se um transistor PNP que entra em saturação quando o transformador desmagnetiza e os diodos zener 1N4747 garantem proteção contra transitórios acima de 20 V (SCHIAVON, 2007).

Figura 36: Esquemático do circuito *drive*.

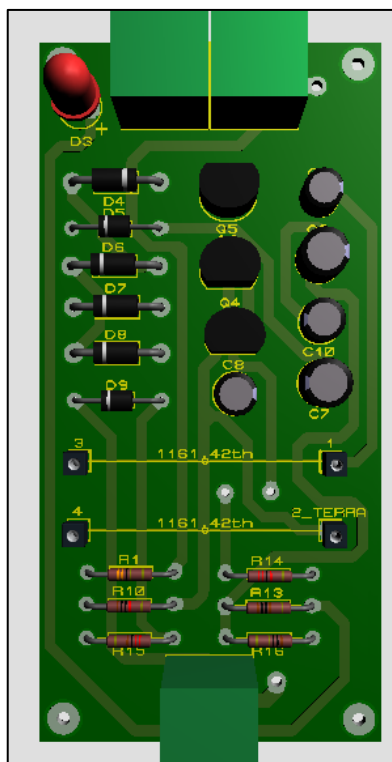


Fonte: Modificado de Schiavon (2007).

3.8 PROJETO DOS CIRCUITOS

Para realização dos projetos foi utilizado um *software* que possui área para desenvolvimento dos esquemáticos, layout e a visualização da imagem do circuito projetado em três dimensões. O trabalho conta com três esquemáticos, sendo que um deles será confeccionado quatro vezes (*drive*), circuito de comando e o circuito de potência. A imagem 3D do circuito *drive* é ausente do transformador de pulsos, sendo colocado apenas pinos conectores para facilitar a inclusão no circuito, pois para cada placa do circuito *drive* será necessário um ajuste na prática, Figura 37.

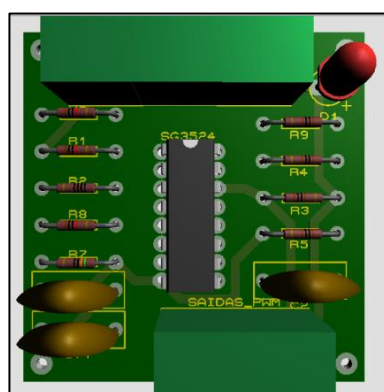
Figura 37: Visual 3D do circuito *drive*.



Fonte: Modificado de Schiavon (2007).

O projeto do circuito de comando em malha fechada, Figura 38.

Figura 38: Circuito de comando.

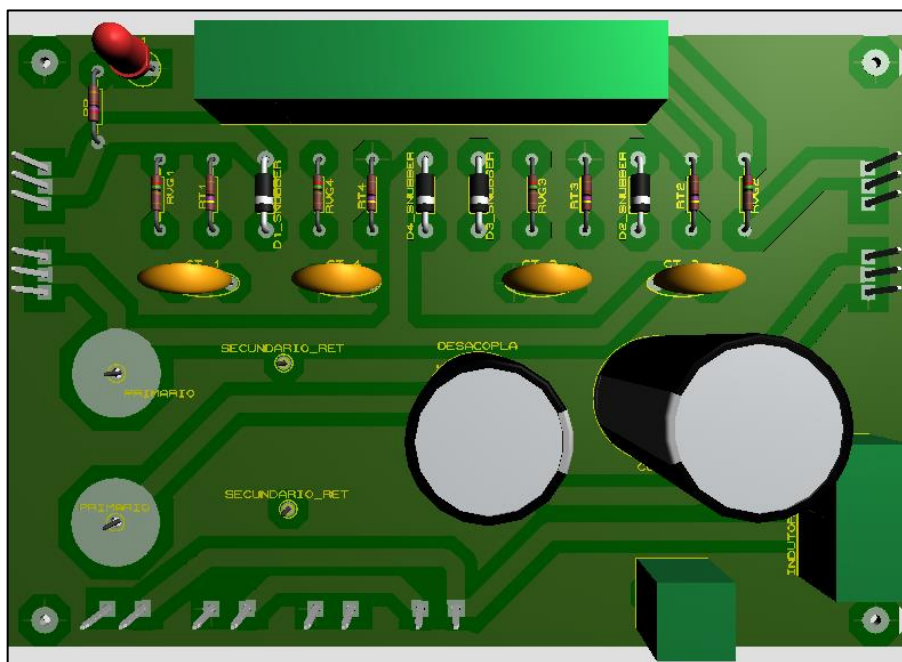


Fonte: Autoria própria.

Por fim, a placa de potência, Figura 39, projetou-se a malha de aterramento na parte superior do circuito para reduzir a possibilidade de interferências eletromagnéticas e para a dissipação foi utilizada uma placa de alumínio na parte

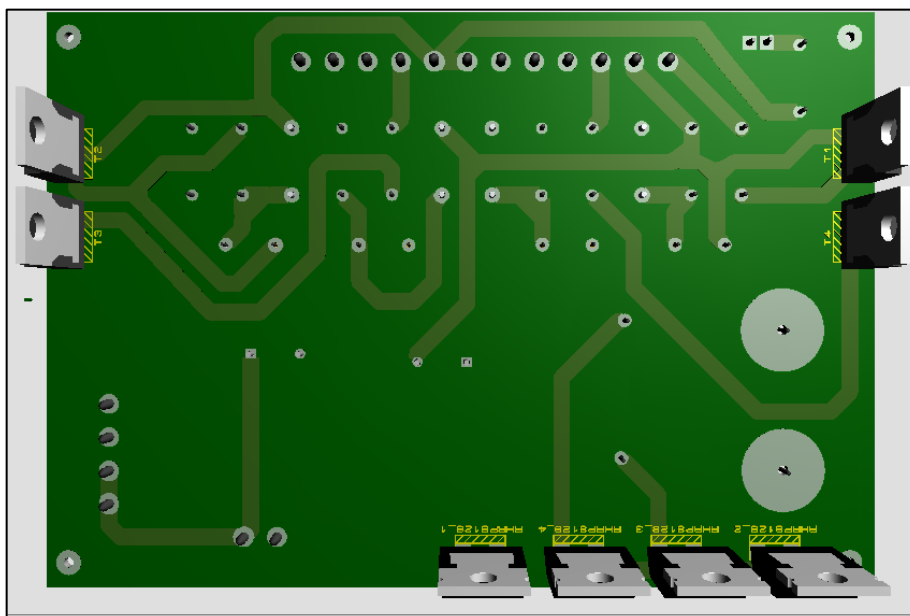
inferior da placa, justificando o visual 3D, Figura 40. Nota-se também a ausência do transformador toroidal e também do indutor por não estarem inclusos na biblioteca do *software*.

Figura 39: Visão 3D da parte superior da placa de potência.



Fonte: Autoria própria.

Figura 40: Visão 3D da parte inferior da placa de potência.



Fonte: Autoria própria.

4 RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados resultados experimentais realizados no circuito *drive* e no circuito de potência, condicionado ao controle do circuito de comando em malha aberta e malha fechada.

4.1 DRIVES

Foram utilizados quatro circuitos de acionamentos, sendo responsáveis pelo acionamento de cada *gate* do transistor. Cada par (direita e esquerda) do circuito *drive* é responsável pelo acionamento de uma diagonal do conversor, defasados em 180° , evitando curto-circuito.

Figura 41: Circuitos *drive* energizados.



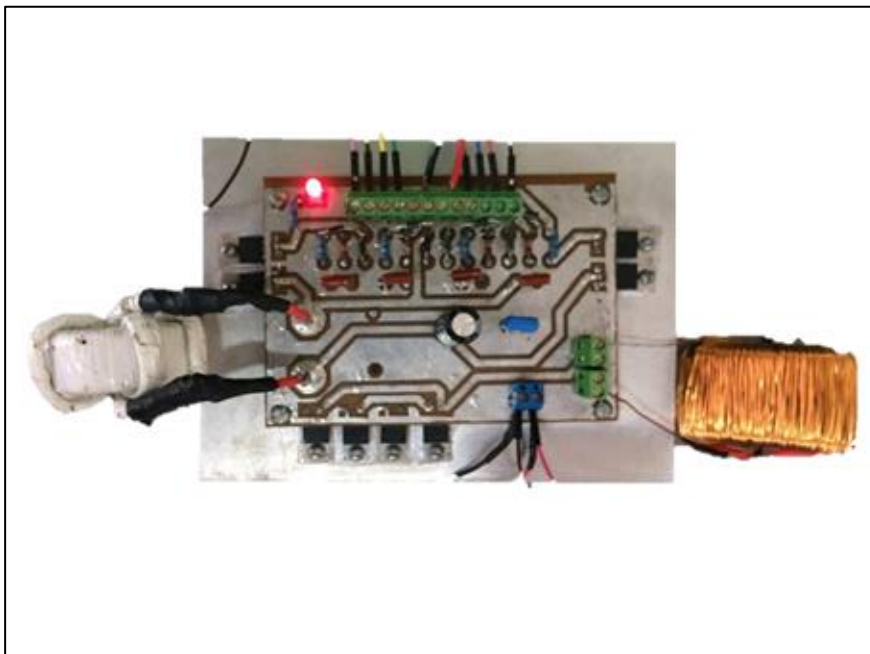
Fonte: Autoria própria.

4.2 CIRCUITO DE POTÊNCIA

O circuito possui um LED para sinalizar que o circuito está energizado, kre's para conexão de terminais externos. Os elementos magnéticos foram projetados para estarem conectados de modo externo a placa, assim evitando qualquer interferência eletromagnética com a malha de aterramento. Além de possuir quatro *MOSFETS* e

quatro diodos *ultra fast recovery* que estão conectados a placa de alumínio para dissipação de calor, conforme Figura 42.

Figura 42: Circuito de potência conectado ao dissipador e elementos magnéticos.

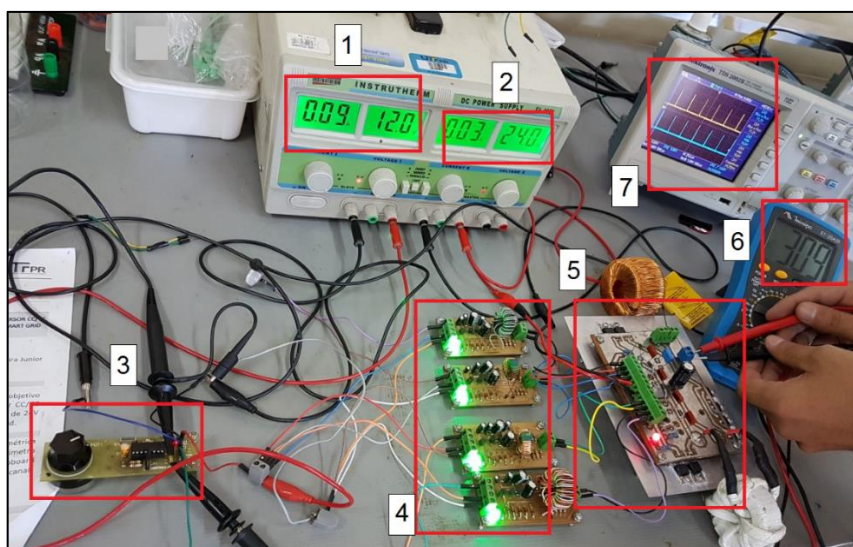


Fonte: Autoria própria.

4.3 RESULTADOS EM MALHA ABERTA

Para obter resultados em malha aberta foi montado o circuito de controle em malha aberta, também composto pelo SG3524N, o qual possibilitou a frequência de oscilação de 24 KHz. A Figura 43 apresenta a saída dos pulsos do circuito de comando na entrada do conversor com o controle em malha aberta.

Figura 43: Circuito em funcionamento com controle em malha aberta.



Fonte: Autoria própria

Onde:

1: Display que apresenta a tensão (direita) e corrente (esquerda) de entrada do circuito de controle e *drives*;

2: Display que apresenta a tensão (direita) e corrente (esquerda) de entrada do circuito de potência;

3: Placa de controle em malha aberta;

4: Circuito *drives*;

5: Placa de potência;

6: Nível de tensão saída do conversor;

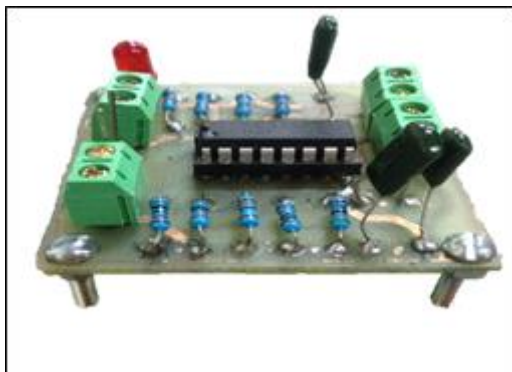
7: Display gráfico do osciloscópio que apresenta os sinais controle MLP do protótipo.

A imagem apresentada pela Figura 43, mostra o conversor operando em malha aberta com período de condução igual a $1 \mu\text{s}$ (2% do período total). Observou-se uma tensão de entrada de 24 V com uma saída de 309 V, com uma corrente na entrada do conversor de 30 mA. Nota-se também o consumo de corrente do circuito de comando, 90 mA, com 12 V de alimentação.

4.4 RESULTADOS EM MALHA FECHADA

O circuito de controle em malha fechada utilizando o controlador SG3524N confeccionado, é apresentado na Figura 44.

Figura 44: Circuito de controle em malha fechada.

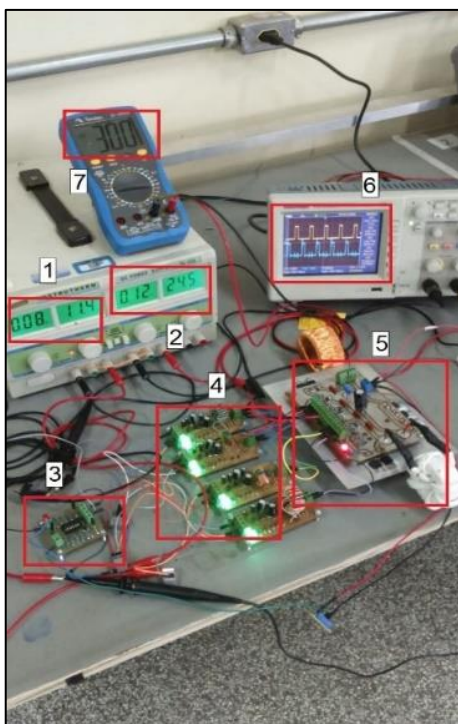


Fonte: Autoria própria.

4.4.1 Variando a Tensão de Entrada em Malha Fechada

Na Figura 45 uma fotografia da bancada onde se inicia a coleta de dados com a tensão de 24,5 V e 120 mA de corrente para energizar o conversor. Para os circuitos de comando a alimentação em 11,4 V e corrente de 80 mA. Percebe-se que com esses valores a saída manteve-se constante em 300 V.

Figura 45: Imagem da bancada com início dos testes em 24,5 V.



Fonte: Autoria própria

Onde:

1: Display que apresenta a tensão (direita) e corrente (esquerda) de entrada do circuito de controle e *drives*;

2: Display que apresenta a tensão (direita) e corrente (esquerda) de entrada do circuito de potência;

3: Placa de controle em malha fechada;

4: Circuito *drives*;

5: Placa de potência;

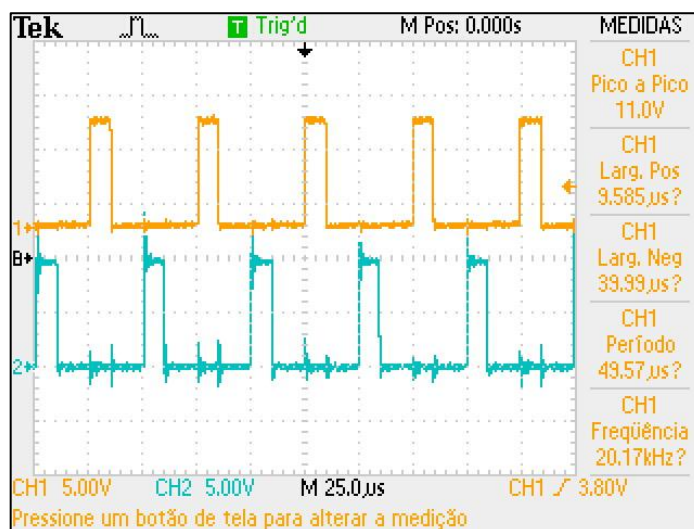
6: Nível de tensão saída do conversor;

7: Display gráfico do osciloscópio que apresenta os sinais de tensão protótipo.

Conforme a Figura 46 observou-se o comportamento dos sinais de comutação com os dois canais do osciloscópio em escala de 5 V por divisão. Ambos sinais defasados em 180° com o período de condução (Larg.pos) de 9,585 μ s (19,164%), período total de 50 μ s (100%), e frequência de trabalho 20 kHz. Nota-se ruído no sinal do canal 2, responsável por acionar dois transistores, tal ruído pode ser originado pelos transformadores de pulsos, visto que os materiais dos núcleos utilizados se

diferem. Portanto, uma solução é a padronização do material do núcleo para os transformadores de pulso.

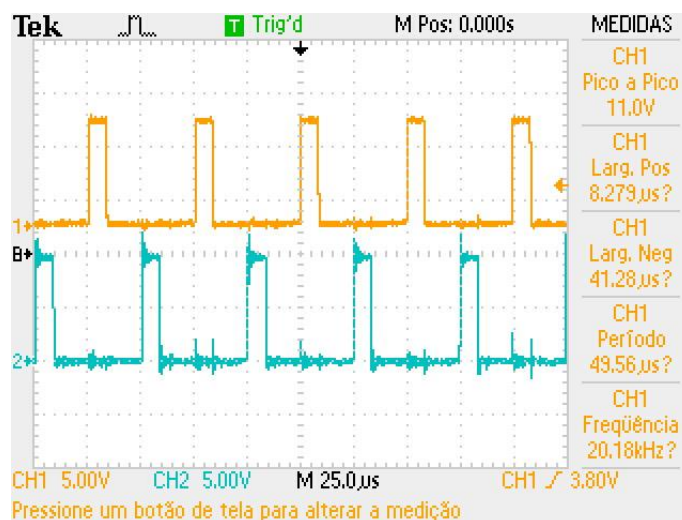
Figura 46: Sinal MLP de acionamento dos transistores com tensão de 24,5 V.



Fonte: Autoria própria

Com uma entrada de 27,2 V compatível com a tensão flutuação duas baterias seladas em série. Observou-se a redução do período de condução para 8,279 µs, correspondendo a 16,558% do período total e mantendo a tensão de saída fixa em 300 V, como apresenta a Figura 47.

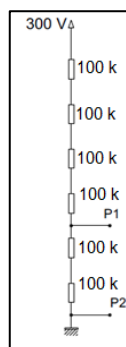
Figura 47: Sinal MLP de acionamento dos transistores com tensão de 27,2 V.



Fonte: Autoria própria.

Para uma amostra do sinal de saída foi necessário implementar um divisor de tensão, onde os pontos de medição foram P1 e P2, conforme apresenta a Figura 48.

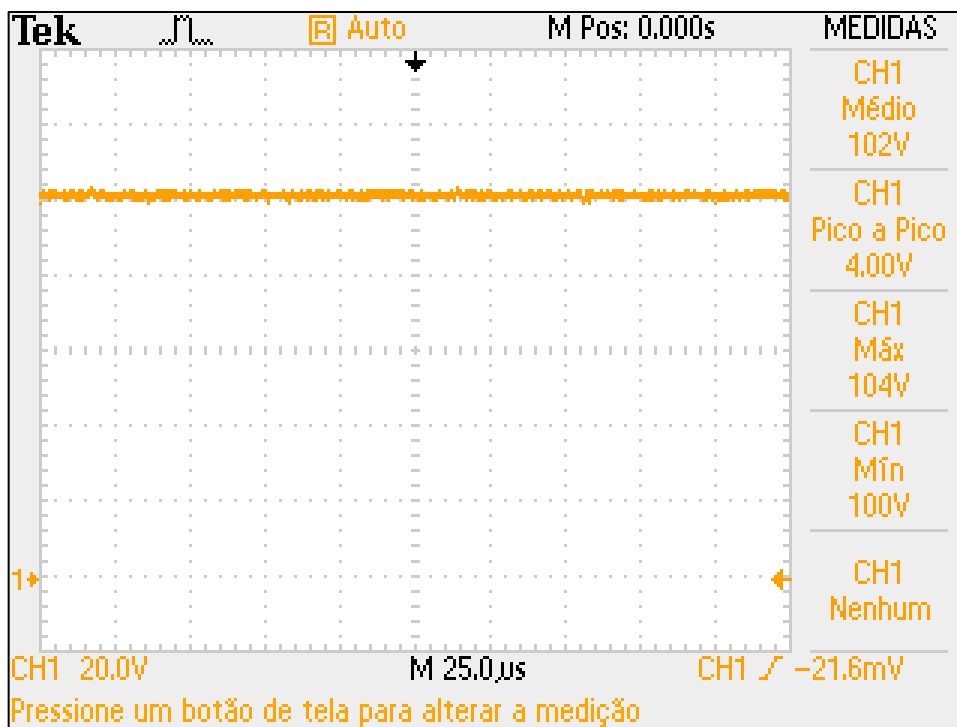
Figura 48: Divisor implementado para obtenção de sinal.



Fonte: Autoria própria.

Conforme a escala do osciloscópio, 20 V por divisão, a Figura 49 apresenta o sinal de saída com nível médio de 102 V e 4 V de *ripple* no sinal, sendo considerado um valor bem abaixo do adotado.

Figura 49: Sinal de saída do conversor CC/CC Full Bridge.



Fonte: Autoria própria.

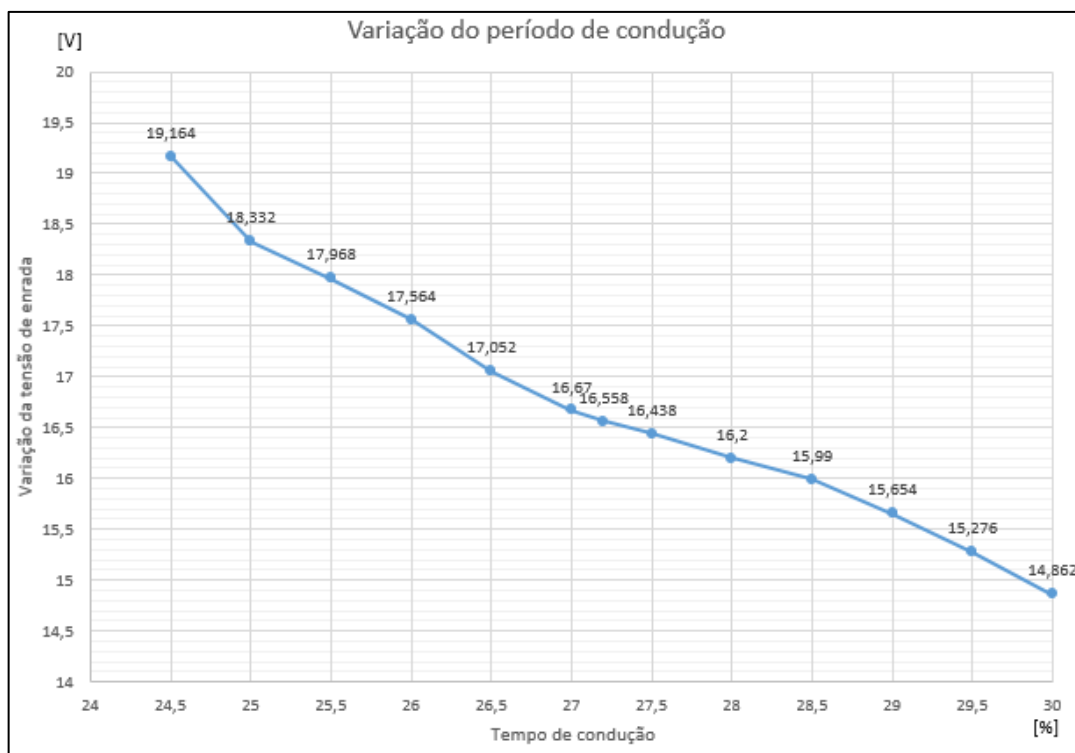
A Tabela 5 apresenta tensão na entrada do conversor em 0,5 V, iniciando em 24,5 V até 30 V e o tempo de condução das chaves.

Tabela 4: Atuação do compensador de tensão.

Tensão de entrada (V)	Corrente de entrada (mA)	Tempo de condução (μ s)
24,5	120	19,164
25	110	18,332
25,5	110	17,968
26	100	17,564
26,5	100	17,052
27	100	16,67
27,2	100	16,558
27,5	100	16,438
28	100	16,2
28,5	100	15,99
29	100	15,654
29,5	100	15,276
30	100	14,862

Fonte: Autoria própria.

Variando a tensão de entrada foi possível obter o comportamento do compensador de tensão, como apresenta a Figura 50.

Figura 50: Tensão de entrada em relação ao período de condução.

Fonte: Autoria própria.

5 CONCLUSÃO

Os conversores CC/CC permitem trabalhar em alta frequência devido a presença dos *MOSFET's*, os quais operam como chaves, ligando e desligando, sendo responsáveis pela transferência de energia da entrada para a carga, este tempo de condução geralmente é controlado pela técnica de modulação por largura de pulso MLP.

O trabalho apresentou o estudo de diversas topologias, visando a escolha da mais adequada para este projeto. O estudo envolveu a análise das topologias dos conversores CC/CC não isolados e isolados, além de uma breve revisão sobre as fontes chaveadas. Posterior aos estudos realizados, optou-se pela topologia *Full Bridge*, a qual é composta por quatro transistores acionado aos pares pelo método MLP (sinais defasados em 180°). Como é uma topologia isolada, dimensionou-se o transformador em alta frequência com relação de 1:12 e o indutor de saída com indutância de 38 mH , partindo da escolha dos núcleos de ambos elementos magnéticos optando por núcleos toroidais. Posteriormente a escolha do núcleo dimensionou-se a bitola de condutores, número de condutores em paralelo, transistores de potência, diodos retificadores e filtro de saída.

Para o circuito de comando, o qual envia os sinais de onda quadrada defasados ao circuito *drive*, utilizou-se um circuito integrado SG3524N que possibilitou uma frequência de 20 kHz com operação de até 40% do tempo total de ciclo. O primeiro acionamento ocorreu em malha aberta e posteriormente ao controle em malha fechada (compensador de tensão), utilizando do próprio CI.

Conforme análises iniciais em malha aberta os resultados obtidos foram satisfatórios, 24 V de alimentação e 309 V na saída do conversor. Posteriormente, implementou-se a técnica de controle em malha fechada variando a tensão de entrada em 0,5 V, iniciando em 24,5 até 30 V. Com a variação de tensão, o conversor apresentou uma boa resposta e baixo *ripple* na saída do conversor, o que podemos concluir que trabalha dentro do esperado. O propósito de integrá-lo a uma Rede Inteligente de abastecimento energético é válido bem como a outras cargas que necessitam de potência de até 600 W, visto que possui uma boa no sinal de saída, baixo *ripple* e potência usual ao barramento CC. Para sugestões de trabalhos futuros do projeto apresentado as propostas são:

- Aumento do nível de potência;
- Controle digital do modulador.

REFERÊNCIAS

ANEEL. **RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 482**. p. 1-4. 2012.

ANEEL. Matriz de Energia Elétrica. **ANEEL**, 2016. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/OperacaoCapacidadeBrasil.cfm>>. Acesso em: 17 Maio 2017.

BARBI, I. **Conversores CC-CC Básicos Nao Isolados**. 3 rev. ed. Florianópolis: Edição dos Autores, 2008.

BASCOPE, R. P. T. **Circuitos de Comando para MOSFETs e IGBTs de Potência**. Universidade Federal do Ceará. Fortaleza. 2013.

BONALDO, J. P. Eletrônica de Potência. **Notas de aula**, Campo Mourão, Março 2016.

BRITO, M. D. Eletrônica de Potência. **Notas de aula**, Campo Mourão, Março. 2016.

BRYAN, J.; DUKE, R.; ROUND, S. Decentralized Generator Scheduling in a Nanogrid using DC Bus signaling. in **Power Engineering Society General Meeting, IEEE**, v. 1, 2004.

C. PHURAILAPTAM, R. S. B. S. R. S. N. S. F. G. L. Design and Analysis of a DC Microgrid with Centralized Battery Energy Storage System. **Annual IEEE India Conference (INDICON)**, p. 1-6, 2015.

CÉSAR AUGUSTO PRIM, S. E. H. **Implementação de um conversor estático CC-CC com alto rendimento**. Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba. 2013.

CPFL. Energias Sustentáveis. **www.cpfl.com.br**, 2016. Disponível em: <<https://www.cpfl.com.br/energias-sustentaveis/sites-tematicos/smart-grid/Paginas/default.aspx>>. Acesso em: 29 Março 2017.

CVETKOVIC, I. **Modeling, Analysis and Design of Renewable Energy Nanogrid Systems**. Virginia Polytechnic Institute. Blacksburg, Virginia, p. 1-129. 2010.

FABIO DE OLIVEIRA TOLEDO, F. P. G. R. J. R. **Desvendando as Redes Elétricas Inteligentes**. Rio de Janeiro: Brasport Livros e Multimida Lta, 2012.

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

FREIRE, F. J. L. **Microinversor monofásico baseado na derivação da topologia Flyback para sistema de geração fotovoltaica**. Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará. Ceará. 2015.

GABRIEL PELIELO, R. A. E. R. M. www.gta.ufrj.br. **Smart Grid Redes Inteligentes**, 2016. Disponível em: <https://www.gta.ufrj.br/ensino/eel878/redes1-2016-1/16_1/smartgrid/>. Acesso em: 20 Maio 2017.

HART, D. W. **Eletrônica de Potência: Análise e projetos de circuitos**. Porto Alegre: AMGH LTH, 2012.

INSTRUMENTS, T. **SGx524 Regulating Pulse-Width Modulators**. 2015.

INVESTMAIS. Problemas na matriz energética chinesa já afetam economia brasileira. **Bussola do Investidor**, 2011. Disponível em: <https://www.bussoladoinvestidor.com.br/especiais/problemas_na_matriz_energetica_chinesa_ja_afetam_economia_brasileira-16058,1.html>. Acesso em: 17 Maio 2017.

JOHN MURRAY, A. B. www.delta-ee.com. **Delta Energy&Environment**, 2016. Disponível em: <<https://www.delta-ee.com/research-consulting/micro-grids.html>>. Acesso em: 20 Maio 2017.

LASSETER, R. Microgrid: A Conceptual Solution. **Journal of Energy Engineering**, Setembro 2007.

LIDUÁRIO, J. M. M. **Inversor de tensão de 12V dc para 127V ac em 60 Hz com potência de 450W**. Universidade Estadual de Londrina. Londrina. 2011.

LIMA, M. A. C. D. Transformadores Multielementos: Estudo e Implementação, Florianópolis, 1999. Dissertação Mestrado em Engenharia Elétrica.

LUIZ, W. T. **Desenvolvimento de uma estrutura de Potência de um estágio único aplicado em módulos integrados para geração distribuída de energia com a utilização da energia fotovoltaica**. Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba. 2014.

MAGMATTEC. **DATASHEET Núcleo de Ferrite**. Cachoerinha. 2017.

MEHL, E. L. M. **Fontes Chaveadas**. Universidade Federal do Paraná. Curitiba. 2004.

MELLO, L. F. P. D. **Projetos de fontes chaveadas teoria e prática**. Tatuapé: Érica Ltda, 2013.

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

OLIVEIRA, L. R. D. **Desenvolvimento de um microinversor monofásico para sistema fotovoltaico conectado na rede elétrica de baixa tensão**. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP. Campinas. 2013.

POMILIO, J. A. **Fontes Chaveadas**. Publicação FEE 13/95. ed. Campinas: [s.n.], 2014.

RASHID, M. H. **Powerre electronics handbook**. 3. ed. Butterworth-Heinemann, 2011.

RECH, C. Notas de aula. **Eletrônica de Potência II** , Joinville, 2016.

RECTIFIER, I. **IRFB3207**. 2006.

SCHIAVON, G. J. **No Break 1,2kVa, Senoidal, Operando em Malha Fechada: Circuito de Potência, Circuito de Controle Analógico e Circuito de Controle Digital com DSC**. Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Londrina. Londrina. 2007.

SCHIAVON, G. J. Eletrônica Básica. **Notas de aula**, Campo Mourão, Agosto 2015.

SEMICONDUCTOR, F. **RHRP8120**. 2013.

SILVA, C. A. S. C. E. **Conversor CC/CC para aplicação em instalação fotovoltaica**. Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, FEUP. Porto. 2012.

SILVA, C. E. D. A. E. **Inversor Monofásico Isolado em alta frequência com ampla faixa de tensão de entrada**. Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará. Fortaleza. 2007.

SILVA, W. W. A. G. **Estudo e implementação de um conversor bidirecional como interface na regulação de tensão em barramento c.c. e carregamento de baterias em um Sistema Nanorrede**. Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte. 2013.

SWART, J. W. **Semicondutores – Fundamentos, técnicas e aplicações**. Campinas: 2008.

TORRES, C. G. **Conexões de Transformadores de Alta Frequência para Conversores CC/CC PWM de Alta Frequência**. Universidade Federal do Ceará. Fortaleza. 2006.

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

ANEXOS

ANEXO B - LISTA DE MATERIAIS DO CIRCUITO *DRIVE* PARA UMA UNIDADE

Tabela 5: Lista de componentes de um circuito *drive*.

Quantidade	Componente	Descrição
1	R1	33R
1	R10	10k
1	R13	1k
1	R14	22k
1	R15	2k2
1	R16	10R
1	C6	4 μ 7
1	C7	2 μ 2
2	C8 ,C10	100 μ
1	C9	10 μ
1	D3	Diodo Led
1	D4	1N4007
2	D5, D9	1N4148
1	D6	1N4730A
2	D7,D8	1N4747A
1	Q3	BC338
1	Q4,Q5	BC328
3	12V, PWM e SAÍDA	Kre duas vias
1	TRAFO DE PULOS	Trans. Pulso 1:1

Fonte: Autoria própria.

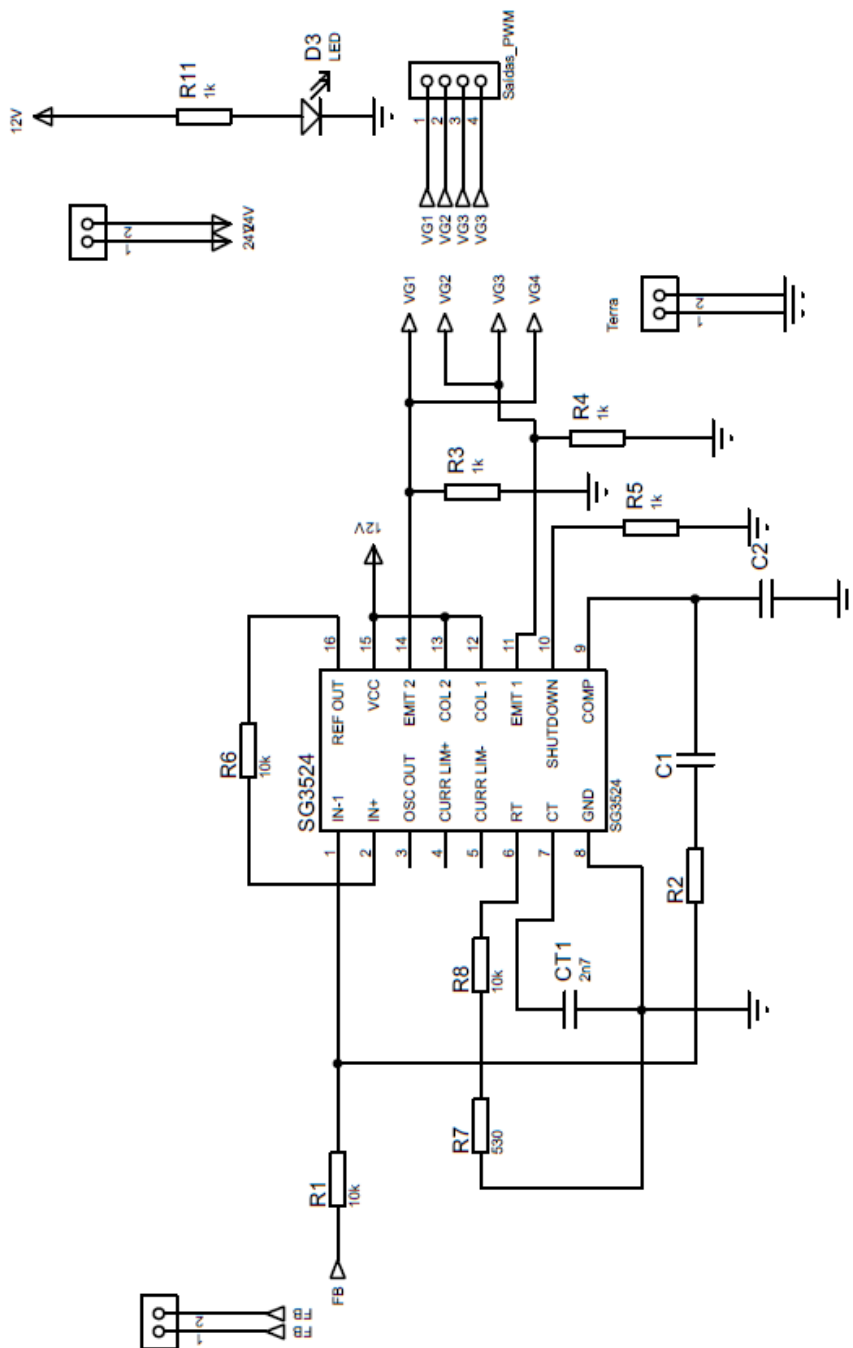
ANEXO D - LISTA DE MATERIAIS DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

Tabela 6: Lista de componentes circuito de potência.

Quantidade	Componente	Descrição
4	CT_1,CT_2,CT_3,CT_4	Capacitor poliéster 47nF
1	DESACOPLA	Capacitor eletrolítico 1000µ
1	Cout	Capacitor poliéster 100n
4	T1,T2,T3,T4	Transistor IRB3207
4	Diodos retificadores	RHRP8128
4	RT1,RT2,RT3,RT4	100k
1	Transformador	Transformador toroidal 1:12
1	Indutor	Indutor toroidal 38mH
7	Entradas e saídas	Kre duas vias
4	Diodo snubber	UF4004
1	LED	Diodo Led
1	RP	2k7
9	VG1, VG2, VG3, VG4, VIN, TERRA, INDUTORI,INDUTORO, SAIDA	Kre duas vias

Fonte: Autoria própria.

ANEXO E – ESQUEMÁTICO COMPLETO DO CIRCUITO DE COMANDO



ANEXO F – LISTA DE MATERIAIS DO CIRCUITO DE COMANDO**Tabela 7: Lista de componentes do circuito de comando.**

Quantidade	Componente	Descrição
1	<i>R11, R2,R3,R4,R5</i>	<i>1k</i>
1	<i>R1,R6</i>	<i>10k</i>
1	<i>R2</i>	<i>100k</i>
1	<i>SG3524N</i>	<i>Controlador</i>
1	<i>D3</i>	<i>Diodo Led</i>
2	<i>C1, C2</i>	<i>2,2 nF</i>

Fonte: Autoria própria