

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



INVERSOR *PUSH-PULL* NÃO ISOLADO COM
AUTOTRANSFORMADOR

ORIENTADO: JULIANO DE FARIA ANDRADE
ORIENTADOR: DR. ANIEL SILVA DE MORAIS
COORIENTADOR: DR. LEANDRO SOUSA VILEFORT

ABRIL
2020

JULIANO DE FARIA ANDRADE

INVERSOR *PUSH-PULL* NÃO ISOLADO COM
AUTOTRANSFORMADOR

Dissertação submetida ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos requisitos para a obtenção do título de **MESTRE EM CIÊNCIAS**.

Banca Examinadora:

Aniel Silva de Moraes, Dr. (Orientador) – UFU

Leandro Sousa Vilefort, Dr. (Coorientador) – UFU

Fernando Lessa Tofoli, Dr. – UFSJ

Carlos Henrique Illa Font, Dr. – UTFPR

Daniel Pereira de Carvalho, Dr. – UFU

UBERLÂNDIA – MG

2020

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA – UFU

Reitor: Valder Steffen Junior

Pró-Reitor de Graduação: Armindo Quillici Neto

Pró-Reitor de Pós-graduação: Carlos Henrique de Carvalho

Diretor da Faculdade de Engenharia Elétrica: Sérgio Ferreira de Paula Silva

Coordenador do Programa de Pós-Graduação Engenharia Elétrica: José Roberto Camacho

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

A553i Andrade, Juliano de Faria, 1980-
2020 Inversor *Push-Pull* não isolado com autotransformador [recurso eletrônico] / Juliano de Faria Andrade. - 2020.

Orientador: Aniel Silva de Moraes.

Coorientador: Leandro Sousa Vilefort.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Modo de acesso: Internet.

Disponível em: <http://doi.org/10.14393/ufu.di.2020.3635>

Inclui bibliografia.

Inclui ilustrações.

1. Engenharia Elétrica. I. Moraes, Aniel Silva de, 1979-, (Orient.). II. Vilefort, Leandro Sousa, 1983-, (Coorient.). III. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDU: 621.3

Nelson Marcos Ferreira - CRB-6/3074



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
 Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
 Av. João Naves de Ávila, 2121, Bloco 3N - Bairro Santa Mônica, Uberlândia-MG, CEP 38400-902
 Telefone: (34) 3239-4707 - www.posgrad.feelt.ufu.br - copel@ufu.br



ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Elétrica				
Defesa de:	Dissertação de Mestrado Acadêmico, 736, PPGEELT				
Data:	Vinte e oito de abril de dois mil e vinte	Hora de início:	09:00	Hora de encerramento:	12:15
Matrícula do Discente:	11812EEL009				
Nome do Discente:	Juliano de Faria Andrade				
Título do Trabalho:	Inversor Push-Pull Não Isolado com Autotransformador				
Área de concentração:	Sistemas de Energia Elétrica				
Linha de pesquisa:	Controle e Automação				
Projeto de Pesquisa de vinculação:	Título: Conversores Estáticos de Potência Aplicados em Amplas Taxas de Conversão Agência Financiadora: UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA - (Programa Institucional de Apoio a Pesquisa (apoio financeiro)) Início 22/11/2019 Término 22/05/2021 No. do Projeto na agência: Professor Coordenador: Aniel Silva de Moraes				

Reuniu-se no Anfiteatro 1E, Campus Santa Mônica, da Universidade Federal de Uberlândia, a Banca Examinadora, designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, assim composta: Professores Doutores: Carlos Henrique Illa Font - UTFPR; Fernando Lessa Tofoli - UFSJ; Daniel Pereira de Carvalho - FEELT; Leandro Sousa Vilefort - IFTM, coorientador(a) do(a) candidato(a) e Aniel Silva de Moraes - FEELT/UFU, orientador(a) do(a) candidato(a).

Iniciando os trabalhos o(a) presidente da mesa, Prof. Dr. Aniel Silva de Moraes, apresentou a Comissão Examinadora e o candidato(a), agradeceu a presença do público, e concedeu ao Discente a palavra para a exposição do seu trabalho. A duração da apresentação do Discente e o tempo de arguição e resposta foram conforme as normas do Programa.

A seguir o senhor(a) presidente concedeu a palavra, pela ordem sucessivamente, aos(às) examinadores(as), que passaram a arguir o(a) candidato(a). Ultimada a arguição, que se desenvolveu dentro dos termos regimentais, a Banca, em sessão secreta, atribuiu o resultado final, considerando o(a) candidato(a):

Aprovado(a).

Esta defesa faz parte dos requisitos necessários à obtenção do título de **Mestre**.

O competente diploma será expedido após cumprimento dos demais requisitos, conforme as normas do Programa, a legislação pertinente e a regulamentação interna da UFU.

Nada mais havendo a tratar foram encerrados os trabalhos. Foi lavrada a presente ata que após lida e achada conforme foi assinada pela Banca Examinadora.



Documento assinado eletronicamente por **Aniel Silva de Morais, Professor(a) do Magistério Superior**, em 28/04/2020, às 12:17, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Fernando Lessa Tofoli, Usuário Externo**, em 28/04/2020, às 12:18, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Daniel Pereira de Carvalho, Professor(a) do Magistério Superior**, em 28/04/2020, às 12:20, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **LEANDRO SOUSA VILEFORT, Usuário Externo**, em 28/04/2020, às 12:28, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Carlos Henrique Illa Font, Usuário Externo**, em 28/04/2020, às 12:28, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://www.sei.ufu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **1900513** e o código CRC **89A2653A**.

“Só há mérito e gloria em conquistas que nos desafiam e nos levam ao nosso limite a ponto de duvidarmos de nossa própria capacidade”

Eric Loque Magalhães Xavier.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por estar sempre presente na minha vida e guiar-me para as vitórias, e não obstante, me dando forças para vencer os obstáculos e nunca desistir dos meus sonhos.

Agradeço em especial aos meus pais, Hugo e Neusa, pelas oportunidades que me proporcionaram, pelo amor, carinho, incentivo e compreensão, não medindo esforços para que eu pudesse enfrentar as dificuldades e nunca desistir.

Agradeço também ao meu irmão Adriano pelos bons conselhos e apoio que me ajudaram a seguir em frente.

Ao meu orientador Professor Aniel Silva de Moraes, pelos importantes ensinamentos científicos que contribuíram de forma decisiva para o desenvolvimento desse trabalho e pela escolha de seguir carreira na área da educação.

Ao Professor Fernando Lessa Tofoli pela importante contribuição neste trabalho. Além da ideia inicial deste conversor, me permitiu desenvolvê-lo ao ponto desta dissertação.

Estendo os meus agradecimentos ao professor Alexandre Cardoso por me encorajar a enfrentar os meios disponíveis para que este mestrado se tornasse realidade. Ao professor Josué Silva de Moraes pela recepção inicial, orientações e apresentação ao Professor Orientador Aniel Silva de Moraes.

Agradeço ao Professor Leandro Sousa Vilefort pelo acompanhamento, dedicação, ensinamentos e os grandes desafios enfrentados juntos, encorajando-me em cada etapa desafiadora. Inclui-se o Professor Daniel Pereira de Carvalho que acabou se envolvendo com o projeto devido aos encontros no Laboratório de Pesquisas.

Aos amigos do Laboratório LAMEP (Laboratório de Aterramentos, Máquinas e Processamento de Energia) pelos incentivos, criatividade e companheirismo no decorrer desse período.

À Universidade Federal de Uberlândia, ao núcleo de Pós-graduação da Engenharia Elétrica pela confiança e à secretaria do programa pela atenção e prontidão nos procedimentos.

Agradeço aos Professores do IFTM – Campus Patrocínio pelo apoio e planejamento para que este momento fosse possível.

Enfim, a todos aqueles que, de alguma forma, contribuíram para a conclusão desta importante etapa em minha vida profissional, a todos vocês aqui vai o meu mais sincero e profundo OBRIGADO!

RESUMO

Este trabalho apresenta uma nova topologia de inversor do tipo fonte de tensão não isolado utilizando um autotransformador, que permite obter uma tensão de saída CA cujo valor eficaz é o dobro daquele fornecido por um inversor meia ponte convencional para um mesmo valor do índice de modulação. Como vantagens, têm-se o fato do conversor empregar apenas uma fonte de tensão CC, a modulação SPWM (*Sinusoidal pulse width modulation* - modulação PWM senoidal) pode ser aplicada no comando dos interruptores e como estes estão em uma mesma referência, utiliza-se circuitos de comando mais simplificados e não isolados, além de apresentar uma tensão PWM na saída igual ao dobro da tensão de entrada e utilizar apenas dois interruptores. Com desvantagens temos a possível assimetria nos enrolamentos do autotransformador que provocam um nível CC indesejado no fluxo magnético do núcleo, levando-o a saturação. Adicionalmente temos picos de tensão nos interruptores quando desligados, devido ação da indutância de dispersão presente no autotransformador. Em regime permanente, a tensão reversa nos interruptores será o dobro da tensão de alimentação CC, sendo recomendado para aplicações em baixas tensões. Na saída do inversor, utiliza-se um filtro passa-baixa LC para obter uma tensão aproximadamente senoidal com baixo conteúdo harmônico. As análises qualitativa e quantitativa do conversor proposto são apresentadas detalhadamente, a partir das quais é possível projetá-lo e analisá-lo. Resultados de simulação e experimentais são apresentados e discutidos através de um protótipo com potência nominal de 100 W, tensão de entrada de 35 V, tensão em cada um dos indutores do autotransformador de 35 V, tensão de saída PWM de 70V e tensão de saída eficaz de 56 V aproximadamente, frequência de chaveamento de 20 kHz e frequência de corte projetada para o filtro de saída LC de 2 kHz. Este visa validar as considerações teóricas e identificar as principais vantagens e desvantagens dessa topologia.

Palavras-Chave: *Push-Pull* não isolado, conversores CA-CC, inversores do tipo fonte de tensão, harmônicas, modulação PWM senoidal, autotransformador.

ABSTRACT

This work presents a novel non isolated voltage source inverter (VSI) topology using an autotransformer, which provides an ac output voltage whose rms value is twice the one provided by a conventional half-bridge inverter considering the same modulation index. As advantages, there is the fact that the converter uses only one DC voltage source, the SPWM (Sinusoidal pulse width modulation - sinusoidal PWM modulation) modulation can be applied in the control of the switches and as these are in the same reference, it is used more simplified non-isolated control circuits, it has a PWM voltage at the output equal to twice the input voltage and uses only two switches. With disadvantages we have the asymmetry in the windings of the autotransformer that cause an undesired DC level in the magnetic flux of the core, leading to saturation. Additionally, we have voltage spikes in the switches when turned off, due to the action of the dispersion inductance present in the autotransformer. In a steady state, the reverse voltage on the switches will be twice the DC supply voltage, being recommended for low voltage applications. A low-pass LC filter is connected at the inverter output to provide a nearly sinusoidal voltage with low harmonic content. The qualitative and quantitative analyzes of the proposed converter are presented in detail, from which it is possible to design and analyze it. Simulation and experimental results are presented and discussed through a prototype with nominal power of 100 W, input voltage of 40 V, voltage in the inductors of the 80 V autotransformer, effective output voltage of 56.57 V, switching frequency of 20 kHz and cut-off frequency designed for the 2 kHz LC output filter. This aims to validate theoretical considerations and identify the main advantages and disadvantages of this topology.

Keywords: *dc-ac converters, voltage source inverters, harmonics, sinusoidal pulse width modulation.*

SUMÁRIO

<i>AGRADECIMENTOS</i>	<i>II</i>
<i>RESUMO</i>	<i>III</i>
<i>ABSTRACT</i>	<i>IV</i>
<i>SUMÁRIO</i>	<i>V</i>
<i>LISTA DE FIGURAS</i>	<i>VIII</i>
<i>LISTA DE TABELAS</i>	<i>XIII</i>
<i>LISTA DE SIMBOLOS E ABREVIATURAS</i>	<i>XIV</i>
<i>CAPÍTULO 1 : INTRODUÇÃO</i>	<i>1</i>
1.1 - MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS DA PESQUISA.....	1
1.2 - OBJETIVO DO TRABALHO	4
1.3 - ESTRUTURA DO TRABALHO	5
1.4 - PUBLICAÇÕES RESULTANTES	5
<i>CAPÍTULO 2 : REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</i>	<i>6</i>
2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	6
2.2 - CONVERSOR CC-CA MONOFÁSICOS.....	6
2.3 - CONCEPÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO	17
2.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	18
<i>CAPÍTULO 3 : INVERSOR PUSH-PULL NÃO ISOLADO COM AUTRANSFORMADOR</i>	<i>20</i>

3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	20
3.2 - ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA.....	20
3.2.1 - MODULAÇÃO PWM SENOIDAL	26
3.2.2 - FILTRO DE SAÍDA	28
3.2.3 - DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES	30
3.2.4 - <i>SNUBBER</i> PASSIVO SEMI-REGENERATIVO DESENVOLVIDO.....	32
3.2.5 - MODELAGEM DO INVERSOR PROPOSTO	43
3.3 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	50
<i>CAPÍTULO 4 : ROTEIRO DE PROJETO</i>	52
4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAS	52
4.2 - ESPECIFICAÇÕES DO INVERSOR PROPOSTO	52
4.3 - ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO nos INTERRUPTORES.....	53
4.4 - PROJETO DO AUTOTRANSFORMADOR.....	54
4.5 - PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA	56
4.5.1 - ESCOLHA DO CAPACITOR DO FILTRO DE SAÍDA	56
4.5.2 - PROJETO DO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA	56
4.6 - PROJETO DO <i>SNUBBER</i>	58
4.6.1 - PROJETO DOS CAPACITORES DO <i>SNUBBER</i> – C_1 E C_2	59
4.6.2 - PROJETO DOS RESISITORES DO <i>SNUBBER</i> – R_1 E R_2	61
4.6.3 - PROJETO DOS DIODOS DO <i>SNUBBER</i> - D_1 E D_2	61
4.6.4 - PROJETO DOS DIODOS DO <i>SNUBBER</i> - D_3 E D_4	62
4.7 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	63
<i>CAPÍTULO 5 : RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS.....</i>	64
5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	64

5.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL E EXPERIMENTAL – PULSOS DE COMANDO.....	64
5.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL E EXPERIMENTAL – INVERSOR PROPOSTO.....	66
5.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	76
<i>CAPÍTULO 6 : CONCLUSÃO GERAL</i>	77
<i>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</i>	79

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Evolução da potência instalada no Brasil.....	2
Figura 1.2 – Potência instalada no Brasil para diversas fontes energéticas até maio de 2017...2	
Figura 1.3 – Projeção de crescimento da geração distribuída em termos de sistemas fotovoltaicas.	3
Figura 1.4 – Estruturas utilizadas para a adequação da energia elétrica fornecida por módulos fotovoltaicos: : (a) Associação de dois conversores: elevador e inversor. (b) Uso de uma estrutura integrada para elevar e inverter a tensão.	3
Figura 2.1 – Conversor CC-CA em meia ponte.	7
Figura 2.2 – Conversor CC-CA em Ponte Completa.	8
Figura 2.3 – Conversor CC-CA <i>push-pull</i>	10
Figura 2.4 – Estruturas propostas: (a) Primeira estrutura proposta, (b) Segunda estrutura proposta.	11
Figura 2.5 – Inversor <i>push-pull</i> modificado.	11
Figura 2.6 – Inversor <i>boost</i> monofásico.	12
Figura 2.7– Conversor <i>boost</i> CC – CA proposto.	13
Figura 2.8 – Esquema do Inversor <i>Boost</i> com capacitor chaveado.	13
Figura 2.9– Inversor <i>Boost</i> SCDBI conectado à rede elétrica.	14
Figura 2.10 – Estrutura proposta (CC-AC conversor <i>boost</i>).....	14
Figura 2.11 – Estágio de potência de saída do conversor proposto.....	15
Figura 2.12 – PCS proposto construído por meia ponte.....	15
Figura 2.13 – Topologia do conversor proposto.....	18

Figura 3.1 – Estágios Operacionais: (a) Primeiro estágio, (b) Segundo estágio, (c) Terceiro estágio.....	21
Figura 3.2 – Formas de ondas teóricas do inversor proposto (referência: tensão de pico do semiciclo positivo).....	25
Figura 3.3 – Modulação SPWM bipolar com uma portadora triangular V_{tri} e uma moduladora senoidal V_{sen} , com os sinais de comando dos interruptores.	26
Figura 3.4 – Circuito de Modulação SPWM.	26
Figura 3.5 – Espectro de frequência para tensão da saída V_{ab} sem a utilização de filtro passa-baixa de saída (modulação SPWM de dois níveis.)	28
Figura 3.6 – Circuito simulado para levantar o espectro de frequência para tensão de saída V_{ab}	29
Figura 3.7 – Corrente no interruptor S_1	30
Figura 3.8 – Corrente no interruptor S_1 no Conversor Proposto	31
Figura 3.9 – Snubber semi-regenerativo.	33
Figura 3.10 – Conversor Boost Quadrático SSS1-QRC-PWM.....	33
Figura 3.11 – Topologia do conversor com <i>snubber</i> passivo semi-regenerativo desenvolvido.	33
Figura 3.12 – Referência para análise no semiciclo positivo da onda senoidal de saída.	34
Figura 3.13 – Primeira etapa de operação, semiciclo positivo.	35
Figura 3.14 – Primeira etapa de operação - inversão de corrente no autotransformador, semiciclo positivo.	36
Figura 3.15 – Segunda etapa de operação, semiciclo positivo.	37
Figura 3.16 – Terceira etapa de operação, semiciclo positivo.....	37

Figura 3.17 – Terceira etapa de operação - inversão de corrente no autotransformador e na fonte de alimentação, semiciclo positivo.....	38
Figura 3.18 – Quarta etapa de operação, semiciclo positivo.....	39
Figura 3.19 – Circuito simulado para verificar a ação do snubber proposto.....	40
Figura 3.20 – Tensão (V_{S1} , V_{S2}) e Corrente (I_{S1} , I_{S2}) no interruptor sem ação do <i>snubber</i> proposto.....	40
Figura 3.21 – Tensão (V_{S1}) e Corrente (I_{S1}) no interruptor com ação do <i>snubber</i> proposto....	41
Figura 3.22 – Sinal de comando, tensão e corrente nos interruptores.....	42
Figura 3.23 – Tensão e Corrente no autotransformador.....	42
Figura 3.24 – Corrente nos diodos.....	43
Figura 3.25 – Tensão de Saída e Tensões nos capacitores em baixa frequência.....	43
Figura 3.26 – Modelo simplificado do inversor proposto.....	44
Figura 3.27 – Modelo simplificado do inversor proposto para valores médios.....	45
Figura 3.28 – Circuitos simulados no software PSIM [®] para análise da resposta em frequência: (a) conversor proposto e (b) circuito de comando e modelo equivalente.....	47
Figura 3.29 – Comparação da resposta em frequência do inversor proposto e do modelo correspondente em termos da função de transferência entre os gráficos de tensão por razão cíclica gerada pelo bloco <i>s-domain Transfer Function</i> , e gerado pelo circuito de potência.	48
Figura 3.30 – Lugar das raízes do inversor proposto.....	49
Figura 3.31 – Resposta em frequência do inversor proposto.....	49
Figura 3.32 – Resposta ao degrau do sistema em malha aberta.....	50
Figura 4.1 – Tensão presente no interruptor - considerando a dispersão do autotransformador.	53

Figura 4.2 – Representação de um núcleo do tipo EE.....	55
Figura 4.3 – Segunda etapa de operação, semiciclo positivo.	59
Figura 4.4 – Primeira etapa de operação - semiciclo positivo.....	62
Figura 5.1 – Forma de onda teórica - controle SPWM.....	64
Figura 5.2 – Esquema elétrico do controle SPWM.	65
Figura 5.3 – Forma de onda obtida do protótipo - controle SPWM.....	66
Figura 5.4 – Protótipo experimental do controle SPWM.	66
Figura 5.5 – Esquema elétrico simulado.	67
Figura 5.6 – Tensões e correntes nos enrolamentos do autotransformador.	68
Figura 5.7 – Tensões e correntes nos interruptores.	68
Figura 5.8 – Tensão no filtro LC – baixa frequência.....	69
Figura 5.9 – Tensão no filtro LC - detalhe.	69
Figura 5.10 – Tensão de saída (V_o) na carga.....	69
Figura 5.11 – Espectro harmônico da tensão de saída, com a presença da onda fundamental. 70	
Figura 5.12 – Espectro harmônico da tensão de saída, sem a presença da onda fundamental. 70	
Figura 5.13 – Protótipo experimental do Inversor <i>Push-Pull</i> Não Isolado com Autotransformador.	71
Figura 5.14 – Tensões nos enrolamentos do autotransformador - V_{LT1} (Verde) e V_{LT2} (Roxo).	72
Figura 5.15 – Tensões nos enrolamentos do autotransformador em detalhe - V_{LT1} (Verde) e V_{LT2} (Roxo).....	73
Figura 5.16 – Tensão no filtro LC de saída V_{ab} (roxo) e Tensão de entrada V_{in} (alaranjado)..	73
Figura 5.17 – Tensão de saída V_o (alaranjado) e Corrente de Saída I_o (azul).	74
Figura 5.18– Espectro harmônico da tensão de saída, com a presença da onda fundamental. 74	

Figura 5.19 – Espectro harmônico da tensão de saída, sem a presença da onda fundamental. 75

Figura 5.20 – Curva de rendimento do Inversor proposto..... 75

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Características gerais dos conversores CC-CA.	16
Tabela 3.1 – Valores obtidos por simulação – comparativo entre tensão e corrente média e eficaz nos interruptores S_1 e S_2	39
Tabela 4.1 – Especificações dos componentes do Inversor Push-Pull Não Isolado com Autotransformador.	63
Tabela 5.1 – Principais especificações dos componentes do controle SPWM.....	65
Tabela 5.2 –Valores ajustados para coleta de resultados.....	71
Tabela 5.3 – Especificações dos equipamentos utilizados em laboratório.....	72

LISTA DE SIMBOLOS E ABREVIATURAS

Δ	Profundidade de penetração
Δt	Intervalo de tempo
μ	Permeabilidade magnética
μ_0	Permeabilidade magnética do ar.
μ_r	Permeabilidade relativa do condutor de cobre
a	Relação de transformação no transformador
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
A_e	Área da seção transversal do núcleo magnética
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
A_w	Área da janela do núcleo magnética
AWG	<i>American Wire Gauge</i> - escala americana normalizada para fios
BJT	Transistor de junção bipolar
B_{max}	Densidade de fluxo magnético
CA	Corrente Alternada
CBA	Congresso Brasileiro de Automática
CC	Corrente Contínua
C_n	Capacitor de filtro ou de <i>snubber</i>
$\cos \phi$	Fator de potência
CSI	<i>Current Source Inverter</i> – Inversor fonte de corrente
D, d	Razão Cíclica
d_{AWG}	Diâmetro do condutor escolhido

d_f	Diâmetro do fio a ser usado nos enrolamentos
DHT	Distorção Harmônica Total
D_n	Diodo n do <i>snubber</i>
E_C	Energia armazenada no capacitor
E_L	Energia armazenada no indutor
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> – Interferência Eletromagnética
FB	<i>Full-Bridge</i> – Ponte completa
f_c	Frequência de Corte
f_m	Função de modulação para a modulação <i>SPWM</i>
f_o	Frequência do sinal de saída
f_s	Frequência de comutação dos interruptores
$F_{sen.}$	Frequência do sinal de referência senoidal para o <i>SPWM</i>
F_{tri}	Frequência do sinal da portadora triangular para o <i>SPWM</i>
G	Ganho estático
GTO	<i>Gate turn off</i> - Tiristor desativado por porta
HB	<i>Half-Bridge</i> – Meia ponte
$I_{(avg)}$	Corrente média
$I_{(rms)}$	Corrente eficaz
$I_{(rms)}$	Corrente eficaz
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> – Transistor Bipolar de Porta Isolada
I_n	Corrente média no elemento “n”
I_{o_pk}	Corrente de pico de saída
$i_{S(avg)}$	Corrente média instantânea através do interruptor ativo

$i_{S(rms)}$	Corrente eficaz instantânea através do interruptor ativo
i_{S_pk}	Corrente de pico instantânea através do interruptor ativo
J_{max}	Densidade de corrente máxima
K_p	Fator de utilização da janela do núcleo – primário (L_{TI})
K_t	Fator de topologia
K_u	Fator de utilização da janela do núcleo.
K_{uT}	Valor calculado para o fator de utilização da janela do núcleo.
l_g	Comprimento do entreferro
L_{lk}	Indutância de dispersão
L_n	Indutor de filtro ou do autotransformador
M_a	Índice de modulação
MCT	O tiristor controlado por MOS
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> – Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido Semicondutor
NEE	Núcleo de formato EE
N_T	Número de espiras
n_T	Número de condutores paralelos
ω_o	Frequência angular do sinal de saída
P_o	Potência de Saída
PV	<i>Photovoltaic</i> – Fotovoltaico
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> – Modulação de Largura de Pulso
R	Resistência de carga ou do <i>snubber</i>
S	Interruptores (Mosfet)
S_{AWG}	Seção transversal do fio sem isolamento

S_{AWG_isol}	Seção transversal do fio com isolamento
SC	<i>Switched capacitor</i> – Capacitor chaveado
SCDBI	<i>Switched capacitor differential boost inverter</i> – Inversor boost diferencial a capacitor chaveado.
SG	<i>Smart Grids</i> (redes elétricas inteligentes)
SPWM	<i>Sinusoidal pulse width modulation</i> - modulação <i>PWM</i> senoidal
S_T	Seção total do condutor a ser utilizado nos enrolamentos
T_s	Período de comutação
UFU	Universidade Federal de Uberlândia
UPS	Fonte de alimentação ininterrupta
V_{ab}	Tensão aplicada ao filtro LC de saída
$V_{ab_m\acute{a}x}$	Tensão máxima aplicada ao filtro LC de saída
V_{ab_med}	Tensão média aplicada ao filtro LC de saída
V_{co}	Tensão aplicada ao capacitor do filtro LC de saída
V_{Gn}	Tensão aplicada ao terminal de gatilho do interruptor “n”
V_{in}	Tensão de entrada DC
V_{margin}	Tensão de margem de segurança
V_n	Tensão no elemento “n”
V_o	Tensão de saída
$V_{o(rms)}$	Tensão de saída eficaz
V_{o_pk}	Tensão de saída de pico
V_{o1_pk}	Valor da tensão de pico do componente fundamental da onda de saída
V_{S_pk}	Tensão de pico aplicada sobre os interruptores
V_{sen}	Amplitude da tensão senoidal de referência para o SPWM

VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> – Inversor fonte de tensão
V_{tri}	Valor pico a pico da onda triangular portadora do SPWM
Z_o	Impedância de saída
ζ	Fator de amortecimento
η	Rendimento ou Eficiência
ρ_{cu}	Resistividade elétrica do cobre

CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO

1.1 - MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS DA PESQUISA

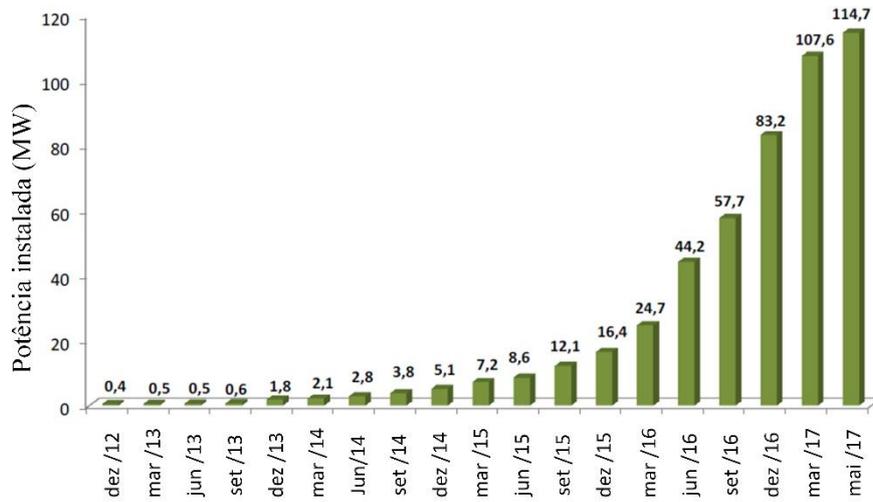
A crescente demanda por fontes renováveis e o desenvolvimento de *smart grids* (SG) motivam a proposta de novas topologias de inversores (Rashid, 2011). Nesse contexto, o termo “prosumidor” merece destaque, atribuindo-se a função de produtor e consumidor de energia elétrica. Dessa forma, instalações distribuídas como pequenas fontes de energia, ampliará a capacidade do sistema elétrico (Boroyevich *et al.*, 2013). Espera-se assim que as SGs promovam um novo cenário de organização do sistema elétrico em termos de recursos energéticos distribuídos, balanço bidirecional de potência (em que o cliente tem uma contribuição multilateral), fontes de energia mais próximas às cargas, distribuição otimizada das fontes de energias renováveis e adaptação as redes de distribuição de energia elétrica já instaladas.

Os sistemas de geração distribuída de pequeno porte foram regulamentados no Brasil pela resolução normativa da Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL - n° 482/2012 (Aneel, 2012), revisada posteriormente pela resolução n° 687/2015 (Aneel, 2015). Na Figura 1.1, verifica-se a evolução da potência instalada de geração distribuída no Brasil até início de 2017 (Aneel, 2017).

A Figura 1.2 apresenta a participação dos tipos de fontes energéticas na potência instalada para microgeração (abaixo de 75kW), onde a fonte solar responde por 70% e a eólica por 9% (Aneel, 2017). Esta predominância da energia solar se deve a sua modularidade, que a confere grande possibilidade de aplicação distribuída, principalmente na escala de microgeração (potência instalada de até 75 kW) para atendimento domiciliar e comercial. Acrescenta-se ainda a redução de custos e programas de incentivo aplicados ao longo da última década (Epe, 2015).

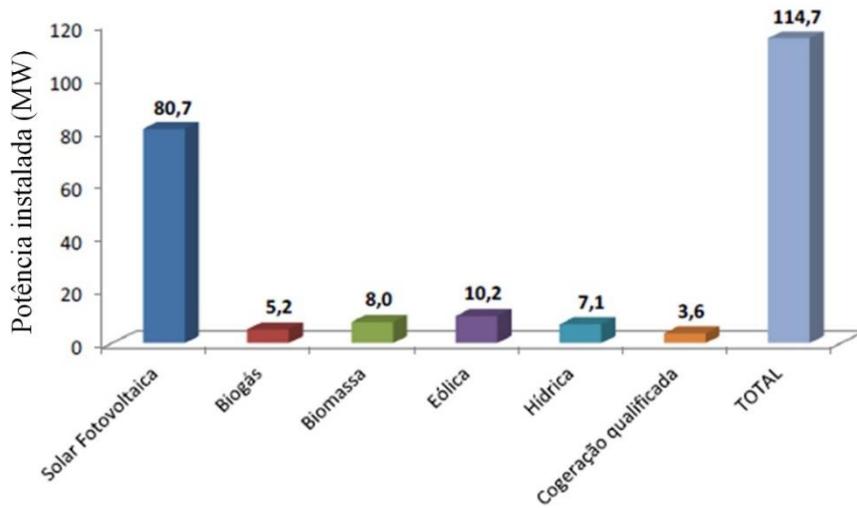
O futuro sistema elétrico de potência necessitará de controles otimizados para aproveitar ao máximo os circuitos existentes, manter a flexibilidade e facilitar a conexão dos recursos de energia renovável em todos os níveis de tensão. Nesse sentido será necessário que novas topologias de inversores incorporem: baixo custo, alta densidade de potência, alto rendimento e otimizar as características das estruturas existentes, uma vez que sistemas de geração de energia elétrica com energias renováveis particularmente possuem alto custo global.

Figura 1.1 – Evolução da potência instalada no Brasil.



Fonte: Adaptado de Aneel (2017).

Figura 1.2 – Potência instalada no Brasil para diversas fontes energéticas até maio de 2017.

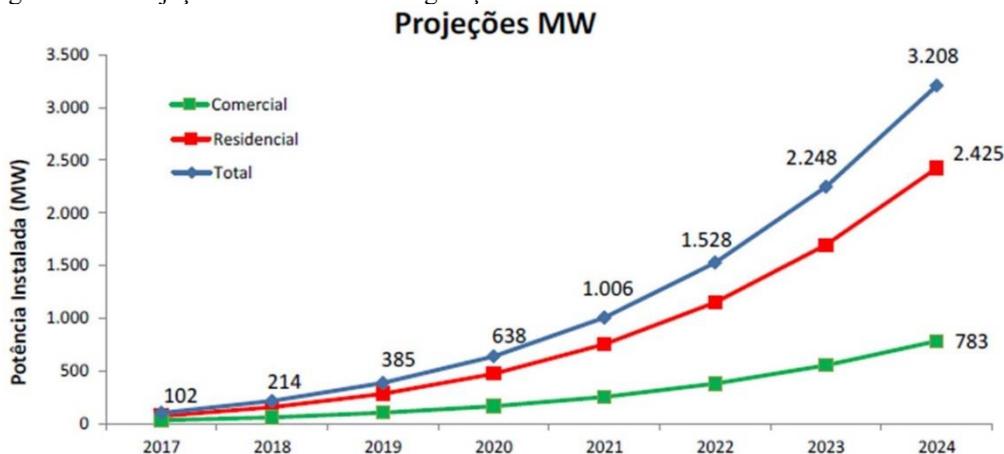


Fonte: Extraída de Aneel (2017).

Na evolução anual de potência instalada fotovoltaica apresentada pela ANEEL, é previsto um crescimento acelerado residencial, como mostra a Figura 1.3 (Aneel, 2017).

As redes de energia elétrica, conforme cenário atual, tendem a evoluir para um aumento das fontes de energia distribuídas, como parques eólicos, estações de energia fotovoltaica e sistemas de armazenamento de energia.

Figura 1.3 – Projeção de crescimento da geração distribuída em termos de sistemas fotovoltaicas.



Fonte: Extraído de Aneel (2017).

Assim como outras fontes de energia renováveis, sistemas fotovoltaicos consistem em uma fonte CC (módulos fotovoltaicos), e conversores CA-CC ou inversor são necessários para conectar tais dispositivos à rede CA. As turbinas eólicas embora possam ser conectadas diretamente à rede elétrica, geralmente requerem um conversor seguido de um inversor. Adicionalmente ações de controle relacionadas a redução de harmônicas e correção de fator de potência só podem ser obtidas convenientemente usando uma interface eletrônica por meio de conversores estáticos (Ekanayake *et al.*, 2012).

Algumas fontes alternativas, como as células a combustível e alguns arranjos fotovoltaicos, disponibilizam energia na forma de fonte de tensão com níveis abaixo da tensão de pico da rede CA, variando de 24 V a 60 V. Esses valores necessitam da inclusão de um estágio de elevação de tensão integrado (ou em cascata) ao estágio CC-CA conforme mostra a Figura 1.4.

Figura 1.4 – Estruturas utilizadas para a adequação da energia elétrica fornecida por módulos fotovoltaicos: (a) Associação de dois conversores: elevador e inversor. (b) Uso de uma estrutura integrada para elevar e inverter a tensão.



Fonte: Extraído de Sampaio (2010).

Nesse sentido, os inversores conectados à rede elétrica realizam a conversão da energia gerada localmente, tornando-a adequada para o acoplamento à rede elétrica (Ekanayake *et al.*, 2012). Isto deve ser realizado objetivando preservar a qualidade da

energia elétrica, o que requer a operação com elevado fator de potência e baixas taxas de distorção harmônica de tensão e corrente.

Considerando que normalmente o fornecimento de energia elétrica a partir de sistemas baseados em energias renováveis agrega elevado custo, tais como fotovoltaica e eólica, justifica-se que a aplicação dos conversores estáticos deve otimizar o aproveitamento desta energia elétrica (Alcazar, 2010). Dessa forma, utilizando interruptores controlados mais modernos MOSFETs (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* – Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido Semicondutor) e IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor* – Transistor Bipolar de Porta Isolada) - com baixa resistência em condução com operação em frequências elevadas (dezenas de kHz) e com boas características construtivas (baixas capacitâncias intrínsecas e baixo tempo de recuperação reversa), pesquisadores buscam técnicas para melhorar ainda mais a eficiência energética dos conversores estáticos de potência.

1.2 - OBJETIVO DO TRABALHO

A motivação para a realização deste trabalho é projetar um conversor CC-CA do tipo fonte de tensão com número reduzido de interruptores e que permita obter uma tensão de saída CA maior que a tensão de entrada CC, conforme apresentado na Figura 1.4. O inversor proposto poderá ser mais bem utilizado em aplicações fotovoltaicas do tipo isolado (*off-grid*) onde tem-se uma tensão de entrada constante fornecida pelas baterias do conjunto fotovoltaico. Em sistemas fotovoltaicos conectados à rede (*on-grid*), pode auxiliar na simplificação dos circuitos de amplificação CC – CC, pois estes necessitariam ter potências menores, uma vez que o inversor proposto elevaria a tensão de saída.

De forma específica, este trabalho pretende apresentar contribuições no sentido de:

- realizar as análises qualitativa e quantitativa do inversor fonte de tensão com autotransformador;
- desenvolver o roteiro de projeto dos elementos do estágio de potência;
- analisar o funcionamento do conversor utilizando recursos de simulação computacional;
- implementar um protótipo experimental no intuito de validar todas as considerações teóricas.

1.3 - ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho está organizado na forma de seis capítulos, os quais são descritos a seguir.

O CAPÍTULO 2 apresenta uma revisão bibliográfica acerca do tema, de modo a mostrar outras topologias semelhantes, bem com os princípios considerados na concepção do conversor proposto.

O CAPÍTULO 3 descreve o inversor fonte de tensão com autotransformador, bem como as análises qualitativas e quantitativas da estrutura.

O CAPÍTULO 4 mostra o roteiro de projeto utilizado na concepção do conversor a partir de um ponto de operação definido de forma conveniente.

Por sua vez, o CAPÍTULO 5 apresenta os resultados de simulações e experimentais, obtidos em termos de formas de onda que comprovam o funcionamento do circuito, bem como comparações entre os resultados e discussões pertinentes.

No CAPÍTULO 6, tem-se a conclusão geral do trabalho, apresentando-se propostas para sua continuidade.

1.4 - PUBLICAÇÕES RESULTANTES

Como produção científica resultante do desenvolvimento deste trabalho, tem-se até o presente momento o seguinte artigo publicado em uma conferência nacional:

J. F. Andrade, D. R. Corrêa, L. S. Vilefort, F. L. Tofoli, A. S. Morais, “Inversor Integrado com Autotransformador Dobrador de Tensão”, XXII Congresso Brasileiro de Automática – CBA, João Pessoa, setembro 2018.

CAPÍTULO 2: REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Dada a importância do estudo de novas topologias baseadas em conversores CC-CA, determinadas técnicas são desenvolvidas e aperfeiçoadas sendo que, a partir destas, novas configurações de conversores têm sido proposta com o intuito de melhorar seu rendimento.

Nesse sentido, o objetivo deste capítulo é apresentar uma revisão bibliográfica acerca dos conceitos que envolvem conversores CC-CA, permitindo uma compreensão da topologia proposta e discussão posterior dos resultados.

Inicialmente, são mostradas algumas das principais estruturas de inversores monofásicos, como meia ponte, ponte completa, *push-pull*, e *boost*. Por fim, discutem-se vantagens e desvantagens envolvendo a topologia proposta.

2.2 - CONVERSOR CC-CA MONOFÁSICOS

Os conversores CC-CA são popularmente conhecidos como “inversores”. A função básica destes inversores é converter uma tensão ou corrente CC na forma CA em termos de uma forma de onda com valor médio nulo, simétrica em amplitude e com frequência constante. Os níveis de tensão ou corrente de saída podem ser fixos ou variáveis, assim como sua frequência de operação (Martins e Barbi, 2005).

Operando com razão cíclica constante ou técnicas de modulação, as formas de onda obtidas na saída dos inversores são, geralmente, retangulares ou quadradas, agregando assim um alto conteúdo harmônico. Certas aplicações não admitem a operação nessas circunstâncias, exigindo uma forma de onda senoidal com baixo conteúdo harmônico.

Conversores CC-CA monofásicos utilizados em diversas aplicações, como acionamento de motores de indução, aquecimento de fornos elétricos, fontes ininterruptas de energia, sistemas de conversão de energias renováveis, entre outros (Erickson e Maksimovic, 2001).

Segundo Sampaio (2010), os inversores podem ser classificados em dois tipos: fonte de tensão (VSI – *Voltage Source Inverter*) ou fonte de corrente (CSI – *Current Source Inverter*), seja em termos de estruturas monofásicas ou trifásicas.

Os inversores VSI monofásicos constituem parte do escopo desta dissertação. Conforme

foi exposto no Capítulo 1, a tensão CC de entrada pode ser um conjunto de painéis solares fotovoltaicos, células combustíveis ou mesmo um banco de baterias. A tensão de saída comporta-se como uma fonte de tensão alternada de valor médio nulo.

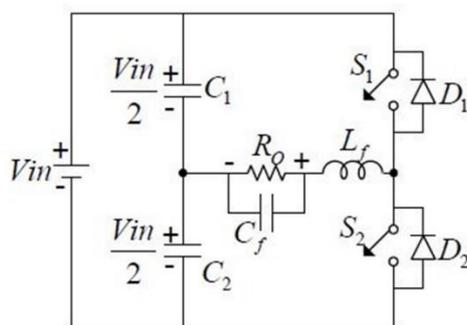
Existem três estruturas principais empregadas no caso de inversores monofásicos VSI: meia ponte (HB - *Half-Bridge*), ponte completa (FB - *Full-Bridge*) e *Push-Pull*.

Em Sampaio (2010), tem-se que a técnica de modulação mais utilizada é a modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*). Nesse caso, a frequência de operação da estrutura é fixada e a transferência de potência é dada pela variação da razão cíclica. Esta técnica permite um equacionamento e análise matemática mais simples da estrutura, o que facilita o comando dos interruptores. A topologia proposta nesse trabalho utiliza uma variação da modulação PWM, isto é, a modulação PWM senoidal (SPWM – *Sinusoidal Pulse Width Modulation*), sendo que a forma de onda alternada é gerada a partir da comparação da moduladora senoidal, que assume a frequência da tensão de saída desejada, com um sinal triangular, que impõe a frequência de comutação dos interruptores.

A grande utilização dos conversores VSI deve-se à simplicidade de projeto e implementação, uma vez que este conversor é inerentemente estável, apresentando comportamento similar ao conversor *buck* de acordo com Sampaio (2010) e Villalva e Ruppert Filho (2008).

A estrutura do estágio de potência do conversor CC-CA com ponto médio ou meia ponte é mostrada na Figura 2.1.

Figura 2.1 – Conversor CC-CA em meia ponte.



Fonte: Extraído de Sampaio (2010).

O conversor em meia ponte é a estrutura inversora mais simples e de fácil implementação, mas necessita de uma fonte de alimentação CC com ponto médio, que é proporcionada geralmente por capacitores. Essa estrutura é usualmente empregada em baixas potências devido

à tensão aplicada na carga ser metade da tensão de entrada (Sampaio, 2010), (Martins e Barbi, 2005) e (Ramos e Ramirez, 2011). Esta configuração apresenta um número reduzido de elementos semicondutores (Bezerra, 2009). Porém, tipicamente é necessário um transformador de baixa frequência para fornecer uma tensão de saída maior que a tensão de entrada, o que agrega peso e volume elevados.

O funcionamento da estrutura é dado pela operação complementar dos interruptores, incluindo-se um tempo morto entre a entrada em condução e o bloqueio dos mesmos a fim de evitar a ocorrência de curto-circuito na fonte de tensão de entrada.

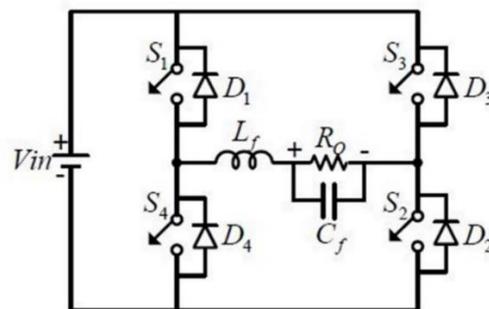
Esse conversor apresenta grandes perdas por comutação quando operado em elevadas frequências, o que limita a frequência de operação da estrutura, além de elevados níveis de interferências eletromagnéticas provocados pela interrupção brusca do fluxo de energia que circula nos interruptores durante a entrada e saída de condução dos semicondutores (Sampaio, 2010).

Melhorias nesta estrutura foram desenvolvidas, a exemplo de (Soares, 2004), utilizando uma técnica de comutação suave e possibilitando que a estrutura opere em elevada frequência e com elevada densidade de potência. Além disso, o conversor apresenta uma reduzida distorção harmônica total (DHT) e um rendimento acima de 96%.

O inversor de meia ponte também pode ser considerado como uma célula simples que permite obter estruturas multiníveis com o objetivo de aumentar os níveis de potência e reduzir o conteúdo harmônico da tensão de saída das estruturas resultantes (Mahato *et al.*, 2020). Uma análise detalhada de vários inversores sem transformador de meia ponte é fornecida em (Li *et al.*, 2015).

Visando à operação em maiores potências de saída, tem-se o conversor CC-CA em ponte completa mostrado na Figura 2.2.

Figura 2.2 – Conversor CC-CA em Ponte Completa.



Fonte: Extraído de Sampaio (2010).

A VSI de ponte completa é possivelmente a topologia mais popular para sistemas monofásicos de uso geral. Consiste em duas células de meia ponte e quatro comutadores ativos, mas também é capaz de fornecer uma forma de onda de tensão de saída multinível usando SWPM unipolar ou bipolar.

Esta estrutura apresenta um nível de tensão alternada de saída igual à fonte de tensão da entrada, sendo o dobro do valor que o conversor em meia ponte consegue atingir (Erickson e Maksimovic, 2001); (Martins e Barbi, 2005) e (Rashid, 2011). Uma vantagem importante reside no fato de que a tensão máxima de saída de pico para índice de modulação $M_a = 1$ é duas vezes a obtida com o VSI de meia ponte.

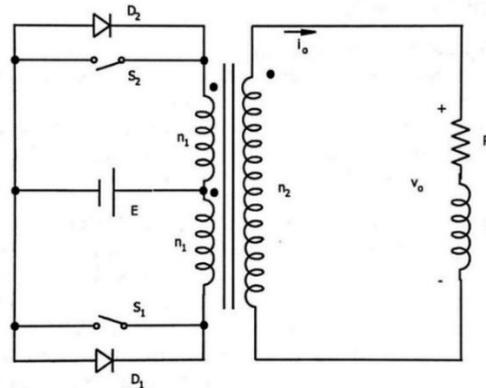
Como discutido em Barbi e Martins (2001); Martins e Barbi (2005) e Sampaio (2010), apesar da estrutura apresentada na Figura 2.2 conseguir operar com uma potência maior, as perdas pela comutação são mais elevadas devido à presença de quatro interruptores na estrutura. Além disso, há problemas com a recuperação reversa dos diodos em antiparalelo com os semicondutores controlados, os quais são submetidos a elevados picos de corrente, diminuindo a eficiência do conversor e elevando o nível de EMI (*Electromagnetic Interference – Interferência Eletromagnética*). Ressalta-se ainda que esses inconvenientes ocorrem nos inversores em meia ponte e ponte completa. Além disso, os circuitos de comando devem ser isolados, pois os interruptores não possuem a mesma referência no circuito.

Uma desvantagem significativa dos VSIs de meia ponte e ponte completa convencionais é que ambos são baseados no conversor *buck*. Em outras palavras, esses conversores não podem aumentar a tensão de saída CA, a menos que seja usado um transformador de baixa frequência (Amir *et al.*, 2020).

No intuito de melhorar esse aspecto referente a não necessidade de circuitos de comando isolados nos conversores CC-CA supracitadas, o inversor *push-pull* fonte de tensão (VSI) é apresentado na Figura 2.3.

O conversor *push-pull* pode ser considerado como um caso particular do conversor meia ponte ou ponte-completa. Essa estrutura é destinada a pequenas potências por propiciar menor aproveitamento do transformador e dificultar o emprego de técnicas para evitar a saturação do núcleo magnético devido a assimetrias entre os tempos de comutação dos interruptores. Além disso, é mais recomendado para baixas tensões por submeter os interruptores a tensões mais elevadas, isto é, o dobro da tensão de entrada (Barbi, 2014).

Figura 2.3 – Conversor CC-CA *push-pull*



Fonte: Extraído de Martins e Barbi (2005).

Segundo Rashid (2011) e Sampaio (2010), este conversor foi um dos primeiros tipos de inversor a ser empregado industrialmente adaptado a baixas frequências, apresentando as seguintes características:

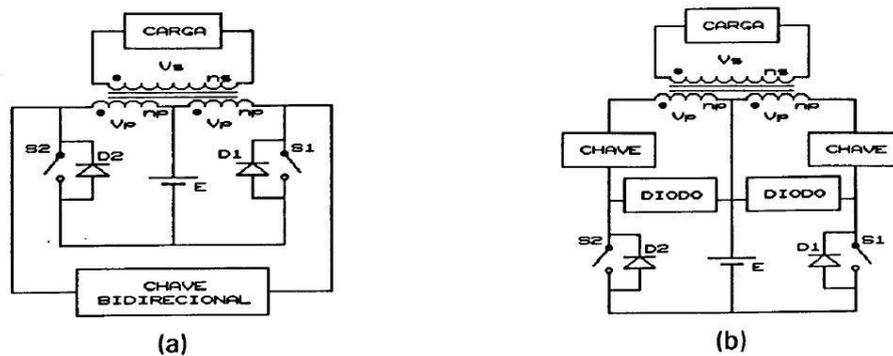
- estrutura naturalmente isolada empregando um transformador com ponto médio no primário;
- emprega apenas uma fonte de alimentação CC e dois interruptores;
- a carga é isolada da fonte de alimentação CC;
- a fonte de alimentação CC e os interruptores estão ligados a uma mesma referência, simplificando a implementação de circuitos de comando;
- pode trabalhar tanto como elevador como abaixador de tensão.

Uma desvantagem notável desta metodologia se deve ao fato de que qualquer assimetria nos enrolamentos primários do transformador ou no tempo de comutação dos interruptores pode provocar um nível CC indesejado no fluxo magnético do transformador, que poderia então ter seu núcleo saturado ou então provocar a redução da eficiência no sistema devido à circulação de corrente CC (Rashid, 2011). Soma-se a esse aspecto o inconveniente da tensão reversa nos interruptores de potência ser o dobro da tensão de alimentação CC, sendo por isso recomendado para aplicações em baixa tensão. Em Martins e Barbi (2005), afirma-se que em aplicações nas quais o isolamento galvânico não é necessário, a estrutura *push-pull* deve ser evitada, tendo em vista que a presença do transformador provoca um aumento no custo, peso e volume.

Segundo (Santander, 1993), para se ter na saída do inversor *push-pull* uma tensão constante independente da carga, uma das alternativas, é que a fonte de alimentação seja controlável, (isto é uma ponte retificadora controlada ou um conversor CC-CC); outra

alternativa seria criar o terceiro nível. Para garantir na saída-do conversor *push-pull* tensão constante através do terceiro nível, é preciso ter controle do ângulo de condução dos interruptores principais. Para isto, é preciso garantir a circulação da corrente e uma tensão nula na carga, enquanto as chaves principais são bloqueadas. Desta maneira, obtém-se na saída do conversor uma forma de onda à três níveis, conforme as duas estruturas apresentadas na figura tal.

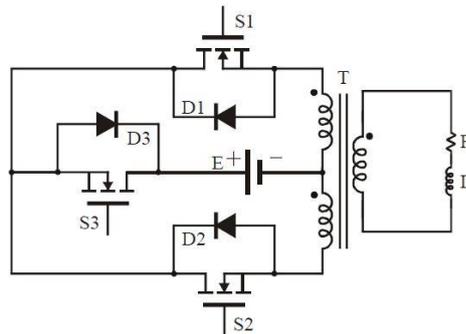
Figura 2.4 – Estruturas propostas: (a) Primeira estrutura proposta, (b) Segunda estrutura proposta.



Fonte: Extraído de Santander (1993).

Ainda sobre a topologia do inversor *push-pull* de três níveis, foi desenvolvida uma outra proposta em (Galotto Jr *et al.*, 2007), denominado *push-pull* modificado. Este foi obtido adicionando-se apenas um interruptor ao *push-pull* padrão. Esta nova topologia permite controle completo de três níveis, utilizando menor quantidade de chaves comparado a um inversor de ponte completa, conforme é mostrado na Figura 2.5.

Figura 2.5 – Inversor push-pull modificado.



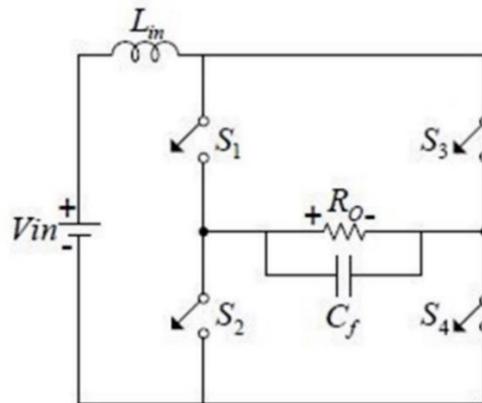
Fonte: Extraído de (Galotto Jr *et al.*, 2007).

Visando obter uma estrutura com característica elevadora ao contrário das topologias meia ponte e ponte completa, tem-se o inversor *boost* monofásico na Figura 2.6.

O inversor *boost* monofásico foi proposto em Sampaio (2010) e corresponde a uma

estrutura que é capaz de fornecer um nível adequado de tensão e corrente para cargas isoladas (*standalone*), em que a fonte de energia é um conjunto de painéis fotovoltaicos, considerando cargas típicas residenciais monofásicas em CA. Este apresenta um comportamento semelhante ao conversor *boost*.

Figura 2.6 – Inversor *boost* monofásico.



Fonte: Extraído de (Sampaio, 2010).

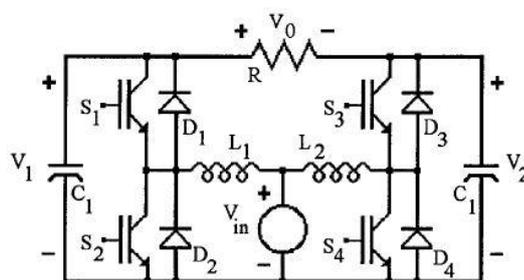
Como principal vantagem, tem-se a operação no modo de condução contínua, reduzindo os níveis de corrente nos semicondutores. A topologia apresenta ainda a capacidade de produzir uma tensão de saída eficaz maior que a tensão média de entrada, eliminando a necessidade de inclusão de um estágio CC-CC elevador, aumentando assim o rendimento, a densidade de potência e reduzindo custos da estrutura final. A técnica de modulação empregada foi o SPWM de três níveis, demonstrando-se que a eficiência da estrutura melhora conforme aumenta-se a potência na carga (Sampaio, 2010) e (Erickson e Maksimovic, 2001).

A integração dos estágios CC-CC e CC-AC também é sugerida em (Luigi *et al.*, 2010; Junior *et al.*, 2011) para obter aumento de tensão sem transformadores de isolamento. Uma vantagem significativa dessa solução é a possibilidade de eliminar componentes desnecessários na associação resultante. No entanto, essa abordagem é restrita a aplicações de baixo consumo de energia devido ao processamento de energia redundante.

Em (Caceres e Barbi, 1995) é proposto um inversor de fonte de tensão do tipo *boost* CC – CA cujo principal atributo é o fato de gerar uma tensão de saída CA maior que a entrada de tensão CC, dependendo do ciclo de trabalho instantâneo, conforme é mostrado na Figura 2.7. Esta propriedade não é encontrada no inversor clássico de fonte de tensão (ponte completa), que produz uma tensão instantânea de saída CA sempre menor que a tensão de entrada CC. O inversor deve ser usado em projetos de *no-break*, sempre que uma tensão CA maior que a tensão

do *link* CC for necessária, sem a necessidade de um segundo estágio de conversão de energia.

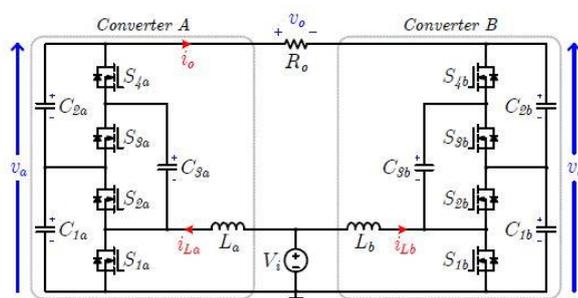
Figura 2.7– Conversor boost CC – CA proposto.



Fonte: Extraído de (Caceres e Barbi, 1995).

Na prosota de (Silva *et al.*, 2016) tem-se um inversor *boost* diferencial com capacitor chaveado (SC), conforme mostra a Figura 2.8. Ele permite ganhos maiores que a unidade e amplia a taxa de conversão de inversores do tipo *boost*. Portanto, a inserção do capacitor chaveado aumenta o ganho do conversor e, portanto, permite a minimização da limitação de ganho característico em relação às perdas do conversor *boost*. A conexão em série de mais células SC melhorou o ganho do conversor sendo este utilizado em aplicações onde uma tensão CA é necessariamente maior que a tensão do *link* CC, como fontes de alimentação ininterruptas (UPS), sistemas fotovoltaicos (PV) ou até fontes de energia renovável. O capacitor chaveado garante a capacidade de multiplicação de tensão, resultando na possibilidade de obter um ganho maior na saída do inversor. Uma contribuição importante reside em uma redução significativa do ciclo de trabalho, ampliando a região linear de trabalho, reduzindo assim os esfoços de controle e oferecendo maior ganho com menos tensão.

Figura 2.8 – Esquema do Inversor *Boost* com capacitor chaveado.

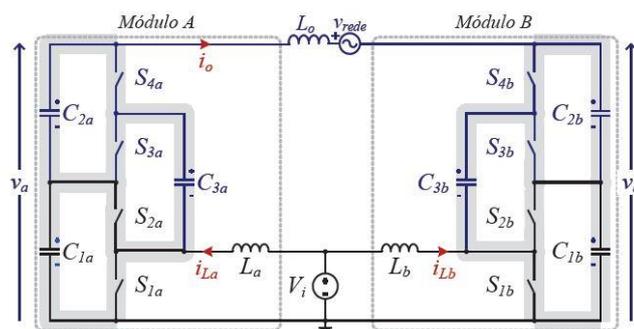


Fonte: Extraído de (Silva *et al.*, 2016).

O principal objetivo destes circuitos com capacitor chaveado é aumentar o ganho estático dos inversores elevadores não isolados propondo a integração de células de capacitores chaveados ao convencional inversor *boost*. A topologia resultante é um inversor do tipo *boost*

diferencial a capacitor chaveado, denominado na literatura de *switched capacitor differential boost inverter* (SCDBI). Suas características de ganho também o tornam atraente para aplicação em sistemas conectados à rede, pois o emprego de células a capacitor chaveado permite aumentar o ganho da topologia, mantendo a célula *boost* no mesmo ponto de operação. Em (De Andrade¹ *et al.*, 2018) tem-se a utilização do SCDBI em aplicações que envolvem a conexão com rede elétrica, conforme Figura 2.9.

Figura 2.9– Inversor *Boost* SCDBI conectado à rede elétrica.

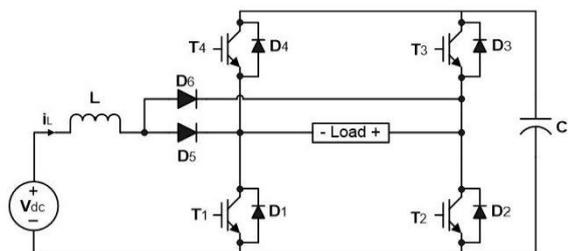


Fonte: Extraído de

A corrente injetada na rede foi de ótima qualidade, tendo valores de DHT inferiores a 5% e baixo conteúdo harmônico, tanto em baixa quanto em alta frequência, para carga resistiva conectada à rede elétrica. O rendimento chegou a picos de 90% este é um candidato natural a inversores de estágio único, quando ganhos elevados são requeridos.

Um outro viés da pesquisa em eletrônica de potência trata da concepção de novas topologias (Melo *et al.*, 2013; Melo *et al.*, 2017), com o objetivo de reduzir custos, aumentar a densidade de potência, elevar o rendimento e otimizar características de estruturas existentes. Existem diferentes abordagens para essa finalidade, a exemplo de Nahavandi *et al.* (2016), na qual se propõe um conversor CC-CA que atua como inversor capaz de aumentar a tensão de saída em relação à entrada, baseado em um inversor em ponte completa, conforme mostra a Figura 2.10.

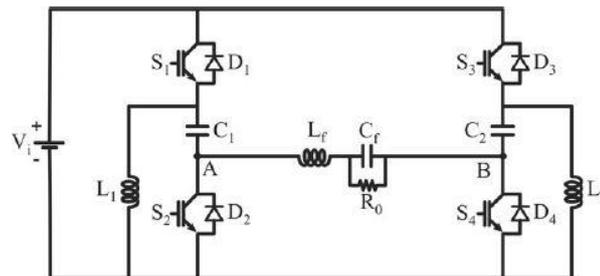
Figura 2.10 – Estrutura proposta (CC-AC conversor *boost*)



Fonte: Extraído de Nahavandi (2016).

O inversor monofásico descrito em Piazza e Barbi (2013) apresenta um recurso que produz uma tensão de saída instantânea maior ou menor que a tensão CC de entrada sem um estágio intermediário de potência ou transformadores, utilizando quatro interruptores e dois indutores como parte de sua estrutura, conforme mostra a Figura 2.11.

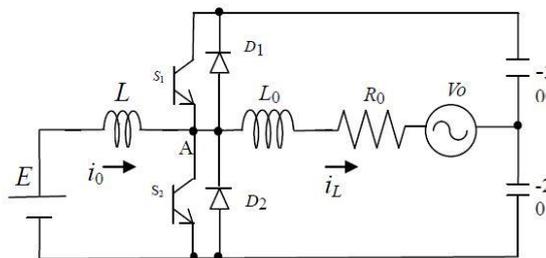
Figura 2.11 – Estágio de potência de saída do conversor proposto.



Fonte: Extraído de Piazza e Barbi (2013).

Em Matsui *et al.* (2016), tem-se uma nova topologia de inversor do tipo *boost* com capacidade de dobrar a tensão de saída, como mostra a Figura 2.11.

Figura 2.12 – PCS proposto construído por meia ponte.



Fonte: Extraído de Matsui *et al.* (2016)

A fim de superar as desvantagens dos inversores convencionais, um grande número de inversores com estágio único também foi proposto em Xue *et al.* (2004). Várias configurações são apresentadas, comparadas e avaliadas, juntamente com a identificação das tendências de inversores monofásicos para geradores de energia distribuída.

Nesse sentido os inversores monofásicos clássicos apresentados têm suas características resumidas de acordo com o quadro comparativo visto na Tabela 2.1, onde V_{in} representa a tensão do barramento CC de entrada, I_{O_pk} a corrente de pico nos interruptores, V_{o_pk} a tensão de saída de pico, “ a ” a relação de transformação no transformador *push-pull* e M_a representa o índice de modulação do conversor. A contagem dos diodos inclui os diodos reversos dos interruptores.

Outras classificações encontradas na literatura capazes de distinguir os inversores de

tensão podem ser dadas de acordo com as seguintes características:

- Quanto ao número de fases: Monofásico ou Trifásico;
- Capacidade ou não de adaptação do nível de tensão de entrada ao nível de tensão da saída;
- Comutação dos interruptores: Suave ou Dissipativa;
- Presença ou não de isolamento elétrico entre a entrada e a saída;
- Quantidade de estágios de processamento de potência: Simples ou Múltiplos.

Cada tipo pode usar dispositivos com disparo ou bloqueio controlados (por exemplo, BJTs, MOSFETs, IGBTs, MCTs, GTOs) ou tiristores em comutação forçada, dependendo das aplicações. Esses inversores em geral usam sinais de controle PWM para produzir uma tensão CA de saída.

Tabela 2.1 – Características gerais dos conversores CC-CA.

Conversores CC-CA monofásicos					
Características	<i>Meia Ponte VSI</i>	<i>Ponte-Completa VSI</i>	<i>Push-Pull CSI</i>	<i>Boost CSI</i>	<i>Inversor Proposto VSI</i>
Interruptores	2	4	2	4	2
Diodos	4	6	4	4	2 (sem snubber)
Transformador	Opcional (baixa frequência)	Opcional (baixa frequência)	Obrigatório (alta frequência)	Opcional (baixa frequência)	Obrigatório (alta frequência)
Tensão através dos interruptores	V_{in}	V_{in}	$2V_{in}$	V_{o_pk}	$2V_{in}$
SPWM	Bipolar	Unipolar ou bipolar	Bipolar	Unipolar ou bipolar	Bipolar
Barramento CC	Dividido	Não dividido	Não dividido	Não dividido	Não dividido
Circuito de comando	Simples (com uma fonte isolada)	Duplo (com duas fontes isoladas)	Simples (referência na mesma massa)	Duplo (com duas fontes isoladas)	Simples (referência na mesma massa)
Tensão de saída de pico (V_{o_pk})	$\frac{M_a \cdot V_{in}}{2}$	$M_a \cdot V_{in}$	$\frac{V_{in}}{(1-D)}$	$\frac{4 \cdot V_{IN} \cdot a \cdot M_a}{\pi}$	$2 \cdot M_a \cdot V_{in}$
Potência de saída (teórica)	1000 W	4000 W	1500 W	1000 W	1500 W (push-pull não isolado)
Rendimento teórico	Acima de 96% Fonte: Sampaio (2010)	96% (protótipo construído para 400 W) Fonte: (Silva, 2007)	89% (protótipo construído para 400 W) Fonte: (Silva, 2007)	85% (protótipo construído para 180 W) Fonte: Sampaio (2010)	81% (protótipo construído para 100W)

Todas as questões supracitadas fornecem motivação para pesquisa em inversores de alta eficiência e baixo custo para aplicações em geração distribuída.

Nesse contexto, este trabalho propõe um inversor de estágio único utilizando um autotransformador, ou seja, um conversor CC-CA monofásico não isolado com base na topologia *push-pull* convencional, adicionando um autotransformador com taxa de espiras unitárias para fornecer uma tensão de saída cujo valor de pico pode ser até o dobro da tensão do *link* CC.

A topologia introduzida pode ser considerada uma solução simples para aplicações de baixa energia, considerando que requer uma única fonte de tensão e dois comutadores ativos que operam complementarmente, todos conectados ao mesmo nó de referência. Outra vantagem importante da estrutura é o fato de que o pico de tensão de saída pode ser maior que V_{in} , dependendo do valor do índice de modulação. Vale ressaltar que essas características não podem ser alcançadas nos VSIs de meia ponte e ponte completa convencionais.

2.3 - CONCEPÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO

Nesse trabalho, um conversor CC-CA de estágio único utilizando autotransformador é analisado, combinando as características das topologias anteriormente apresentadas e se aproximando muito da estrutura de um conversor *push-pull*, mas não isolado.

O conversor proposto utiliza uma configuração de autotransformador com dois enrolamentos e consegue fornecer uma tensão de saída cujo valor pode chegar ao dobro da tensão de entrada. A questão da saturação do núcleo também se torna relevante por utilizar dois enrolamentos acoplados magneticamente. Um autotransformador de alta frequência com taxa de espiras unitárias é utilizado como o intuito de fornecer uma boa divisão da corrente, considerando que ambos os enrolamentos devem apresentar a mesma impedância. Em outras palavras, se a implementação física do autotransformador for cuidadosamente levada em consideração, é improvável que ocorra saturação.

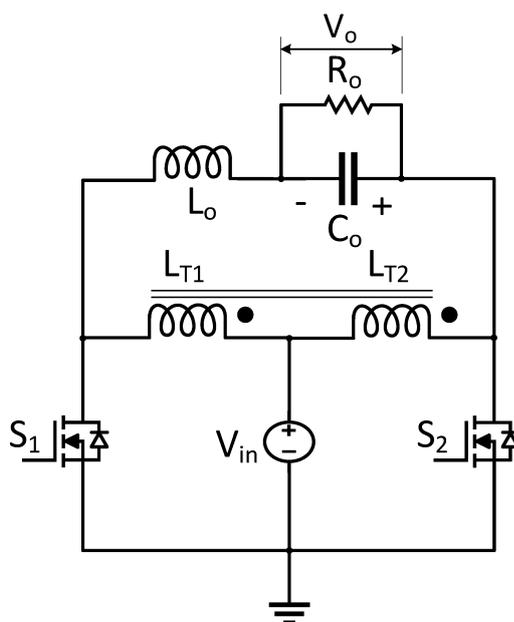
Além disso, tem a vantagem de utilizar apenas uma fonte CC e dois interruptores, os quais estão conectados ao mesmo referencial. Assim, necessita-se apenas de um único circuito de comando capaz de gerar sinais de acionamento complementares.

A topologia proposta é mostrada na Figura 2.13, sendo composta basicamente de um autotransformador (enrolamentos L_{T1} e L_{T2}), dois interruptores (S_1 e S_2), um filtro LC na saída

(L_o e C_o) e uma carga resistiva (R_o).

Devido à presença do autotransformador com relação 1:1, consegue-se uma tensão com o dobro de V_{in} no ramo do filtro LC passa baixa. Como contribuição deste trabalho, descreve-se a operação dessa estrutura.

Figura 2.13 – Topologia do conversor proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

2.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou uma breve análise das principais topologias de conversores CC-CA monofásicos. Comparado à configuração em meia ponte, o inversor proposto apresenta uma tensão de saída maior, o que evita a operação na condição de sobremodulação para elevar a tensão na carga.

Comparado ao conversor em ponte completa, o conversor proposto também utiliza apenas uma fonte de alimentação, mas a tensão de saída obtida é maior que a tensão de entrada e há menores perdas por comutação devido ao número reduzido de interruptores. Além disso, não há necessidade de circuitos de comando isolados.

O conversor *push-pull* é a configuração que mais se aproxima da topologia proposta, porém envolve um enrolamento a mais na sua estrutura de conversão de energia, isto é, um transformador de alta frequência com três enrolamentos.

Comparado ao inversor *boost* monofásico, o conversor proposto utiliza somente dois

interruptores, apresentando menores perdas de comutação e um circuito de acionamento simplificado.

Considerando que este é um tópico em evidência na área de eletrônica de potência, a busca por novas topologias tem considerado aspectos chave como redução do número total de componentes e minimização dos esforços de tensão, bem como a obtenção de densidade de potência e rendimento elevados. Nesse âmbito, a literatura dispõe de uma vasta gama de opções, sendo que algumas propostas foram brevemente analisadas e discutidas.

A partir da apresentação de conceitos relacionados à integração dos conversores disponíveis na literatura atual, justifica-se sua utilização na concepção de novas estruturas de conversores estáticos de potência.

CAPÍTULO 3: INVERSOR *PUSH-PULL* NÃO ISOLADO COM AUTRANSFORMADOR

3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo dedica-se ao estudo de uma nova topologia de inversor que utiliza um autotransformador e modulação PWM senoidal de dois níveis (SPWM) no comando dos interruptores. Na saída do inversor de tensão, emprega-se um filtro passa-baixa LC para obter uma forma de onda CA aproximadamente senoidal.

A partir dessa topologia, é possível desenvolver uma análise qualitativa em termos das etapas de operação e circuitos equivalentes que a representam, empregando somente teorias básicas associadas a circuitos elétricos e magnéticos. Será mostrado também um *snubber* passivo semi-regenerativo que foi desenvolvido com o intuito de viabilizar o funcionamento da nova topologia.

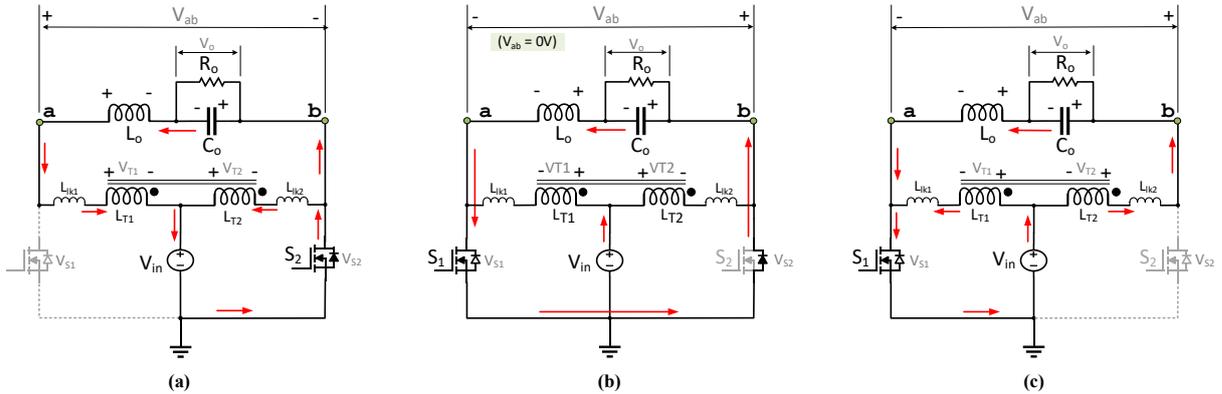
Descrevem-se também as principais formas de onda de tensão e corrente pertinentes a diversos elementos que compõem o estágio de potência do conversor. Dessa forma, realiza-se uma análise quantitativa no intuito de estabelecer um roteiro de projeto que permite dimensionar adequadamente todos os elementos passivos e semicondutores.

3.2 - ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA

A operação do inversor proposto é analisado durante o semiciclo positivo da tensão de saída com base nas seguintes premissas: todos os elementos do estágio de potência são ideais, exceto o autotransformador, cujas indutâncias de dispersão são representadas por L_{IK1} e L_{IK2} (cujo valor máximo considerado será de $8 \mu\text{H}$), a fonte de tensão de entrada V_{in} é considerada ideal; o capacitor de filtro de saída C_o é grande o suficiente para amortecer o *ripple* da onda senoidal resultante. O SPWM é empregado para acionar os interruptores ativos, considerando que a frequência de comutação é muito maior que a frequência de saída.

Os estágios operacionais com os circuitos equivalentes são mostrados na Figura 3.1.

Figura 3.1 – Estágios Operacionais: (a) Primeiro estágio, (b) Segundo estágio, (c) Terceiro estágio.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Primeira etapa $[t_0, t_1]$: No instante inicial, o interruptor S_1 é comandado a bloquear e S_2 entra em condução, conforme a Figura 3.1 (a).

Como este inversor tem uma característica indutiva, deve haver um caminho para a transferência da energia armazenada, tanto nos indutores quanto nos demais componentes reativos do circuito, carregados durante a etapa anterior e considerando a operação em regime permanente. Nesse instante, a energia armazenada nos elementos reativos no estágio anterior é transferida para a fonte e circula pelo interruptor S_2 .

A tensão V_{in} é imposta sobre o indutor L_{T2} e então induzida em L_{T1} , causando uma tensão V_{ab} que é o dobro de V_{in} devido à disposição dos enrolamentos no autotransformador.

Considerando que há energia armazenada em L_{lk1} e L_{lk2} , inevitavelmente ocorrerão picos de tensão nos interruptores quando eles forem desligados de maneira semelhante ao inversor *push-pull* convencional. Dependendo da quantidade de energia armazenada na indutância de dispersão, a qual está relacionada à quantidade de fluxo de dispersão do autotransformador, a tensão no dispositivo pode assumir valores proibitivos e levar à danificação do mesmo.

Para evitar danos aos semicondutores, um circuito de *snubber* auxiliar deve ser usado na prática, que será descrito mais adiante.

Naturalmente, antes que se atinja o regime permanente, ao se comandar o bloqueio do interruptor S_1 , as correntes decrescem linearmente nos indutores L_{T1} e L_{T2} até que seu sentido seja invertido e sigam os caminhos mostrados na Figura 3.1 (a).

Esta etapa termina com o acionamento do interruptor S_1 e bloqueio de S_2 .

As seguintes expressões podem ser obtidas no circuito equivalente:

$$V_{L_{T1}} = V_{L_{T2}} = V_{in} \quad (3.1)$$

Onde V_{LT1} , V_{LT2} são as tensões médias nos enrolamentos do autotransformador e V_{in} é a tensão de entrada CC média.

$$V_{L_{T1}} + V_{L_{T2}} = V_{Lo} - V_o \quad (3.2)$$

Em que V_{Lo} é a tensão média no indutor do filtro de saída, e V_o é a tensão de saída.

Substituindo (3.1) e (3.2) tem-se:

$$2V_{in} - V_{Lo} + V_o = 0 \quad (3.3)$$

Assim:

$$V_o = -2V_{in} + V_{Lo} \quad (3.4)$$

As tensões nos interruptores são:

$$V_{S1} = V_{in} + V_{L_{T1}} = 2V_{in} \quad (3.5)$$

$$V_{S2} = 0 \quad (3.6)$$

A análise dos nós fornece as seguintes expressões:

$$I_{Lo} = I_{L_{T1}} \quad (3.7)$$

Em que I_{Lo} é a corrente média no indutor do filtro de saída, e I_{LT1} é a corrente média no indutor L_{T1} do autotransformador. Assim tem-se:

$$I_{in} = I_{L_{T1}} + I_{L_{T2}} \quad (3.8)$$

Em que I_{LT2} é a corrente média no indutor L_{T2} do autotransformador. Logo:

$$I_{S2} = I_{Lo} + I_{L_{T2}} \quad (3.9)$$

Substituindo (3.7) em (3.9), tem-se:

$$I_{S2} = I_{L_{T1}} + I_{L_{T2}} \quad (3.10)$$

Como a relação de transformação é unitária, tem-se:

$$I_{L_{T1}} = I_{L_{T2}} \quad (3.11)$$

Portanto, pode-se escrever:

$$I_{S2} = 2I_{L_{T1}} \quad (3.12)$$

Deve-se ressaltar que o desenvolvimento matemático é apresentado somente para as duas primeiras etapas, analisadas na condição do valor de pico da tensão no semiciclo positivo, na qual ocorrem os valores máximos para o correto dimensionamento dos componentes. Devido à simetria na operação do inversor, as equações são equivalentes para o semiciclo negativo.

O intervalo de tempo que define esse estágio é:

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = DT_s \quad (3.13)$$

Segunda Etapa [t_1, t_2] No instante t_1 , o interruptor S_1 é comandado a conduzir enquanto o interruptor S_2 entra em bloqueio, conforme a Figura 3.1(b).

Nesta etapa, antes que se atinja o regime permanente, verifica-se um intervalo de tempo de roda livre, devido principalmente à presença da indutância de dispersão no autotransformador. A característica indutiva do circuito não permite mudanças bruscas de corrente, fazendo com que as correntes nos indutores L_{T1} e L_{T2} continuem no mesmo sentido, porém decrescendo seu valor até que ocorra a mudança no seu sentido de condução. Neste instante se observa que a tensão V_{ab} é igual a zero, momento caracterizado pela condução nos dois interruptores (S_1 em condução e S_2 conduzindo pelo diodo intrínseco).

O intervalo de tempo correspondente a esse estágio é fornecido por Δt_2 é curto e depende das indutâncias de dispersão do autotransformador, que devem ser muito baixas, considerando a implementação física adequada do autotransformador na prática.

O tempo de duração desta etapa é dependente, principalmente, do valor da indutância de dispersão que deve ser o menor possível, afim de se manter sempre presente a tensão de saída na carga.

Este estágio termina quando o diodo antiparalelo de S_2 é polarizado inversamente em $t=t_2$.

Terceira Etapa [t_2, t_3]: No instante t_2 , o interruptor S_1 permanece conduzido enquanto o interruptor S_2 tem seu diodo intrínseco em bloqueio, conforme a Figura 3.1 (c). A corrente flui através de L_{T1} e L_{T2} e cresce linearmente, ao passo que C_o é carregado e alimenta a carga R_o .

Durante o período de condução de S_1 , a tensão de entrada V_{in} é aplicada ao indutor L_{T1} do autotransformador de relação 1:1, induzindo uma tensão igual a V_{in} em L_{T2} , porém com polaridade invertida devido à disposição dos enrolamentos. Nesse sentido, devido ao autotransformador com taxa de relação unitária, a tensão no filtro se torna $V_{ab}=-2 \cdot V_{in}$ e as correntes nos enrolamentos permanecem adequadamente equilibradas.

Neste intervalo, a corrente em S_1 é igual à corrente fornecida pela fonte V_{in} . A corrente na carga R_o é igual à corrente no indutor L_{T2} , ou seja, metade da corrente de entrada. Ocorre transferência de energia da fonte V_{in} para a carga R_o e o interruptor que está em bloqueio apresenta a tensão V_{ab} sobre ele.

Esta etapa se encerra com o bloqueio do interruptor S_1 e subsequente entrada em condução do interruptor S_2 .

As seguintes expressões podem ser obtidas no circuito equivalente:

$$V_{LT1} = V_{LT2} = -V_{in} \quad (3.14)$$

$$V_{LT1} + V_{LT2} = -V_{Lo} - V_o \quad (3.15)$$

Substituindo (3.14) em (3.15), tem-se:

$$V_o = +2V_{in} - V_{Lo} \quad (3.16)$$

A tensão nos interruptores são:

$$V_{S1} = 0 \quad (3.17)$$

$$V_{S2} = V_o + V_{Lo} = 2V_{in} \quad (3.18)$$

A análise dos nós do circuito nos fornece as seguintes equações:

$$I_{in} = I_{LT1} + I_{LT2} \quad (3.19)$$

$$I_{S1} = I_{in} = I_{LT1} + I_{LT2} \quad (3.20)$$

Porém, tem-se:

$$I_{LT1} = I_{LT2} \quad (3.21)$$

Logo, pode-se escrever:

$$I_{S1} = 2I_{LT1} \quad (3.22)$$

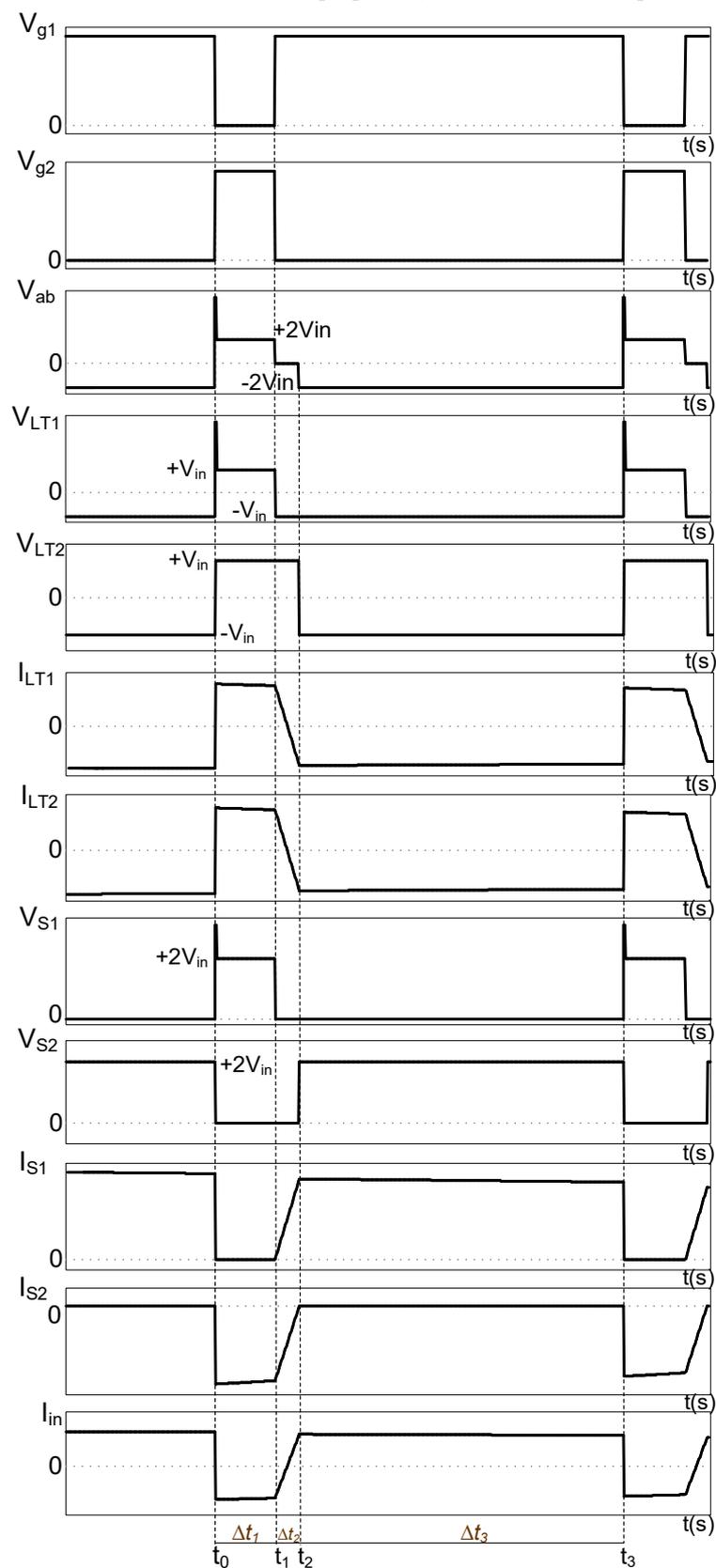
Nesse sentido, pretende-se construir um protótipo no qual o autotransformador apresente o mínimo valor da indutância de dispersão, além de propor um *snubber* que diminua este intervalo de roda livre, permitindo que o interruptor trabalhe dentro dos seus limites.

O intervalo de tempo que define esse estágio é:

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = [(1-D)T_s] - \Delta t_2 \quad (3.23)$$

A Figura 3.2 mostram as principais formas de onda idealizadas do inversor proposto.

Figura 3.2 – Formas de ondas teóricas do inversor proposto (referência: tensão de pico do semiciclo positivo).

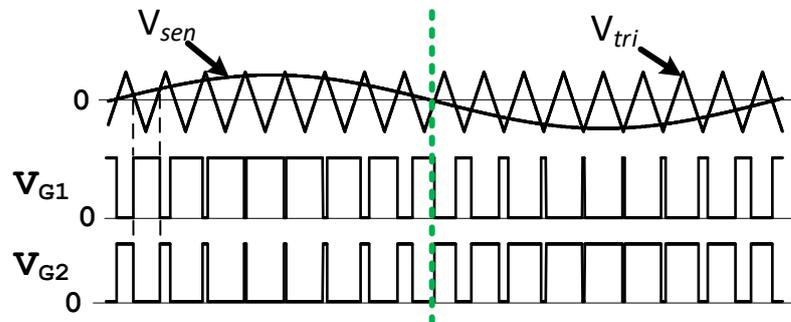


Fonte: Elaborado pelo autor.

3.2.1 - MODULAÇÃO PWM SENOIDAL

Os interruptores controlados do inversor proposto operam com modulação SPWM de dois níveis, oferecendo uma simplicidade de implementação e redução significativa do conteúdo harmônico de baixa frequência da tensão de saída (Martins e Barbi, 2005; Zope *et al.*, 2012). Segundo Zope *et al.*(2012), a frequência do sinal de referência ($F_{sen.}$) ou modulador determina a frequência de saída do inversor. A amplitude da senóide de referência (V_{sen}) determina o índice de modulação (M_a) e conseqüentemente o valor eficaz da tensão de saída, conforme mostra a Figura 3.3. Uma vez que a tensão de saída do inversor é afetada pela frequência de comutação, essa forma de onda também conterá harmônicos de alta frequência.

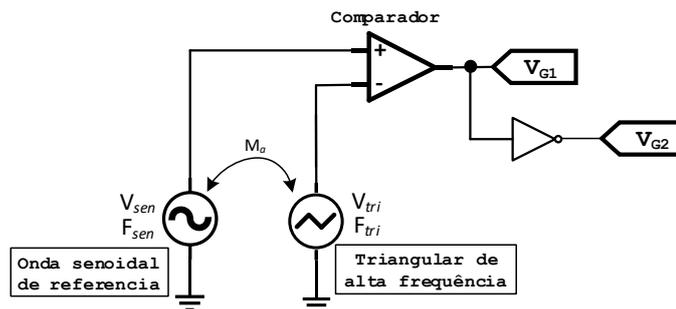
Figura 3.3 – Modulação SPWM bipolar com uma portadora triangular V_{tri} e uma moduladora senoidal V_{sen} , com os sinais de comando dos interruptores.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 3.4 mostra o circuito utilizado para gerar o acionamento dos interruptores S_1 e S_2 por meio da modulação SPWM.

Figura 3.4 – Circuito de Modulação SPWM.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Assim, o índice de modulação M_a é dado por:

$$M_a = \frac{V_{sen}}{V_{tri}} \quad (3.24)$$

Em que V_{sen} e V_{tri} se referem aos valores de pico das formas de onda moduladora e portadora, respectivamente. Se $M_a \leq 1$, a amplitude da componente fundamental da tensão de saída apresenta uma relação com o índice de modulação, a qual é determinada pela seguinte expressão:

$$V_{ab_m\acute{a}x} = \pm 2 \cdot (M_a \cdot V_{in}) \quad (3.25)$$

sendo $V_{ab_m\acute{a}x}$ a tensão de saída máxima.

O valor eficaz da componente fundamental da tensão de saída é controlado por meio do parâmetro M_a (Martins e Barbi, 2005), que varia entre 0 e 1 sem que haja sobremodulação, permitindo ajuste na transferência de potência à carga.

Segundo Gerent (2005), a razão cíclica aplicada aos interruptores do inversor varia de acordo com uma função de modulação (f_m). No caso da técnica SPWM de dois níveis, a função de modulação de cada interruptor (S_1 e S_2) e suas respectivas razões cíclicas estão relacionadas segundo as equações:

$$d_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{f_m(t)}{2} \quad (3.26)$$

$$d_2(t) = \frac{1}{2} - \frac{f_m(t)}{2} \quad (3.27)$$

Onde $d_1(t)$ e $d_2(t)$ são as razões cíclicas instantâneas dos interruptores S_1 e S_2 , respectivamente.

Para que esta relação seja válida, a frequência de comutação dos interruptores deve ser alta o suficiente para que a função de modulação e a razão cíclica dos interruptores sejam consideradas constantes no equacionamento.

Sabendo que o valor médio quase instantâneo é definido como sendo o valor médio da variável ao longo de um período de comutação, pode-se obter a função modulação para o inversor proposto:

$$f_m(t) = \frac{V_{ab_med}(t)}{2 \cdot V_{in}} \quad (3.28)$$

A equação (3.28) mostra que a tensão V_{ab} segue a função de modulação imposta com um ganho de $2V_{in}$. Todavia, como foi anteriormente mencionado, a frequência de comutação deve ser muita alta perante as variações na função de modulação a ponto que durante cada período de comutação a função de modulação possa ser considerada constante.

A partir da análise das etapas operacionais e das formas de onda teóricas, é possível

determinar o ganho estático do inversor como:

$$\frac{v_o(\omega_o t)}{V_{in}} = 2M_a, \quad 0 \leq M_a \leq 1 \quad (3.29)$$

Onde:

$$v_o(\omega_o t) = V_{o1_pk} \text{sen}(\omega_o t) \quad (3.30)$$

$$\omega_o = 2\pi f_o t \quad (3.31)$$

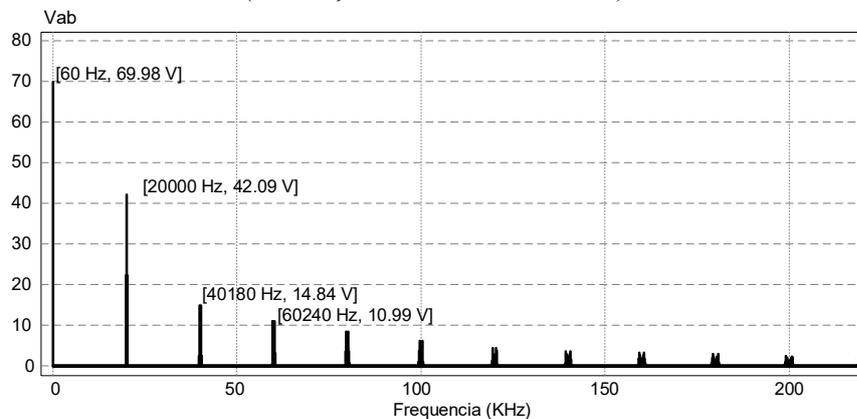
$$M_a = \frac{V_{sen}}{V_{tri}} = \frac{V_{o1_pk}}{V_{in}} \quad (3.32)$$

Assim, os temos f_o e ω_o são a frequência de saída e a frequência angular de saída, respectivamente; V_{sen} e V_{tri} são as amplitudes dos sinais senoidais de referência e portadora exigidos pela técnica bipolar SPWM empregada para acionar os comutadores ativos e fornecer uma forma de onda de tensão de saída $v_o(\omega_o t)$ com baixo conteúdo harmônico; V_{o1_pk} é o valor de pico do componente fundamental de $v_o(\omega_o t)$.

3.2.2 - FILTRO DE SAÍDA

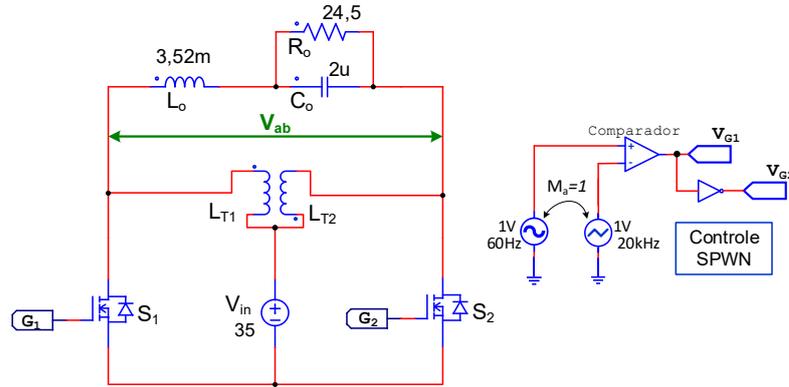
Na saída do inversor, é utilizado um filtro LC para que o conteúdo harmônico de alta frequência seja filtrado e somente as frequências próximas à componente fundamental estejam presentes. A frequência de operação da onda PWM que está no filtro de saída é igual à frequência de comutação dos interruptores. Para dimensionar o indutor do filtro, considera-se que o fator de potência de saída é unitário. O espectro de frequência da tensão de saída sem filtro simulado é mostrado na Figura 3.5 para uma frequência de 20 kHz. Os valores utilizados foram conforme o circuito apresentado na Figura 3.6.

Figura 3.5 – Espectro de frequência para tensão da saída V_{ab} sem a utilização de filtro passa-baixa de saída (modulação SPWM de dois níveis.)



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 3.6 – Circuito simulado para levantar o espectro de frequência para tensão de saída V_{ab} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

De acordo com Martins e Barbi (2005), as amplitudes das componentes harmônicas são função de M_a . A primeira componente harmônica ocorre na frequência da moduladora, sendo que bandas de frequência também existirão em torno de múltiplos inteiros da frequência de comutação do inversor. O filtro LC é utilizado quando se deseja uma boa regulação de tensão para diferentes tipos de cargas, pois ele diminui a variação de tensão na saída do inversor causada pelo comutação para cargas lineares ou não lineares (Cortés *et al.*, 2009; Kim e Sul, 2009; Nardi, 2016).

Para projetar o filtro de saída, considera-se uma carga resistiva pura e calcula-se o valor de R_o equivalente para a frequência fundamental (Martins e Barbi, 2005), isto é:

$$|Z_o| = R_o = \frac{(V_{o1_pk} / \sqrt{2})^2}{P_o} \cdot \cos(\phi) \quad (3.33)$$

Onde o fator de potência de saída é $\cos(\phi)=1$, que a priori é considerado unitário, considerando que o inversor alimenta uma carga resistiva pura R_o ; e P_o é a potência ativa na carga. Considerando que a frequência portadora é muito maior que a frequência moduladora, é possível escolher $f_c = f_s / 10$ como uma estimativa conservadora, onde f_s é a frequência de comutação.

A frequência de corte do filtro passa-baixa é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} \quad (3.34)$$

Assim, a indutância e a capacitância do filtro podem ser calculadas como:

$$C_o = \frac{1}{4\pi\zeta f_c R_o} \quad (3.35)$$

$$L_o = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 \cdot C_o} \quad (3.36)$$

Onde ζ é o fator de amortecimento e escolhido dentro da faixa de $0,707 \leq \zeta \leq 1,0$, a fim de fornecer uma boa atenuação dos harmônicos da tensão de saída sem afetar a componente fundamental.

Para a determinação adequada da capacitância do filtro, deve-se levar em consideração que pequenos valores da capacitância permitem alta regulação da tensão de saída e a corrente no inversor ligeiramente superior à corrente de carga. Em contrapartida, para um valor elevado da capacitância, isso resulta em uma baixa regulação de saída e um grande aumento da corrente do inversor sobre a corrente de carga (Bezerra, 2009) e (Menezes, 2007).

3.2.3 - DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES

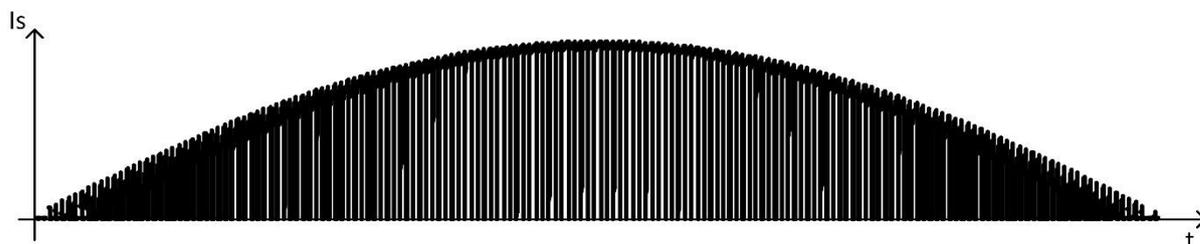
Os interruptores devem ser dimensionados baseados nos valores de corrente eficaz que circula no componente e na máxima tensão que deve ser suportada por seus terminais, no instante em que não há condução.

A corrente eficaz pode ser calculada observando a forma de onda da corrente no interruptor S_1 mostrada na Figura 3.7. Devido a simetria do circuito, o interruptor S_2 apresentará a mesma forma de onda. A forma de onda da corrente foi obtida por simulação tendo como referência o semiciclo positivo da senóide de referência.

Nota-se a existência de uma componente de alta frequência devido a comutação do interruptor e uma de baixa frequência, de formato senoidal e frequência igual à da rede AC.

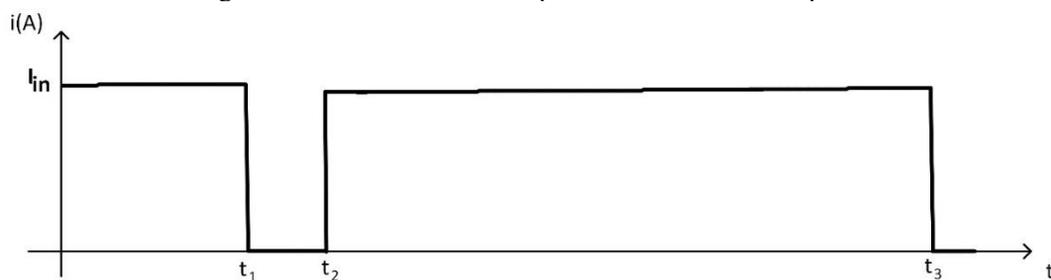
O comportamento da corrente no interruptor, considerando uma fonte de tensão constante na entrada e desprezando as ondulações de corrente é representada na Figura 3.8.

Figura 3.7 – Corrente no interruptor S_1



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 3.8 – Corrente no interruptor S_1 no Conversor Proposto



Fonte: Elaborado pelo autor.

O ciclo de trabalho instantâneo $d(\omega_0 t)$ é dado por:

$$d(\omega_0 t) = \frac{1}{2} [1 + M_a \text{sen}(\omega_0 t)] \quad (3.37)$$

A corrente instantânea através do interruptor ativo pode ser determinada a partir da seguinte expressão:

$$i_S(\omega_0 t) = \frac{4M_a V_{in}}{R_o} \text{sen}(\omega_0 t) \quad (3.38)$$

Assim, é possível definir o comportamento da corrente média instantânea $i_{S(avg)}$ através do interruptor ativo:

$$i_{S(avg)}(\omega_0 t) = d(t) \cdot i_S(\omega_0 t) \quad (3.39)$$

$$\begin{aligned} i_{S(avg)}(\omega_0 t) &= \left[\frac{1}{2} \cdot (1 + M_a \text{sen}(\omega_0 t)) \right] \cdot \left(\frac{4M_a V_{in}}{R_o} \cdot \text{sen}(\omega_0 t) \right) \rightarrow \\ i_{S(avg)}(\omega_0 t) &= \frac{4V_{in} M_a \text{sen}(\omega_0 t) \cdot \left(\frac{M_a \text{sen}(\omega_0 t)}{2} + \frac{1}{2} \right)}{R_o} \rightarrow \\ i_{S(avg)}(\omega_0 t) &= \frac{2M_a V_{in}}{R_o} \cdot (\text{sen}(\omega_0 t) + M_a \text{sen}(\omega_0 t)^2) \end{aligned} \quad (3.40)$$

O valor absoluto da corrente média no interruptor é dado por:

$$\begin{aligned} i_{S(avg)} &= \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi \left[\frac{2M_a V_{in}}{R_o} \cdot (\text{sen}(\omega_0 t) + M_a \text{sen}(\omega_0 t)^2) \right] \cdot d\omega_0 t \rightarrow \\ i_{S(avg)} &= \frac{V_{in} M_a (\pi M_a + 4)}{2\pi R_o} \end{aligned} \quad (3.41)$$

O valor da corrente eficaz instantânea $i_{S(rms)}$ através do interruptor ativo é dada por:

$$i_{S(rms)}(\omega_0 t) = \sqrt{d(\omega_0 t)} \cdot i_S(\omega_0 t) \quad (3.42)$$

$$I_{S(rms)}(\omega_o t) = \left[\sqrt{\frac{1}{2} \cdot (1 + M_a \text{sen}(t))} \right] \cdot \left(\frac{4M_a V_{in}}{R_o} \cdot \text{sen}(\omega_o t) \right) \rightarrow$$

$$I_{S(rms)}(\omega_o t) = \frac{2M_a V_{in} \text{sen}(\omega_o t) \sqrt{2M_a \text{sen}(t) + 2}}{R_o} \quad (3.43)$$

O valor absoluto da corrente eficaz no interruptor é dado por:

$$i_{S(rms)} = \sqrt{\frac{1}{2} [1 + M_a \text{sen}(\omega_o t)]} \cdot \left(\frac{4M_a V_{in}}{R_o} \right) \cdot \text{sen}(\omega_o t) \rightarrow$$

$$i_{S(rms)} = \frac{4M_a V_{in} \text{sen}(\omega_o t) \sqrt{\frac{M_a \text{sen}(\omega_o t)}{2} + \frac{1}{2}}}{R_o} \rightarrow$$

$$i_{S(rms)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{4M_a V_{in} \text{sen}(\omega_o t) \sqrt{\frac{M_a \text{sen}(\omega_o t)}{2} + \frac{1}{2}}}{R_o} \right)^2 \cdot d\omega_o t} \rightarrow$$

$$i_{S(rms)} = \frac{\sqrt{2M_a^2 V_{in}^2 (3\pi + 8M_a)}}{3R_o^2 \sqrt{\pi}} \quad (3.44)$$

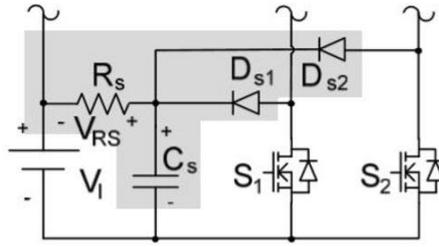
A máxima tensão aplicada sobre os interruptores V_{S_pk} do conversor proposto, desconsiderando a sobretensão ocasionada pela dispersão do autotransformador, será:

$$V_{S1_pk} = V_{S2_pk} = 2V_{in} \quad (3.45)$$

3.2.4 - *SNUBBER* PASSIVO SEMI-REGENERATIVO DESENVOLVIDO

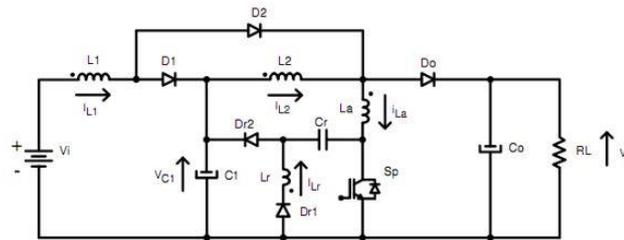
O nível de potência e a frequência de comutação adotados no conversor implicam impreterivelmente altos picos de tensão e corrente, que podem ultrapassar os limites suportáveis pelos componentes semicondutores e aumentar significativamente a potência dissipada em tais elementos. Adicionalmente, o fluxo de dispersão é uma parcela de energia que não é transferida para o secundário do autotransformador e, dessa forma, representa uma perda de energia. Esse fluxo de dispersão (geralmente representado por uma indutância de dispersão) causam elevados picos de tensão sobre os interruptores, nos quais foram utilizados um *snubber* passivo semi-regenerativo, adaptado de Ferreira (2010) conforme Figura 3.9 e (Vilefort, 2016) conforme e Figura 3.10.

Figura 3.9 – Snubber semi-regenerativo.



Fonte: Extraído de Ferreira (2010).

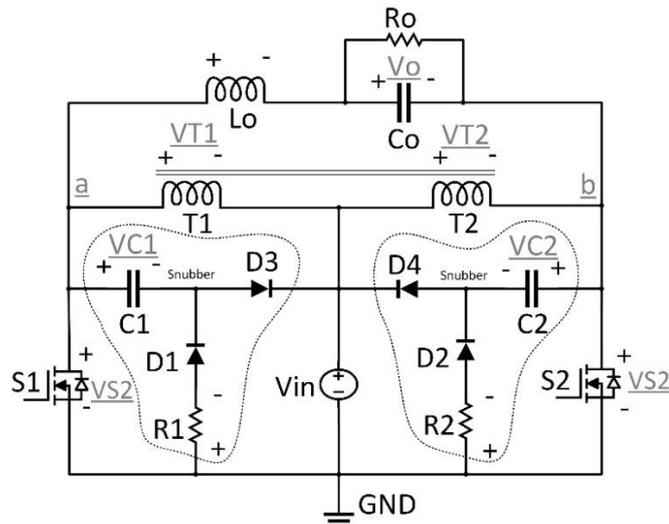
Figura 3.10 – Conversor Boost Quadrático SSS1-QRC-PWM.



Fonte: Extraído de Vilefort (2016).

No intuito de oferecer um caminho alternativo para a corrente causada pela magnetização dos elementos indutivos do circuito e ao mesmo tempo limitar o pico máximo de tensão nos interruptores ativos, foi projetado um *snubber* passivo semi-regenerativo onde a topologia utilizada para coleta de resultados é mostrada na Figura 3.11. Esse circuito auxiliar foi escolhido devido à simplicidade inerente, mas uma possível desvantagem é o fato que a energia perdida no resistor pode afetar a eficiência do conversor. Portanto, boas trocas devem ser feitas entre o pico máximo de tensão e a potência dissipada.

Figura 3.11 – Topologia do conversor com *snubber* passivo semi-regenerativo desenvolvido.

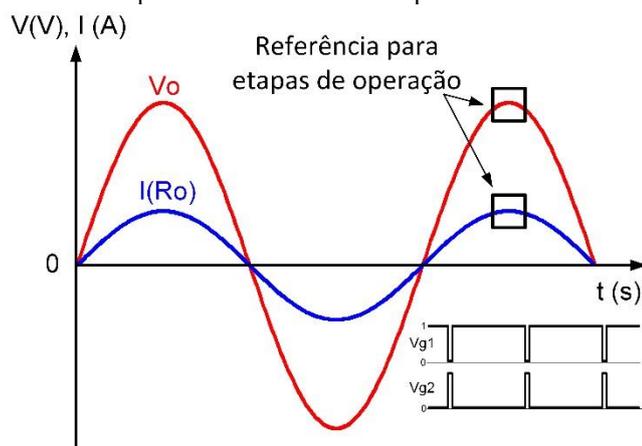


Fonte: Elaborado pelo autor.

O *snubber* é composto de quatro diodos (D_1 , D_3 e D_2 e D_4), dois resistores (R_1 e R_2) e dois capacitores (C_1 e C_2). O intuito foi criar um caminho alternativo para o fluxo de energia reativa com a possibilidade de regenerar parte dela à carga, para melhor eficiência do conversor.

Para esta análise será considerado apenas o semiciclo positivo da onda senoidal de saída, já que o semiciclo negativo se comporta de forma complementar (ou simétrica) a estas etapas de operação, conforme identificado na Figura 3.12.

Figura 3.12 – Referência para análise no semiciclo positivo da onda senoidal de saída.

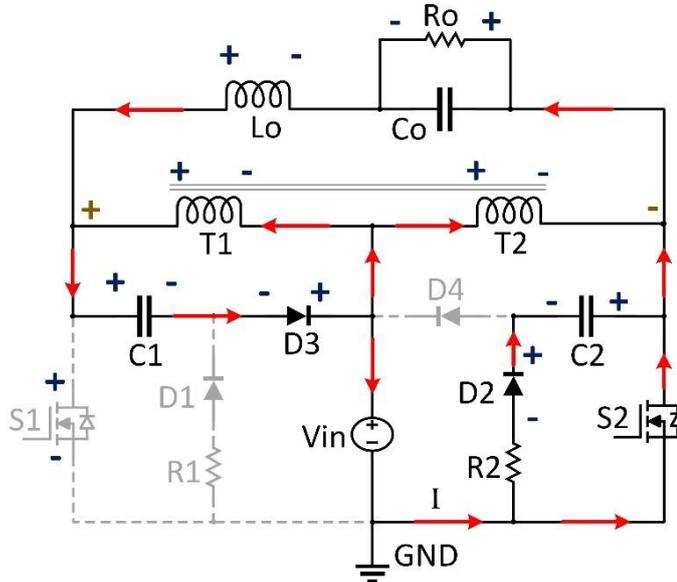


Fonte: Elaborado pelo autor.

Nesse sentido, tem-se as seguintes etapas de operação considerando a ação do *snubber* passivo semi-regenerativo.

Primeiro Estágio (t_0 , t_1): No instante inicial t_0 o interruptor S_1 é bloqueado e S_2 entra em condução, e as correntes fluem conforme a Figura 3.13. Como este inversor tem uma característica indutiva (autotransformador e indutor de filtro) se faz necessário haver um caminho para a transferência da energia armazenada, tanto no indutor quanto nos demais componentes reativos do circuito.

Figura 3.13 – Primeira etapa de operação, semiciclo positivo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

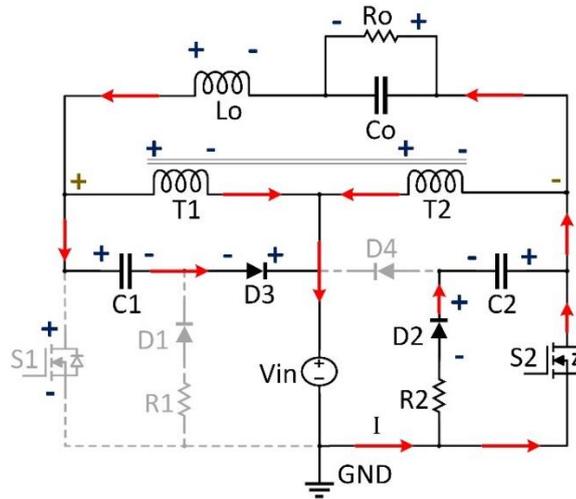
Este caminho é oferecido pelo circuito de *snubber* quando D_3 fica diretamente polarizado, mudando para o estado de condução, permitindo assim que o ramo C_1 e D_3 conduza a corrente de magnetização. Observa-se que o capacitor C_1 (ressonante) permanece carregado com tensão constante e sua polaridade se mantém fixa. Foi escolhido o uso de um capacitor eletrolítico pelo fato de se precisar de um valor de alta capacitância, a fim de absorver melhor a energia provinda da dispersão do autotransformador.

A corrente neste ramo do *snubber* aumenta conforme o aumento da corrente de dispersão no autotransformador. Portanto, para este projeto o autotransformador deverá apresentar dispersão mínima, afim de diminuir a amplitude das correntes conduzidas neste estágio.

Os indutores T_1 e T_2 ficam submetidos à tensão da fonte e logo a corrente através destes indutores aumenta linearmente, ocorrendo o armazenamento de energia. A corrente por eles é dividida igualmente pelos dois enrolamentos do autotransformador.

Nesta primeira análise, grande parte da corrente que vem de pelo diodo D_3 volta a circular pelos indutores T_1 e T_2 , permitindo assim um retorno desta corrente para a carga. Este fluxo de energia continua até que as correntes nos indutores T_1 e T_2 se invertam, conforme mostra a Figura 3.14.

Figura 3.14 – Primeira etapa de operação - inversão de corrente no autotransformador, semiciclo positivo.



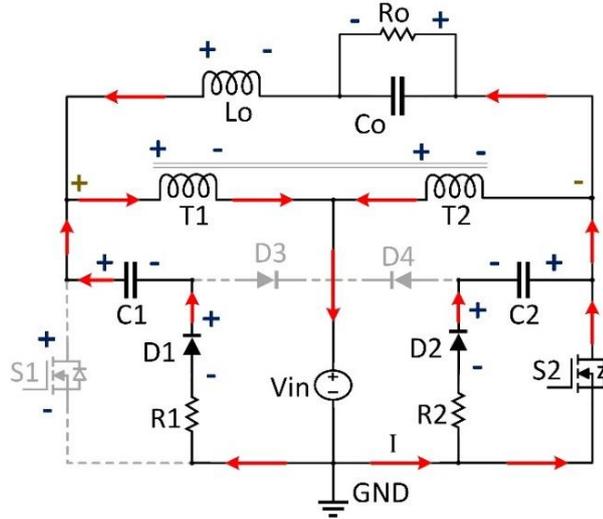
Fonte: Elaborado pelo autor.

Neste instante, as correntes nos indutores T_1 e T_2 se invertem e fluem na sua totalidade para a fonte de alimentação V_{in} . Agora a maior parte da corrente passa pelo interruptor S_2 , e uma pequena corrente circula pelo snubber (R_2 - D_2 - C_2). Dessa forma os picos de tensão foram diminuídos, melhorando o rendimento sobre os interruptores.

A tensão sobre o indutor L_o é invertida para manter a variação do fluxo magnético através do núcleo constante.

Segundo Estágio (t_1, t_2): O interruptor S_2 ainda se mantém em condução enquanto o interruptor S_1 está em bloqueio. A análise está na condição dos diodos do *snubber*, conforme mostra a Figura 3.15. Neste instante o capacitor C_1 já absorveu toda energia reativa diminuindo a corrente que circulava pelo diodo D_3 causando seu bloqueio. Então C_1 começa a se descarregar pelo Indutor T_1 , comportando-se semelhante ao capacitor C_2 . O diodo D_3 entra em bloqueio e o diodo D_1 volta ao estado de condução. Praticamente toda a corrente passa pelo interruptor S_2 , uma vez que a fonte V_{in} continua absorvendo as correntes provenientes dos indutores T_1 e T_2 do autotransformador.

Figura 3.15 – Segunda etapa de operação, semiciclo positivo.

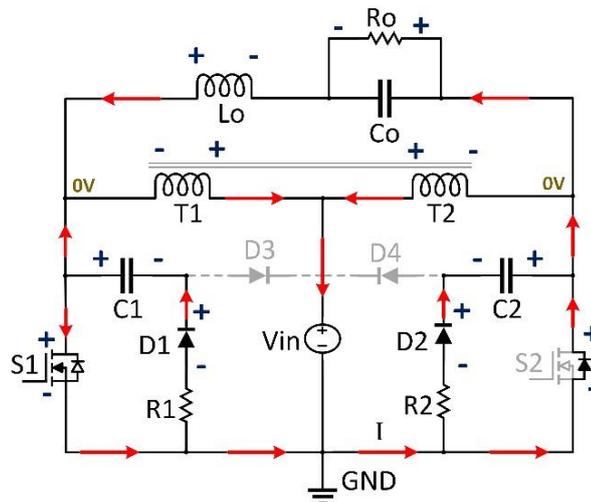


Fonte: Elaborado pelo autor.

Terceiro Estágio (t_2, t_3): O interruptor S_1 é comandado ao estado de condução enquanto que S_2 entra no estado de bloqueio, conforme mostra Figura 3.16. Ainda ocorre a transferência de energia para a fonte V_{in} .

Nesta etapa de funcionamento temos o interruptor S_1 em condução, fazendo com que parte da corrente passe por ele. Como a fonte de alimentação V_{in} ainda está absorvendo corrente, o fluxo natural desta é em sentido ao interruptor S_2 , que se encontra em bloqueio. Sendo assim, o diodo intrínseco do interruptor S_2 permite a passagem do praticamente toda a corrente proveniente do circuito.

Figura 3.16 – Terceira etapa de operação, semiciclo positivo

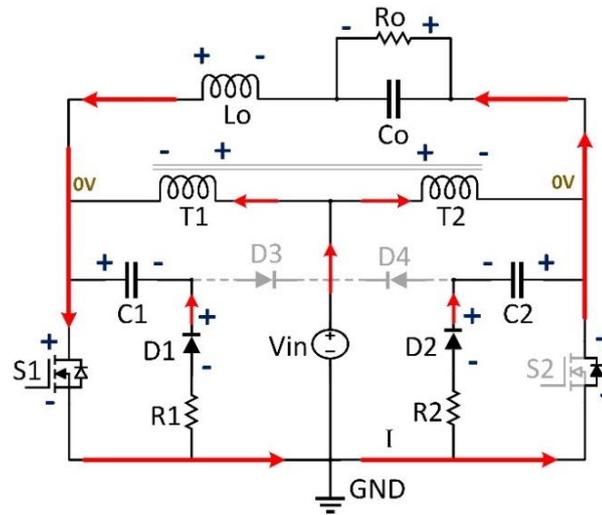


Fonte: Elaborado pelo autor.

Um fato importante é que a tensão sobre o indutor L_{T1} é invertida enquanto a tensão sobre o indutor L_{T2} se mantém. Isso ocorre pelo fato de ambos interruptores (S_1 e S_2) estarem em condução, fazendo com que V_{in} permaneça sobre os indutores do autotransformador ao mesmo tempo, de forma simétrica. Este fato provoca uma tensão de 0 V no ramo do filtro LC que alimenta a carga.

Esta etapa permanece até haver inversão no sentido das correntes no autotransformador, consequentemente a fonte de alimentação V_{in} passa a fornecer energia ao circuito, conforme Figura 3.17.

Figura 3.17 – Terceira etapa de operação - inversão de corrente no autotransformador e na fonte de alimentação, semiciclo positivo.

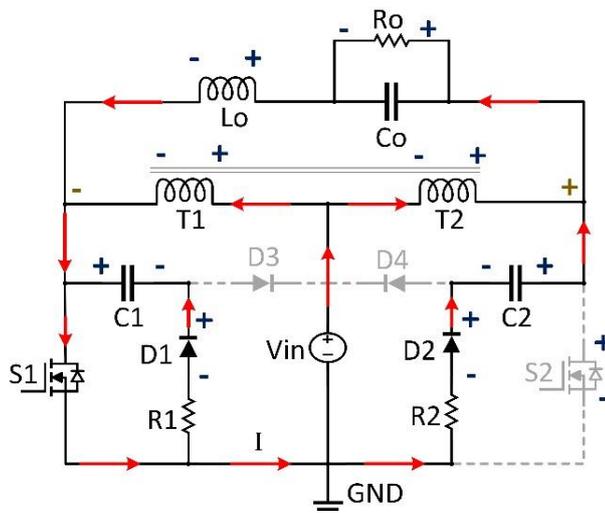


Fonte: Elaborado pelo autor.

Trata-se de um fluxo em roda livre, onde a maior parte da corrente irá fluir por S_1 , S_2 e o ramo da carga, uma vez que a corrente não se inverte instantaneamente. A corrente no interruptor S_2 vai decrescendo até que ele entre no estado de total bloqueio.

Quarto Estágio (t_3 , t_4): Nesta etapa o interruptor S_1 está em condução enquanto o interruptor S_2 está bloqueado, conforme a Figura 3.18. Assim temos a transferência de energia da fonte V_{in} para o circuito. Durante o período ativo do interruptor S_1 , a tensão de entrada V_{in} é aplicada ao indutor L_{T1} do autotransformador de relação 1:1, induzindo uma tensão igual a V_{in} em L_{T2} , porém com polaridade invertida, devido à disposição dos enrolamentos, com intuito de dobrar a tensão no ramo de alimentação da carga.

Figura 3.18 – Quarta etapa de operação, semiciclo positivo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Neste instante a corrente em S_1 será praticamente a mesma corrente fornecida pela fonte V_{in} . Há uma pequena circulação de corrente pelo circuito do snubber devido à diferença de potencial dos elementos do circuito. O Capacitor C_1 se encontra carregado com tensão equivalente à soma das tensões: da fonte V_{in} , da tensão em L_{T1} e as tensões no ramo R_1 e D_1 . Neste instante, D_3 e D_4 se encontram em bloqueio.

Nesse sentido realizou-se uma simulação conforme Figura 3.19, afim de verificar a ação do *snubber* proposto. Assim, foi considerando uma indutância de dispersão máxima de $8 \mu\text{H}$, potência de saída nominal máxima de 250 W . Algumas características foram mantidas ideais afim de perceber a ação do *snubber* proposto com relação à dispersão causada pelo autotransformador.

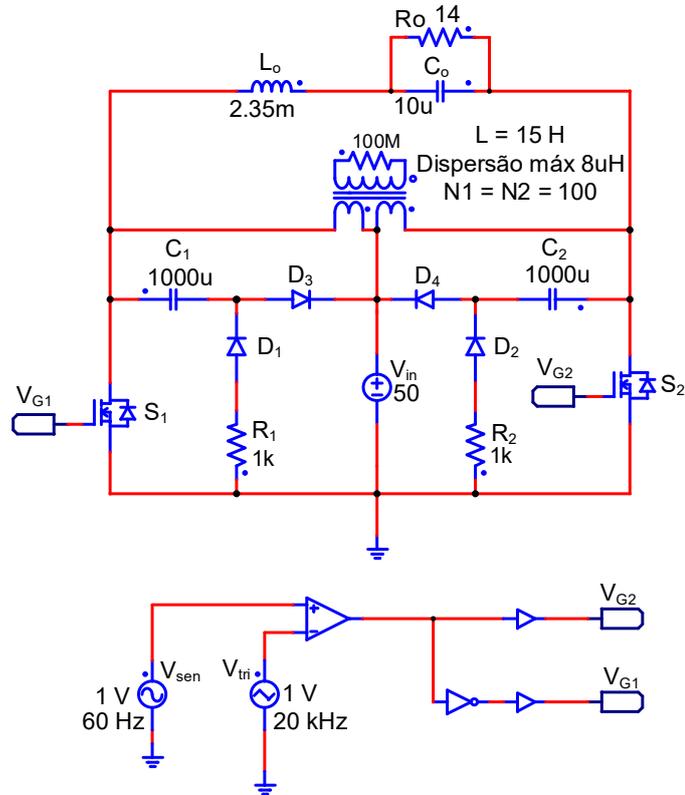
Na Figura 3.20 e Figura 3.21 a seguir é aprestado um comparativo entre as formas de ondas simuladas nos interruptores.

Assim, apresenta-se a Tabela 3.1 onde os dados obtidos foram para um ciclo completo da senóide de saída.

Tabela 3.1 – Valores obtidos por simulação – comparativo entre tensão e corrente média e eficaz nos interruptores S_1 e S_2 .

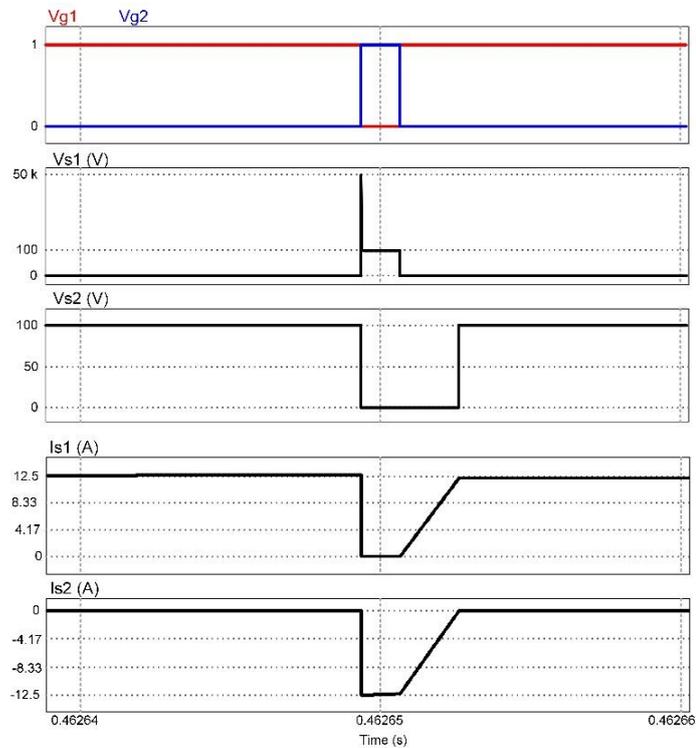
$V_{in} = 50\text{V}$ $R_o = 14 \Omega$ $P_o = 250 \text{ W}$	Com snubber		Sem snubber	
	RMS	Médio	RMS	Médio
V_{S1} (V)	71,80	49,63	128,07	50,70
I_{S1} (A)	5,99	2,84	5,97	2,73
V_{S2} (V)	72,25	50,35	129,74	52,04
I_{S2} (A)	5,98	2,75	5,97	2,56

Figura 3.19 – Circuito simulado para verificar a ação do snubber proposto.



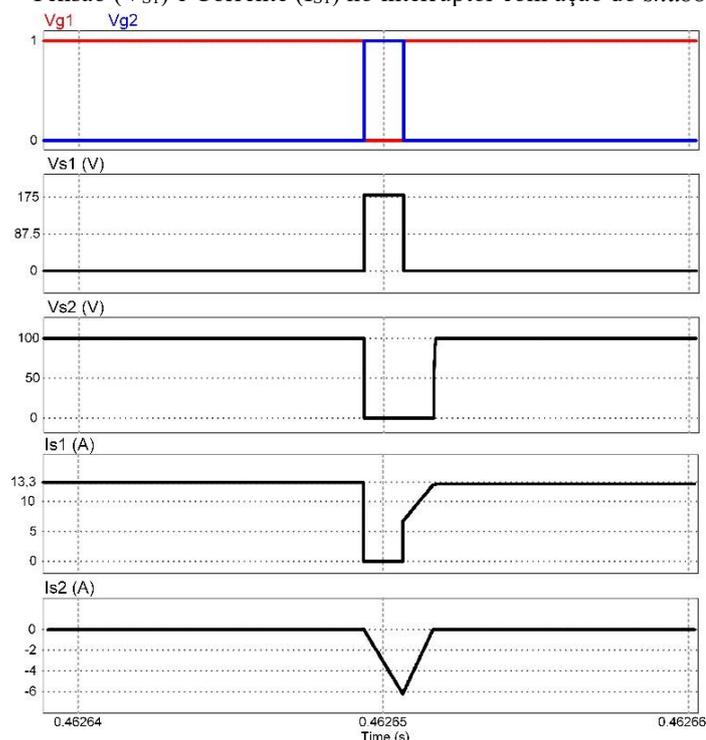
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 3.20 – Tensão (V_{S1} , V_{S2}) e Corrente (I_{S1} , I_{S2}) no interruptor sem ação do *snubber* proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 3.21 – Tensão (V_{S1}) e Corrente (I_{S1}) no interruptor com ação do *snubber* proposto.



Fonte: Próprio Autor

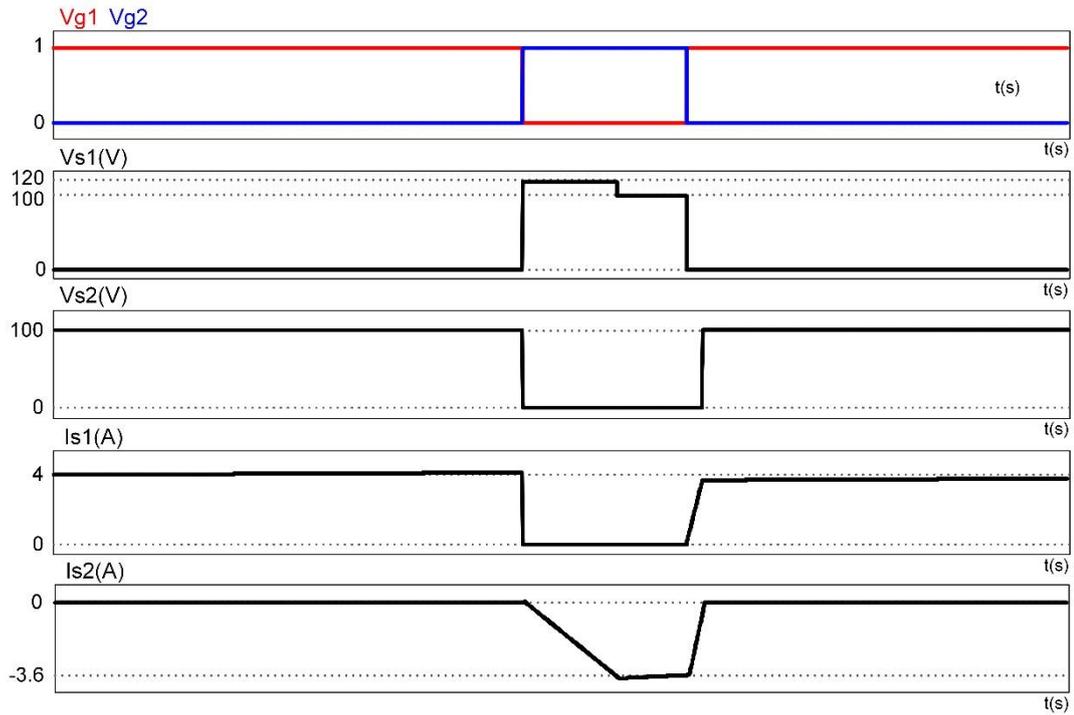
Percebe-se que a tensão eficaz sobre cada interruptor diminui na presença do *snubber* passivo semi-regenerativo por um fator de, aproximadamente, 1,8 vezes. Assim, a perda de energia durante a ação dos interruptores será diminuída, protegendo contra os *spikes* de tensão devido a ação da indutância de dispersão presente no autotransformador.

Portanto, as simulações mostram a contribuição que o *snubber* trouxe ao conversor proposto. Os picos de tensão que ocorrem devido, principalmente, a presença de indutância de dispersão no autotransformador, foram reduzidos, trazendo uma melhor eficiência para o ciclo de trabalho dos interruptores.

Dessa forma iniciou-se o projeto real para a confecção do snubber e coleta de resultados conforme apresentados nesta dissertação.

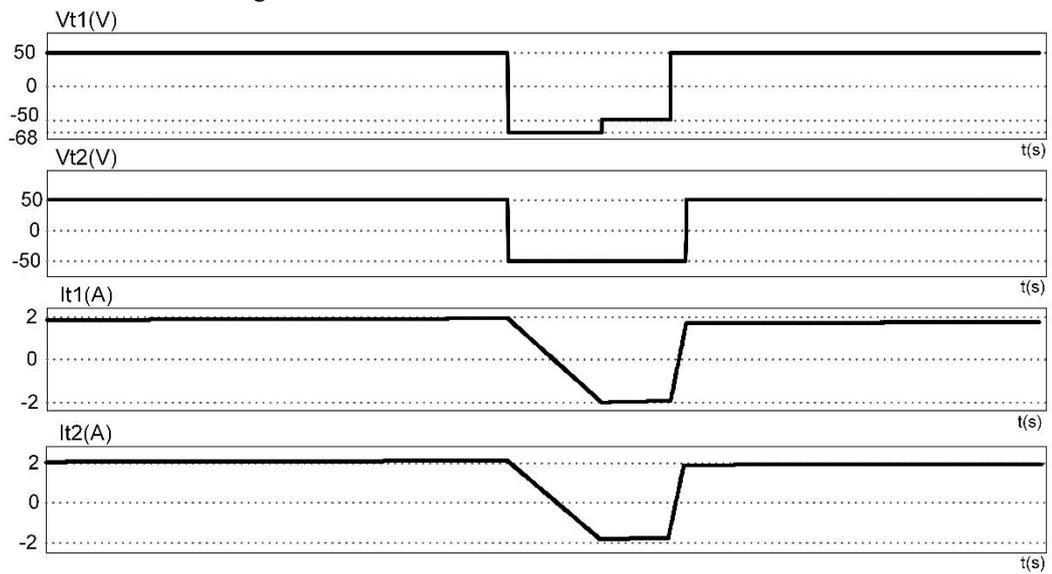
A seguir é mostrado as principais formas de ondas nos elementos do circuito com atuação do *snubber*. A referência para as formas de onda apresentadas está na Figura 3.12 .

Figura 3.22 – Sinal de comando, tensão e corrente nos interruptores.



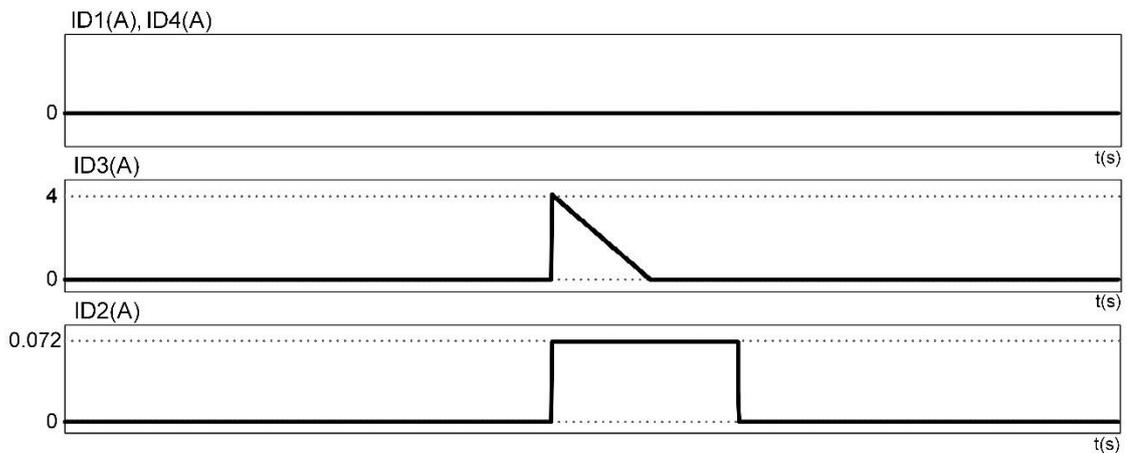
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 3.23 – Tensão e Corrente no autotransformador.



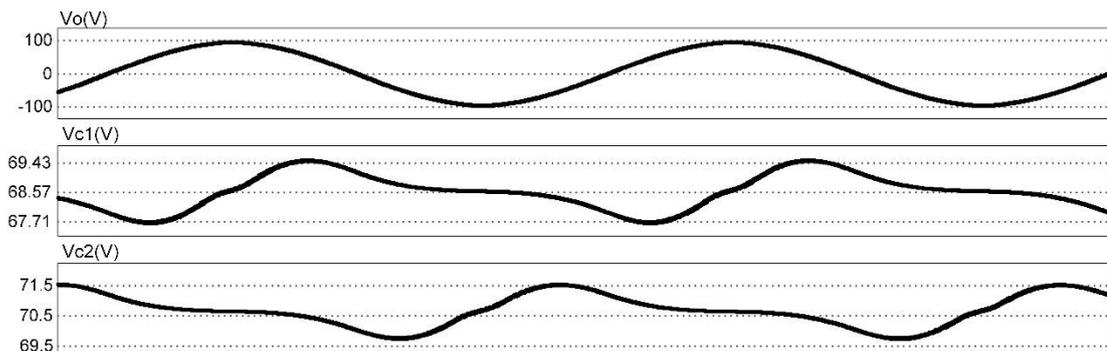
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 3.24 – Corrente nos diodos.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 3.25 – Tensão de Saída e Tensões nos capacitores em baixa frequência.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.2.5 - MODELAGEM DO INVERSOR PROPOSTO

Os conversores estáticos são estruturas cujos circuitos elétricos possuem comportamentos matemáticos não lineares. Dessa forma, modelos de pequenos e grandes sinais e funções de transferência relacionando variáveis de interesse podem ser obtidos a partir de uma representação linearizada em torno de um ponto de operação. Essa metodologia possibilita uma análise rápida do funcionamento do circuito, uma vez que não há a necessidade de se trabalhar com os intervalos de comutação, permitindo descrever o que ocorre tanto para pequenos quanto para grandes sinais.

A estrutura do inversor aqui apresentada possui duas etapas de operação dominantes, sendo a primeira quando o interruptor S_1 está conduzindo e a segunda quando S_2 está

conduzindo. Um modelo preciso de pequeno sinal do inversor proposto pode ser obtido negligenciando as indutâncias de vazamento, a fim de simplificar a análise. Em outras palavras, apenas o primeiro e o terceiro estágio representados na Figura 3.1 (a) e Figura 3.1 (c). Sendo assim, na primeira etapa parte da energia é regenerada para a fonte e na segunda etapa, a fonte fornece energia para a carga.

Analisando-se as etapas de operação dominantes, pode-se escrever as seguintes equações:

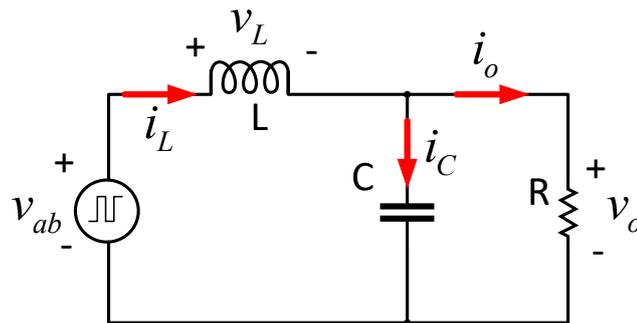
$$1^{\text{a}} \text{ etapa } (0 \leq t \leq d \cdot T) \begin{cases} -v_{ab} + v_{L_o} + v_o = 0 \\ i_{L_o} = i_{C_o} + i_o \\ v_{ab} = 2V_{in} \end{cases} \quad (3.46)$$

$$3^{\text{a}} \text{ etapa } d \cdot T \leq t \leq T \begin{cases} v_{ab} + v_{L_o} + v_o = 0 \\ i_{L_o} = i_{C_o} + i_o \\ v_{ab} = 2V_{in} \end{cases} \quad (3.47)$$

Onde d é o ciclo de trabalho; v_{ab} é a tensão no filtro passa-baixo; v_{L_o} é a tensão através de L_o ; v_o e i_o são a tensão de saída e a corrente de saída, respectivamente; i_{L_o} e i_{C_o} são as correntes através de L_o e C_o , respectivamente.

De (3.46) e (3.47) é possível obter o modelo simplificado mostrado na Figura 3.26 e as equações a seguir.

Figura 3.26– Modelo simplificado do inversor proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Observando-se que somente a tensão de saída V_{ab} é alterada pelo chaveamento, pode-se escrever em termos de valores médios:

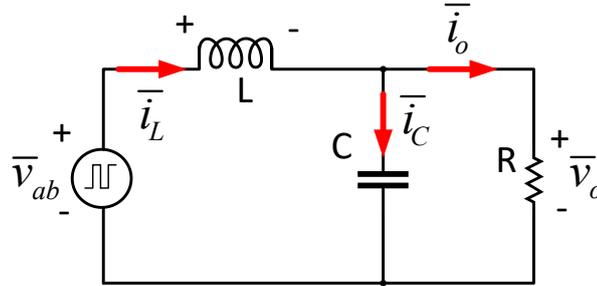
$$\begin{aligned}
\overline{v_{L_o}} &= \frac{1}{T} \int_0^T v_{L_o} dt \quad ; \quad \overline{v_o} = \frac{1}{T} \int_0^T v_o dt \\
\overline{i_{L_o}} &= \frac{1}{T} \int_0^T i_{L_o} dt \quad ; \quad \overline{i_o} = \frac{1}{T} \int_0^T i_o dt \\
\overline{i_{C_o}} &= \frac{1}{T} \int_0^T i_{C_o} dt \quad ; \quad \overline{v_{ab}} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{ab} dt
\end{aligned} \tag{3.48}$$

Onde “ $\overline{\quad}$ ” indica variáveis médias. Nesse sentido, encontra-se:

$$\overline{v_{ab}} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{ab} dt = 2V_{in}d - 2V_{in}(1-d) = 4V_{in} \cdot d - 2V_{in} \tag{3.49}$$

Assim, o circuito para valores médio é mostrado na Figura 3.27, que nos permite encontrar as equações a seguir.

Figura 3.27 – Modelo simplificado do inversor proposto para valores médios.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando-se o circuito da Figura 3.27 tem-se:

$$\overline{v_{L_o}} = L_o \frac{d\overline{i_{L_o}}}{dt} = \overline{v_{ab}} - \overline{v_o} = 4V_{in}d - 2V_{in} - \overline{v_o} \tag{3.50}$$

$$\overline{i_{C_o}} = C_o \frac{d\overline{v_o}}{dt} = \overline{i_{L_o}} - \overline{i_o} = \overline{i_{L_o}} - \frac{\overline{v_o}}{R_o} \tag{3.51}$$

Diferenciando (3.51) em relação ao tempo e substituindo-se em (3.50), tem-se:

$$\begin{aligned}
C_o \frac{d^2 \overline{v_o}}{dt^2} &= \frac{d\overline{i_{L_o}}}{dt} - \frac{1}{R_o} \frac{d\overline{v_o}}{dt} \rightarrow L_o \cdot C_o \cdot \frac{d^2 \overline{v_o}}{dt^2} = L_o \frac{d\overline{i_{L_o}}}{dt} - \frac{L_o}{R_o} \frac{d\overline{v_o}}{dt} \rightarrow \\
L_o \cdot C_o \cdot \frac{d^2 \overline{v_o}}{dt^2} + \frac{L_o}{R_o} \frac{d\overline{v_o}}{dt} &= 4V_{in}d - 2V_{in} - \overline{v_o} \rightarrow \\
L_o \cdot C_o \cdot \frac{d^2 \overline{v_o}}{dt^2} + \frac{L_o}{R_o} \frac{d\overline{v_o}}{dt} &= 4V_{in}d - 2 \cdot V_{in} - \overline{v_o}
\end{aligned} \tag{3.52}$$

A linearização da equação (3.52) em torno de um ponto de operação específico fornece:

$$\overbrace{L_o C_o \cdot \frac{d^2 V_o}{dt^2}}^0 + \overbrace{\frac{L_o}{R_o} \frac{dV_o}{dt}}^0 + V_o = 4V_{in}D - 2V_{in} \rightarrow V_o = 2V_{in}(2D-1) \rightarrow$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = 2(2D-1)$$
(3.53)

Perturbações de pequenos sinais podem ser aplicadas à tensão de saída e ao ciclo de trabalho, respectivamente:

$$\begin{cases} \bar{v}_o = V_o + \hat{v}_o \\ \bar{d} = D + \hat{d} \end{cases}$$
(3.54)

Substituindo (3.53) em (3.49) tem-se:

$$L \cdot C \cdot \frac{d^2(V_o + \hat{v}_o)}{dt^2} + \frac{L}{R} \cdot \frac{d(V_o + \hat{v}_o)}{dt} + (V_o + \hat{v}_o) = 4 \cdot V_{in} \cdot (D + \hat{d}) - 2 \cdot V_{in} \rightarrow$$

$$L \cdot C \cdot \frac{d^2 \hat{v}_o}{dt^2} + \frac{L}{R} \cdot \frac{d \hat{v}_o}{dt} + V_o + \hat{v}_o = 4 \cdot V_{in} \cdot D + 4 \cdot V_{in} \cdot \hat{d} - 2 \cdot V_{in}$$
(3.55)

É possível reescrever a equação (3.55) considerando apenas os termos AC como:

$$L_o C_o \frac{d^2 \hat{v}_o}{dt^2} + \frac{L_o}{R_o} \frac{d \hat{v}_o}{dt} + \hat{v}_o = 4V_i \hat{d}$$
(3.56)

Aplicando-se a conversão de Laplace em (3.56), e manipulando a expressão resultante, é possível obter a função de transferência de controle para a saída:

$$G(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\frac{4V_i}{L_o C_o}}{s^2 + \frac{1}{R_o C_o} \cdot s + \frac{1}{L_o C_o}}$$
(3.57)

Para validar o modelo para pequenos sinais, a varredura CA foi realizada usando o software PSIM[®], considerando $V_{in} = 35$ V, $V_{o1_pk} = 70$ V, $f_o = 60$ Hz, $R_o = 30$ Ω , $L_o = 4,58$ mH, $C_o = 2$ μ F, $f_s = 20$ kHz, que correspondem às mesmas especificações usadas no projeto do protótipo experimental.

Considerando ainda que a pior situação para o sistema de controle é quando o inversor está operando a vazio (R_o tende a um valor infinito) pode-se reescrever a equação (3.57) como:

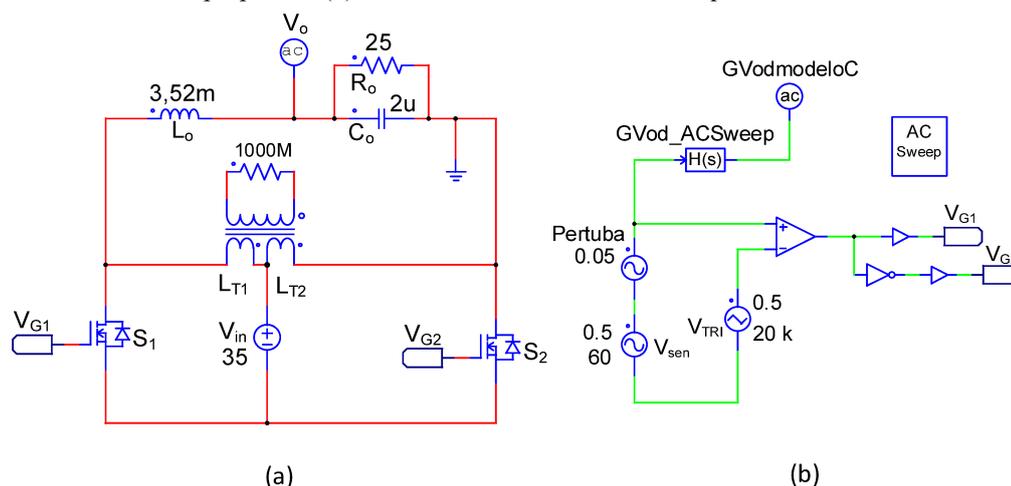
$$G(s) = \frac{\frac{4V_{in}}{L_o C_o}}{s^2 + \frac{1}{L_o C_o}}$$
(3.58)

A equação (3.58) traz que um controlador poderá ser projetado e este deverá ser propriamente ajustado, mas sua implementação não faz parte do escopo dessa dissertação.

3.2.5.1 - VALIDAÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA POR SIMULAÇÃO

É importante saber se a planta encontrada é válida. Assim, o *software* PSIM[®] pode ser usado para realizar a varredura em frequência do conversor e da função de transferência que o representa a partir de uma perturbação alocada convenientemente. Neste caso, o modelo apresentado é válido somente para a perturbação na razão cíclica. Assim, é possível obter os diagramas de bode da planta e do conversor. A Figura 3.28 mostra os circuitos implementados para realizar a validação.

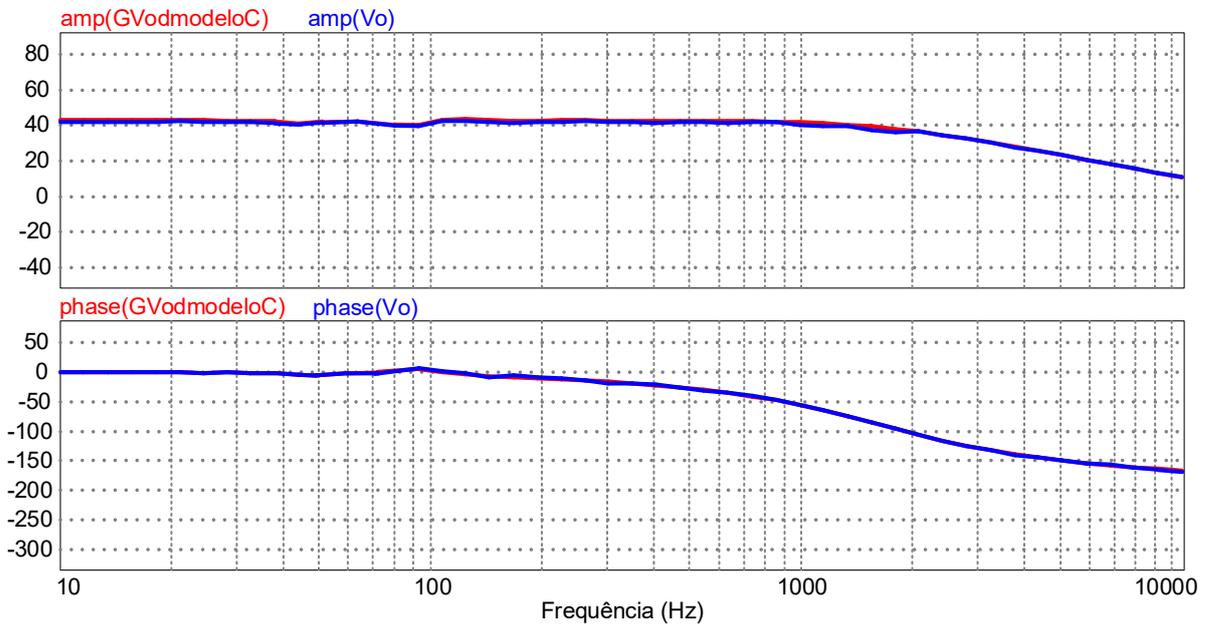
Figura 3.28 – Circuitos simulados no software PSIM[®] para análise da resposta em frequência: (a) conversor proposto e (b) circuito de comando e modelo equivalente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As especificações partiram de um modelo ideal de funcionamento para garantir a operação na condição em que as plantas foram modeladas. Para realizar a validação, foi inserida uma fonte senoidal (Pertuba) na forma de uma pequena perturbação associada à razão cíclica. Na Figura 3.29, tem-se os diagramas de Bode do conversor (V_o) e do modelo (GVomodeloC), os quais se encontram aproximadamente sobrepostos. Deve-se ainda ressaltar que a representação do modelo é válida até a metade da frequência de comutação. Os parâmetros utilizados são mostrados na Figura 3.28.

Figura 3.29 – Comparação da resposta em frequência do inversor proposto e do modelo correspondente em termos da função de transferência entre os gráficos de tensão por razão cíclica gerada pelo bloco *s-domain Transfer Function*, e gerado pelo circuito de potência.

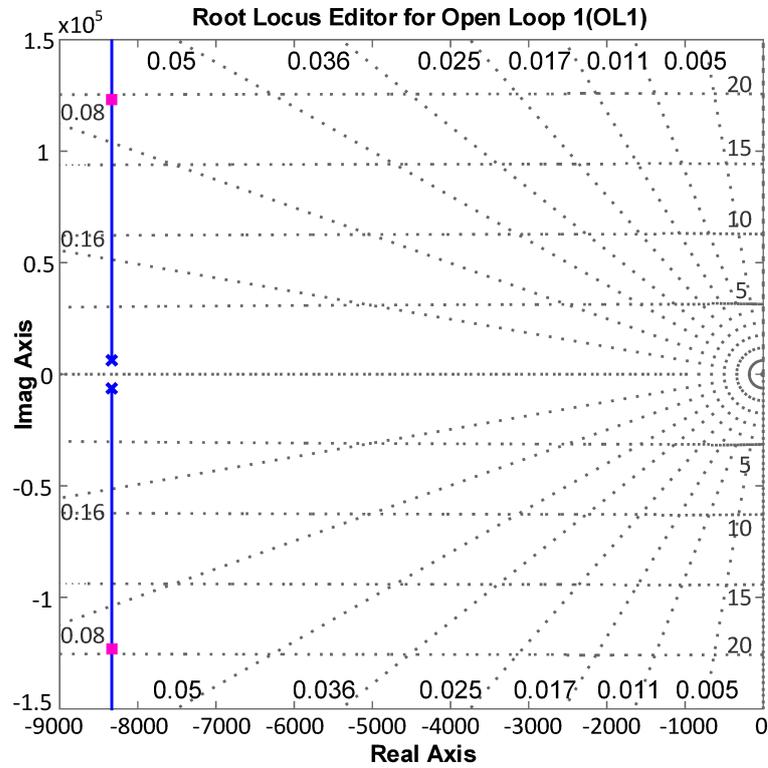


Fonte: Elaborado pelo autor.

De acordo com a Figura 3.29, os gráficos de Bode da função de transferência de controle para saída representada pela equação (3.53) e o conversor estão quase sobrepostos, demonstrando assim a precisão do modelo derivado.

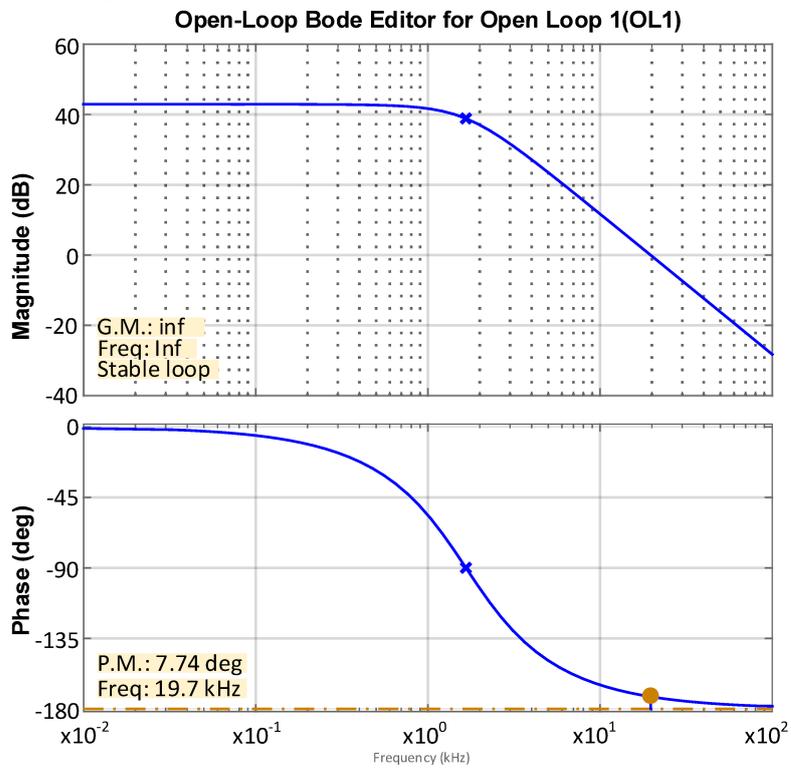
A Figura 3.30, Figura 3.31 e a Figura 3.32 mostram o lugar das raízes, a resposta em frequência e a resposta ao degrau respectivamente, obtidos no *software* Matlab[®]. Esta planta apresenta um par de polos complexos conjugados com parte real negativa, sendo assim um sistema estável. O sistema se estabiliza relativamente rápido, pois seus polos estão afastados do eixo imaginário, caracterizando-se como um sistema subamortecido, porém com uma resposta de baixa oscilação. Pensando-se na estabilidade do sistema em malha aberta, esta fica garantida, pois para entradas do tipo degrau, que são limitadas, a saída também será limitada.

Figura 3.30 – Lugar das raízes do inversor proposto.



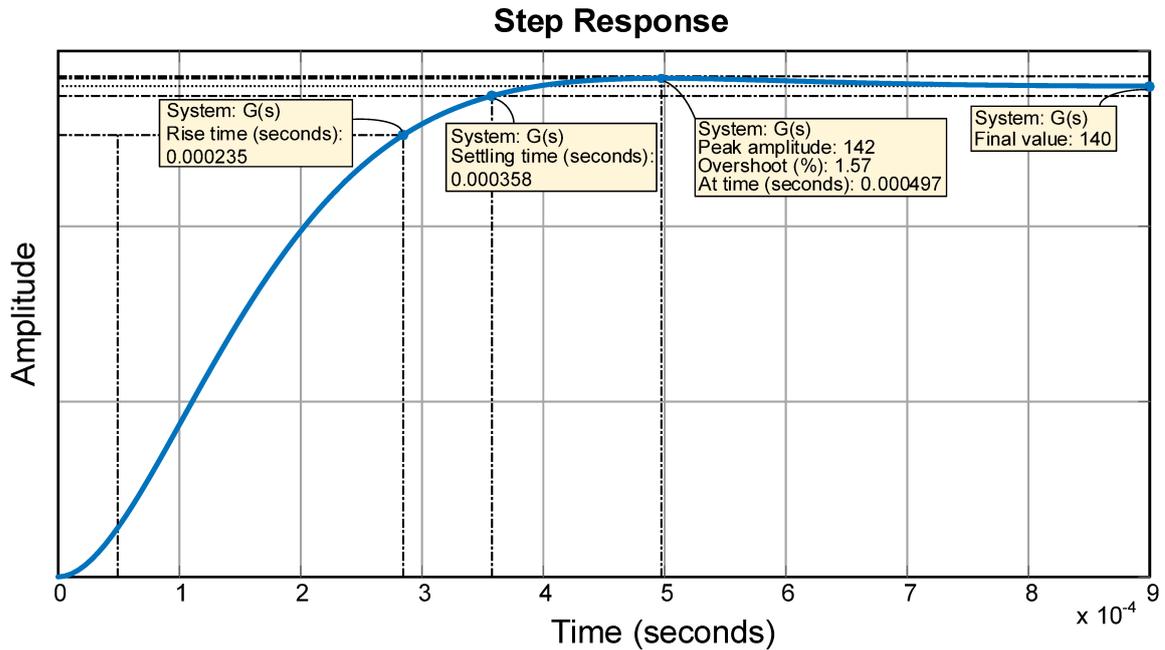
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 3.31 – Resposta em frequência do inversor proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 3.32 – Resposta ao degrau do sistema em malha aberta.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Esse capítulo apresentou as análises quantitativa e qualitativa do Inversor Push-Pull não Isolado com Autotransformador. Consta-se que a estrutura opera em modo elevador de tensão, sendo possível um ajuste na tensão de saída através do índice de modulação, imposto pelo acionamento SPWM dos interruptores.

Na saída do inversor de tensão, emprega-se um filtro passa-baixo LC projetado para obter uma forma de onda aproximadamente senoidal.

A partir dessa topologia, desenvolve-se as etapas de operação e circuitos equivalentes que a representam, empregando somente leis básicas associadas a circuitos elétricos e magnéticos.

Descrevem-se ainda as principais formas de onda de tensão e corrente pertinentes a diversos elementos que compõem o estágio de potência do conversor. Dessa forma, realiza-se uma análise quantitativa no intuito de estabelecer um roteiro de projeto que permite dimensionar adequadamente todos os elementos passivos e semicondutores.

A função de transferência do circuito foi apresentada e validada por simulação, inclusive as respostas do circuito em malha aberta.

Por fim, trouxe uma comparação entre os conversores mostrando que o inversor proposto tem potencial de aplicação e desenvolvimento no intuito de se obter maiores potências através

da elevação da tensão de saída.

Porém, deve-se atentar aos esforços de tensão consideravelmente altos nos interruptores, sendo esta uma desvantagem intrínseca a nova proposta. Nesse sentido desenvolveu-se um *snubber* semi-regenerativo, visando à criação de topologias de conversores integrados com número reduzido de interruptores ativos.

CAPÍTULO 4: ROTEIRO DE PROJETO

4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAS

Este capítulo apresenta em exemplo de projeto do inversor proposto para um ponto de operação específico. Os cálculos são desenvolvidos detalhadamente, visando dimensionar de forma adequada os elementos do estágio de potência do conversor CC-CA proposto, cujo principal objetivo é a prova de conceito da topologia proposta, comprovando sua viabilidade e atuação como dobrador de tensão no filtro LC de saída.

4.2 - ESPECIFICAÇÕES DO INVERSOR PROPOSTO

A seguir são indicadas as especificações e as considerações de projeto do inversor *push-pull* não isolado com autotransformador.

Especificações do Projeto:

- $V_{in} = 35 \text{ V}$ Tensão de entrada CC.
 - $V_{o_pk} = 70 \text{ V}$ Tensão de pico de saída CA.
 - $V_{LT1} = V_{LT2} = 35 \text{ V}$ Tensão nos indutores do autotransformador.
 - $I_{LT1} = I_{LT2} = 3 \text{ A}$ Corrente máxima em cada indutor.
 - $V_{o (rms)} = 49,50 \text{ V}$ Tensão de saída CA eficaz.
 - $P_o = 100 \text{ W}$ Potência de saída nominal.
 - $I_o (rms) = 2,02 \text{ A}$ Corrente de carga na máxima potência
 - $f_s = 20 \text{ kHz}$ Frequência de comutação dos interruptores
 - $f_c = 2,0 \text{ kHz}$ Frequência de corte projetada para o filtro de saída LC
 - $\cos(\phi) = 1$ Fator de potência
 - $\zeta = 0,9$ Fator de amortecimento do filtro
 - $\eta = 92\%$ Rendimento teórico.
 - $B_{max} = 0,25 \text{ T}$ Densidade de fluxo magnético.
 - $J_{max} = 350 \text{ A/cm}^2$ Densidade de corrente.
 - $K_u = 0,4$ Fator de utilização da janela do núcleo.
 - $K_t = 1$ Fator de topologia.
-

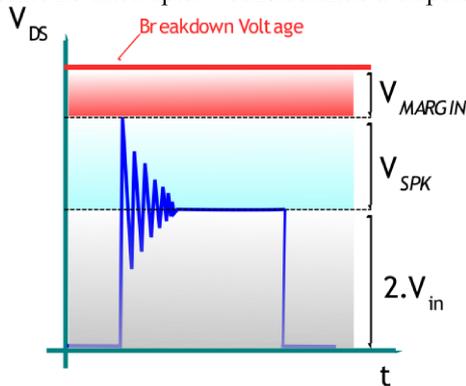
- $K_p = 0,41$ fator de utilização do primário.
- $\rho_{cu} = 1,7241 \times 10^{-8}$ resistividade elétrica do cobre.
- $\mu_o = 4\pi \times 10^{-7}$ permeabilidade magnética do ar.
- $\mu_r = 1$ permeabilidade relativa do condutor de cobre

4.3 - ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS INTERRUPTORES

Os esforços de tensão nos interruptores é dada equação (3.45) porém, por questão de segurança, foi levado em conta a sobretensão ocasionada pela dispersão do transformador (V_{s_pk}) e uma tensão de margem de segurança (V_{margin}), conforme Figura 4.1. Nesse sentido adotou-se $V_{s_pk} = 2V_{in}$ como o valor de sobretensão de pico máxima ao qual o interruptor estará submetido, e uma tensão para margem de segurança de 100V. Logo, considerando o exposto, tem-se:

$$\begin{aligned}
 V_{S1_pk} = V_{S2_pk} &= 2V_{in} + V_{s_pk} + V_{margin} \\
 V_{S1_pk} = V_{S2_pk} &= 2(35) + 2(35) + 100 \\
 V_{S1_pk} = V_{S2_pk} &= 240 \text{ V}
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

Figura 4.1 – Tensão presente no interruptor - considerando a dispersão do autotransformador.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Os esforços de corrente definidas em termos de valor médio e corrente eficaz através do interruptor são dadas pelas equações (3.41) e (3.46). O dimensionamento considerou a situação de maior dissipação de potência sobre o interruptor ($M_a = 1$ e $R_o = 24,5 \Omega$) e, adicionalmente, esta dissipação permanecendo sobre o interruptor o tempo todo. Assim, temos:

$$i_{S(avg)} = \frac{V_{in} M_a (\pi M_a + 4)}{2\pi R_o} = \frac{35 \cdot 1 \cdot (3,14 \cdot 1 + 4)}{2 \cdot 3,14 \cdot 24,5} = 1,63 \text{ A}
 \tag{4.2}$$

$$i_{S(rms)} = \frac{\sqrt{\frac{2M_a^2 V_{in}^2 (3\pi + 8M_a)}{3R_o^2}}}{\sqrt{\pi}} = \frac{\sqrt{\frac{2 \cdot 1^2 \cdot 35^2 \cdot (3 \cdot 3,14 + 8 \cdot 1)}{3 \cdot 24,5^2}}}{\sqrt{3,14}} = 2,75 \text{ A} \quad (4.3)$$

Os interruptores devem ser dimensionados baseados nos valores de corrente eficaz que circula no componente e na máxima tensão que deve ser suportada por seus terminais, no instante em que não há condução. Assim, foi escolhido o *Power Mosfet* com as seguintes características: *N-channel* 500 V, 0,08 Ω *typ.*, 45A, STW45NM50, estando este disponível em laboratório.

4.4 - PROJETO DO AUTOTRANSFORMADOR

O autotransformador deve ser projetado considerando que a corrente de magnetização é desprezível em relação à corrente de carga (Bascopé e Barbi, 2000; Bascopé, 2001) e a relação de transformação adotada é unitária, sendo que o transformador processa 100% da potência da carga e é projetado de maneira semelhante ao transformador de um conversor ponte completa convencional (*full-bridge*). Logo, tem-se a seguinte expressão:

$$A_e A_w = \frac{P_o}{k_t \cdot k_u \cdot k_p \cdot J_{m\acute{a}x} \cdot B_{m\acute{a}x} \cdot f_s} \cdot 10^4 \text{ cm}^4 \quad (4.4)$$

Sendo $P_o = 160$ W a potência máxima projetada para operação do autotransformador.

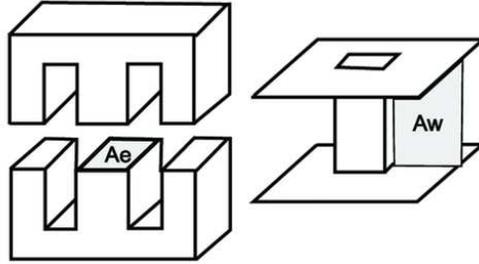
Assim, substituindo todos os parâmetros pertinentes em (4.4) obtém-se $A_e A_w = 5,57 \text{ cm}^4$, o que leva à escolha do núcleo toroidal: NEE-42/21/20 Thornton ($A_e = 2,4 \text{ cm}^2$, $A_w = 2,56 \text{ cm}^2$, $A_e A_w = 6,15 \text{ cm}^4$), conforme Figura 4.2.

O número de espiras N_T para os enrolamentos do autotransformador com relação de transformação unitária é:

$$N_T = \frac{\frac{V_{o_pk}}{2}}{4 \cdot A_e \cdot B_{\max} \cdot f_s} \cdot 10^4 \quad (4.5)$$

A partir da substituição dos devidos parâmetros em (4.5), obtém-se $N_T = 8$ espiras para cada enrolamento.

Figura 4.2 – Representação de um núcleo do tipo EE.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Como a corrente no autotransformador apresenta uma ondulação em alta frequência, deve-se considerar o efeito pelicular. Assim, com a expressão (4.6), calcula-se o máximo diâmetro do fio que poderá ser usado nos enrolamentos do autotrafo no intuito de minimizar o efeito pelicular.

$$d_f = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho_{cu}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \mu_o \cdot \mu_r}} = \sqrt{\frac{2 \cdot (1,72 \cdot 10^{-8})}{2 \pi \cdot (20 \cdot 10^3) \cdot (4 \pi \cdot 10^{-7}) \cdot (1)}} = \quad (4.6)$$

$$d_f = 0,00046673 \text{ m} = 0,47 \text{ mm}$$

Para o projeto do autotransformador, é escolhido o fio de cobre esmaltado 24 AWG com as seguintes características:

- $d_{AWG} = 0,511 \text{ [mm]}$ – diâmetro do fio sem isolamento;
- $S_{AWG} = 0,205 \text{ [mm}^2\text{]}$ – seção transversal do fio sem isolamento;
- $S_{AWG_isol} = 0,2586 \text{ [mm}^2\text{]}$ – seção transversal do fio com isolamento;

O diâmetro do condutor 24 AWG é maior que o diâmetro limite aceitável para evitar o efeito pelicular, sendo utilizado devido a sua boa resistência mecânica.

Com a expressão (4.7) é calculada a seção total do condutor a ser utilizado nos enrolamentos do autotransformador.

$$S_T = \frac{I_{LT1}}{J_{\max}} = \frac{3}{350} = 0,008571 \text{ cm}^2 = 0,8571 \text{ mm}^2 \quad (4.7)$$

O número de fios em paralelo para cada enrolamento é calculado pela expressão (4.8) utilizando a seção do fio sem isolamento.

$$n_T = \frac{S_T}{S_{AWG}} = \frac{0,8571}{0,205} = 5 \text{ fios} \quad (4.8)$$

Para que a execução seja factível, o valor calculado para o fator de utilização k_{uT} deve ser

menor que k_u , sendo dado por:

$$k_{uT} = \frac{2n_T N_T S_{AWG_isol}}{A_w} = \frac{2 \cdot 5 \cdot 8 \cdot 0,2586}{2,56} = 8,1 \% \quad (4.9)$$

Portanto, como nesse caso $k_u < k_{uT}$, o projeto físico do autotransformador pode ser perfeitamente executado segundo as especificações anteriores.

Deve-se levar em conta a máxima redução da indutância de dispersão e segundo Silva (2007) a solução é através do melhor acoplamento magnético possível entre os enrolamentos, o que depende da construção do transformador.

4.5 - PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA

O filtro de saída tem a função de retirar as componentes de frequência diferente da frequência fundamental da tensão de saída, de forma que a tensão fornecida à carga seja a mais senoidal possível, ou seja, com baixa DHT. A seguir é realizado o projeto desse filtro.

4.5.1 - ESCOLHA DO CAPACITOR DO FILTRO DE SAÍDA

Conforme as especificações de projeto anterior, utilizou-se as seguintes equações para o cálculo do capacitor de filtro.

A carga resistiva é calculada então por (3.33):

$$R_o = \frac{(49,50)^2}{(100)} \cdot 1 = 24,5 \ \Omega \quad (4.10)$$

O capacitor de filtro é calculado por (3.35):

$$C_o = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot (0,9) \cdot (2000) \cdot (24,5)} = 1,80 \ \mu\text{F} \quad (4.11)$$

Considerando que a frequência portadora é muito maior que a frequência do modulador, é possível escolher $f_c = f_s / 10$ como uma estimativa conservadora, onde f_s é a frequência de comutação.

4.5.2 - PROJETO DO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA

O indutor de filtro pode ser calculado por (3.36):

$$L_o = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 2000)^2 \cdot (1,8 \times 10^{-6})} = 3,52 \text{ mH} \quad (4.12)$$

Segue o projeto do indutor de filtro, leva-se em conta que seu dimensionamento será ligeiramente maior a que realmente será submetido, afim de obter um fator de segurança e evitar aquecimento excessivo.

Seguindo o modelo de projeto disponível em Barbi *et al.*(2002) e considerando as seguintes especificações:

$L_o = 3,52 \text{ mH}$	Indutância calculada para o filtro.
$I_{o_pk} = 5,0 \text{ A}$	Corrente máxima.
$I_{(rms)} = 3,54 \text{ A}$	Corrente eficaz.
$f_s = 20 \text{ kHz}$	Frequência submetida no indutor.
$J_{max} = 350 \text{ A/cm}^2$	Densidade de corrente.
$B_{max} = 0,3 \text{ T}$	Densidade de Fluxo.
$K_u = 0,7$	Fator de utilização da janela do núcleo.

Escolha do núcleo, onde a área da seção transversal do núcleo, denominada A_e , e a área da janela, denominada A_w , são fatores importantes no projeto físico de magnéticos. Logo, tem-se a seguinte expressão:

$$A_e A_w = \frac{L_o \cdot I_{o_pk} \cdot I_{(rms)}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} \cdot 10^4 \text{ cm}^4 \quad (4.13)$$

Assim, substituindo todos os parâmetros pertinentes em (4.13), obtém-se $A_e A_w = 8,48 \text{ cm}^4$, o que leva à escolha do núcleo NEE-65/33/26, o qual possui $A_e = 5,32 \text{ cm}^2$, $A_w = 3,70 \text{ cm}^2$, portanto $A_e A_w = 19,68 \text{ cm}^4$.

Para o cálculo do número de espiras tem-se:

$$N_T = \frac{L_o \cdot I_{o_pk}}{B_{max} \cdot A_e} \cdot 10^4 \quad (4.14)$$

Substituindo todos os parâmetros pertinentes em (4.14), obtém-se $N_L = 111$ espiras.

O entreferro pode ser definido como:

$$l_g = \frac{N_T^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_o} \cdot 10^{-2} \text{ cm} \quad (4.15)$$

Onde a constante de campo magnético vale: $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$.

Substituindo todos os parâmetros pertinentes em (4.15) encontra-se $l_g = 0.234 \text{ cm}$.

Como o indutor é projetado para operar em uma alta frequência f_s , deve-se considerar o efeito pelicular que limita a área máxima do condutor a ser empregado. Logo, o diâmetro de cada condutor deve ser obrigatoriamente menor do que o dobro da profundidade de penetração Δ :

$$2\Delta = \frac{2 \cdot 7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{2 \cdot 7,5}{\sqrt{20000}} = 0,106 \text{ m} \quad (4.16)$$

A seção do condutor a ser utilizado nos enrolamentos do indutor é dada por:

$$S_T = \frac{I_{(rms)}}{J_{\max}} = \frac{(3,54)}{(350)} = 0,0101 \text{ cm}^2 \quad (4.17)$$

Nesse caso, adota-se o condutor AWG22, sendo que o diâmetro é $d_{AWG} = 0,0643 \text{ cm}$, a área da seção transversal é $S_{AWG} = 0,00325 \text{ cm}^2$.

O número de condutores entrelaçados em paralelo é:

$$n_T = \frac{S_T}{S_{AWG}} = \frac{(0,0101)}{(0,00325)} = 3,11 \therefore 4 \text{ condutores} \quad (4.18)$$

Para que a execução seja factível, o valor calculado para o fator de utilização k_{uT} deve ser menor que k_u , sendo dado por:

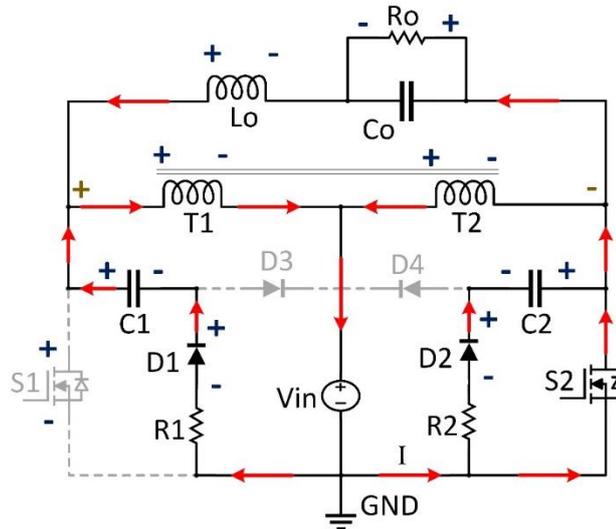
$$k_{uT} = \frac{N_T \cdot n_T \cdot S_{AWG}}{A_w} = \frac{(111) \cdot (4) \cdot (0,00325)}{3,70} = 0,39 \quad (4.19)$$

Portanto, como nesse caso $k_w < k_{wT}$, o projeto físico do indutor L_o pode ser perfeitamente executado segundo as especificações anteriores.

4.6 - PROJETO DO *SNUBBER*

Algumas figuras já apresentadas serão reproduzidas aqui para melhor compreensão do projeto. Com base na Figura 4.3 pode-se obter as análises para o correto dimensionamento dos componentes do *snubber* semi-regenerativo.

Figura 4.3 – Segunda etapa de operação, semiciclo positivo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

4.6.1 - PROJETO DOS CAPACITORES DO *SNUBBER* – C₁ E C₂

A Figura 4.3 traz a etapa que carrega o capacitor C₁ com a máxima tensão de operação.

Assim, considerando o diodo D₁ ideal ($V_{D1}=0$):

$$V_{in} + V_{T1} - V_{C1} + V_{R1} = 0 \quad (4.20)$$

Mas:

$$V_{T1} = V_{in} \quad (4.21)$$

Portanto:

$$V_{C1} = 2 \cdot V_{in} + V_{R1} \quad (4.22)$$

Onde V_{R1} corresponde ao pico de tensão máximo permitido no comutador.

Nesse instante a maior parte da corrente está direcionada ao interruptor S₂, sendo que uma parcela praticamente desprezível da corrente está direcionada ao resistor R₁.

Considerando V_{R1} com, no máximo, 20% da tensão da fonte de alimentação, logo tem-se:

$$V_{R1} = 0,2 \cdot V_{in} \quad (4.23)$$

Dessa forma, a tensão máxima para o capacitor C₁:

$$V_{C1} = V_{C2} = 2,2 \cdot V_{in} = 2,2 \cdot (35) = 77V \quad (4.24)$$

Por questão de segurança foi considerado o valor de sobretensão de pico (V_{spk}) ao qual o interruptor será submetido (máximo de $2V_{in}$) ocasionada pela dispersão do transformador. Logo, considerando o efeito do *spike* de tensão sobre o interruptor, tem-se:

$$V_{s_pk} = 2V_{in} \quad (4.25)$$

$$V_{C1} = V_{C2} = 77 + V_{s_pk} = 77 + 2 \cdot 35 = 147 \text{ V} \quad (4.26)$$

Para o cálculo da capacitância considera-se que a energia armazenada no indutor pode ser calculada por (Rodrigues, 2008):

$$E = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{pk}^2 \text{ J} \quad (4.27)$$

Sendo L o valor da indutância e I_{pk} a corrente de pico no indutor.

Considerando a maior possibilidade de acúmulo de energia no indutor de filtro L_o , tem-se:

$$E_{L_o} = \frac{1}{2} \cdot (3,52 \times 10^{-3}) \cdot (5)^2 = 44 \text{ mJ} \quad (4.28)$$

Para os indutores do autotransformador L_{T1} e L_{T2} , e considerando a maior possibilidade de acúmulo de energia, encontra-se:

$$E_{L_{T1}} = E_{L_{T2}} = \frac{1}{2} \cdot (8 \times 10^{-3}) \cdot (3)^2 = 36 \text{ mJ} \quad (4.29)$$

Por fim, considerando a indutância de dispersão de 8uH:

$$E_{L_{K1}} = E_{L_{K2}} = \frac{1}{2} \cdot (8,0 \times 10^{-6}) \cdot (3)^2 = 36 \text{ } \mu\text{J} \quad (4.30)$$

Assim, a energia total acumulada em todos os indutores será de 116,07 mJ.

Considerando, em pior caso, que o capacitor do *snubber* tenha que armazenar toda esta energia disponível, então:

$$E_{C_snubber} = E_{total} = \frac{1}{2} CV^2 \quad (4.31)$$

$$E_{total} = E_{L_o} + E_{L_{T1}} + E_{L_{T2}} + E_{L_{K1}} + E_{L_{K2}} = 116,07 \text{ mJ}$$

Dessa forma encontra-se o valor da capacitância do *snubber* proposto $C=10,75\mu\text{F}/147\text{V}$

O capacitor escolhido para este protótipo foi um capacitor eletrolítico 100 μF / 400V, devido à disponibilidade em laboratório.

4.6.2 - PROJETO DOS RESISTORES DO SNUBBER – R₁ E R₂

Analisando ainda o circuito da Figura 4.3 obtém-se o dimensionamento do resistor R₂. Considerando o circuito em regime permanente, o diodo D₂ ideal e a tensão no interruptor V_{S2}=0V quando comandado a conduzir, teremos a condição de máxima tensão sobre R₂. Nesse sentido, conforme equação (4.28) tem-se:

$$V_{R2} = V_{C2} = 147 \text{ V} \quad (4.32)$$

Como o objetivo é comprovar a nova topologia, para efeito de cálculo do *snubber*, adotou-se que a tensão calculada fosse permanente sobre o resistor dissipador do *snubber*, considerando um fator de segurança a fim de evitar aquecimentos.

Nesse sentido foi adotado um valor de 2,2 kΩ afim de ser ter uma corrente circulante neste ramo pequena. Também foi levado em conta que este valor de resistor não poderá ser muito grande, uma vez que ele participa da descarga do capacitor do *snubber*, evitando assim uma constante de tempo de descarga alta, e conseqüentemente o acúmulo de carga (tensão) no capacitor, vindo este a se danificar por sobretensão.

Portanto, nas condições apresentadas, o resistor adotado estará dissipando em torno de 9,82 W. Procedeu-se a escolha por um resistor de 2,2 kΩ / 20 W, disponível em laboratório.

4.6.3 - PROJETO DOS DIODOS DO SNUBBER - D₁ E D₂

Considerando as análises anteriores sobre o dimensionamento de R₁ e R₂, pode-se então estabelecer a corrente que os diodos D₁ e D₂ deverão conduzir, levando em consideração fatores de segurança.

Nesse sentido tem-se que:

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{R1} = \frac{V_{R1}}{R_o} = \frac{(147)}{(2200)} = 66,82 \text{ mA} \quad (4.33)$$

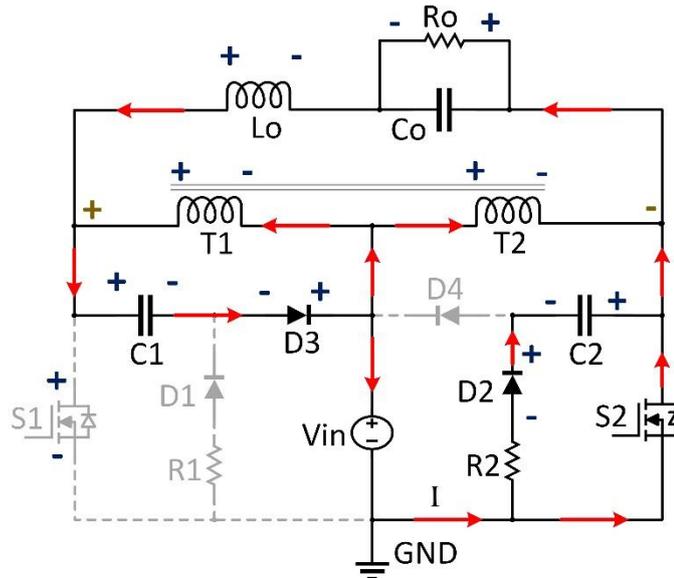
Para análise da tensão reversa máxima que os diodos deverão suportar, tem-se a Figura 4.4 a seguir.

Considerando o diodo D₃ ideal e em condução, tem-se que a corrente no ramo de R₁ é zero, e, portanto, V_{R1} = 0 V. Então:

$$V_{D1} = V_{D2} = 35 \text{ V} \quad (4.34)$$

Portanto, os diodos D_1 e D_2 devem suportar uma corrente direta maior que 66,82 mA e uma tensão reversa maior que 35V. Foi escolhido o diodo rápido 10FL2CZ47A – Toshiba com $V_R = 300 \text{ V}$, $I_o = 10 \text{ A}$, devido a disponibilidade em laboratório.

Figura 4.4 – Primeira etapa de operação - semiciclo positivo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

4.6.4 - PROJETO DOS DIODOS DO *SNUBBER* - D_3 E D_4

Para análise da tensão reversa máxima que os diodos deverão suportar analisa-se a Figura 4.4 novamente. Assim obtém-se por análise de circuito:

$$V_{D4} = V_{C2} + V_{T2} \quad (4.35)$$

Sabe-se que neste instante $V_{T2} = V_{in}$, portanto:

$$V_{D4} = 147 + 35 = 182 \text{ V} \quad (4.36)$$

A corrente que os diodos D_3 e D_4 deverão suportar será:

$$I_{D3} = I_{T1} + I_{Lo} \quad (4.37)$$

A máxima condição para o dimensionamento da corrente serão as máximas correntes projetadas dos indutores L_{T1} e L_{To} , sendo, portanto, $I_{D3} = I_{D4} = 8 \text{ A}$.

Nesse sentido, a corrente máxima de condução a ser suportada será de 8 A, que será a corrente máxima para a fonte de alimentação deste protótipo.

Então, foi escolhido o diodo rápido 10FL2CZ47A – Toshiba com $V_R = 300 \text{ V}$, $I_o = 10 \text{ A}$,

devido a disponibilidade em laboratório.

Dessa forma, apresenta-se na Tabela 4.1 as especificações dos componentes utilizados no inversor proposto.

Tabela 4.1 – Especificações dos componentes do Inversor Push-Pull Não Isolado com Autotransformador.

Componente	Valor Calculado	Valor Adotado (ou medido após concepção)	Modelo Comercial
Autotransformador (L_{T1}, L_{T2})	-	8 mH	8 espiras, 5 condutores 24 AWG, NEE-42/21/20 Thornton.
Indutor (L_o)	3,52 mH	3,96 mH	111 espiras, 4 condutores 22 AWG, Núcleo NEE-65/33/26 – IP6
Capacitor (C_o)	1,8 μ F / 70 V	2,0 μ F / 630 V	02 Capacitores em paralelo de Polipropileno Metalizado 1000KPF / 630 V (1uF) Axial – France eletrolítico de 630 V
Diodos (D_1, D_2) <i>snubber</i>	$V_R = 35$ V $I_o = 66,82$ mA	$V_R = 300$ V $I_o = 10$ A	Diodo rápido 10FL2CZ47A – Toshiba ($V_R=300$ V, $I_o = 10$ A, $T_{rr}=35$ ns, $V_F = 1,3$ V)
Diodos (D_3, D_4) <i>snubber</i>	$V_R = 183$ V $I_o = 8$ A	$V_R = 300$ V $I_o = 10$ A	Diodo rápido 10FL2CZ47A – Toshiba ($V_R=300$ V, $I_o = 10$ A, $T_{rr}=35$ ns, $V_F = 1,3$ V)
Capacitor (C_1, C_2) <i>snubber</i>	58,59 μ F / 147V	100uF / 400V	Capacitor eletrolítico 100uF / 400 V, SZWX - VENT
Resistores (R_1, R_2) <i>snubber</i>	2,2 k Ω / 9,83 W	2,2 k Ω / 20 W	Resistor de 2K2 Ω / 20 W
Interruptores (S_1, S_2)	$V = 240$ V e $I_{(rms)} = 2,75$ A	N-channel - 500V / 45A	Power Mosfet (N-channel 500V, 0,08 Ω typ., 45A) - STW45NM50

4.7 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foi definido o roteiro de projeto considerando a operação do conversor proposto. Foram apresentados os cálculos dos componentes empregados na construção do protótipo, bem como seus esforços de corrente e tensão.

Constata-se efetivamente que o Inversor Push-Pull não Isolado com Autotransformador é adequado para obtenção de tensões de saída maiores que a tensão de entrada. Neste caso, cujo objetivo é a prova de conceito onde busca-se tensões maiores de saída utilizando um autotransformador de relação 1:1.

É importante lembrar que no circuito real as indutâncias de dispersão do autotransformador não teriam para onde desmagnetizar quando os interruptores bloqueiam. Se nenhuma providência for tomada isso poderia ocasionar sobretensões excessivas e levar a falha dos interruptores. Em virtude disso, foi projeto um circuito *snubber* semi-regenerativo com fator de segurança elevado, uma vez este permitirá comprovar a nova topologia.

CAPÍTULO 5: RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

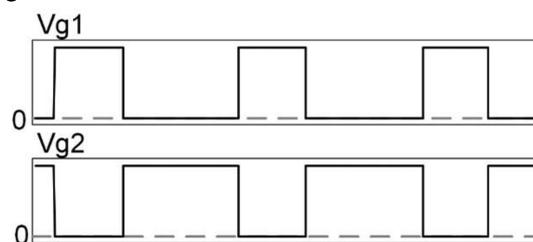
As especificações dos componentes determinadas anteriormente constituem a base para a realização dos testes afim de se ter a prova de conceito para a nova topologia aqui proposta, utilizando todas as considerações teóricas dos capítulos anteriores. Além disso, este capítulo apresenta resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo construído para o Inversor *Push-Pull* não Isolado com Autotransformador. O objetivo é se ter uma prova de conceito com intuito de comprovar a viabilidade da proposta do novo conversor, utilizando SPWM, obtendo dessa forma uma tensão de saída filtrada que depende do índice de modulação escolhido, sendo V_o menor ou igual a $2V_{in}$ para índice de modulação M_a menor ou igual a 1.

5.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL E EXPERIMENTAL – PULSOS DE COMANDO.

O Inversor *Push-Pull* não Isolado com Autotransformador foi simulado no *software* PSIM® e são discutidos a seguir; ressaltando que todos os componentes são considerados ideais na simulação, adicionando a indutância de dispersão no autotransformador. Além disso, deve-se mencionar que algumas escolhas considerou a disponibilidade de componentes no laboratório.

A Figura 5.1 apresenta os sinais de comando dos interruptores controlados, correspondendo à operação no modo SPWM de dois níveis.

Figura 5.1 – Forma de onda teórica - controle SPWM.



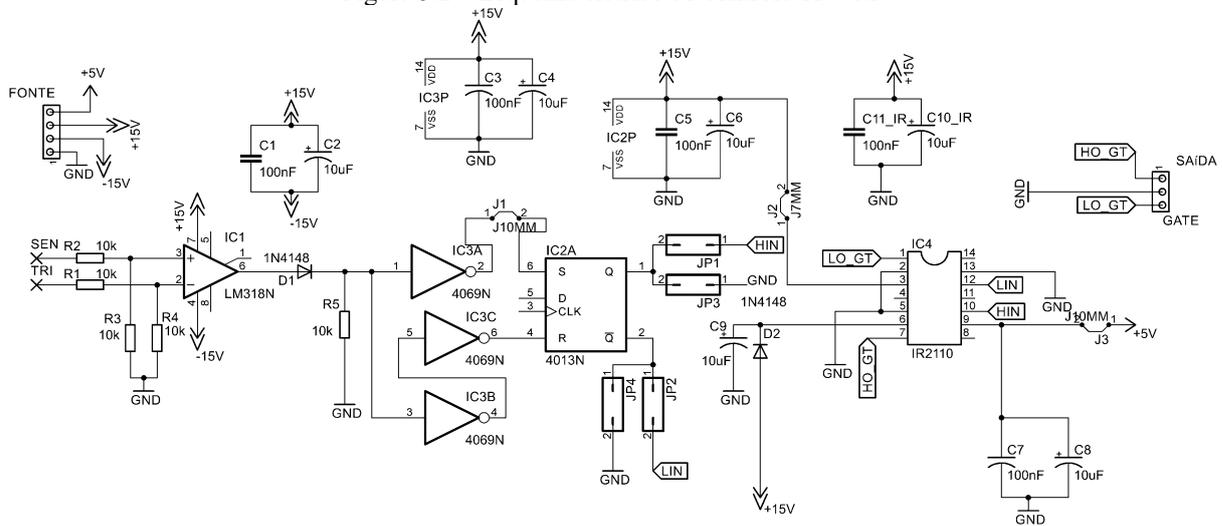
Fonte: Elaborado pelo autor.

O esquema elétrico é mostrado na Figura 5.2, sendo utilizado uma comparação entre o sinal de referência senoidal de 60 Hz com uma onda triangular de 20 kHz que irá determinar o

ciclo de trabalho dos interruptores. A frequência não poderá ser muito alta devido as perdas no autotransformador. Após a comparação dos sinais já se tem disponível o SPWM para o próximo estágio, que é um CI (Circuito Integrado) Inversor, para realizar a complementação do sinal. Na sequência o sinal é levado ao um *Flip-Flop* para condicionar melhor o sinal complementar, evitando um cruzamento com sobreposição, o que ocorria com a porta inversora por se ter uma resposta mais lenta.

Assim o sinal é levado ao *Gate-Driver* que realiza o condicionamento do sinal para o acionamento dos MOSFETs do circuito de potência.

Figura 5.2 – Esquema elétrico do controle SPWM.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A

Tabela 5.1 traz as informações sobre os principais componentes utilizados.

Tabela 5.1 – Principais especificações dos componentes do controle SPWM.

Componente	Modelo Comercial (Circuitos Integrados)
Comparador	LM 318-N
Porta inversora	CMOS 4069N
<i>Flip-Flop D</i>	CMOS 4013N
<i>Driver</i>	IR 2110

A Figura 5.3 mostra a forma de onda obtida do protótipo; conforme projeto simulado.

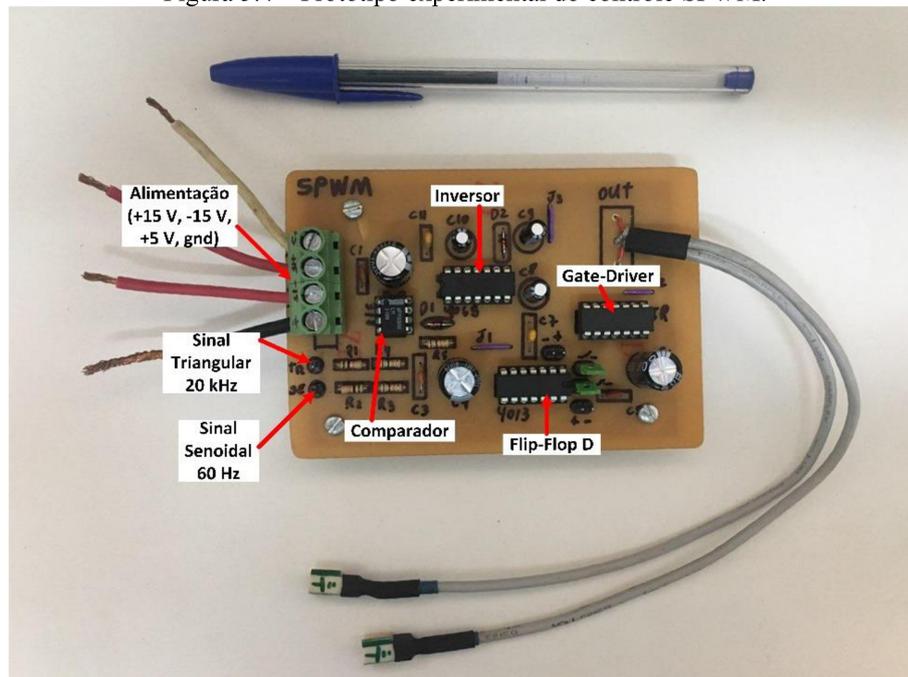
Figura 5.3 – Forma de onda obtida do protótipo - controle SPWM.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.4 mostra o protótipo utilizado no acionamento dos dois interruptores.

Figura 5.4 – Protótipo experimental do controle SPWM.



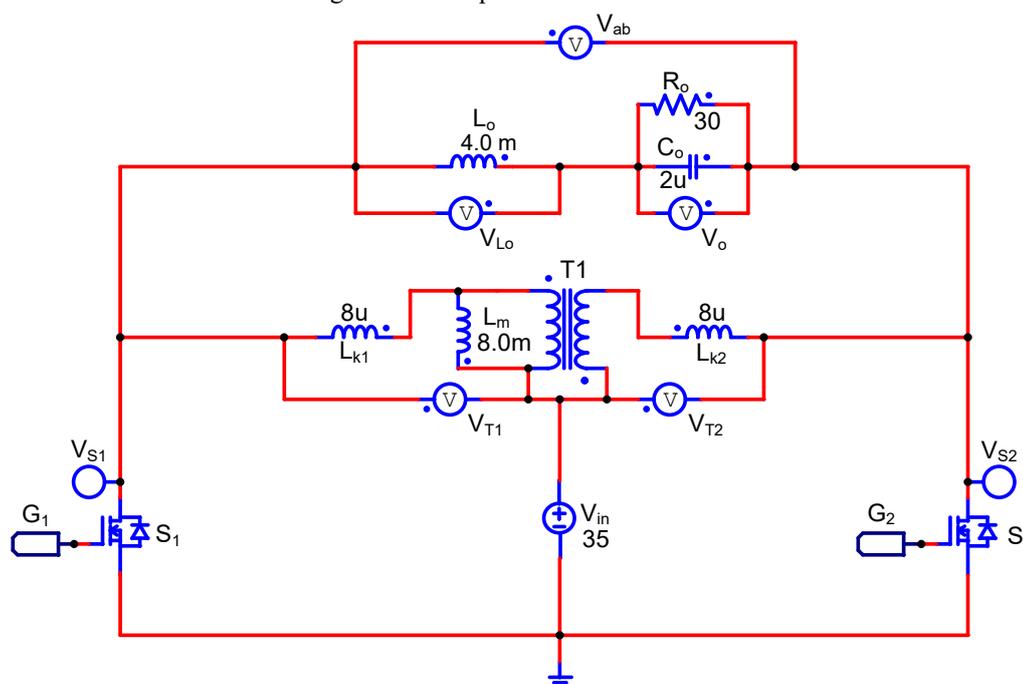
Fonte: Elaborado pelo autor.

5.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL E EXPERIMENTAL – INVERSOR PROPOSTO

Para validar as considerações teóricas, o Inversor *Push-Pull* não Isolado com

Autotransformador foi projetado com base nos parâmetros descritos no Capítulo 4. As análises qualitativas e quantitativas realizadas no Capítulo 3 permitem definir um roteiro de projeto para o dimensionamento correto dos componentes do conversor. O esquema elétrico simulado é mostrado na Figura 5.5.

Figura 5.5 – Esquema elétrico simulado.

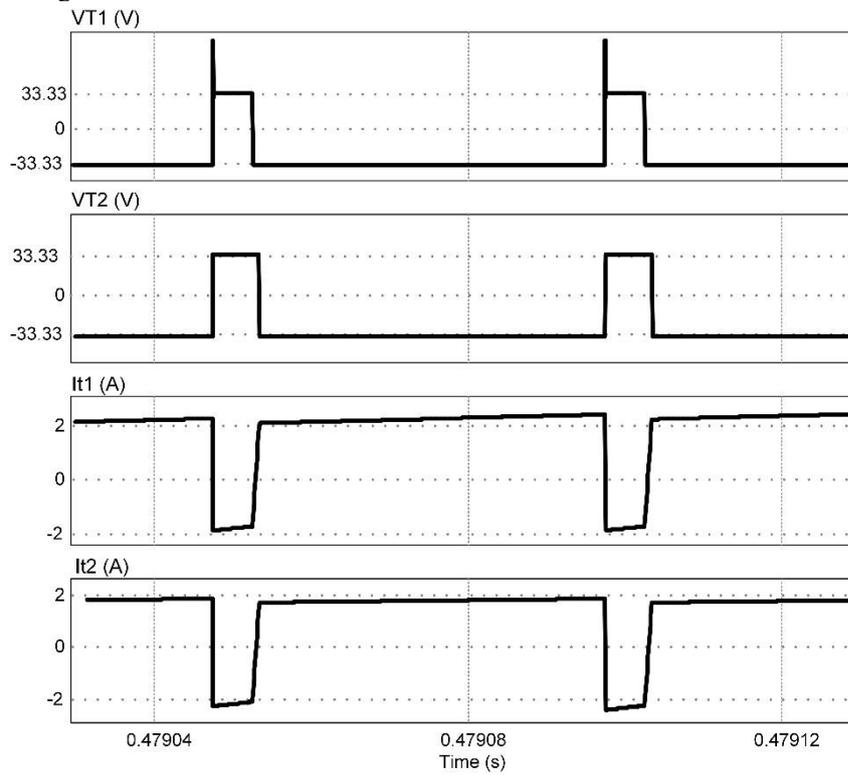


Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.6 mostra as tensões e as correntes nos enrolamentos do autotransformador. Na condição normal de operação verifica-se o equilíbrio entre as tensões e correntes nos enrolamentos, que auxilia na baixa perda no autotransformador por não permanecer nível DC em seus enrolamentos, que o levaria a saturação mais rapidamente. Isto permite também que a tensão sobre o filtro LC seja praticamente o dobro da tensão de entrada V_{in} .

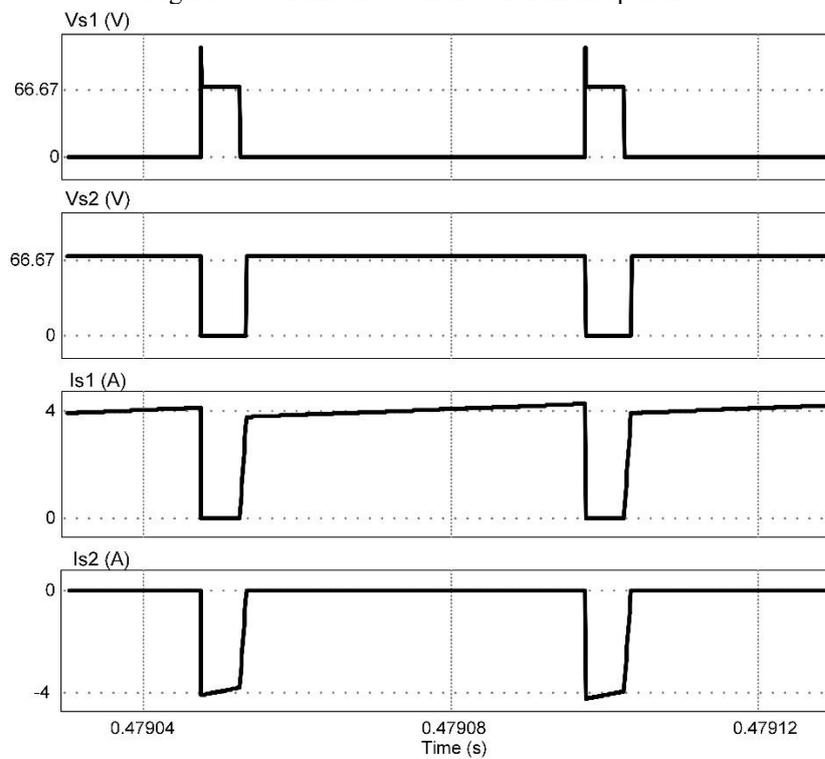
A Figura 5.7 apresentam as tensões e as correntes nos interruptores. Estes ficam submetidos a uma tensão de bloqueio de praticamente $2V_{in}$. Nesse caso, é necessário empregar um MOSFET com máxima tensão dreno-fonte elevada, o qual também possuirá tipicamente uma resistência de condução alta. Assim, como esse parâmetro possui impacto direto nas perdas por condução, pode-se inferir que a topologia proposta é adequada apenas para baixas potências da ordem de algumas centenas de watts e baixas tensões de entrada.

Figura 5.6 – Tensões e correntes nos enrolamentos do autotransformador.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.7 – Tensões e correntes nos interruptores.



Fonte: Elaborado pelo autor.

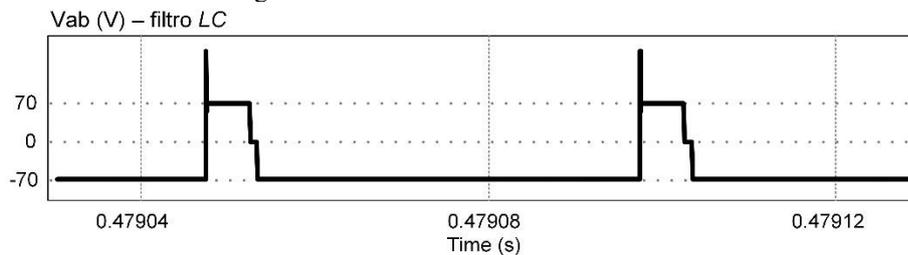
A Figura 5.8 mostra a tensão sobre o filtro LC de saída em baixa frequência enquanto a Figura 5.9 traz o detalhe da forma de onda apresenta sobre o mesmo. A Figura 5.10 mostra a tensão de saída V_o na carga.

Figura 5.8 – Tensão no filtro LC – baixa frequência.



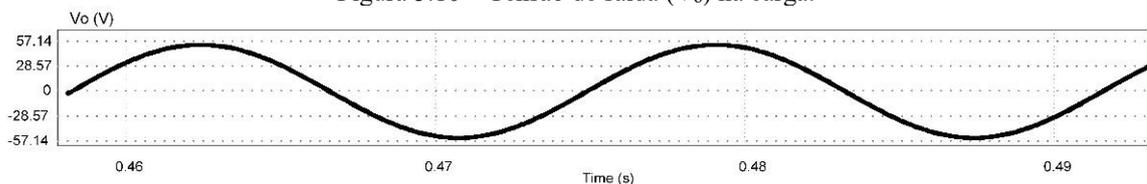
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.9 – Tensão no filtro LC - detalhe.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.10 – Tensão de saída (V_o) na carga.



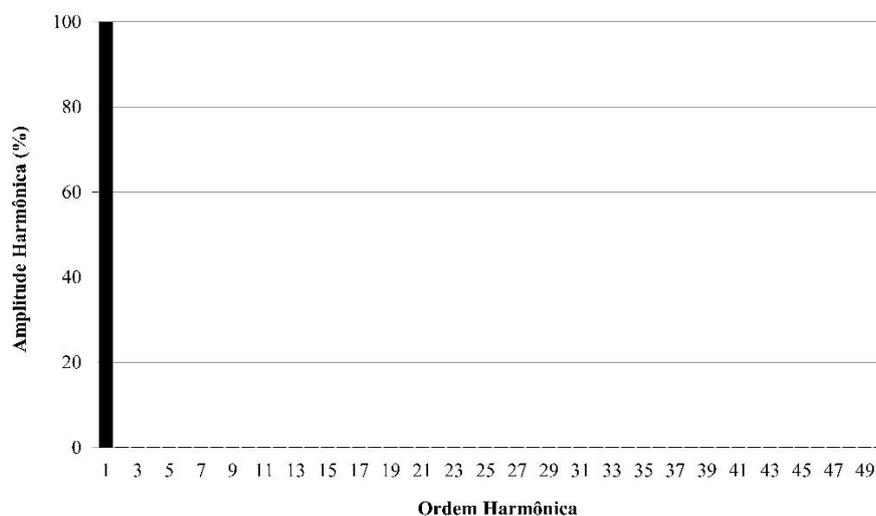
Fonte: Elaborado pelo autor.

A tensão sobre o filtro LC se mostra com o valor de $2V_{in}$ devido a ação do autotransformador. Isto confere a carga uma tensão maior que a tensão de entrada, ajustável pelo índice de modulação M_a .

O limite de tensão harmônica recomendados pela norma IEEE 519-2014 (Group, 2014) tem que ser menor que 8% (anteriormente 5% em 1992). A forma de onda da tensão de saída apresenta-se de forma senoidal com baixa distorção harmônica (DHT = 1,4%) para carga de teste resistiva.

A Figura 5.11 ilustra o conteúdo harmônico da tensão de saída V_o até 50ª ordem.

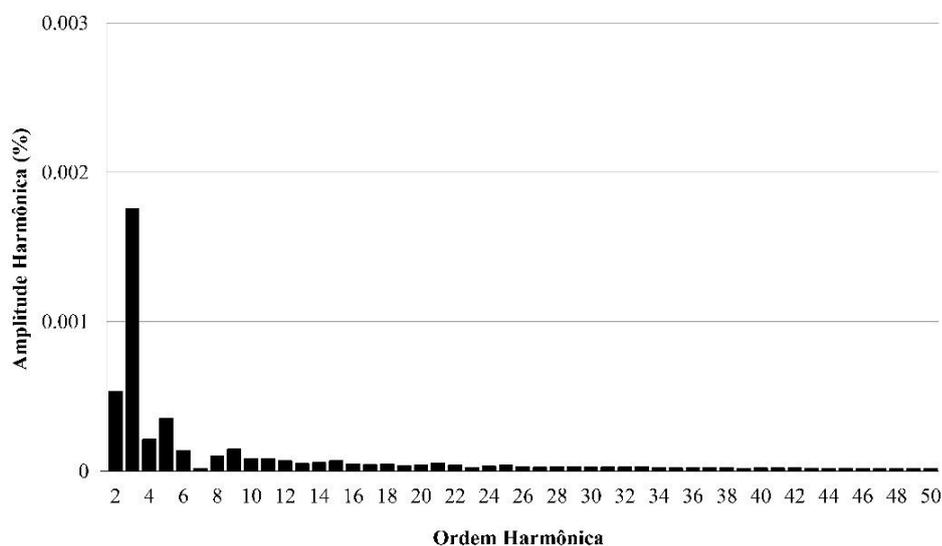
Figura 5.11 – Espectro harmônico da tensão de saída, com a presença da onda fundamental.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.12 mostra o espectro harmônico da tensão de saída V_o sem a presença da onda fundamental, onde verifica-se uma ação maior da 3ª harmônica causando uma leve distorção na forma de onda da saída. A presença de harmônicas (de tensão ou de corrente) devem ser consideradas, pois são prejudiciais causando maiores esforços nos componentes e isolantes.

Figura 5.12 – Espectro harmônico da tensão de saída, sem a presença da onda fundamental.

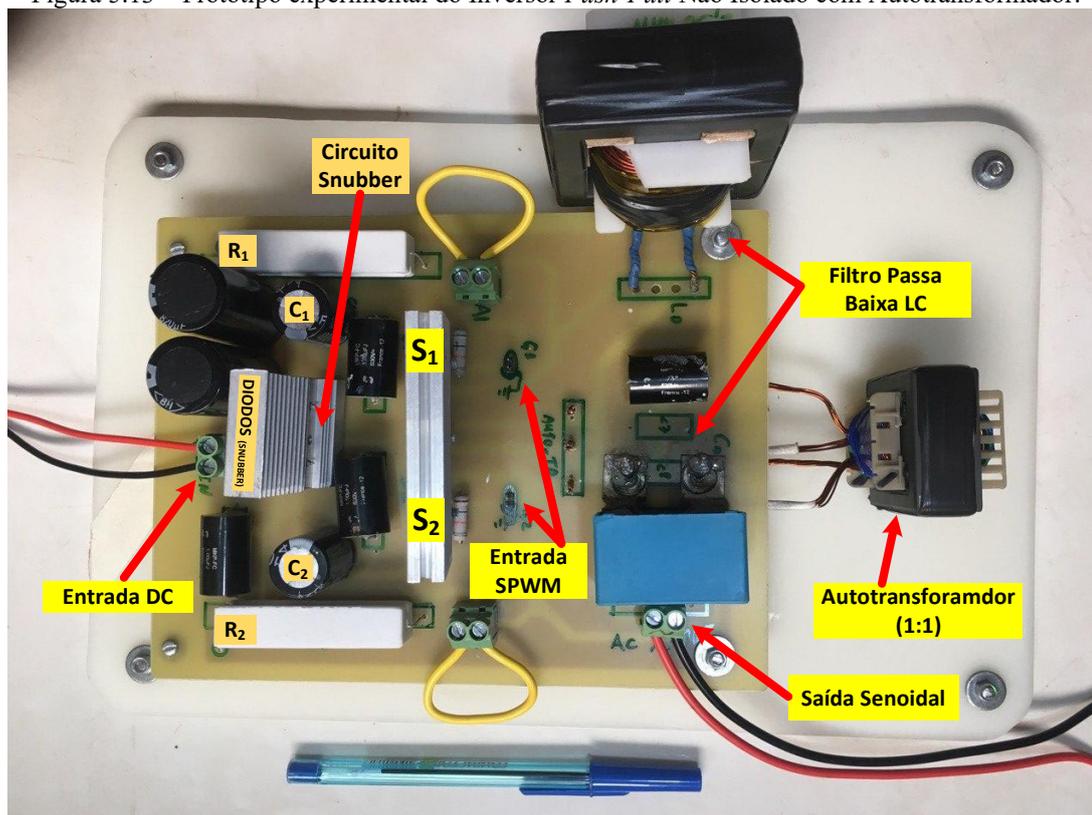


Fonte: Elaborado pelo autor.

A fim de validar os resultados teóricos e de simulação, foi confeccionado o protótipo experimental do Inversor não Isolado do Tipo Fonte de Tensão Empregando Autotransformador, mostrado na Figura 5.13. Este foi projetado com base nas especificações já

descritas; seu ponto de operação foi definido considerando a disponibilidade de componentes no laboratório bem como as limitações impostas pelo autotransformador. Por se tratar de uma nova topologia, também foi desenvolvido um *snubber* semi-regenerativo afim de mostrar que é possível seu funcionamento, estudos, propostas de melhorias e aplicações.

Figura 5.13 – Protótipo experimental do Inversor *Push-Pull* Não Isolado com Autotransformador.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Tabela 5.2 mostra as condições de ajustes dos instrumentos para coleta e análise dos resultados.

Tabela 5.2 – Valores ajustados para coleta de resultados.

SPWM		Tensão de Alimentação DC	
Gerador 1	Gerador 2	35 V	
Senoidal	Triangular	Carga	
60 Hz	20 kHz	30 Ω	
800 mV pp	1 Vpp	Potência de entrada	Potência de saída
---	50 % ciclo	55,5 W	45,1 W

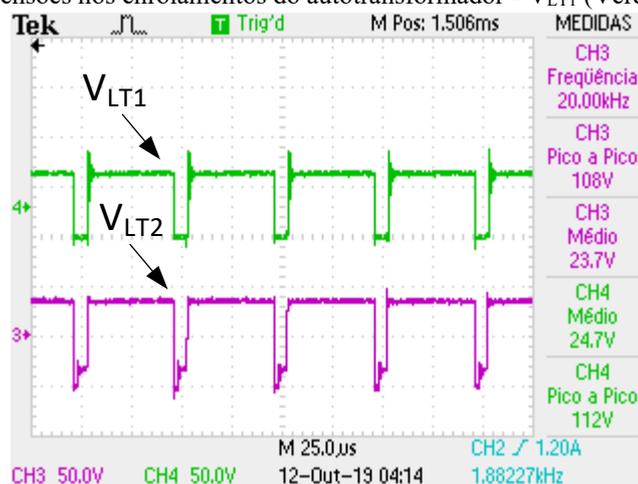
Na sequência, são apresentados resultados experimentais obtidos na condição de melhor rendimento (carga resistiva de 30 Ω), sendo que as especificações dos equipamentos utilizados nas medições são dadas na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Especificações dos equipamentos utilizados em laboratório.

Equipamento	Discriminação/ Modelo
Fonte de alimentação - SPWM	PS-5000 30V / 3A*2 5V / 3A
Fonte de alimentação – Entrada Inversor	BK – PRECISION MODELO: PVS60085MR 600V / 8.5A
Osciloscópio	1. Tektronix TPS 2024B – Canal Isolado. 2. Agilent infiniiVision MSO-X-2004A, 70 MHz, 2Ga/s
Gerador de formas de onda arbitrárias	BK PRECISION 4053B - Dois canais independentes.
Reostato de laboratório	Eletele 70 Ω /1000 W.
Ponta de prova ativa para medição de corrente	Tektronix A622 Ponta de Prova de Corrente AC/DC.

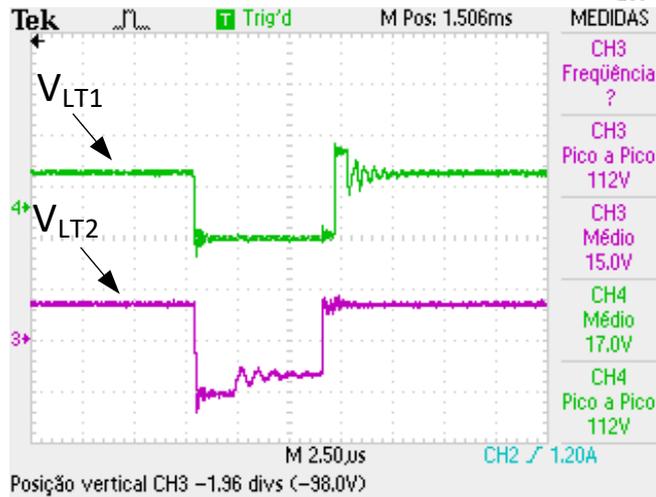
A Figura 5.14 e a Figura 5.15 mostram a tensão no autotransformador de relação 1:1. Nota-se um leve desequilíbrio no formato das tensões causado pela assimetria construtiva do elemento magnético, o que acarreta também na assimetria no formato das tensões induzidas, estas ficando levemente distintas das formas de onda teóricas. Esta assimetria construtiva é decorrente da forma como o autotransformador foi enrolado, ou seja, não houve uma divisão e uma distribuição igualitária dos enrolamentos do primário e do secundário.

Figura 5.14 – Tensões nos enrolamentos do autotransformador - V_{LT1} (Verde) e V_{LT2} (Roxo).



Fonte: Elaborado pelo autor.

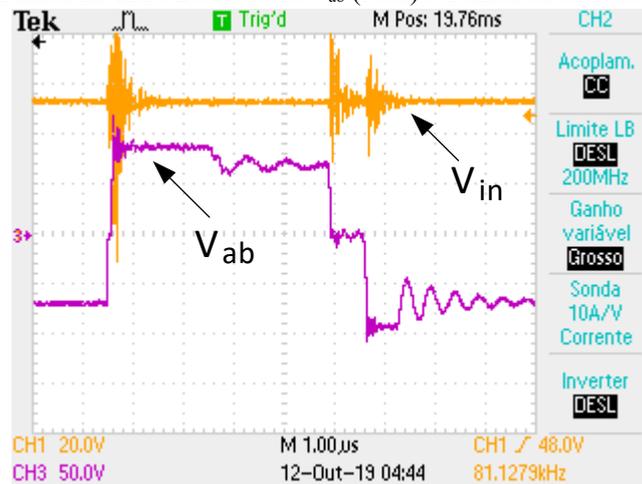
Figura 5.15 – Tensões nos enrolamentos do autotransformador em detalhe - V_{LT1} (Verde) e V_{LT2} (Roxo).



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.16 mostra a tensão de saída sobre o filtro LC (V_{ab}). Observa-se um comportamento semelhante ao modo de funcionamento simulado, apresentando uma forma de onda retangular, passando um tempo pela condição de tensão zero – roda livre. O circuito *snubber* proposto diminuiu este tempo de roda livre, contribuindo como o futuro controle de malha fechada sobre a tensão na carga.

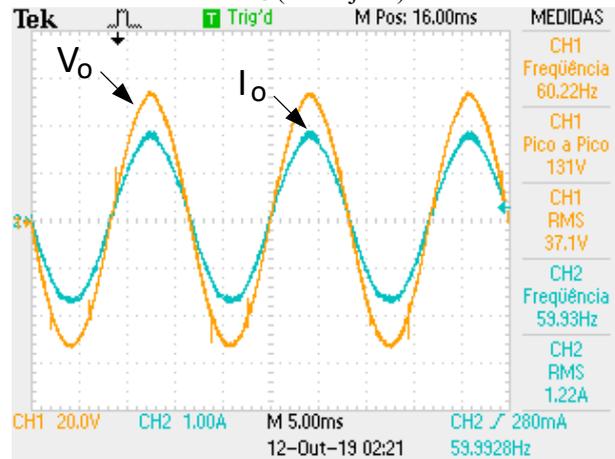
Figura 5.16 – Tensão no filtro LC de saída V_{ab} (roxo) e Tensão de entrada V_{in} (alaranjado).



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.17 mostra a tensão e a corrente de saída do inversor proposto. Nota-se o formato senoidal conforme modelo proposto e verifica-se que está com frequência igual à rede elétrica local (60Hz). O valor da tensão de saída de pico a pico aproxima-se do dobro do valor da tensão de entrada do circuito. Apresentou também baixa DHT que ficou em torno 1,56%, influenciando pouco na forma de onda esperada.

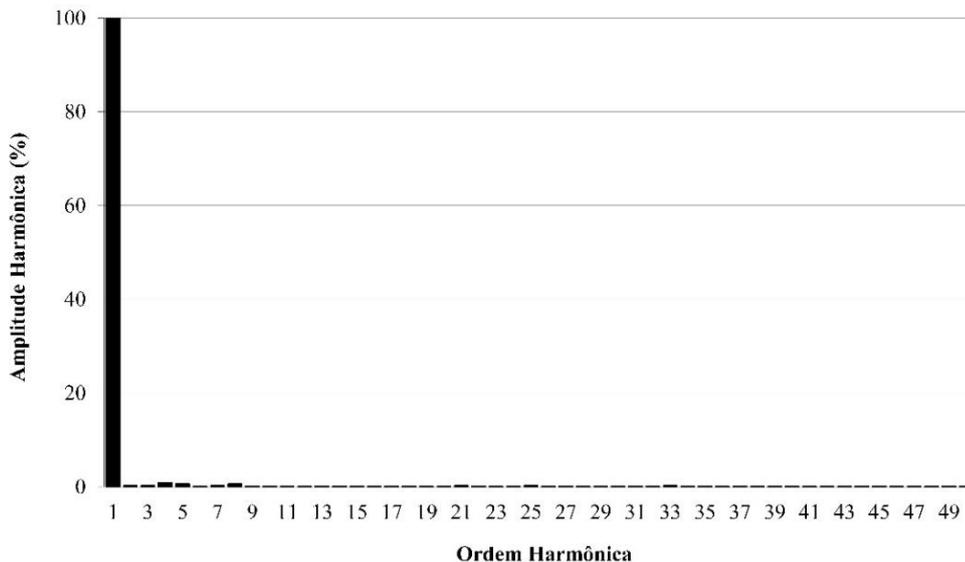
Figura 5.17 – Tensão de saída V_o (alaranjado) e Corrente de Saída I_o (azul).



Fonte: Elaborado pelo autor.

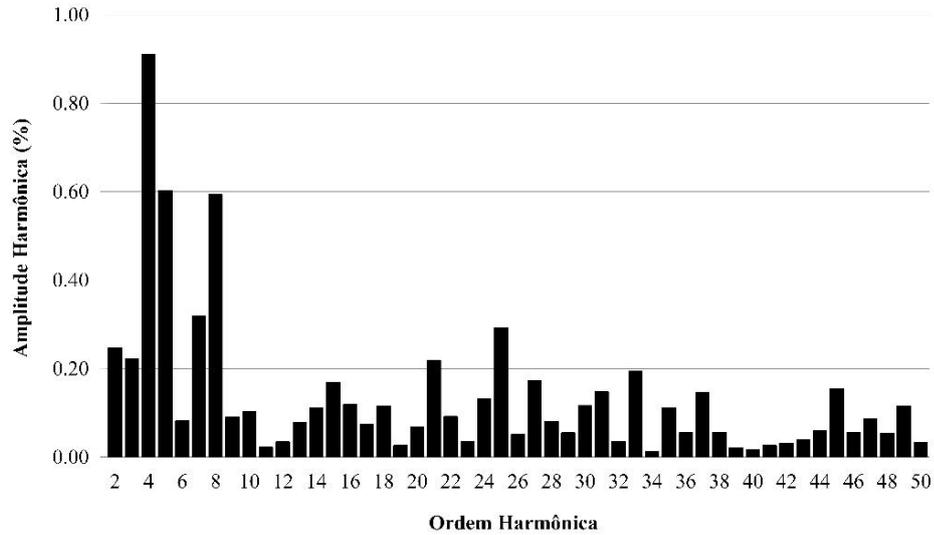
A Figura 5.18 ilustra o conteúdo harmônico da tensão de saída V_o até 50ª ordem, enquanto a Figura 5.19 mostra o espectro harmônico da tensão de saída V_o sem a presença da onda fundamental, onde verifica-se uma ação maior da 4ª harmônica. Este fato ocorreu devido a níveis de tensão DC que apareceram no circuito de acionamento dos interruptores provindo do gerador de formas de onda arbitrárias, além de uma leve assimetria que ocorreu na confecção do autotransformador. Procedeu-se o ajusta de offset da onda senoidal de referência no intuito de conseguir uma onda senoidal mantendo uma leve distorção na forma de onda da saída.

Figura 5.18 – Espectro harmônico da tensão de saída, com a presença da onda fundamental.



Fonte: Elaborado pelo autor.

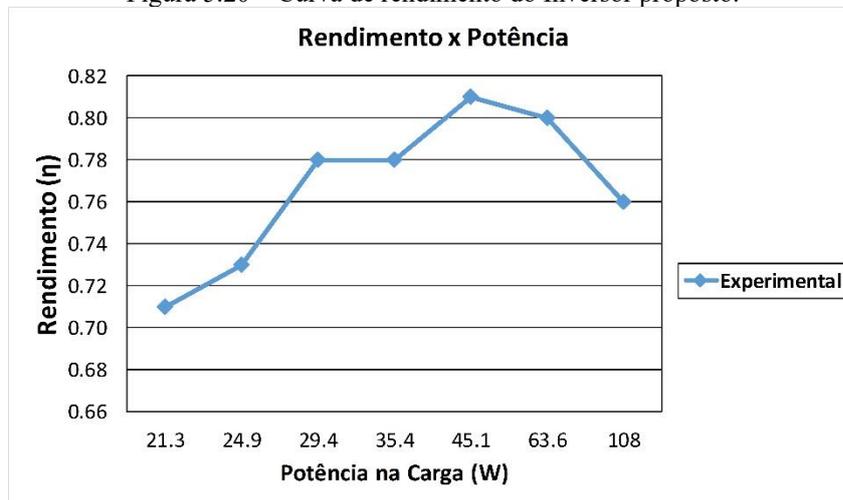
Figura 5.19 – Espectro harmônico da tensão de saída, sem a presença da onda fundamental.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A curva de rendimento é mostrada na Figura 5.20, sendo que a potência de saída varia de 20 W a 110 W. Um *snubber* semi-regenerativo foi empregado para manter reduzidos os picos de tensão quando os interruptores são comandados a bloquear e garantir a operação segura do circuito.

Figura 5.20 – Curva de rendimento do Inversor proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor

O rendimento é aproximadamente igual a 81% para uma carga linear de 30Ω e com a presença do *snubber*. Este apresentou um bom rendimento, tendo em vista que todo o circuito de potência utilizado foi dimensionado para a potência drenada, além do que, foram inseridos componentes adicionais que compõe o *snubber* proposto.

Não houve problemas na operação em vazio do inversor proposto, permanecendo a saída no formato senoidal, frequência de 60 Hz e plenamente estável.

5.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foram apresentados resultados de simulação e experimentais do Inversor *Push-Pull* não Isolado com Autotransformador. Finalizando a etapa de avaliação experimental do protótipo implementado, fez-se o estudo dos resultados.

Foi proposto um circuito de comando SPWM de dois níveis para condicionar os sinais de comando dos dois interruptores. As formas de ondas obtidas experimentalmente são muito semelhantes àquelas verificadas na simulação.

Nesse sentido foram apresentados os resultados do circuito de potência do inversor proposto. Este se comportou de modo semelhante ao esperado nas simulações, apesar da adição do snubber semi-regenerativo, sendo que as diferenças encontradas não invalidam as análises qualitativas e quantitativas realizadas.

Dificuldades na extração de potências maiores foram encontradas em função das limitações impostas pelo autotransformador, que foi confeccionado conforme disponibilidade do laboratório utilizado (LAMEP).

Nesse sentido, pode-se verificar que o protótipo trouxe a prova de conceito necessária, mesmo sem otimizações de projeto, despertando para novas investigações e novos estudos tanto do autotransformador quanto na melhoria das faixas de potências nominais.

Para estas condições de operação, os resultados foram condizentes com a análise teórica apresentada, conforme proposta inicial feita no artigo publicado e posteriormente no protótipo desenvolvido, levando em consideração que um *snubber* semi-regenerativo teve que ser desenvolvido e aplicado para viabilidade de funcionamento.

CAPÍTULO 6: CONCLUSÃO GERAL

Com o intuito de sintetizar as atividades desenvolvidas, bem como ressaltar os principais pontos de contribuição da pesquisa e resultados alcançados, faz-se, a seguir, uma avaliação conclusiva acerca do trabalho realizado.

Inicialmente, foi projetado, montado e avaliado de forma completa um inversor monofásico não isolado com um número reduzido de componentes ativos. Para comprovação dos resultados teóricos obtidos, como prova de conceito construiu-se um protótipo de 100W visando ensaios laboratoriais. Todo o projeto dos componentes de potência e dos componentes passivos foi apresentado. Foi proposto a construção de um *snubber* passivo semi-regenerativo no intuito de oferecer um caminho alternativo para a corrente de magnetização dos elementos indutivos do circuito diminuindo os esforços na ação dos interruptores.

Esta topologia foi escolhida com o objetivo de otimizar sistemas de energia renováveis, afim de gerar potencias maiores através de sua tensão de saída que pode ser regulada por um índice de modulação. Isso poderá gerar uma economia no uso da quantidade de módulos de energia fotovoltaica, por exemplo.

O conversor projetado foi simulado com a utilização de ferramentas de software consagradas como o PSIM[®] e o MATLAB[®] e os resultados de maior importância foram apresentados.

A partir da visualização destes resultados, pode-se concluir que o inversor projetado alcançou as especificações desejadas para sua prova de conceito, tendo em sua saída uma tensão senoidal com baixa distorção harmônica para cargas lineares.

As principais vantagens da topologia proposta são: acionamento do *gate-driver* que é mais simplificado, sugerido apenas o uso de um *gate-driver* duplo; a tensão de saída independente da carga linear; apresenta apenas um barramento CC; a tensão PWM na saída é o dobro da tensão de alimentação; utiliza apenas dois interruptores; enfim, este apresenta uma simplicidade relativa aos demais conversores do mesmo tipo. Nesse sentido, torna-se uma forte alternativa em diversas aplicações.

Algumas desvantagens são inerentes ao projeto, como a assimetria nos enrolamentos do autotransformador, que podem provocar um nível CC indesejado no fluxo magnético do

transformador levando-o a saturação. Considerando o efeito da indutância de dispersão devido à ação do autotransformador, tem-se o surgimento de picos de tensão no interruptor quando este é desligado. Soma-se a esse aspecto a tensão reversa nos interruptores ser o dobro da tensão de alimentação CC, sendo por isso recomendado para aplicações em baixa tensão. Além disso, esta topologia necessita de diodos em antiparalelo rápidos e com baixas perdas em condução.

Como sugestões para trabalhos futuros, têm-se:

- Utilização do *snubber* proposto em outras topologias de conversores;
- Uso de um grampeador RCD com dois diodos, um capacitor e um resistor, conforme (Ferreira, 2010) levantando um comparativo com o *snubber* proposto.
- Estabelecer como será seu comportamento na presença de cargas não lineares.
- Realizar o controle em malha fechada da tensão e corrente com objetivo de melhorar o rendimento do inversor proposto.
- Verificar a possibilidade de modificar o projeto para torná-lo bidirecional, ou seja, realizar também a conversão CA-CC, com objetivo de carregar baterias.
- Por fim, caso os resultados anteriormente propostos sejam satisfatórios, verificar a possibilidade de aplicação em um sistema trifásico.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALCAZAR, Y. J. A. **Estudo do conversor bosst CC-CC de alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados e nas células multiplicadoras de tensão (MC)**. 2010. 153 Mestrado Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, CE, Brasil.

AMIR, A. et al. Grid-connected photovoltaic system employing a single-phase T-type cascaded H-bridge inverter. **Solar Energy**, v. 199, p. 645-656, 2020. ISSN 0038-092X. <https://doi.org/10.1016/j.solener.2020.02.045>

ANEEL. **AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 482, DE 17 DE ABRIL DE 2012**. <http://www2.aneel.gov.br/arquivos/PDF/Resolu%C3%A7%C3%A3o%20Normativa%20482,%20de%202012%20-%20bip-junho-2012.pdf>: 4 p. 2012.

_____. **AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº687, DE 24 DE NOVEMBRO DE 2015**. <http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2015687.pdf>: 25 p. 2015.

_____. **AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - Nota Técnica nº 0056/2017-SRD/ANEEL**.

http://www.aneel.gov.br/documents/656827/15234696/Nota+T%C3%A9cnica_0056_PROJE%C3%87%C3%95ES+GD+2017/38cad9ae-71f6-8788-0429-d097409a0ba9: 26 p. 2017.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Fontes Chaveadas**. 3. Florianópolis, 2014. 319.

BASCOPE, G. T.; BARBI, I. Generation of a family of non-isolated DC-DC PWM converters using new three-state switching cells. 2000 IEEE 31st annual power electronics specialists conference. Conference proceedings (Cat. No. 00CH37018), 2000, IEEE. p.858-863.

BASCOPE, G. V. T. **Nova família de conversores CC-CC PWM não isolados utilizando células de comutação de três estados**. 2001. 291 Universidade Federal de Santa Catarina

BEZERRA, L. D. S. **Conversor de alto ganho associado a um inversor para aplicação em sistema autônomo de energia elétrica. Dissertação de Mestrado, Depto de Eng. Elétrica, Universidade Federal do Ceará**, p. 257, Julho de 2009 2009.

BOROYEVICH, D. et al. Intergrid: A future electronic energy network? **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 1, n. 3, p. 127-138, 2013. ISSN 2168-6777. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2013.2276937>

CACERES, R.; BARBI, I. A Boost DC-AC converter: operation, analysis, control and experimentation. Proceedings of IECON'95-21st Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, 1995, IEEE. p.546-551.

CORTÉS, P. et al. Model predictive control of an inverter with output LC filter for UPS applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 6, p. 1875-1883, 2009. ISSN 0278-0046. <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2015750>

DE ANDRADE¹, J. M. et al. INVERSOR BOOST A CAPACITOR CHAVEADO CONECTADO À REDE ELÉTRICA. **Eletrônica de Potência, Joinville**, vol. 23, no.4, out./dez. 2018 p. 466-476, 2018. <https://doi.org/10.18618/REP.2018.4.0005>

EKANAYAKE, J. B. et al. **Smart grid: technology and applications**. Wiley, New Delhi, India, Hoboken: 2012. ISBN 978-0-470-97409-4.

EPE. **EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA - Nota Técnica DEA XX/15 Cenário econômico 2050**. http://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-227/topico-458/PNE2050_Premissas%20econ%C3%B4micas%20de%20longo%20prazo.pdf: 123 p. 2015.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. Kluwer Academic, 2001. ISBN 978-1-4757-0559-1. https://doi.org/10.1007/0-306-48048-4_1

FERREIRA, D. L. **CONVERSOR PUSH-PULL MODIFICADO BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS**. 2010. Fortaleza, CE, Brasil, Universidade Federal do Ceará

GALOTTO JR, L. et al. INVERSOR PUSH-PULL MODIFICADO DE TRÊS NÍVEIS. **Eletrônica de Potência**, vol. 12, no.3, Novembro de 2007 261, p. 7, 2007. <https://doi.org/10.18618/REP.2007.3.261267>

GROUP, I. 519-2014-IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. **IEEE Std 519–2014 (Revision of IEEE Std 519–1992)**, p. 1-29, 2014.

JUNIOR, L. G. et al. Evaluation of integrated inverter topologies for low power PV systems. 2011 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP), 2011, IEEE. p.35-39. <https://doi.org/10.1109/ICCEP.2011.6036325>

KIM, H.; SUL, S.-K. Analysis on output LC filters for PWM inverters. 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009, IEEE. p.384-389.

LI, W. et al. Topology review and derivation methodology of single-phase transformerless photovoltaic inverters for leakage current suppression. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 7, p. 4537-4551, 2015. ISSN 0278-0046. <https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2399278>

LUIGI, G. et al. Integrated inverter topologies for low power photovoltaic systems. 2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications-INDUSCON 2010, 2010, IEEE. p.1-5. <https://doi.org/10.1109/INDUSCON.2010.5740000>

MAHATO, B. et al. A New and Generalized Structure of MLI Topology with Half-bridge Cell with Minimum Number of Power Electronic Devices. **IETE Technical Review**, p. 1-12, 2020. ISSN 0256-4602. <https://doi.org/10.1080/02564602.2020.1726215>

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletrônica de potência: introdução ao estudo dos conversores CC-CA**. Florianópolis: Edição dos Autores, 2005. ISBN 8590520315.

MELO, F. C. et al. Novel transformerless single-stage 4-switches Buck-Boost Inverter. 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013, IEEE. p.2811-2816. <https://doi.org/10.1109/APEC.2013.6520696>

MELO, F. C. et al. Proposal of a photovoltaic AC-module with a single-stage transformerless grid-connected boost microinverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 3, p. 2289-2301, 2017. ISSN 0278-0046. <https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2750611>

MENEZES, L. M. Projeto INVERSOL–Desenvolvimento de uma fonte ininterrupta de energia com possibilidade de uso em sistema fotovoltaico. **Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Ceará. Julho de 2007, 2007.**

NARDI, C. **Dimensionamento de filtros passivos para conversores estáticos de energia**. 2016. 162 Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco.

RAMOS, J.; RAMIREZ, J. Analysis of the averaging for the dc/ac half-bridge converter and the three-level half-bridge neutral point clamped. 2011 8th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control, 2011, IEEE. p.1-6. <https://doi.org/10.1109/ICEEE.2011.6106702>

RASHID, M. H. Power electronics handbook: devices, circuits, and applications handbook. In: (Ed.). **ch. 12**: Butterworth-Heinemann, 2011.

RODRIGUES, M. **TOPOLOGIA INVERSORA BASEADA NO CONVERSOR PUSH-PULL COM MODULAÇÃO SPWM**. 2008. Curso de Pós-Graduação, em Engenharia Elétrica Universidade Estadual de Londrina

SAMPAIO, L. P. **Uma nova metodologia de projeto e controle para o inversor boost (CSI) monofásico, para o aproveitamento de fontes alternativas e renováveis de energia elétrica**. 2010. 110 Dissertação de Mestrado Faculdade de Engenharia - UNESP, UNESP - Universidade Estadual Paulista Campus de Ilha Solteira. Ilha Solteira – SP.

SANTANDER, A. C. A. **Inversor PUSH-PULL: a três níveis**. 1993. 115 Dissertação de Mestrado Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.

SILVA, C. **Inversor Monofásico Isolado em Alta Frequência com Ampla Faixa de Tensão de Entrada**. 2007. 178 Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará. Fortaleza, UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ

SILVA, G. V.; COELHO, R. F.; LAZZARIN, T. B. Switched-capacitor differential boost inverter: Static gain and generalized structure. 2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2016, IEEE. p.1-8.
<https://doi.org/10.1109/INDUSCON.2016.7874461>

SOARES, J. D. O. Uma nova célula de comutação ZVS - PWM aplicada à um inversor monofásico em meia ponte, com controle digital através de dispositivo FPGA e linguagem VHDL. **Dissertação de Mestrado, Depto de Eng. Elétrica, Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho - UNESP**, 2004.

VILEFORT, L. S. **Estudo comparativo de dois conversores Boost quadrático com comutação suave monochaveados para aplicação de rastreamento de máxima potência em sistemas fotovoltaicos**. 2016. 264 PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA, Uberlândia.

ZOPE, P. H. et al. Design and Implementation of carrier based Sinusoidal PWM Inverter. **International Journal of advanced research in electrical, electronics and instrumentation engineering**, v. 1, n. 4, p. 230-236, 2012. ISSN 2278-8875.