

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

MARCIO ANDRÉ NAZARENO MARQUES

MICROINVERSOR EM PONTE COMPLETA COM TRANSFORMADOR EM ALTA
FREQUÊNCIA E MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE

CURITIBA

2018

MARCIO ANDRÉ NAZARENO MARQUES

MICROINVERSOR EM PONTE COMPLETA COM TRANSFORMADOR EM ALTA
FREQUÊNCIA E MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE

Dissertação apresentada como requisito parcial à
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica, no
Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Setor
de Tecnologia da Universidade Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. João Américo Vilela Junior

CURITIBA

2018

Catálogo na Fonte: Sistema de Bibliotecas, UFPR
Biblioteca de Ciência e Tecnologia

N357m Marques, Marcio André Nazareno

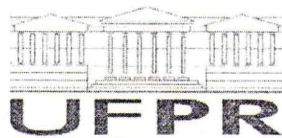
Microinversor em ponte completa com transformador em alta frequência e modulação por deslocamento de fase [recurso eletrônico] / Marcio André Nazareno Marques, 2018.

Dissertação (mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia da Universidade Federal do Paraná
Orientador: Prof. Dr. João Américo Vilela Junior

1. Inversores elétricos. 2. Eletrônica de potência. I. Universidade Federal do Paraná. II. Vilela Junior, João Américo. III. Título.

CDD 621.381

Bibliotecária: Vilma Machado CRB9/1563



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SETOR TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO ENGENHARIA
ELÉTRICA

TERMO DE APROVAÇÃO

Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da Dissertação de Mestrado de **MARCIO ANDRÉ NAZARENO MARQUES** intitulada: **MICROINVERSOR EM PONTE COMPLETA COM TRANSFORMADOR EM ALTA FREQUÊNCIA E MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE**, após terem inquirido o aluno e realizado a avaliação do trabalho, são de parecer pela sua APROVADO no rito de defesa.

A outorga do título de mestre está sujeita à homologação pelo colegiado, ao atendimento de todas as indicações e correções solicitadas pela banca e ao pleno atendimento das demandas regimentais do Programa de Pós-Graduação.

Curitiba, 10 de Outubro de 2018.

JOÃO AMÉRICO VILELA JUNIOR

Presidente da Banca Examinadora (UFPR)

EDUARDO GONÇALVES DE LIMA

Avaliador Interno (UFPR)

ROGER GULES

Avaliador Externo (UTFPR)

GIDEON VILLAR LEANDRO

Avaliador Interno (UFPR)

Dedico este trabalho à minha
amada mãe.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador prof. João Américo Vilela Jr. pelo incentivo, confiança e dedicação. Agradeço pela paciência nos momentos de dificuldade e por sempre ter me motivado a continuar em frente.

A minha amada e adorada mãe pelo dom da vida e todo o suporte durante a mesma.

A minha querida e amada namorada por toda ajuda, apoio e felicidade.

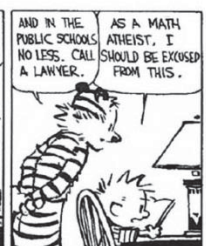
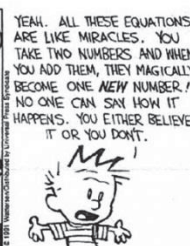
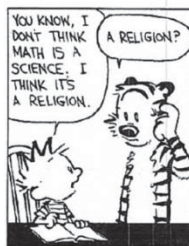
A todos os colegas de laboratório pelas horas maravilhosas e nem tão maravilhosas assim.

A CAPES – Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – pelo auxílio financeiro.

A empresa CIRCUIBRAS, pela confecção da placa de circuito impresso de alta qualidade.

Calvin and Hobbes

by Bill Watterson



RESUMO

O presente trabalho visa implementar e validar a topologia de um microinversor utilizando um conversor em ponte completa isolado através de um transformador operando em alta frequência. Este microinversor, com características de *unfolding*, é composto pela integração de um conversor CC-CC isolado em ponte completa e um inversor CC-CA em meia ponte operando em baixa frequência. O transformador operando em alta frequência possibilita uma redução nos custos e volumes deste, e o uso da comutação suave no circuito em ponte completa propicia uma redução das perdas por chaveamento e consequente aumento de eficiência. O trabalho apresenta ainda, uma explicação minuciosa do funcionamento da topologia proposta com a utilização de comutação suave. A modulação por deslocamento de fase (MDF) foi empregada para o acionamento dos interruptores que operam em alta frequência com o intuito de se obter uma comutação suave com tensão igual a zero no momento da transição (ZVS). Aspectos como o projeto dos magnéticos, dimensionamento de condutores, faixa de comutação suave, e desenvolvimento de uma metodologia de controle são abordados neste documento. Para validar a topologia e seu funcionamento realizaram-se simulações através do *software* PSIM e a implementação de um protótipo com potência de 500W. Através desse protótipo, verificou-se a funcionalidade da topologia conectada a rede e também através de uma carga resistiva comprovou-se a aplicação para a potência estipulada, obtendo-se um pico de eficiência de 93%.

Palavras-chave: Microinversor. Modulação por Deslocamento de Fase. Ponte Completa. Transformador operando em alta frequência. Comutação Suave.

ABSTRACT

The present work aims to implement and validate the topology of a microinverter using a Full Bridge converter isolated through a transformer operating at high frequency. This microinverter, with unfolding features, is composed of the integration of a Full Bridge DC-DC converter and a Half-Bridge DC-AC inverter operating at low frequency. The transformer operating at high frequency enables a reduction of costs and volumes of the transformer, and the use of soft switching in the Full Bridge circuit provides a reduction in switching losses and consequent increase in efficiency. The work also presents a detailed explanation of the operation of the proposed topology with the use of soft switching. Phase Shift Modulation (MDF) was used to drive the switches that operate at high frequency in order to obtain soft switching with voltage zero at the time of transition (ZVS). Aspects such as magnetic design, conductor sizing, soft switching range, and development of a control methodology are discussed in this paper. To validate the topology and its operation, simulations were performed through the PSIM software and the implementation of a prototype with a power of 500W. Through this prototype, it was verified the functionality of the topology connected to the network and also through a resistive load the application for the stipulated power was verified, obtaining an efficiency peak of 93%

Key-words: Microinverter. Phase Shift Modulation. Full Bridge. Transformer operating at High Frequency. ZVS.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1.1 - CIRCUITO PROPOSTO.....	19
FIGURA 2.1 - INVERSOR CENTRALIZADO	23
FIGURA 2.2 - INVERSOR <i>STRING</i>	24
FIGURA 2.3 - MÓDULO INTEGRADO.....	25
FIGURA 2.4 – INVERSOR MULT- <i>STRING</i>	26
FIGURA 2.5 - CLASSIFICAÇÃO CONVENCIONAL DE INVERSORES FOTOVOLTAICOS.....	27
FIGURA 2.6 - INVERSOR COM <i>LINK CC</i>	28
FIGURA 2.7 - INVERSOR COM PSEUDO <i>LINK CC</i>	29
FIGURA 2.8 - INVERSOR UTILIZANDO TRANSFORMADOR DE BAIXA FREQUÊNCIA.....	30
FIGURA 2.9 - INVERSOR CC-CA COM ISOLAMENTO GALVÂNICO EM ALTA FREQUÊNCIA.....	31
FIGURA 2.10 - CIRCUITO PORPOSTO POR TAN (2007).....	33
FIGURA 2.11 - TOPOLOGIA PROPOSTA POR JIANG (2012).	33
FIGURA 2.12 - CIRCUITO PORPOSTO POR CHA (2015)	34
FIGURA 2.13 - TOPOLOGIA PROPOSTA POR KASA (2005)	35
FIGURA 2.14 - TOPOLOGIA PROPOSTA POR SHIMIZU (2006).	35
FIGURA 2.15 - TOPOLOGIA PORPOSTA POR HAN (2017).....	36
FIGURA 2.16 - TOPOLOGIA PROPOSTA POR THANG (2014).....	36
FIGURA 2.17 - TOPOLOGIA PROPOSTA POR SURAPANENI 2015.....	37
FIGURA 3.1 - SEQUÊNCIA DE COMANDO DAS CHAVES UTILIZANDO MDF	39
FIGURA 3.2 - EXEMPLO DE COMUTAÇÃO DISSIPATIVA.....	41
FIGURA 3.3 - MICROINVERSOR EM ESTUDO COM CIRCUITO PARA COMUTAÇÃO SUAVE.....	43
FIGURA 4.1 - CIRCUITO DO INVERSOR ESTUDADO	45
FIGURA 4.2 - FORMAS DE ONDA TORICAS DA TOPOLOGIA EM ESTUDO	46
FIGURA 4.3 - PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO.	47
FIGURA 4.4 - SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO	47
FIGURA 4.5 - TERCEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO.....	48
FIGURA 4.6 - QUARTA ETAPA DE OPERAÇÃO	49
FIGURA 4.7 - QUINTA ETAPA DE OPERAÇÃO	49

FIGURA 4.8 - SEXTA ETAPA DE OPERAÇÃO	50
FIGURA 4.9 - SÉTIMA ETAPA DE OPERAÇÃO	51
FIGURA 4.10 - OITAVA ETAPA DE OPERAÇÃO.....	51
FIGURA 4.11 - NONA ETAPA DE OPERAÇÃO	52
FIGURA 4.12 - DÉCIMA ETAPA DE OPERAÇÃO	53
FIGURA 5.1 - MODELO DE NÚCLEO EE.....	56
FIGURA 5.2 - FORMA DE ONDAS NA SAÍDA DO INVERSOR.	59
FIGURA 5.3 - MALHA DE CONTROLE DA CORRENTE DE SAÍDA DO INVERSOR.	65
FIGURA 5.4 - SENSOR LA 100-P.....	66
FIGURA 5.5 - CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DO SENSOR DE CORRENTE.	67
FIGURA 5.6 - FORMA DE ONDA DA CORRENTE CONDICIONADA.....	68
FIGURA 5.7 - CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DA TENSÃO DE REFERÊNCIA	69
FIGURA 5.8 - SINAL DE TENSÃO CONDICIONADO.	69
FIGURA 5.9 - DIAGRAMA EM BLOCOS DA MALHA DE CONTROLE	70
FIGURA 5.10 - OBTENÇÃO DA MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE	71
FIGURA 5.11 - DIAGRAMA DE BODE EM MALHA ABERTA DA FT DO MICROINVERSOR.....	73
FIGURA 5.12 - DIAGRAMA DE BODE DO MICROINVERSOR COM O COMPENSADOR.....	76
FIGURA 5.13 - INDUTÂNCIA MÍNIMA PARA GARANTIR ZVS.....	80
FIGURA 5.14 - FAIXA DE OPERAÇÃO ZVS	81
FIGURA 5.15 - PERDA DA RAZÃO CÍCLICA	81
FIGURA 6.1 - COMANDO DOS INTERRUPTORES E TENSÃO NO ENROLAMENTO PRIMÁRIO.....	83
FIGURA 6.2 - CORRENTE DE ENTRADA.....	84
FIGURA 6.3 - TENSÃO E CORRENTE COM COMUTAÇÃO SUAVE NO INTERRUPTOR S_1	84
FIGURA 6.4 - TENSÃO NO ENROLAMENTO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR	85
FIGURA 6.5 - TENSÕES NOS ENROLAMENTOS PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO ...	86
FIGURA 6.6 - CORRENTES NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR.....	86

FIGURA 6.7 - CORRENTE NOS INTERRUPTORES S_5 E S_6	87
FIGURA 6.8 - TENSÃO ENTRE OS PONTOS A E B.	87
FIGURA 6.9 - TENSÃO E CORRENTE A SEREM INJETADAS NA REDE DE DISTRIBUIÇÃO	88
FIGURA 6.10 - PROTÓTIPO CONSTRUÍDO.....	88
FIGURA 6.11 - ESQUEMA DE CONEXÃO DO PROTÓTIPO A REDE ELÉTRICA..	89
FIGURA 6.12 - TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA DO MICROINVERSOR.....	90
FIGURA 6.13 - FORMAS DE ONDA NO TRANSFORMADOR.....	90
FIGURA 6.14 - TENSÃO NOS ENROLAMENTOS $NS1$ E $NS2$	91
FIGURA 6.15 - COMUTAÇÃO SUAVE	91
FIGURA 6.16 - TENSÃO NO INTERRUPTOR S_5 E CORRENTE DE SAÍDA DO MICROINVERSOR.....	92
FIGURA 6.17 - TENSÕES NOS INTERRUPTORES S_6 E S_5	93
FIGURA 6.18 - TENSÃO NO SNUBBER DO INTERRUPTOR S_5	93
FIGURA 6.19 - TENSÃO DE SAÍDA DO MICROINVERSOR PARA A MAIOR EFICIÊNCIA	94
FIGURA 6.20 - TENSÃO DE SAÍDA NO MICROINVERSOR	94
FIGURA 6.21 - CORRENTE DE SAÍDA DO MICROINVERSOR.....	95

LISTA DE TABELAS

TABELA 2.1 - COMPARATIVO ENTRE TOPOLOGIAS	38
TABELA 5.1 - VALORES UTILIZADOS PARA O PROJETO	55
TABELA 5.2 - PARÂMETROS PARA DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR E INDUTOR.....	58
TABELA 5.3 - ESPECIFICAÇÕES TIVA.....	66
TABELA 5.4 - ESPECIFICAÇÕES LEM LA-100P.....	67
TABELA 5.5 - ESPECIFICAÇÕES AUIRFR4620.....	77
TABELA 5.6 - PARÂMETROS SPP17N80C3	78
TABELA 5.7 - PARÂMETROS UF5408.....	78
TABELA 5.8 - PARÂMETROS UCC 21521.....	79

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A/D	- Analógico/Digital
A_e	- Área da seção transversal do núcleo magnético
A_w	- Área da janela do carretel
$A_{w_{min}}$	- Área mínima de janela do carretel
C	- Capacitor do filtro de saída
CA	- Corrente Alternada
CC	- Corrente Continua
C_{oss}	- Capacitância intrínseca do interruptor
CSI	- <i>Current source inverter</i> (Inversor de Corrente)
C_t	- Função de transferência do Compensador
D	- Razão cíclica para os Interruptores chaves
D_{max}	- Razão cíclica máxima para o transformador
EMI	- <i>Electromagnetic Interference</i> (Interferência Eletromagnética)
FBHB	- Full-bridge Half-Bridge
f_c	- Frequência do compensador
f_f	- Frequência de corte do filtro
f_p	- Frequência do polo
f_r	- Frequência da rede elétrica
f_{res}	- Frequência de ressonância do filtro LC
f_s	- Frequência de comutação
FT	- Função de transferência
f_z	- Frequência do zero
G	- Função de transferência do microinversor
G_c	- Ganho do compensador
G_f	- Função de transferência do filtro <i>anti-aliasing</i>
G_p	- Ganho do sistema de potência
G_{mdf}	- Ganho devido a modulação
I_{ef1}	- Corrente eficaz no enrolamento secundário NS_1
I_{ef2}	- Corrente eficaz no enrolamento secundário NS_2
I_{ep}	- Corrente eficaz no enrolamento primário
I_{Lpico}	- Valor de pico da corrente no indutor do filtro
I_{oef}	- Corrente eficaz na Carga

I_{opico}	- Corrente de pico de saída do microinversor
I_{ppri}	- Corrente de pico no enrolamento primário
J_{max}	- Máxima densidade de corrente elétrica
K	- Multiplicação dos ganhos dos sensores e do conversor A/D
$K_{A/D}$	- Ganho do conversor A/D do microcontrolador
K_{cs}	- Ganho do circuito de condicionamento de sinal de corrente
K_f	- Fator de utilização da área de janela A_w pelo enrolamento do indutor
K_{MDF}	- Ganho da modulação por deslocamento de fase
K_p	- Fator de utilização da área do enrolamento primário
k_{pz}	- Valor utilizado para definir a separação entre os polos e zeros do compensador
K_{se}	- Ganho do sensor de corrente
K_w	- Fator de utilização da área de janela A_w pelo transformador
L	- Indutor do filtro de saída
l_g	- Comprimento do entreferro do indutor
L_r	- Indutor externa adicionada ao circuito
MDF	- Modulação por deslocamento de fase (Phase Shift Modulation)
MF	- Margem de Fase
MOSFET	- <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo de Semicondutor de Oxido Metálico)
MPP	- Maximum Power Point (Ponto de Máxima Potência)
n	- Relação de transformação do transformador
η	- Rendimento esperado
ncd_p	- Número de condutores em paralelo do enrolamento primário
ncd_s	- Número de condutores em paralelo do enrolamento secundário
N_{esp}	- Número de espiras do indutor
N_p	- Número de espiras do enrolamento primário
N_s	- Número de espiras de cada enrolamento secundário
PCI	- Placa de Circuito Impresso
P_o	- Potência de saída
R	- Impedância da carga
S_{CP}	- Seção do condutor do enrolamento primário
S_{CS}	- Seção do condutor do enrolamento secundário
S_{fio}	- Seção do condutor utilizado no transformador

SMD	- <i>Surface Mounting Device</i> (Componente Para Montagem em Superfície)
SPWM	- <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso Senoidal)
SVM	- <i>Space Vectot Modulation</i> (Modulação Vetorial Espacial)
TC	- Transformador de Corrente
V_{diodo}	- Tensão de condução direta do diodo
V_{ef}	- Tensão de saída RMS
V_{in}	- Tensão de entrada
V_{inmin}	- Tensão de entrada mínima
V_{opico}	- Tensão de pico da saída
V_{p}	- Tensão no enrolamento primário
V_{s}	- Tensão em cada enrolamento secundário
VSI	- <i>Voltage source inverter</i> (Inversor de tensão)
V_{t}	- Valor de pico da portadora dente de serra
ZCS	- <i>Zero Current Switching</i> (comutação com zero de corrente)
ZVS	- <i>Zero Voltage Switching</i> (comutação com zero de tensão)
ZVZCS	- Zero Voltage Zero Current Switching (comutação com zero de tensão e zero de corrente)
ΔB	- Variação de densidade de fluxo eletromagnético
Δi_{L}	- Percentual de ondulação da corrente de saída
Δv_{i}	- Máxima Variação de tensão de entrada
Δv_{o}	- Ripple máximo da tensão de saída
μ_0	- Permeabilidade magnética do ar
ζ	- Constante de amortecimento do filtro LC

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	CIRCUITO PROPOSTO	18
1.2	JUSTIFICATIVA.....	20
1.3	OBJETIVOS.....	21
1.4	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	22
2	INVERSORES DE TENSÃO	23
2.1	CLASSIFICAÇÃO DE INVERSORES DE TENSÃO	26
2.2	INVERSORES COM TRANSFORMADORES EM BAIXA FREQUÊNCIA	29
2.3	INVERSORES COM TRANSFORMADOR EM ALTA FREQUÊNCIA	30
2.3.1	Topologias de microinversores.....	32
3	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	39
3.1	MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE (MDF).....	39
3.2	COMUTAÇÃO SUAVE	40
3.2.1	Comutação suave no inversor em ponte completa	42
3.2	TRANSFORMADORES OPERANDO EM ALTA FREQUÊNCIA	43
4	ESTUDO DO INVERSOR FBHB	45
4.1	CIRCUITO DO INVERSOR	45
4.1.1	Etapas de Funcionamento	45
5	METODOLOGIA E PROJETO	55
5.1	PROJETO DO TRANSFORMADOR.....	55
5.2	PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA	62
5.3	MICROCONTROLADOR, SENSORES E CONDICIONAMENTO	64
5.3.1	Microcontrolador.....	66
5.3.2	Sensor de corrente e condicionamento de sinal de corrente.....	66
5.3.3	Sensor de tensão e condicionamento da tensão de referência	68
5.4	MALHAS DE CONTROLE	70
5.5	ESCOLHA DOS INTERRUPTORES, DIODOS E ACIONAMENTO	77
5.6	CONFECÇÃO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO	79
5.7	FAIXA DE COMUTAÇÃO ZVS	79
6	RESULTADOS	83
6.1	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	83
6.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	88

7	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	96
7.1	RECOMENDAÇÕES PARA DO TRABALHOS FUTUROS	97
	REFERÊNCIAS.....	98
	APÊNDICE A – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO	104
	APÊNDICE B – PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO.....	105
	APÊNDICE C – CIRCUITO SIMULADO	106
	ANEXO A – ESPECIFICAÇÕES NUCLEO THORNTON NEE-55/28/21.....	107
	ANEXO B – ESPECIFICAÇÕES CARRETEL THORNTON NEE-55/28/21	108
	ANEXO C – TABELA COM ESPECIFICAÇÃO DE CONDUTORES AWG.....	109

1 INTRODUÇÃO

No setor de geração de energia elétrica muito já se evoluiu no que se refere às energias renováveis e à geração distribuída. Com o uso da geração distribuída, tem-se a redução dos custos ligados ao transporte e a distribuição de energia, visto que a carga fica mais próxima, fisicamente, do local de geração. Enquanto que, devido ao surgimento da geração distribuída, surgiu o fenômeno denominado de empoderamento do consumidor. Isso dá ao consumidor de energia elétrica uma voz ativa no processo de geração transporte e consumo de energia elétrica e é considerado por muitos, o fator principal da mudança de paradigma que se aproxima. Diante desses fatores, tem-se a concepção de uma unidade consumidora/fornecedora de energia elétrica (FALCÃO, 2009).

Devido à natureza particular da forma pelo qual geram energia elétrica, tanto geradores eolielétricos, quanto geradores solares-fotovoltaicos, não podem ser conectados diretamente à maioria das cargas elétricas e, muito menos, à rede elétrica das concessionárias distribuidoras de energia. Isso se deve às variações inerentes a essas fontes e aos seus parâmetros elétricos (tensão, corrente, etc.), que geralmente não são adequados para uso direto (SANTOS, 2014).

Para que a geração distribuída seja conectada à rede, faz-se necessário o uso de conversores. A Eletrônica de Potência permite trabalhar com conversores chaveados operando em altas frequências que propiciam: uma economia de espaço, redução de custo, baixo ruído, maior confiabilidade e alto desempenho e rendimento. Por outro lado, o uso de chaves semicondutoras, operando em alta frequência, permite o aparecimento de harmônicas de tensão e corrente no sistema de alimentação em corrente alternada (CANESIN, 2001).

Usualmente, a conexão com a rede elétrica dos painéis fotovoltaicos se faz através de um conversor de dois estágios de processamento de energia (PANNASE, 2017), essa também é a técnica utilizada geralmente em microinversores. Nos microinversores tem-se a necessidade do uso de um conversor CC-CC no primeiro estágio para a elevação de tensão, algo que não se faz necessário em inversores de maior porte pois esses possuem um grande número de painéis fotovoltaicos ligados em série obtendo uma tensão de entrada maior do que a de um painel individual, sendo o primeiro estágio ainda o responsável pela operação do sistema no ponto de máxima potência (MPP). O segundo estágio é composto por um conversor CC-CA,

responsável por injetar a corrente na rede elétrica. Porém, a operação em dois estágios compromete a eficiência e reduz a confiabilidade (BRITO 2014, SREEKANTH, 2016).

Algumas propostas tentam minimizar as perdas dos conversores de dois estágios, fazendo com que o fluxo de potência flua através de um número menor de semicondutores e fazendo arranjos com diferentes tipos de conversores e inversores (BAIMEL, 2016). Além disso, buscam reduzir as perdas utilizando um conversor CC-CC no primeiro estágio com chaveamento suave. Entretanto, uma das alternativas que tem tido mais sucesso para reduzir as perdas é o uso de topologias em um único estágio, ou seja, integrando os estágios CC-CC e CC-CA em um único estágio de processamento de energia, resultando em um menor número de componentes e afetando positivamente a eficiência e o custo do produto.

O presente trabalho se concentra na conversão de tensão contínua em tensão alternada através de um microinversor de tensão. Este circuito apresenta a possibilidade de fornecer energia para a rede elétrica CA. Conforme mencionado anteriormente, o foco será na geração distribuída, mais especificamente em painéis solares fotovoltaicos, que serão conectados a rede elétrica e devem atender os parâmetros de qualidade de energia exigidos para essa conexão.

1.1 CIRCUITO PROPOSTO

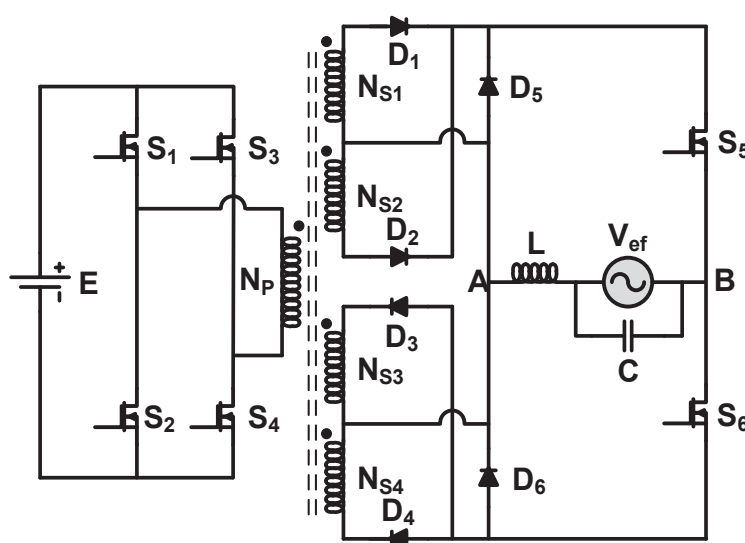
Os inversores que visam ser conectados à rede elétrica podem ser classificados conforme a sua característica de entrada. Assim, são classificados em VSI (inversor de tensão), cuja entrada apresenta característica tipo fonte de tensão, ou CSI (inversor de corrente), cuja entrada apresenta característica tipo fonte de corrente. O circuito que será estudado no presente trabalho caracteriza-se pela forma VSI, pois opera com potência ativa oriunda de um barramento CC. O circuito em estudo visa mitigar os efeitos causados pelas perdas de comutação, bem como diminuir o tamanho e custo dos componentes utilizados em microinversores isolados.

O presente trabalho busca projetar e implementar uma topologia de inversor *unfolding*, topologia esta que foi proposta na patente requerida por Vilela (2016).

O circuito é composto por um transformador em alta frequência e um inversor em ponte completa, caracterizado pelos interruptores S_1 a S_4 da FIGURA 1.1, com um conversor similar ao inversor em meia ponte (caracterizado pelos interruptores S_5 e

S_6 na FIGURA 1.1) operando como *unfolding*. Essa topologia inovadora agrega as vantagens do conversor CC-CC em ponte completa, ao utilizar transformador em alta frequência e obter chaveamento ZVS nos interruptores, acoplado a um inversor de meia ponte no secundário do transformador com os interruptores S_5 e S_6 operando na frequência da rede elétrica. Com essas características, a topologia em estudo apresenta elevada eficiência e baixo custo de produção. O circuito em estudo pode ser visualizado na FIGURA 1.1, e será denominado *Full-bridge Half-Bridge (FBHB)*.

FIGURA 1.1 - CIRCUITO PROPOSTO



FONTE: O autor (2017).

A estratégia de modulação utilizada é Modulação por Deslocamento de Fase, que possui sua implementação passível em circuitos que utilizam ponte completa. Os interruptores S_1 a S_4 são comandados a operar em alta frequência, sendo possível a implementação da comutação suave nesses componentes utilizando a indutância de dispersão do transformador e um tempo morto pré-determinado.

Já os interruptores S_5 e S_6 são comandados na frequência da rede (baixa frequência) e, estando em fase com essa, devem comutar junto com ela e inverter a tensão conforme o comportamento da rede.

1.2 JUSTIFICATIVA

O uso de fontes não renováveis de energia tem sido apontado como um dos grandes vilões do aquecimento global e da poluição atmosférica e no contexto atual, o uso de energias limpas vem sendo incentivado por questões econômicas e socioambientais para garantir um futuro ao planeta e a população, e o Brasil vem se tornando referência em energias renováveis (BRASIL, 2018).

Na geração fotovoltaica, tem-se a possibilidade de trabalho com vários tipos de painéis, com características distintas, tendo-se também a possibilidade de interconexão de painéis de forma serial ou paralela. Para aplicações residenciais, de baixa potência ou onde cada painel fica submetido a uma angulação diferente, ou ainda, quando o controle de cada painel pode-se fazer de forma individual.

O uso de microinversores tem sua aplicação principal, quando surge a necessidade do controle individual de cada painel ou em de pequenos agrupamentos de painéis visando evitar o efeito de sombreamento, o qual pode ser responsável por uma extração de potência baixa do sistema. Nesse contexto a microgeração surge para que o consumidor possa participar ativamente do processo de compensação de energia elétrica e para isso, o uso de um ou dois painéis solares pode ser uma alternativa atrativa.

Quando se pensa em microinversores isolados para a conexão de painéis fotovoltaicos a rede de distribuição, a utilização de um transformador operando em alta frequência contribui para que o volume e peso do transformador sejam menores, além de prover o isolamento galvânico entre a fonte e a carga, prática que é adotada por alguns países, incluindo os Estados Unidos. Além disso, certos módulos empregando tecnologias específicas, como é o caso de filmes finos onde tem-se a necessidade do terminal positivo ou negativo do conjunto de módulos aterrados para evitar a degradação das células fotovoltaicas, necessitam a utilização de um transformador isolador (VILLALVA, 2012).

Segundo Gules (2001) a conexão em série de conversores resulta na redução da eficiência total da estrutura e a integração de etapas tem como função diminuir custos e complexidade do circuito. O inversor estudado deve apresentar elevada eficiência e grande robustez.

A topologia estudada pelo presente documento é inovadora e tem-se a possibilidade de colaborar para o desenvolvimento de novos equipamentos bem como novas pesquisas na área.

1.3 OBJETIVOS

O presente trabalho tem por objetivo geral projetar, discutir e implementar uma topologia de inversor de tensão com isolamento galvânica, que opera conectado à rede elétrica. O inversor utiliza Modulação por Deslocamento de Fase (MDF) e apresenta comutação suave nos interruptores que operam em alta frequência.

Como objetivos específicos deste trabalho, podem-se elencar os seguintes itens:

- Realizar uma revisão bibliográfica sobre inversores de tensão com transformadores operando em alta frequência;
- Estudar a técnica de MDF (modulação por deslocamento de fase);
- Analisar o princípio de funcionamento do conversor em estudo utilizando a modulação MDF;
- Estudar a técnica de comutação suave com tensão igual a zero no fechamento do interruptor (ZVS) aplicada ao circuito;
- Projetar os elementos magnéticos a serem usados no circuito;
- Especificar os componentes do circuito (interruptores, diodos, drivers de acionamento, optoacopladores, etc....)
- Elaborar o projeto da malha de controle;
- Simular o comportamento do microinversor por meio do *software* PSIM;
- Confeccionar as PCBs do protótipo;
- Efetuar a programação no microcontrolador;
- Confeccionar o protótipo do microinversor;
- Realizar os testes para validação, fazendo o protótipo operar com baixa potência de forma isolada da rede;
- Realizar os testes para validação, fazendo o protótipo operar com potência nominal de forma isolada da rede;

1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Para um bom entendimento do trabalho, a presente dissertação foi dividida nos seguintes capítulos:

No Capítulo 2, tem-se a revisão bibliográfica de alguns documentos utilizados para a elaboração do trabalho, dando suporte teórico para o mesmo.

No Capítulo 3, tem-se a fundamentação teórica sobre alguns conceitos utilizados no trabalho, como MDF, ZVS e transformador operando em frequências elevadas.

O Capítulo 4 apresenta o estudo da topologia proposta, abordando o conversor, as etapas de operação e a técnica de modulação utilizada.

O Capítulo 5 dedica-se à metodologia do projeto proposto, com os cálculos pertinentes e a especificação dos componentes. Além disso, apresenta as malhas de controle.

No Capítulo 6, tem-se os resultados obtidos para o inversor estudado por meio de simulação computacional e os resultados obtidos com o protótipo.

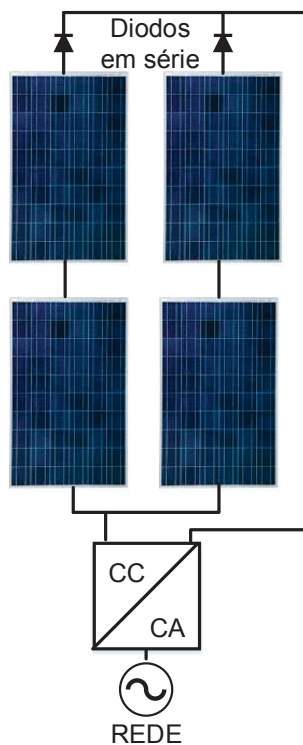
O Capítulo 7 traz as considerações finais do documento.

Para finalizar, tem-se as referências utilizadas como base, ao longo do trabalho.

2 INVERSORES DE TENSÃO

As primeiras tecnologias de inversores para painéis fotovoltaicos, foram baseadas em inversores centralizados que faziam a interface de um grande número de módulos fotovoltaicos conectados a rede. Os módulos fotovoltaicos foram divididos em conexões em série (chamadas de *string*), cada uma gerando um valor de tensão suficientemente alto, visando evitar a necessidade de amplificação adicional. Essas conexões em série receberam o acréscimo de um diodo e foram então conectadas em paralelo, a fim de alcançar altos níveis de potência, como pode-se visualizar na FIGURA 2.1. Este inversor centralizado possui algumas limitações, como cabos CC de alta tensão entre os módulos fotovoltaicos e o inversor, perdas de potência devido ao ponto de máxima potência também ser centralizado pois os painéis podem sofrer o efeito do sombreamento, perdas por incompatibilidade entre os módulos fotovoltaicos, perdas nos diodos em série, e somado a isso tem-se a inflexibilidade arranjo físico.

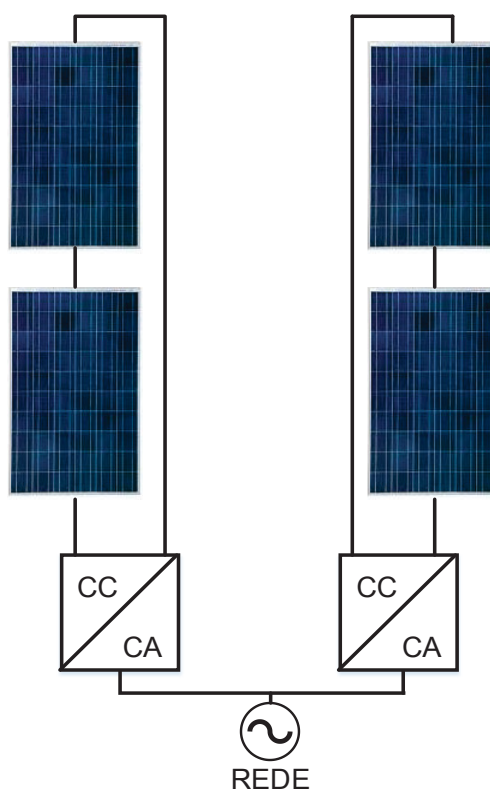
FIGURA 2.1 - INVERSOR CENTRALIZADO



FONTE: O autor (2018).

O estágio conectado à rede normalmente era comutado por meio de interruptores eletrônicos, envolvendo muitos harmônicos de corrente e baixa qualidade de energia. A grande quantidade de harmônicos ocasionou o surgimento de novas topologias de inversores e reconfigurações no arranjo de sistemas, a fim de lidar com a evolução de padrões que abrangem a qualidade da energia

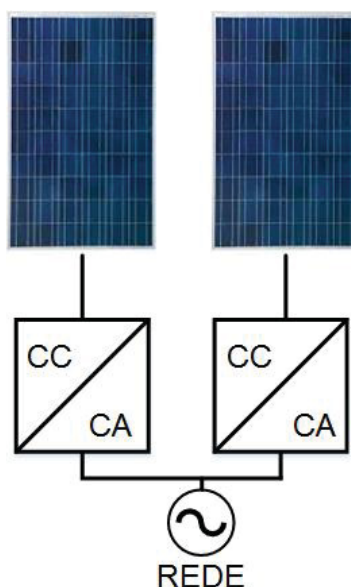
Já o Inversor conhecido como “*string*”, mostrado na FIGURA 2.2 é uma versão reduzida do inversor centralizado, onde uma única sequência de módulos fotovoltaicos é conectada ao inversor. A tensão de entrada neste sistema deve ser alta o suficiente para evitar a necessidade de amplificação de tensão, porém tem-se a possibilidade de usar uma quantidade menor de módulos fotovoltaicos em série fazendo uso de um conversor CC-CC. Não há perdas associadas a diodos em série e os pontos de máxima potência podem ser aplicados separadamente a cada string, aumentando a eficiência geral dos painéis em comparação com o inversor centralizado.

FIGURA 2.2 - INVERSOR *STRING*

FONTE: O autor (2018).

A tecnologia com inversor integrado, mostrado na FIGURA 2.3, consiste na integração do inversor e do módulo fotovoltaico em um dispositivo. Ele elimina as perdas por diferenças construtivas entre módulos fotovoltaicos, uma vez que existe apenas um módulo fotovoltaico por inversor, bem como realiza o ajuste ideal entre o módulo fotovoltaico e o inversor capacitando cada módulo a trabalhar no ponto de extração de máxima potência de forma individual. Este sistema ainda possibilita a facilidade de expansão, devido à sua característica modular, sendo possível conectar mais painéis sem necessidade de grandes mudanças. Os microinversores se encontram nessa categoria.

FIGURA 2.3 - MÓDULO INTEGRADO

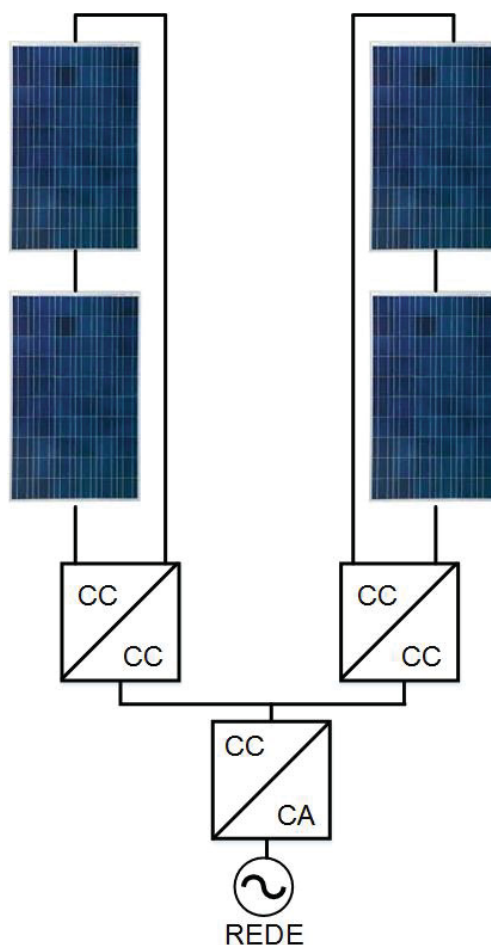


FONTE: O autor (2018).

Por outro lado, a necessidade de elevação da tensão de entrada pode reduzir a eficiência geral e aumentar o custo devido a necessidade de aquisição de vários inversores, porém com o passar dos anos, o custo desse tipo de inversor vem caindo, e a eficiência aumentando tornando-o atrativo.

O inversor multi-*string* mostrado na FIGURA 2.4 pode ser considerado uma evolução do inversor string, onde várias strings são interligadas com seu próprio conversor CC-CC a um mesmo inversor fazendo com que cada *string* possa ser controlada individualmente.

FIGURA 2.4 – INVERSOR MULT-STRING



FONTE: O autor (2018).

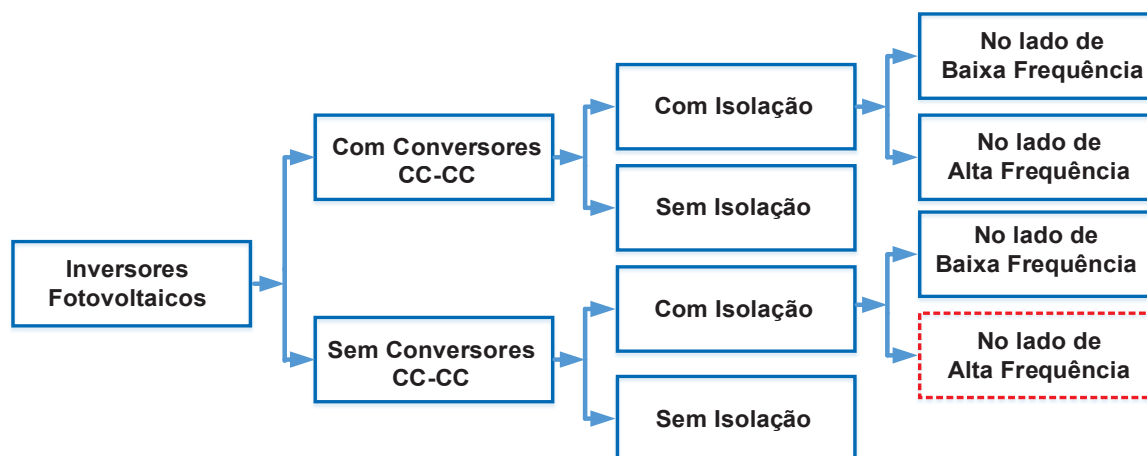
Além disso, pode-se realizar ampliações facilmente, já que uma nova string com conversor CC-CC pode ser conectada à plataforma existente, alcançando um design flexível e com alta eficiência. Finalmente, o sistema de inversor de célula CA, onde o objetivo é desenvolver topologias que sejam capazes de elevar baixos níveis de tensão e potência por metro quadrado até um nível apropriado para a rede e ao mesmo tempo, alcance uma alta eficiência.

2.1 CLASSIFICAÇÃO DE INVERSORES DE TENSÃO

Pode-se classificar os inversores de várias formas: quanto ao tipo de topologia empregada, presença ou não de conversores CC-CC, número de estágios de processamento de energia, isolamento galvânico, comutação, entre outras. Para Blaabjerg (2004) e Haeberlin (2001), convencionalmente, a classificação de topologias

de inversores fotovoltaicos é dividida em duas grandes categorias: Inversores com conversores CC-CC (com e sem isolação) e inversores sem conversores CC-CC (com ou sem isolação). Para um melhor entendimento pode-se fazer uso da FIGURA 2.5.

FIGURA 2.5 - CLASSIFICAÇÃO CONVENCIONAL DE INVERSORES FOTOVOLTAICOS.



FONTE: Modificado de BLAABJERG (2004).

Quanto ao número de estágios, o processamento pode ser de estágio único ou múltiplos estágios. De acordo com Xue (2004) inversor de único estágio é aquele que possui um único estágio de processamento de potência, responsável tanto pela adaptação do nível de tensão da entrada ao nível de tensão da saída como pela modulação senoidal da tensão de saída, inversão da tensão, controle de corrente, entre outros. No processamento com múltiplos estágios, o conversor CC-CC, no primeiro estágio, é responsável pelo ponto de extração da máxima potência, do controle da corrente de entrada oriunda do painel MPPT. Já no estágio inversor tem-se a elevação de tensão e o controle da corrente de saída (GIL, 2016).

Dentre a classificação de isolação galvânica, apresentam-se os inversores com transformador e sem transformador (BEZERRA, 2010). O isolamento galvânico é um dos requisitos mais importantes para sistemas fotovoltaicos por causa de questões de segurança. A alta capacitância parasitária entre as células fotovoltaicas e a estrutura metálica aterrada causam uma corrente de fuga ao aterramento devido à ausência de isolamento galvânico. Apesar de algumas desvantagens dos transformadores, como custo adicional e eficiência reduzida, o uso de um

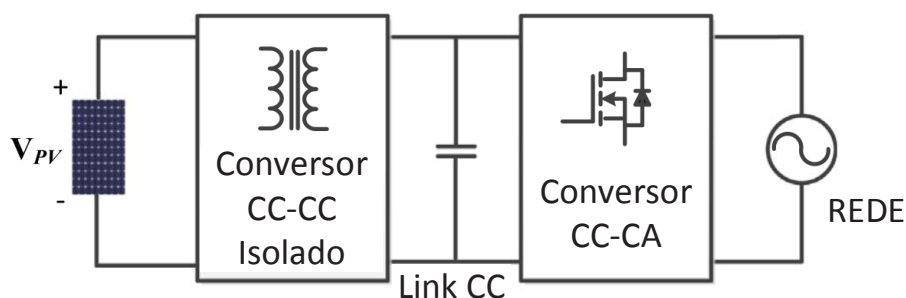
transformador reduz as correntes de fuga, fornecendo isolamento galvânica entre a rede e os módulos fotovoltaicos.

O artigo 690.41 da norma *National Electrical Code* (NEC) exigia que todos os sistemas fotovoltaicos tivessem pelo menos um dos condutores do circuito CC aterrado caso a tensão fosse maior que 50 V, isso era exigido até o ano 2005. A partir de 2005 houve a inserção do artigo 690.35, que determina as exigências para os sistemas não aterrados. Para os sistemas que possuam aterramento, esta norma possui algumas exigências e determina as maneiras de atendimento a essas exigências (NEC 2014).

No referente a microinversores, uma das classificações possíveis é dada de acordo com a presença ou não de *link* CC, além de uma classe denominada de pseudo *link* CC.

A utilização de um *link* CC, realizado por meio da inserção de um capacitor eletrolítico entre as etapas CC e CA, propicia um armazenamento de energia e implementa um filtro CC. Como o enrolamento secundário do transformador está ligado a outro conversor e este a rede elétrica, tendo com isso o surgimento de um sinal pulsado oriundo da baixa frequência da rede, mas com a frequência sendo o dobro desta devido a retificação da senoide. Esse sinal com o dobro da frequência da rede é filtrado pelo capacitor, fazendo com que essas oscilações não atinjam o painel fotovoltaico. Uma desvantagem deste sistema está relacionada ao capacitor utilizado, pois geralmente se utilizam capacitores eletrolíticos, os quais diminuem a vida útil do microinversor. Um esquema deste tipo de inversor pode ser visualizado na FIGURA 2.6.

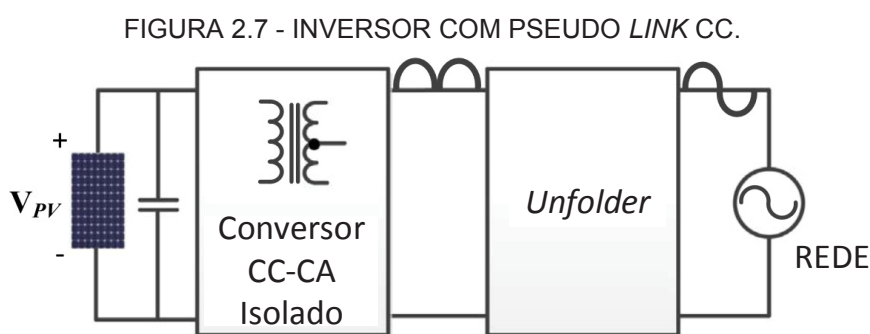
FIGURA 2.6 - INVERSOR COM *LINK* CC.



Fonte: Adaptado de Hasan (2017).

A não utilização de um *link* CC, faz com que se tenha a necessidade da utilização de um conversor CC-CA já no primeiro estágio e de um conversor CA-CA no segundo estágio, gerando assim uma maior complexidade de acionamento.

Quando se utiliza o pseudo *link* CC, a técnica de modulação em alta frequência empregada é aplicada no lado CC do microinversor e geralmente utiliza-se um inversor com *unfolder* (onde os interruptores do circuito inversor são modulados na frequência da rede) para injetar corrente na rede, reduzindo com isso as perdas de chaveamento e aumentando a eficiência do sistema. No entanto, uma componente de potência pulsada de 120 Hz (oriunda da rede de 60 Hz) passa pelo transformador. Um esquema desta topologia pode ser visualizado na FIGURA 2.7.



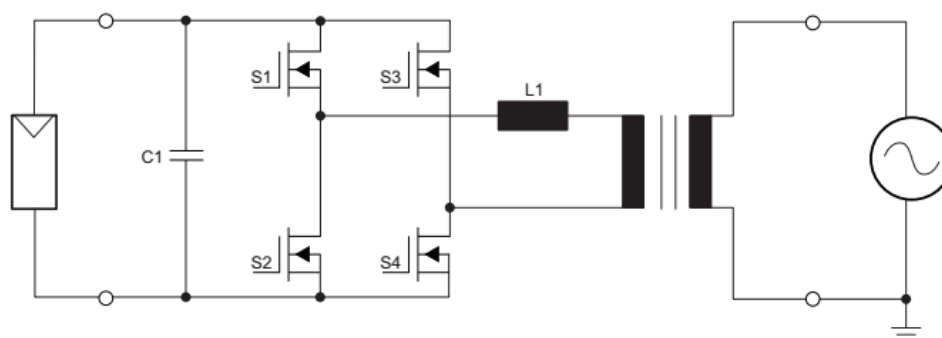
Fonte: Adaptado de Hasan (2017).

2.2 INVERSORES COM TRANSFORMADORES EM BAIXA FREQUÊNCIA

Os inversores com isolamento galvânico por meio de transformadores de baixa frequência e de único estágio, geralmente operando em 50 ou 60 Hz, são amplamente empregados para a adequação da tensão de saída do inversor com a tensão da rede elétrica. O transformador provê a isolação da rede elétrica e, aliado a isso, tem-se a possibilidade da conexão de vários tipos de geradores (fontes) que podem ser projetados para operarem em tensões baixas. Tem-se ainda a redução da interferência eletromagnética conduzida EMI (*Eletromagnetic Interference*) produzida pelo chaveamento dos conversores estáticos vistos pela carga (BOUP, 2001).

A FIGURA 2.8 apresenta um inversor de um único estágio com transformador operando em baixa frequência para a transferência da energia da fonte para a rede elétrica.

FIGURA 2.8 - INVERSOR UTILIZANDO TRANSFORMADOR DE BAIXA FREQUÊNCIA.



FONTE: TEXAS (2015)

Os transformadores operando em baixa frequência possuem alguns artifícios utilizados para a redução de perdas no seu núcleo. Um deles se baseia na escolha do material, visto que a área da curva de histerese do material escolhido influi diretamente no valor de perda por histerese. Outro artifício, baseia-se na utilização de chapas de material ferromagnético isoladas entre si, de forma que a espessura na indução seja pequena. Além disso, é necessário garantir que a condutividade dessas chapas seja baixa, garantindo, assim, um desempenho melhor do núcleo.

Entretanto, na maioria dos casos, o transformador não pode ter seu tamanho e peso reduzidos, visto que a baixa frequência de operação implica em uma baixa densidade de potência, fazendo com que o emprego de transformadores em baixa frequência em circuitos, nos dias atuais, seja bem pequeno.

Para resolver o problema de peso e volume, mas mantendo a isolação, vários métodos utilizando transformadores operando em alta frequência e de menor tamanho são objetos de estudos (JIMENEZ, 2005).

2.3 INVERSORES COM TRANSFORMADOR EM ALTA FREQUÊNCIA

Para solucionar os problemas relativos à operação em baixa frequência, vários inversores que proporcionam a operação em altas frequências dos transformadores foram propostos, sendo em sua maioria classificados em múltiplos estágios (CARDOSO, 2007).

O tamanho do transformador é relacionado diretamente à frequência de operação. Frequências mais altas representam um transformador com volume menor. A faixa de valores de frequência que os inversores operam geralmente variam de 20

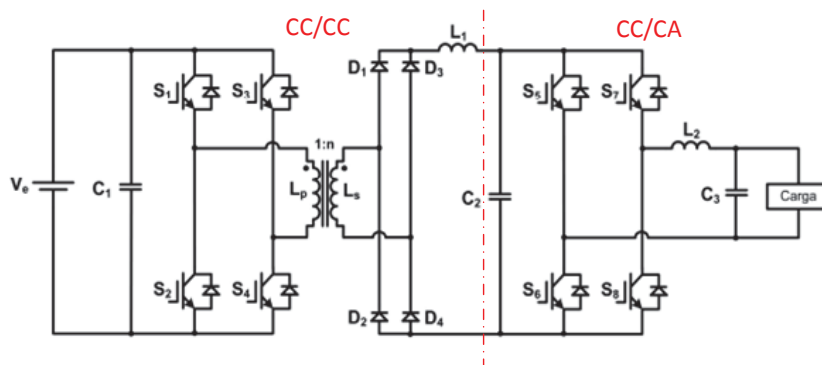
KHz a 100 KHz. A possibilidade de operação em alta frequência viabiliza a utilização de transformadores com menor peso e menor volume.

Cabe ainda ressaltar que as topologias que utilizam a isolação em alta frequência possuem algumas desvantagens. Essas desvantagens se caracterizam pelo aumento no número de semicondutores utilizados e por uma maior complexidade de operação dos circuitos, fazendo que haja uma tendência a elevar o custo e uma diminuição da eficiência, da robustez e da confiabilidade.

Porém é importante frisar que essas topologias possuem características inexistentes nas topologias que realizam a isolação em baixa frequência, como a operação com amplas faixas de variação da tensão de entrada, que associadas a já citada redução de peso e volume, tornam a isolação em alta frequência uma forte tendência na Eletrônica de Potência moderna, que preconiza a utilização de mais silício e menos aço (SILVA, 2007).

Um bom exemplo do emprego da tecnologia utilizando transformadores em alta frequência pode ser visto na FIGURA 2.9, na qual a rede a ser conectada ao inversor é representada como carga.

FIGURA 2.9 - INVERSOR CC-CA COM ISOLAMENTO GALVÂNICO EM ALTA FREQUÊNCIA



FONTE: Adaptado de SILVA (2007).

Como observa-se na FIGURA 2.9, esse circuito ainda é passível de análise quanto ao número de estágios. Observa-se que ele possui dois estágios, sendo o primeiro composto de um conversor em ponte completa CC-CC e o segundo estágio em ponte completa CC-CA acoplado a um filtro de saída.

Cada estágio desse circuito consiste em um conversor em ponte completa. Os interruptores S_1 a S_4 operam em alta frequência fazendo com que o transformador também opere nesta frequência. Tomando-se em conta o segundo estágio na

FIGURA 2.9, os interruptores S_5 , S_6 , S_7 e S_8 são acionados de acordo com uma estratégia de modulação, levando em conta o cuidado para se evitar curtos-circuitos. O filtro de saída do inversor é composto pelo indutor L_2 e pelo capacitor C_3 . O transformador se situa no primeiro estágio, sendo n sua relação de transformação. A Fonte V_e representa a tensão do barramento de entrada, que pode ser uma bateria ou um gerador fotovoltaico, por exemplo.

Na topologia apresentada na FIGURA 2.9, percebe-se que o transformador é responsável pela isolação da fonte em relação a saída, que, nesse caso, é representada pela carga. É importante ainda frisar que a forma de onda no enrolamento secundário do transformador possui o formato de onda quadrada, tendo seu valor médio alterado a cada ciclo de chaveamento.

A principal desvantagem dessa estrutura se concentra na necessidade de se empregar oito interruptores. Além disso, os sinais de comando dos interruptores devem ser isolados, pois não possuem a mesma referência no circuito (MARTINS, 2005).

2.3.1 Topologias de microinversores

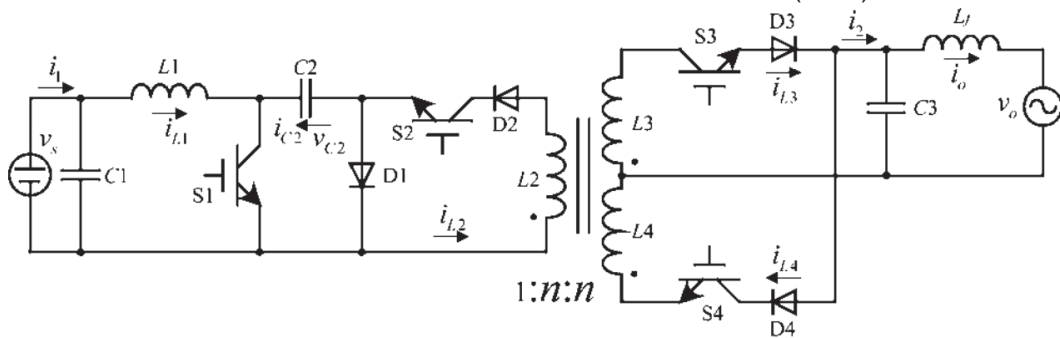
As topologias de microinversores encontradas durante a revisão elaborada neste documento são baseadas em várias topologias de conversores genéricos, incluindo Meia Ponte, Ponte Completa, *Push-Pull*, *Buck – Boost*, *Flyback*, *Cuk*, *Zeta*, etc.

Nas topologias que utilizam o link CC, tem-se a necessidade da utilização de dois estágios para a conversão de energia. O primeiro estágio faz uso de um conversor CC-CC isolado operando em alta frequência para a elevação da tensão acima da tensão de pico da rede a qual será conectada e neste estágio tem-se a busca pelo ponto de máxima potência de operação. Já o segundo estágio utiliza-se um conversor CC-CA responsável pelo sincronismo na rede.

Um exemplo desta topologia pode ser dado por Tan (2007), onde um inversor com dois estágios com comutação suave e pequeno capacitor de desacoplamento foi proposto. A energia armazenada no capacitor de desacoplamento C_2 é liberada para o enrolamento primário através do interruptor S_2 e, em seguida, entregue à rede a partir do enrolamento secundário. Um alto nível de tensão ocasionado pelo aumento do nível de tensão CC no primeiro estágio está presente nos terminais do capacitor

de desacoplamento C2, o que reduz o valor do capacitor. A comutação suave (ZCS e ZVS) para os interruptores de alta frequência S1 e S2 é obtida por um capacitor C5, inserido entre o drive e source do interruptor S2, faz com que a eficiência chegue até até 85,3%. Para validar a topologia, montou-se um protótipo com 500 W. O circuito presente nesta referência, suprimindo-se o capacitor de comutação suave, pode ser visualizado na FIGURA 2.10.

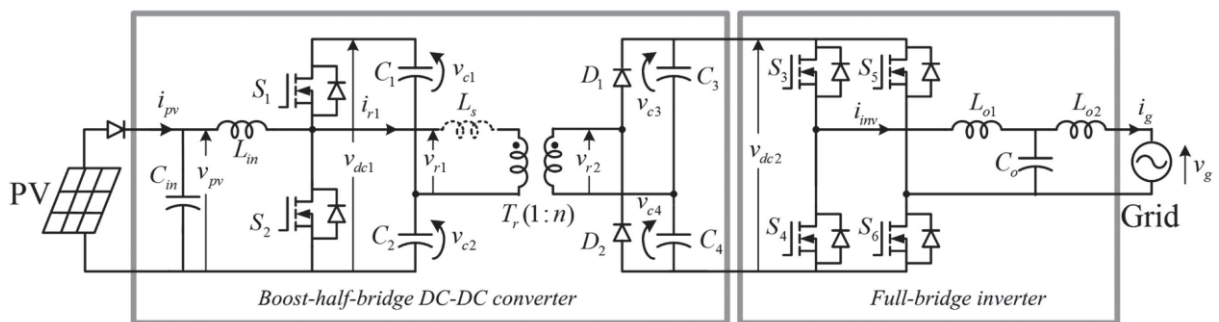
FIGURA 2.10 - CIRCUITO PORPOSTO POR TAN (2007)



FONTE: TAN (2007).

Jiang (2012), propôs um microinversor *Boost-Half-Bridge* utilizando controle de corrente repetitivo e rastreamento de ponto de máxima potência, como mostrado na FIGURA 2.11, em que um conversor de meia ponte CC-CC está em cascata com um inversor de ponte completa modulada de largura de pulso. O controlador de corrente repetitivo plug-in baseado em um filtro de fase IIR de quarta ordem é utilizado para obter um fator de alta potência e uma baixa taxa de distorção harmônica de tensão e corrente. Para validar esta topologia implmentou-se um protótipo com potência de 210 W e com pico de eficiência de 95,6%.

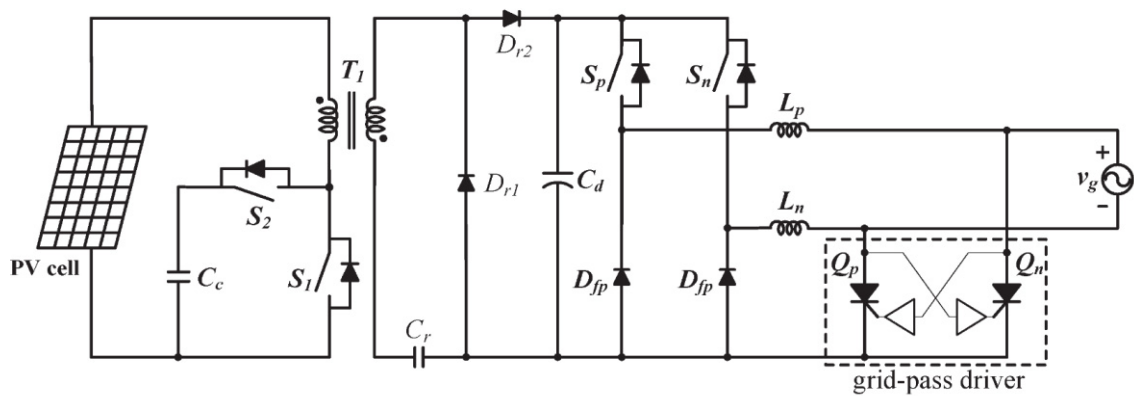
FIGURA 2.11 - TOPOLOGIA PROPOSTA POR JIANG (2012).



FONTE: JIANG (2012).

Um circuito com dois estágios, grampeamento ativo paralelo ao interruptor primário foi proposto por Cha (2015) como pode ser visualizado na FIGURA 2.12. Ele obtém a comutação suave ZVS fazendo com que a energia armazenada na indutância de dispersão do transformador circule novamente com o auxílio de um indutor auxiliar. Além disso, para remover o problema de recuperação reversa dos diodos retificadores, utiliza-se um duplicador de tensão série-ressonante, fazendo com que o problema da recuperação reversa nesses componentes seja eliminado. A eficiência máxima é de 96,2%, e para realizar os testes, montou-se um protótipo com 400 W de potência.

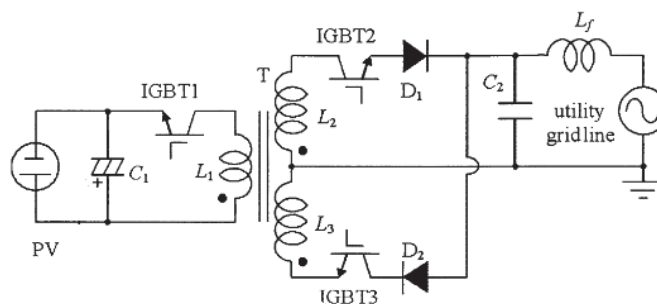
FIGURA 2.12 - CIRCUITO PROPOSTO POR CHA (2015)



FONTE: CHA (2015).

Um inversor flyback sem *link* CC, sem sensor de corrente e com enrolamento secundário em derivação central foi proposto por Kasa (2005), como mostrado na FIGURA 2.13. A ausência do sensor só é possível, devido a corrente ser estimada através da tensão no arranjo fotovoltaico (nesse caso três painéis conectados em paralelo) para a operação no ponto de máxima potência. Com este artifício, o custo total do sistema é reduzido e menos espaço físico é necessário. O uso de um capacitor grande (cerca de 1,5 mF) para a conexão do painel fotovoltaico diminui a confiabilidade do inversor. A eficiência projetada é relatada em 89% a uma frequência de chaveamento de 9,6 kHz. No entanto, a operação de baixa frequência de chaveamento requer um filtro de saída com grande volume e com perdas para garantir que a corrente injetada na rede tenha uma boa qualidade. Para o estudo desta topologia implementou-se um protótipo de 300 W e pico de eficiência de saída de 89%.

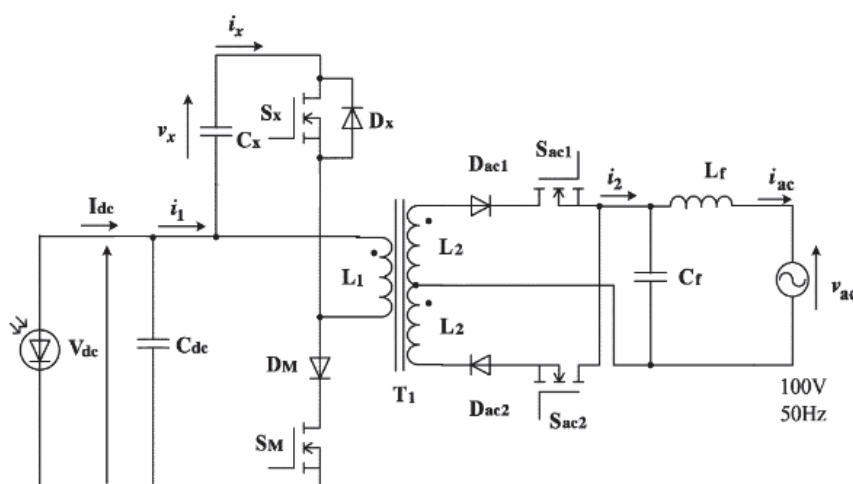
FIGURA 2.13 - TOPOLOGIA PROPOSTA POR KASA (2005)



FONTE: KASA (2005).

Um microinversor de um único estágio, modo de operação de corrente descontínua (DCM) e sem *link* CC, foi apresentado por Shimizu (2006), como mostrado na FIGURA 2.14. O interruptor adicional S_x é controlado para liberar a energia do enrolamento primário para o capacitor de desacoplamento. A energia armazenada do capacitor de desacoplamento é então liberada à rede através do enrolamento secundário. Assim, o circuito adicional permite a substituição dos capacitores eletrolíticos de vida curta por capacitores de pequena capacitância de outros materiais. Para os testes confeccionou-se um protótipo de 100 W e a eficiência máxima reportada é de apenas 70% devido à dupla conversão de energia e perdas nos interruptores.

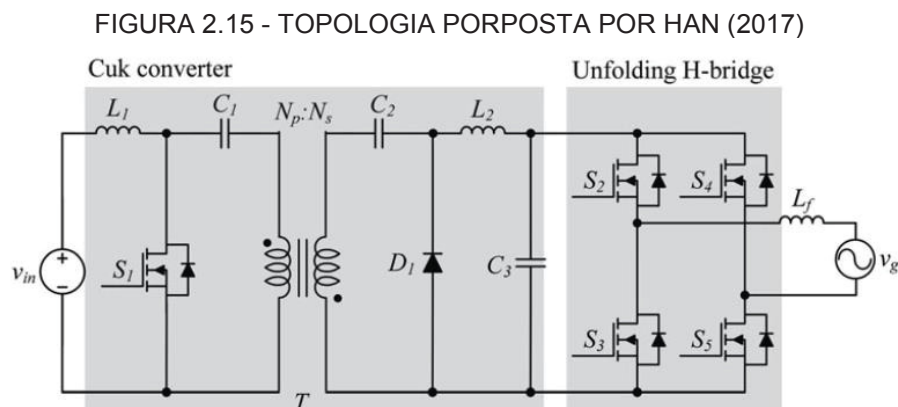
FIGURA 2.14 - TOPOLOGIA PROPOSTA POR SHIMIZU (2006).



FONTE: SHIMIZU (2006).

Uma topologia com pseudo link CC foi proposta por Han (2017), utilizando o conversor Cúk. O protótipo foi dimensionado para uma potência de 500W, com

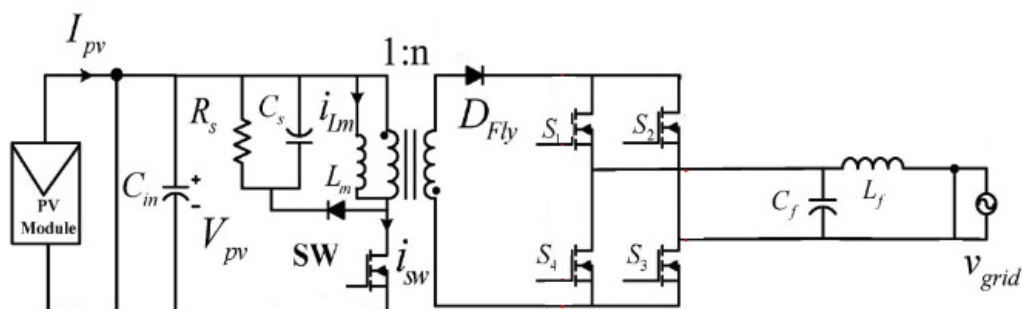
frequência de chaveamento de 40 kHz e com pico de eficiência máxima de 96% para o estágio CC-CC, sendo este valor obtido com uma potência de aproximadamente 200W. Essa topologia pode ser observada na FIGURA 2.15.



FONTE: HAN (2017).

Thang (2014) propôs um inversor composto de conversores tipo *Flyback* unidos a um *unfolding* para controlar a corrente na rede. Devido a utilização de apenas um indutor para filtrar as harmônicas do conversor, a frequência de chaveamento necessitou ser elevada, na faixa de 100 e 50 kHz respectivamente o que prejudicou a eficiência de ambos conversores. Para os testes nesta topologia, elaborou-se um protótipo dom potência de 200 W e obteve-se um pico de eficiência próximo de 90%. Essa topologia pode ser observada na FIGURA 2.16

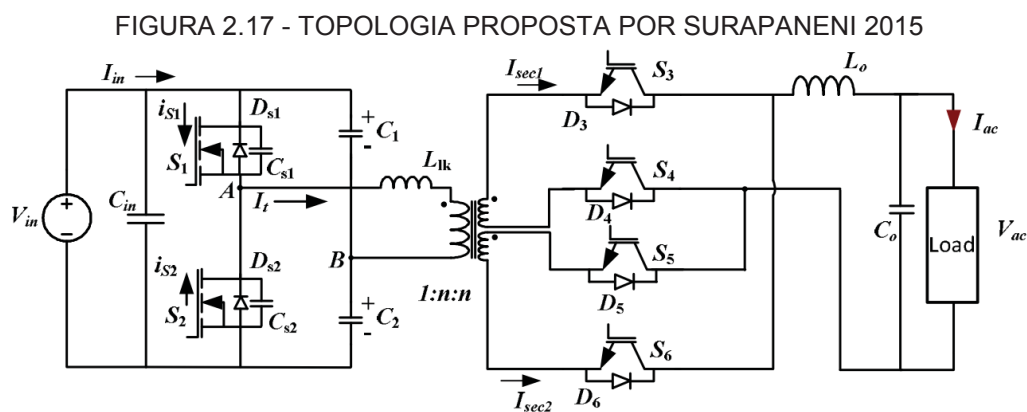
FIGURA 2.16 - TOPOLOGIA PROPOSTA POR THANG (2014)



FONTE: THANG (2014).

A topologia em meia ponte, geralmente, é indicada para potências menores, se comparado ao de ponte completa, pois a tensão aplicada a cada interruptor ligado

ao enrolamento primário do transformador é a própria tensão da fonte (nos circuitos em ponte completa cada chave recebe metade da tensão da fonte). Além disso, tem-se a necessidade do uso de capacitores para o grampeamento da tensão ou de um transformador com ponto médio no enrolamento primário. O circuito da FIGURA 2.17 ilustra essa topologia. A potência atingida na literatura aponta um valor de 250W, com eficiência de pico de 0,94.



FONTE: SURAPANENI (2015).

Esse circuito é o que mais se assemelha a topologia do circuito estudado, mas nesse circuito, a tensão em cada interruptor no secundário é o dobro se comparado a topologia em estudo neste trabalho (FIGURA 1.1). Seguindo as comparações, ele apresenta quatro interruptores no lado secundário do transformador em detrimento às duas do inversor em estudo. Esse circuito ainda necessita de quatro circuitos de *snubber*, um para cada interruptor. Ao analisar o posicionamento dos interruptores, nota-se que o controle deles se torna mais complexo por causa da disposição dos interruptores. Porém, o circuito apresenta uma boa vantagem: o uso de somente dois enrolamentos secundários

A TABELA 2.1 sintetiza alguns dados presentes nas referências apontadas, sendo possível algumas comparações entre as topologias apresentadas. Um dos critérios apontados de em todas as topologias é o pico de eficiência, que possui o maior valor de 96,2% e o de menor valor 70%. Outro parâmetro a ser analisado é a potência dos microinversores.

TABELA 2.1 - COMPARATIVO ENTRE TOPOLOGIAS

Autor	TAN (2007)	JIANG (2012)	CHA (2015)	KASA (2005)	SHIMIZU (2006)	HAN (2017)	THANG (2014)	SURAPA NENI (2015)
Parâmetro								
Comutação suave	sim	não	sim	não	não	não	não	sim
Número de interruptores	4	6	6	3	4	5	5	6
Modo de operação	DCM	-	-	DCM	DCM	Dual	CCM	-
Pico de eficiência	85,3%	95,6%	96,2%	89%	70%	96,15%	90%	94%
Capacitor de desacoplamento	70 μ F	18 μ F	36 μ F	1500 μ F	40 μ F	-	-	-
Frequência de chaveamento (kHz)	20	10/21	50/16	9,6	20	40	50/100	50
Potência nominal	500 W	210 W	400 W	300 W	100 W	500 W	200 W	250W

Fonte: O Autor (2018).

O inversor aqui proposto se classifica como de um único estágio em alta frequência, todos acrescido de transformador (TF) operando em alta frequência e com um inversor *unfolding*.

3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

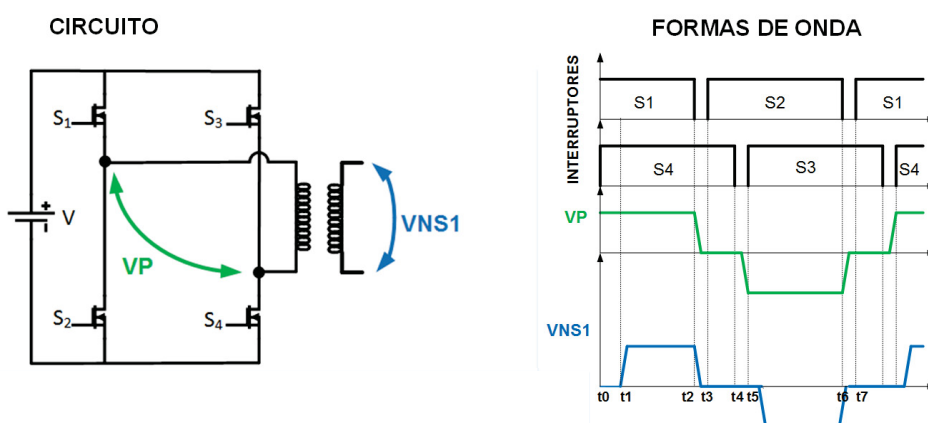
Alguns conceitos devem ser retomados para o bom entendimento do funcionamento do circuito aqui apresentado, como o de transformadores operando em alta frequência. A técnica de modulação é algo imprescindível para o controle do circuito e a comutação suave visa diminuir as perdas nas chaves que operam em alta frequência.

3.1 MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE (MDF)

Segundo Holmes (2003), o método pelo qual o ajuste de tensão é realizado em um conversor de energia de estado sólido é o coração da escolha da técnica de modulação. O bom desempenho de qualquer conversor estático depende muito da técnica de controle utilizada em seus interruptores. A modulação do inversor proposto, FIGURA 1.1, se dá por meio da Modulação por Deslocamento de Fase (MDF). Diferentemente da SPWM, a MDF, neste caso, não se observa pela largura do sinal de comando aplicado ao interruptor, mas sim pela defasagem do sinal de comando dos braços o que implica na tensão aplicada ao enrolamento primário do transformador.

Na MDF os interruptores no mesmo braço operam de forma complementar, com razão cíclica fixa próxima de 0,5 (não sendo 0,5 devido ao tempo morto). Na FIGURA 3.1 pode-se observar que a largura de pulso do sinal resultante (V_{NS1}) é dada com base no deslocando de fase entre os braços do circuito em ponte.

FIGURA 3.1 - SEQUÊNCIA DE COMANDO DAS CHAVES UTILIZANDO MDF



FONTE: O autor (2018).

A magnitude da modulação com deslocamento de fase é mostrada nos tempos t_1 a t_2 e t_5 a t_6 na FIGURA 3.1. A parte mais importante deste método é a determinação do valor dos tempos nos períodos t_3 a t_5 que representa deslocamento entre os sinais dos braços. O valor de tempo morto t_2 a t_3 e t_4 a t_5 deve ser ajustado no menor possível para que o valor da indutância de dispersão seja o menor e a comutação suave ZVS possa ser alcançada em uma faixa maior de operação. Mas o valor de tempo morto também deve ser, suficientemente, grande para evitar curtos-circuitos de braço.

Conforme mencionado anteriormente, o inversor proposto utiliza pulsos de comando complementares em cada braço, e o efeito da modulação, nesse caso, não se observa pelo sinal de comando aplicado ao interruptor, mas sim no enrolamento do transformador, conforme se observa na FIGURA 3.1. A tensão aplicada a saída do circuito em ponte completa varia a largura de seu pulso conforme o deslocamento no tempo dos sinais de comando dos interruptores.

3.2 COMUTAÇÃO SUAVER

Com o aumento da demanda por tecnologia embarcada houve um desenvolvimento muito grande no processo de fabricação de semicondutores MOSFET'S e IGBT's de melhor desempenho, o que possibilitou o aumento da frequência de operação dos conversores e, conseqüentemente, a redução de volume e peso dos elementos magnéticos. Entretanto, da mesma forma que houve essa redução de volume e peso por parte dos elementos magnéticos, houve também uma limitação nos níveis de frequência a se operar, para que a temperatura de junção do interruptor não atingisse níveis proibitivos. Para que se pudesse aumentar a frequência de comutação era necessário o desenvolvimento de técnicas de comutação não-dissipativa dos interruptores e, com esse intuito, no início da década de 80, foram introduzidas as técnicas ressonantes e o desenvolvimento de novas estruturas que permitiram realizar a comutação tanto sob corrente nula, como sob tensão nula (CARVALHO, 2003).

Os inversores e conversores que se utilizam de interruptores para realizar a comutação padecem de um efeito denominado *stress* nesses componentes, o qual é responsável pela redução em sua vida útil. O *stress* é causado por picos de tensão que circulam por esses componentes durante os transitórios de comutação. Além disso, elevados valores de derivadas de corrente e derivadas de tensão são

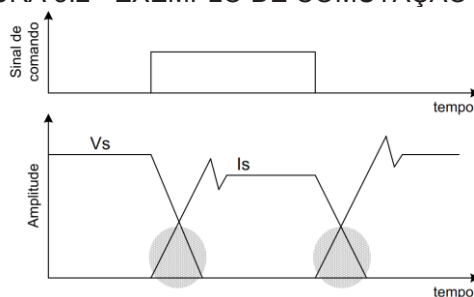
apontados como causadores de interferência eletromagnética. Porém, estas derivadas podem ser atenuadas com a utilização da comutação suave.

Sobre comutação suave, importante ressaltar que quando se aumenta a frequência de chaveamento, buscando reduzir o tamanho dos elementos de filtragem e dos transformadores, as perdas de comutação se tornam mais significativas sendo, em última análise, as responsáveis pela limitação da frequência máxima de operação dos conversores. Por outro lado, caso a mudança de estado da chave ocorra quando tensão e/ou corrente por ela seja nula, o chaveamento se faz sem dissipação de potência. A fim de eliminar ou minimizar as perdas que ocorrem nos chaveamentos dos semicondutores, as quais, para frequências elevadas limitam a aplicação dos semicondutores, têm sido criados circuitos que, nas transições de estado das chaves, produzem uma situação de tensão e/ou corrente nulas, minimizando, conseqüentemente, a potência dissipada nesses momentos. Esses processos são denominados de comutação suave (*soft-commutation*) (POMILIO, 2014).

Os dispositivos semicondutores quando estão em transição de condução ou bloqueio, apresentam um comportamento de tensão e corrente conhecido como comutação dissipativa, ou *hard switching*.

Essa comutação pode ser observada na FIGURA 3.2, onde a área sombreada indica a sobreposição da tensão e corrente. No instante T1, o interruptor é comandado a conduzir, fazendo com que se tenha uma corrente circulante. Porém, como esse interruptor já estava submetido a uma diferença de potencial, tem-se tensão e corrente sobre ele, o que resulta em uma potência que será dissipada em forma de calor. No instante T2, tem-se a corrente na chave, porém como a tensão é nula, não se tem potência dissipada. No instante T3 o interruptor é comandado a bloquear, mas devido a condições inerciais, a corrente não se extingue na hora, e tem-se novamente um período com tensão e corrente no interruptor até o instante T4.

FIGURA 3.2 - EXEMPLO DE COMUTAÇÃO DISSIPATIVA.



FONTE: Adaptado de DEQUIGIOVANI (2014)

A comutação suave é uma técnica que visa mitigar os efeitos da comutação dissipativa. Pode-se classificar as formas de se conseguir a comutação suave de duas maneiras. Uma delas ocorre no período de fechamento, quando o interruptor comuta sob tensão nula ZVS (*Zero Voltage Switching*) e a outra se dá na abertura, quando o interruptor comuta sob uma condição de corrente nula ZCS (*Zero Current Switching*). Nessas duas classificações, a potência dissipada é nula, uma vez que o produto da tensão pela corrente é nulo, fazendo com que a perda seja igual a zero. Em alguns conversores também é possível a existência das duas comutações ocorrerem, chamado de ZVZCS, ou seja, quando a comutação ocorre sob tensão e corrente nulas (SOUSA, 2010).

3.2.1 Comutação suave no inversor em ponte completa

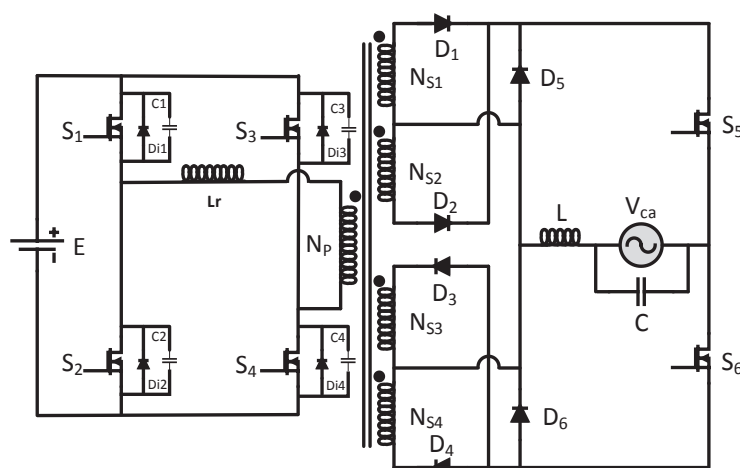
O inversor em ponte completa isolado apresenta como vantagem a comutação suave, desde que adequadamente projetado, nos interruptores do lado do enrolamento primário do transformador, aproveitando a indutância de dispersão do transformador para realizar tal comutação. Algumas pesquisas atuais, nesta área, podem ser exemplificadas por Shi (2016), Chattopadhyay (2016); Krishnaswami (2011). Essa topologia em ponte completa será utilizada no primário do transformador do inversor em estudo neste trabalho, a qual é novamente apresentada na FIGURA 3.3, agora com os capacitores e diodos intrínsecos dos interruptores acrescida de um indutor externo denominado L_r .

Uma das maneiras mais simples de obtenção do ZVS nos interruptores do inversor é o polo comutado ressonante. Para isso, faz-se uso de um indutor ressonante auxiliar que pode ser adicionado ou correspondente a indutância de dispersão do transformador, juntamente com as capacitâncias intrínsecas dos interruptores ou capacitores ressonantes conectados em paralelo com os interruptores.

Para se ter uma comutação suave, deve-se considerar três fatores: a corrente de carga, a indutância ressonante e o tempo morto entre os sinais de comando. A característica dessa comutação é definida pela troca de energia entre a indutância ressonante e os capacitores em paralelo com os interruptores (CARVALHO, 2003).

Os ramos, ou braços, são formados pelos interruptores S_1 a S_4 , seus respectivos diodos em antiparalelo D_{i1} a D_{i4} e pelos capacitores em paralelo C_1 a C_4 , os quais podem ser observados na FIGURA 3.3.

FIGURA 3.3 - MICROINVERSOR EM ESTUDO COM CIRCUITO PARA COMUTAÇÃO SUAVE



FONTE: O autor (2017).

A comutação sob tensão nula é garantida apenas para uma faixa restrita de corrente de carga, haja vista a inexistência de um circuito auxiliar de comutação (constituídos por interruptores e/ou diodos).

Assim, apenas a indutância ressonante em conjunto com a indutância de dispersão do transformador é capaz de fornecer a energia para os processos de carga e descarga dos capacitores durante a comutação de cada interruptor. Nesse caso o indutor externo, denominado L_r , que garantirá a comutação suave pode ser visualizado na FIGURA 3.3. Os detalhes da comutação suave serão apresentados no Capítulo 4, no qual se tem a descrição das etapas de operação do conversor em estudo.

3.2 TRANSFORMADORES OPERANDO EM ALTA FREQUÊNCIA

Assim como os semicondutores, os componentes magnéticos cumprem uma função fundamental nos conversores, pois são os responsáveis pelo isolamento e armazenamento e/ou transferência de energia, ou seja, toda a energia transportada pelo conversor é processada por esses elementos. Vale ressaltar ainda que as perdas e os elementos parasitas existentes no transformador exigem uma atenção especial

no projeto, pois são fatores determinantes na escolha da frequência de chaveamento a ser utilizada, além de influenciar no seu desempenho e na eficiência total do sistema (MCLYMAN, 1993).

Além da indicação para uso em uma vasta faixa de frequências, os núcleos de ferrite são também altamente eficientes devido à combinação de algumas características favoráveis. Dentre elas estão a alta permeabilidade magnética, que concentra e reforça o campo magnético e a alta resistividade elétrica, e a elevada estabilidade ao tempo e às variações de temperatura. Além dessas vantagens, a escolha adequada do núcleo de ferrite pode ocasionar ainda uma blindagem contra campos estranhos, minimizar campos dispersos e reduzir a indutância de dispersão. A grande desvantagem do ferrite é que por ser cerâmico, o núcleo fica menos robusto que os de outros materiais e fica suscetível a quebra por choques ou quedas (LIMA, 1999).

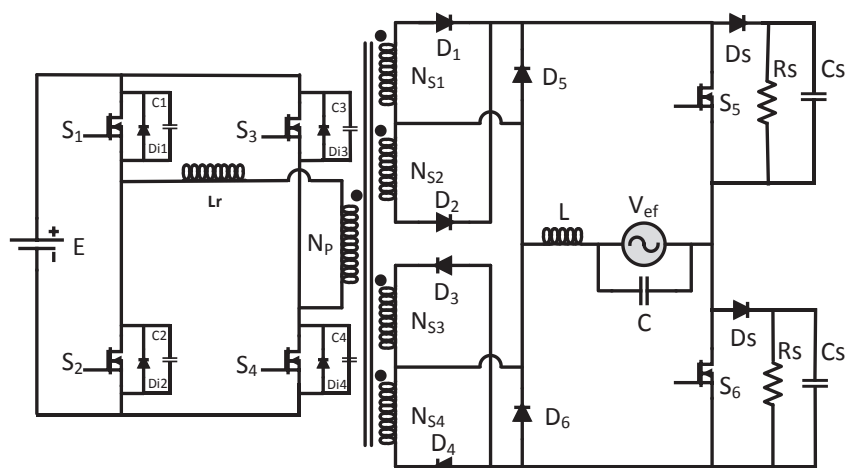
4 ESTUDO DO INVERSOR FBHB

4.1 CIRCUITO DO INVERSOR

O inversor apresentado no presente trabalho tem como base o conversor em ponte completa, que é uma topologia bastante conhecida e difundida, no lado do enrolamento primário do transformador e no lado secundário do transformador há um inversor de baixa frequência. A grande contribuição da estrutura proposta é a integração destes dois circuitos em um mesmo circuito global, circuito esse que pode ser visualizado na FIGURA 4.1.

Os capacitores C1 a C4 e os diodos Di1 a Di4 são componentes intrínsecos dos MOSFETs, já os diodos D_s, capacitores C_s e resistores R_s, são componentes do circuito de *Snubber*.

FIGURA 4.1 - CIRCUITO DO INVERSOR ESTUDADO



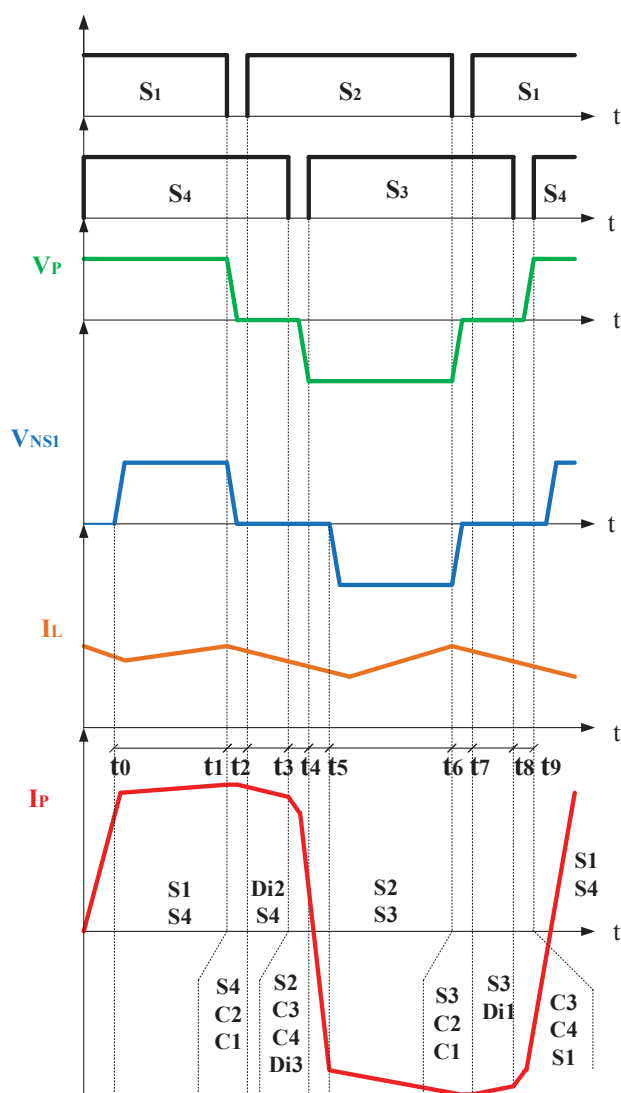
FONTE: O autor (2017).

4.1.1 Etapas de Funcionamento

Para o melhor entendimento, tem-se inicialmente a explicação do funcionamento no semiciclo positivo da forma de onda de saída. Este semiciclo acontece enquanto o interruptor S₅ estiver conduzindo. As formas de onda contendo os instantes t₁ a t₉, ao que o texto se refere, podem ser visualizadas na FIGURA 4.2, onde S₁ a S₄ representam os comandos dos interruptores, V_P representa a tensão no enrolamento primário, V_{NS1} tensão no enrolamento secundário, I_L a corrente no indutor L e I_P a corrente no enrolamento primário do transformador. No circuito aqui

apresentado a modulação por largura de pulso pode atingir uma razão de trabalho de até 94% sendo que cada interruptor, devido a complementaridade dos interruptores do mesmo braço, pode operar em um ciclo de trabalho máximo de 47%. O circuito não pode operar com razão cíclica unitária devido ao valor utilizado no tempo morto para que se previna um curto circuito no mesmo braço e também para que se alcance a comutação suave.

FIGURA 4.2 - FORMAS DE ONDA TORICAS DA TOPOLOGIA EM ESTUDO

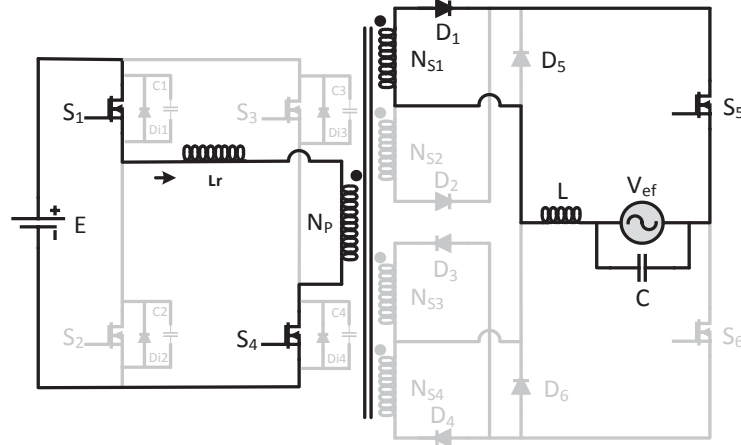


FONTE: O autor (2017).

A primeira etapa, intervalo t_0 a t_1 , ocorre quando os interruptores S_1 e S_4 estão conduzindo, aplicando-se a tensão E no enrolamento primário do transformador (N_P). O interruptor S_5 está conduzindo também, permitindo que circule a corrente no enrolamento secundário N_{S1} do transformador via $D1$. Com isso, a corrente é

transferida para o filtro LC e para a carga que, neste caso, é a rede elétrica. Os enrolamentos N_{S3} e N_{S4} se encontram energizados, porém não estão em condução, pois o interruptor S_6 se encontra bloqueado e o enrolamento N_{S2} também está bloqueado pelo diodo D_2 . Essa etapa pode ser visualizada na FIGURA 4.3.

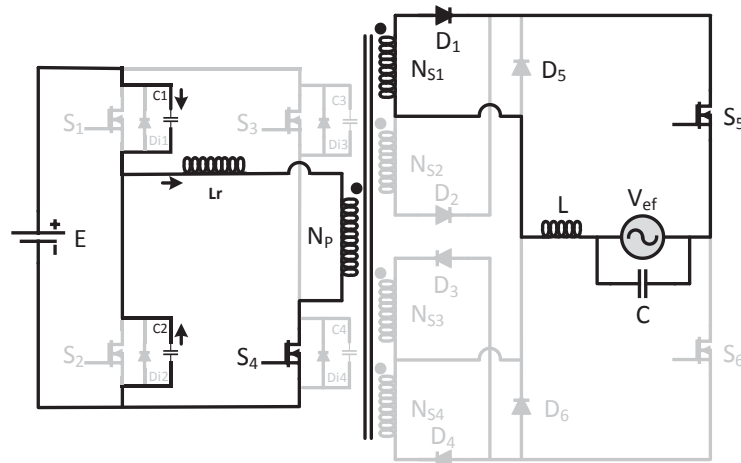
FIGURA 4.3 - PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO.



FONTE: O autor (2017).

Na segunda etapa, intervalo t_1 a t_2 , tem-se o momento de tempo morto, no qual o interruptor S_4 continua conduzindo e tem-se o bloqueio do interruptor S_1 . Com esse bloqueio, o capacitor intrínseco do interruptor S_1 (C_1) começa a se carregar no mesmo instante que o capacitor intrínseco do interruptor S_2 (C_2) começa a se descarregar. Esta etapa pode ser visualizada na FIGURA 4.4.

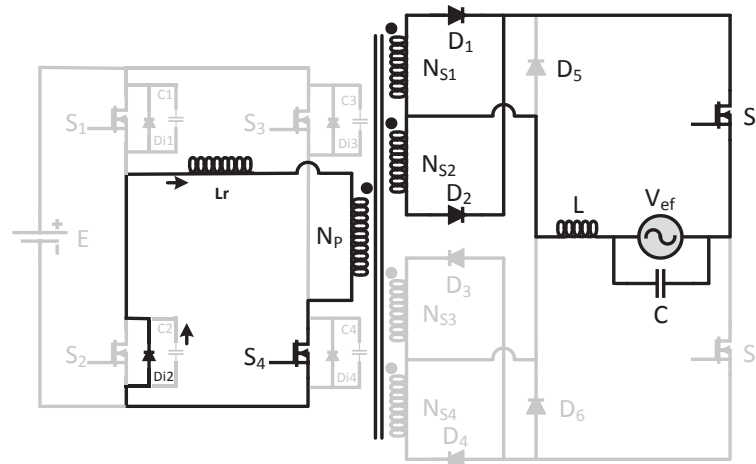
FIGURA 4.4 - SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO



FONTE: O autor (2017)

Na terceira etapa, intervalo t_2 a t_3 , após a descarga total do capacitor C_2 , o diodo intrínseco do interruptor S_2 (Di_2) se encontra polarizado diretamente e começa a conduzir, quando o referido diodo está conduzindo, tem-se o comando para que o interruptor S_2 entre em condução, originando assim uma transição ZVS. Com a condução do diodo Di_2 e S_4 , o enrolamento primário (N_P) opera em roda livre fazendo com que o primário do transformador não possua tensão. Com isso, quem passa a suprir a carga é a energia acumulada no indutor L através do diodo D_1 , do interruptor S_5 e do enrolamento secundário N_{S1} . A terceira etapa pode ser visualizadas na FIGURA 4.5. A corrente na bobina do enrolamento N_{S2} começa a circular lentamente enquanto a corrente de N_{S1} começa a diminuir.

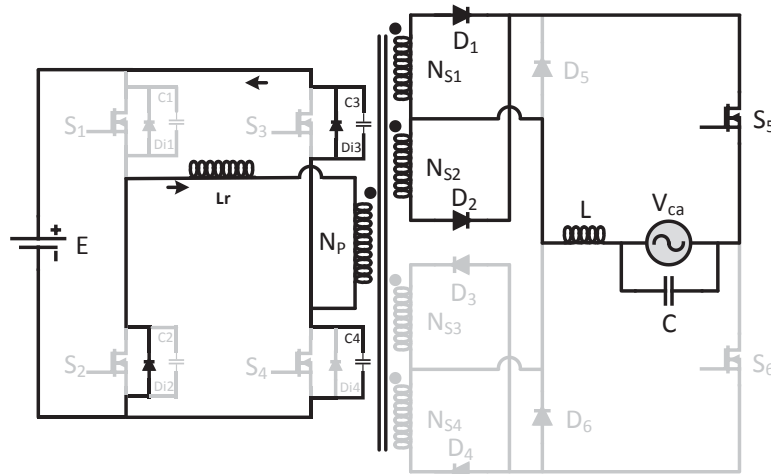
FIGURA 4.5 - TERCEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO



FONTE: O autor (2017).

Na quarta etapa, intervalo t_3 a t_4 , tem-se o momento de tempo morto, no qual o interruptor S_2 conduz e tem-se o bloqueio do interruptor S_4 . Com este bloqueio, o capacitor intrínseco do interruptor S_4 (C_4) começa a se carregar no mesmo instante que o capacitor intrínseco do interruptor S_3 (C_3) começa a se descarregar. Após a descarga total do capacitor C_3 , o diodo intrínseco do interruptor S_3 (Di_3) se polariza diretamente e começa a conduzir, quando o referido diodo está conduzindo, tem-se o comando para que o interruptor S_3 entre em condução, originando com isso uma transição ZVS. A quarta etapa pode ser visualizada na FIGURA 4.6. A corrente na bobina do enrolamento N_{S2} circula lentamente enquanto a corrente de N_{S1} diminui.

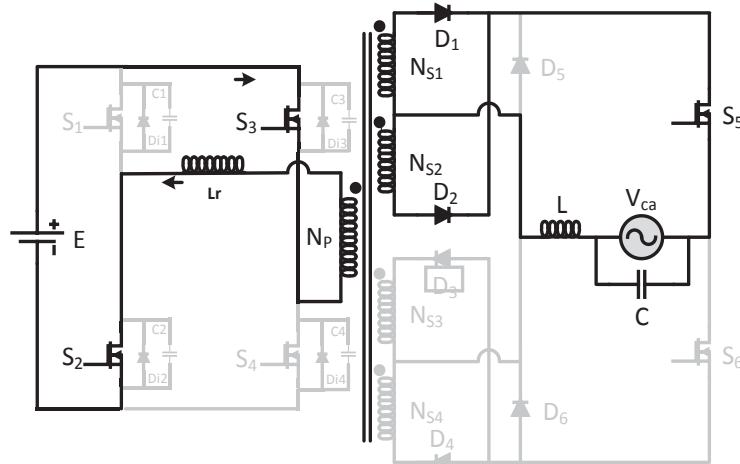
FIGURA 4.6 - QUARTA ETAPA DE OPERAÇÃO



FONTE: O autor (2017).

A quinta etapa, intervalo t_4 a t_5 , tem-se o mesmo interruptor da etapa anterior conduzindo S_2 e o interruptor S_3 está conduzindo também, nesta etapa ocorre a inversão do sentido da corrente no enrolamento primário. Porém nessa etapa, como na etapa que antecede t_1 , a indutância de dispersão do enrolamento primário e dos enrolamentos secundários estão atrasando a aplicação de tensão no circuito de saída do inversor. Para que se tenha a tensão no secundário, faz-se necessário a superação da reatância de dispersão do primário e a descarga de toda energia armazenada no indutor L e no enrolamento de dispersão do secundário N_{s1} . Essa etapa pode ser observada na FIGURA 4.7. Nesta etapa, as correntes entre N_{s1} e N_{s2} são equiparadas.

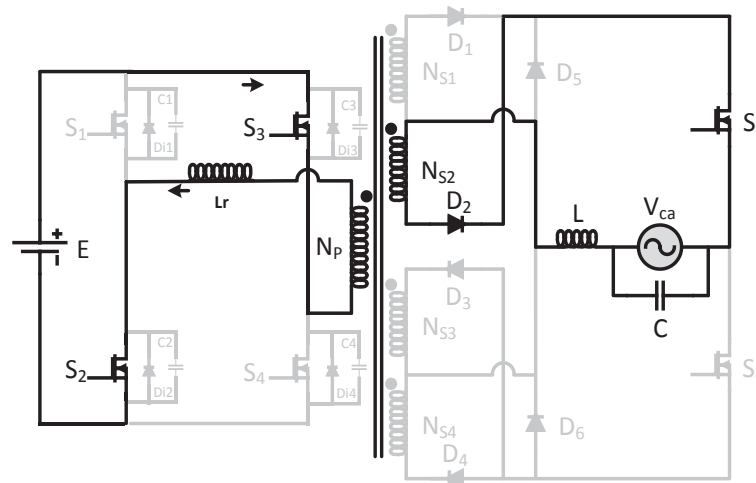
FIGURA 4.7 - QUINTA ETAPA DE OPERAÇÃO



FONTE: O autor (2017).

A sexta etapa, intervalo t_5 a t_6 , após superado o transitório da etapa anterior, tem seu comportamento similar a primeira etapa. Uma das poucas diferenças é que, nesse momento, os interruptores S_2 e S_3 estão conduzindo e o enrolamento secundário N_{S2} está alimentando o circuito de saída composto pelo filtro e a rede CA. A sexta etapa podem ser visualizadas na FIGURA 4.8.

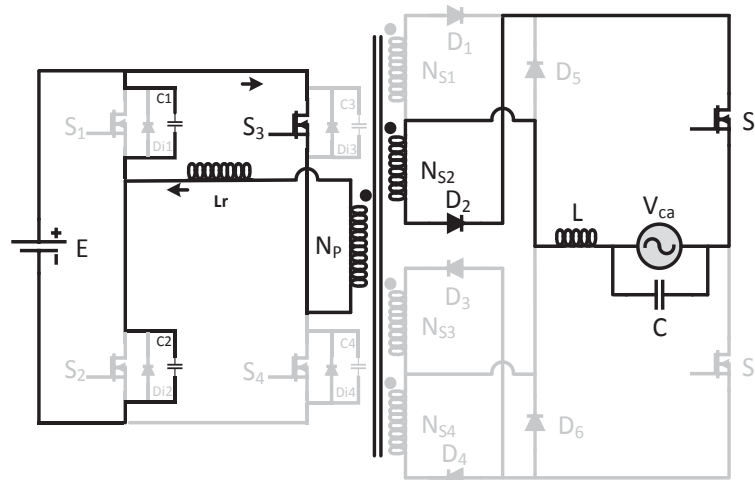
FIGURA 4.8 - SEXTA ETAPA DE OPERAÇÃO



FONTE: O autor (2017).

A sétima etapa, intervalo t_6 a t_7 , é análoga a segunda etapa de operação, anteriormente comentada. Assim sendo, tem-se o tempo morto no qual o interruptor S_3 continua conduzindo e tem-se o bloqueio do interruptor S_2 . Com esse bloqueio, o capacitor intrínseco do interruptor S_1 (C_1) começa a se descarregar no mesmo instante que o capacitor intrínseco do interruptor S_2 (C_2) começa a se carregar. Após a descarga total do capacitor C_1 , o diodo intrínseco do interruptor S_1 (Di_1) se encontra polarizado, diretamente, e começa a conduzir. Essa etapa pode ser visualizada na FIGURA 4.9.

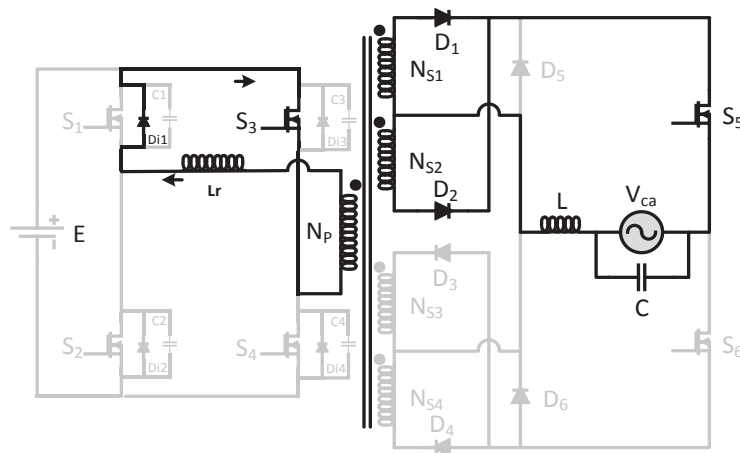
FIGURA 4.9 - SÉTIMA ETAPA DE OPERAÇÃO



FONTE: O autor (2017).

A oitava etapa, intervalo t_7 a t_8 , é análoga à terceira etapa de operação, anteriormente comentada, com a condução do interruptor S_3 e o diodo intrínseco do interruptor 1 (Di_1). Desse modo, quando o referido diodo está conduzindo, tem-se o comando para que o interruptor S_1 entre em condução, originando assim uma transição ZVS. O enrolamento primário (N_p) opera em roda livre fazendo com que o primário do transformador não possua tensão. Com isso, quem passa a suprir a carga é a energia acumulada no indutor L através do diodo D_2 , do interruptor S_5 e do enrolamento secundário N_{s2} . Essa etapa pode ser visualizada na FIGURA 4.10. A corrente na bobina do enrolamento N_{s2} começa a diminuir lentamente enquanto a corrente na bobina de N_{s1} começa a aumentar.

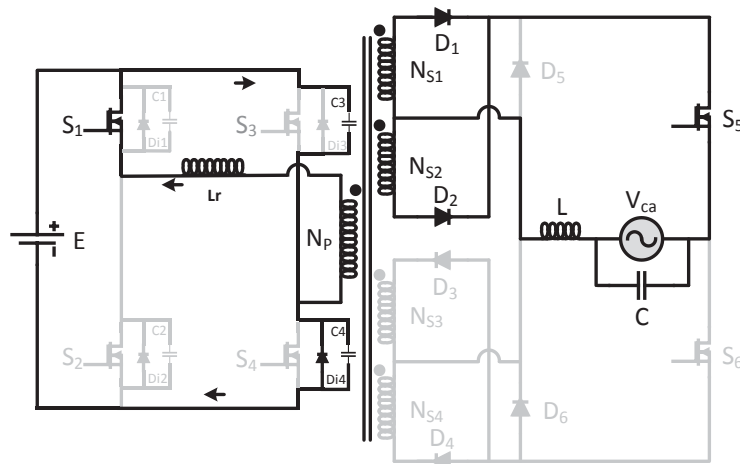
FIGURA 4.10 - OITAVA ETAPA DE OPERAÇÃO



FONTE: O autor (2017).

A nona etapa, intervalo t_8 a t_9 , tem seu funcionamento análogo à quarta etapa, anteriormente comentada. Desse modo, tem-se o tempo morto, no qual o interruptor S_1 conduz, e tem-se o bloqueio do interruptor S_3 . Com esse bloqueio, o capacitor intrínseco do interruptor S_4 (C_4) começa a se descarregar no mesmo instante que o capacitor intrínseco do interruptor S_3 (C_3) começa a se carregar. Após a descarga total do capacitor C_4 , o diodo intrínseco do interruptor S_4 (Di_4) se polariza diretamente e começa a conduzir. Assim sendo, quando o referido diodo está conduzindo, tem-se o comando para que o interruptor S_4 entre em condução. A nona etapa pode ser visualizada na FIGURA 4.11. A corrente na bobina do enrolamento N_{S2} está diminuindo lentamente enquanto a corrente na bobina de N_{S1} aumenta.

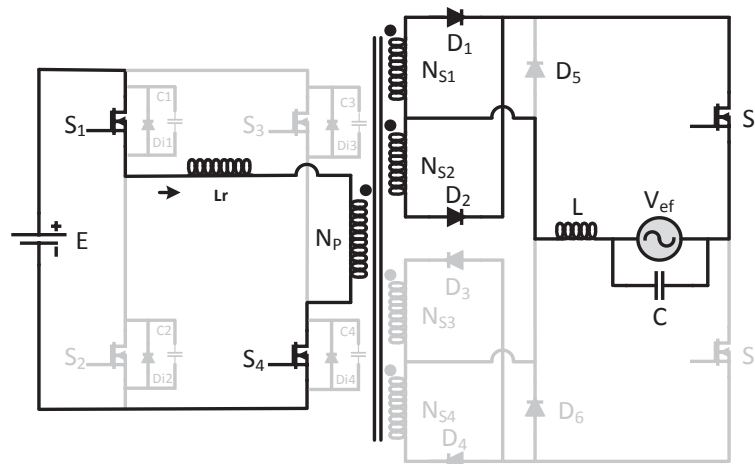
FIGURA 4.11 - NONA ETAPA DE OPERAÇÃO



FONTE: O autor (2017).

A décima etapa de operação t_9 a t_0 , tem seu funcionamento análogo a quinta etapa, porém com a corrente no sentido oposto. Tem-se o mesmo interruptor da etapa anterior S_1 conduzindo, porém nessa etapa, a indutância de dispersão do enrolamento primário e dos enrolamentos secundários estão atrasando a aplicação de tensão no circuito de saída do inversor. Nesta etapa tem-se a inversão do sentido da corrente no enrolamento primário. Para que se tenha a tensão no secundário, faz-se necessário a superação da reatância de dispersão do primário e a descarga de toda energia armazenada no indutor L e no enrolamento de dispersão do secundário N_{S2} . Essa etapa pode ser observada na FIGURA 4.12.

FIGURA 4.12 - DÉCIMA ETAPA DE OPERAÇÃO



FONTE: O autor (2017).

Durante todo o tempo em que o interruptor S_5 estiver conduzindo, o inversor atuará da forma cíclica nessas dez etapas.

Para o semiciclo negativo da tensão de saída do inversor, tem-se o comportamento das etapas análogas as dez anteriormente citadas, porém com o interruptor S_6 conduzindo e os secundários NS_3 e NS_4 .

Os interruptores S_5 e S_6 operam em baixa frequência e são os responsáveis pela frequência de trabalho da saída do conversor, neste caso 60 Hz. Essa frequência é de fundamental importância para que se tenha a inserção do inversor na rede na mesma frequência dessa, e em fase com a mesma. Ainda vale ressaltar as funções dos diodos D_5 e D_6 , que são utilizados apenas nos instantes transitórios de comutação dos interruptores S_5 e S_6 .

Quando se tem a condução ou bloqueio dos interruptores S_5 ou S_6 , faz-se necessário o uso de circuitos para o controle da derivada de tensão, uma vez que quando ocorre esta troca de estados (condução para bloqueio ou vice-versa), tem-se uma sobretensão gerada devido, principalmente, a corrente presente no indutor do filtro de saída. Para sanar este problema faz-se uso de circuitos *Snubbers* passivos representados pelos resistores R_s e capacitores C_s na FIGURA 4.1.

Torna-se importante ressaltar as funções dos diodos D_5 e D_6 , que são utilizados apenas nos instantes transitórios de comutação dos interruptores S_5 e S_6 . Nesses instantes a corrente presente no indutor L necessita de um caminho para circular, e isso se dá através dos diodos D_5 e D_6 , dependendo do semiciclo. Se de alguma maneira conseguir-se igualar a zero a corrente do indutor L , no momento de

comutação ente os interruptores S_5 e S_6 , os diodos D_5 e D_6 podem ser suprimidos do circuito.

Durante os intervalos de tensão zero, aqueles no qual o primário do transformador é colocado em curto-circuito fazendo com que ele opere em roda livre, a corrente no indutor de saída se divide entre os enrolamentos do secundário, fazendo que não se tenha perdas por condução no primário. Além disso, o método de modulação por deslocamento de fase permite utilização de chaveamento suave e com isso redução das perdas por chaveamento.

5 METODOLOGIA E PROJETO

Por se tratar de um circuito isolado, o transformador desempenha um papel fundamental, sendo que este será o primeiro elemento a ser projetado. Na sequência tem-se o projeto do filtro de saída, responsável pela filtragem da corrente a ser injetada na rede, seguido pela escolha do microcontrolador e dos sensores e respectivos circuitos de condicionamento. Para finalizar, tem-se o desenho da placa de circuito impresso e a determinação da faixa de corrente de saída que terá a comutação ZVS.

A TABELA 5.1 contém as especificações para o projeto em questão.

TABELA 5.1 - VALORES UTILIZADOS PARA O PROJETO

Parâmetro	Símbolo	Valor e unidade de medida
Rendimento esperado	η	0,92
Tensão de entrada	V_{in}	120 V _{cc}
Tensão de entrada mínima	$V_{in_{min}}$	108 V _{cc}
Máxima Variação de tensão de entrada	Δv_i	$\pm 10\%$
Tensão de saída RMS	V_{ef}	127 V _{ca}
Tensão de pico da saída	V_{Opico}	180 V _{ca}
Ripple máximo da tensão de saída	Δv_o	5%
Frequência da rede elétrica	f_r	60 Hz
Percentual de ondulação da corrente de saída	Δi_L	5%
Razão cíclica máxima para o transformador	D_{max}	0,96
Razão cíclica para as chaves	D	0,47
Tensão de condução direta do diodo	V_{diodo}	1,7 V
Frequência de comutação	f_s	80 KHz

FONTE: O Autor (2018).

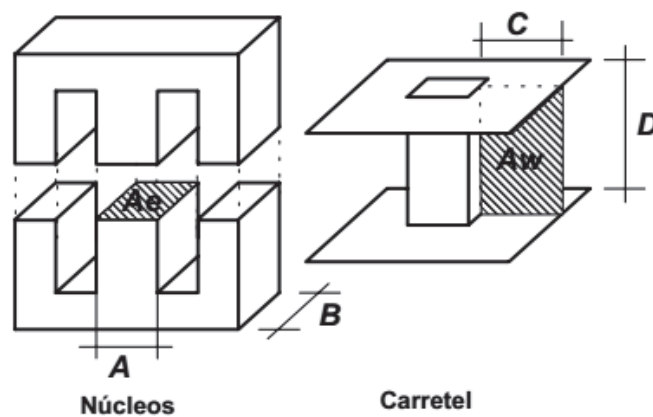
Comumente tem-se que a tensão entrada nos microinversores, varia ente 30 e 40 V_{cc}. Porém, para o projeto aqui apresentado, a tensão de 120 V_{cc} é obtida com o uso de dois painéis de 260 W, cada um com tensão máxima acima de 60 V_{cc}, ou então, utilizar três painéis com tensão de máxima potência na ordem de 40 V_{cc} ligados em série.

5.1 PROJETO DO TRANSFORMADOR

O transformador tem sua relação de transformação dada pelas equações básicas de eletromagnetismo e pode ser projetado pela disposição geométrica dos condutores elétricos conforme o núcleo a ser escolhido. Por se tratar de um transformador, o que implica no uso de vários enrolamentos e na inserção, muitas vezes, de isolação entre cada bobina, e também para se ter uma margem de segurança, adotar-se-á um fator de ocupação da janela com o valor de 0,4.

Todos os cálculos pertinentes ao transformador e ao indutor são feitos com base nas áreas do núcleo (A_e) e da janela do carretel (A_w), as quais podem ser visualizadas na FIGURA 5.1.

FIGURA 5.1 - MODELO DE NÚCLEO EE



FONTE: BARBI (2002)

Da Lei de indução de Faraday aplicada a um transformador tem-se:

$$V_{(t)} = N \cdot \frac{d\phi_{(t)}}{dt} = N \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (5.1)$$

onde:

N = número de espiras;

$\Delta\phi$ = variação de fluxo;

Δt = intervalo de tempo.

Lembrando que a densidade de fluxo magnético é dada por unidade de área, então tem-se $\Delta\phi = \Delta B \cdot A_e$ e com isso pode-se reescrever a equação 5.1 em termos de tensão de entrada e número de espiras como representado por.

$$V_{in} = N_p \cdot \frac{\Delta B \cdot A_e}{\Delta t} \quad (5.2)$$

onde:

V_{in} = tensão no enrolamento primário do transformador;

N_p = número de espiras do enrolamento primário do transformador;

A_e = área da seção transversal do núcleo;

ΔB = variação de fluxo eletromagnético.

A tensão no enrolamento primário V_p é a tensão de entrada V_{in} diminuída da tensão de condução dos interruptores, como a diferença numérica entre V_{in} e V_p é pequena utilizou-se V_{in} sendo igual a V_p .

A relação entre as tensões do enrolamento primário e dos enrolamentos secundário, levando em consideração o número de espiras entre primário e cada enrolamento secundário é por:

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} \quad (5.3)$$

onde:

V_s = tensão no enrolamento secundário do transformador

N_s = número de espiras do enrolamento secundário do transformador.

Segundo Barbi 2001, recomenda-se que a relação do número de espiras entre primário e secundário seja determinado por:

$$n = \frac{N_s}{N_p} = 1,1 \cdot \frac{(V_{Opico} + V_{diodo} \cdot D_{max})}{V_{in_{min}} \cdot D_{max}} \quad (5.4)$$

onde:

n = relação de transformação;

V_{Opico} = tensão de pico na saída do inversor, que neste caso será a tensão de pico da rede elétrica;

V_{diodo} = tensão de condução direta do diodo referente ao enrolamento em questão;

$V_{in_{min}}$ = mínima tensão no enrolamento primário;

$D_{máx}$ = razão cíclica máxima do transformador.

Substituindo os valores contidos na TABELA 5.1 na equação 5.4, tem-se o valor de n de aproximadamente 2.

Para o cálculo do núcleo do transformador e do indutor de saída faz-se uso dos dados da TABELA 5.2.

TABELA 5.2 - PARÂMETROS PARA DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR E INDUTOR

Parâmetro	Símbolo	Valor e unidade de medida
Fator de utilização da área de janela A_w para o transformador	K_w	0,4
Fator de enrolamento	K	0,7
Fator de utilização da área do enrolamento primário	K_p	0,5
Densidade de fluxo eletromagnético máximo para o transformador	B_{max}	0,15 T
Densidade de fluxo eletromagnético máximo para o indutor	B_{amxi}	0,3 T
Máxima densidade de corrente elétrica	J_{max}	450 A/cm ²
Potência de saída	P_o	500 W
Frequência de comutação	f_s	80 KHz

FONTE: O autor (2018).

Segundo Barbi, 2001, o produto das áreas para o conversor em Ponte Completa pode ser dado por:

$$A_e \cdot A_w = \frac{1,5 \cdot P_o}{K_w \cdot K_p \cdot J_{max} \cdot f_s \cdot B_{max}} \cdot 10^4 \quad (5.5)$$

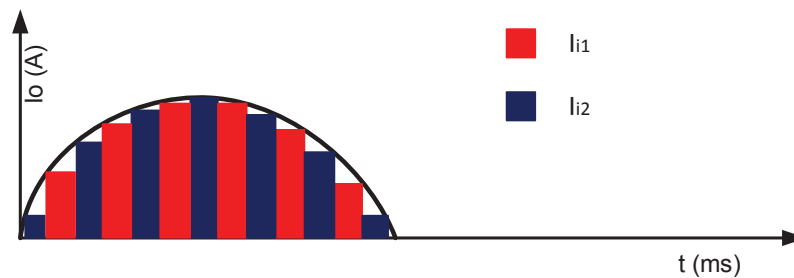
Fazendo-se o produto de A_e por A_w , e utilizando os valores que constam na TABELA 5.2 tem-se o valor de 6,94 cm⁴.

Com base nesse valor, escolheu-se o núcleo NEE-55/28/21 da Thornton que possui o produto das áreas igual a 8,85 cm⁴ e cujas especificações se encontram no anexo A. Os dados referentes ao carretel para este núcleo podem ser visualizados no anexo B.

Conforme mencionado no capítulo 4, o transformador possui quatro secundários, mas somente dois deles operam de forma complementar a cada semiciclo do sinal de saída, ou seja, ora N_{s1} e N_{s2} estão operando, ora N_{s3} e N_{s4} . Como o projeto aqui deve ser realizado para cada enrolamento, pode-se analisar que cada conjunto de enrolamentos por semiciclo se comporta como um retificador de meia onda, conforme se observa na FIGURA 5.2 pelas correntes instantâneas i_{l1} e i_{l2} nos respectivos enrolamentos N_{s1} e N_{s2} .

Para compor este semiciclo, faz-se necessário os valores das correntes eficazes I_{ef1} e I_{ef2} . As quais representam as correntes eficazes em cada bobina durante este período.

FIGURA 5.2 - FORMA DE ONDAS NA SAÍDA DO INVERSOR.



FONTE: O autor (2018).

Tendo o princípio de funcionamento do retificador de meia onda em mente, pode-se avaliar que a corrente eficaz de saída I_{oef} para o semiciclo positivo é a somatória das correntes eficazes I_{ef1} e I_{ef2} . Para a determinação desta corrente, pode-se usar:

$$I_{ef1} + I_{ef2} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_{opico} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot dt)^2} = \frac{I_{opico}}{2} \quad (5.6)$$

As correntes em cada enrolamento podem ser calculadas conforme equação abaixo:

$$I_{ef1} = I_{ef2} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot I_{oef} \quad (5.7)$$

A corrente eficaz de saída é dada com base na potência de saída desejada do inversor, e pode ser calculada por:

$$I_{oef} = \frac{P_o}{V_{ef}} \quad (5.8)$$

Substituindo os respectivos valores nas equações 5.8, tem-se o valor de aproximadamente 3,9 A. Com base neste valor, e igualando-se I_{ef1} a I_{ef2} , tem-se um valor de corrente eficaz em cada secundário de aproximadamente 1,4 A.

A corrente de pico do enrolamento primário (I_{ppri}) pode ser dada com base na corrente de pico da saída e na relação de transformação. Essa corrente no primário pode ser calculada por:

$$I_{ppri} = I_{oef} \cdot n \cdot \sqrt{2} \quad (5.9)$$

Substituindo os respectivos valores, tem-se a corrente de pico do enrolamento primário da ordem de 11,2 A.

Segundo Barbi 2001, o cálculo do número de espiras no primário (N_p) é dado por:

$$N_p = \frac{V_{in_{min}} \cdot D_{max}}{A_e \cdot \Delta B \cdot f_s} \quad (5.10)$$

Para o núcleo escolhido o valor de A_e é de 3,54 cm². Com este valor e com os demais tabelados, tem-se um número de espiras no primário do transformador de aproximadamente 12 espiras

O número de espiras dos secundários (N_s) é dado por:

$$N_s = n \cdot N_p \quad (5.11)$$

Novamente com os valores já calculados anteriormente e recorrendo aos valores tabelados, tem-se um número de espiras no secundário de aproximadamente 24 espiras.

Após esta etapa calculam-se as correntes eficazes no primário (I_{ep}) do transformador. A corrente eficaz no primário pode ser dada pela equação 5.12. Vale ressaltar que essas aproximações tomam como base que a corrente da rede é senoidal, e esta será refletida para o enrolamento primário como uma envoltória de baixa frequência sobre a frequência de chaveamento, então neste caso, considera-se a corrente como senoidal.

$$I_{ep} = \frac{I_{ppri}}{\sqrt{2}} \quad (5.12)$$

Substituindo os referidos valores nas respectivas equações tem-se a corrente eficaz no primário do transformador de aproximadamente 7,9 A.

O cálculo da área do condutor necessária para conduzir a corrente do enrolamento depende da máxima densidade de corrente admitida no condutor e é dado por:

$$S_{fio} = \frac{I_{eficaz}}{J_{max}} \quad (5.13)$$

onde:

I_{eficaz} = corrente eficaz que deverá ser suportada pelo condutor.

Com base na equação 5.13 e nos valores encontrados anteriormente para as correntes eficazes, calcula-se a área do condutor do enrolamento primário, neste caso é de 0,018 cm² ou 1,8 mm², já para o condutor de cada enrolamento secundário a bitola do fio é de 0,0031 cm² ou 0,31 mm².

Segundo Barbi 2001, a profundidade de penetração Δ pode ser calculada através da equação 5.14. O condutor utilizado não deve possuir um diâmetro superior ao valor 2Δ .

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (5.14)$$

Substituindo os respectivos valores na equação 5.14, tem-se o valor da profundidade de penetração de 0,0265, o que infere no uso de um condutor com diâmetro menor que $2 \cdot \Delta$, ou seja, menor que 0,053 cm ou 0,53 mm.

Este valor é necessário para que se leve em consideração o efeito pelicular, ou efeito Skin. Para Barbi 2002 pg. 9, sabe-se que, a medida que a frequência aumenta, a corrente no interior de um condutor tende a se distribuir pela periferia, ou seja, existe maior densidade de corrente nas bordas e menor na região central. Esse efeito causa uma redução na área efetiva do condutor. Em outras palavras, o efeito pelicular atua de maneira a limitar a área máxima do condutor a ser empregado.

Optou-se pelo uso do condutor AWG 26, cujas características podem ser visualizadas no anexo C, que possui diâmetro de 0,04 cm e seção de 0,0013 cm². Feito isso, tem-se a necessidade do cálculo do número de condutores em paralelo para conduzir as correntes eficazes anteriormente calculadas.

Para o cálculo do número de condutores em paralelo utilizado no enrolamento primário, faz-se uso da equação 5.15 e para o número de condutores do enrolamento secundário utiliza-se:

$$ncd_p = \frac{S_{cp}}{S_{fio}} \quad (5.15)$$

onde:

ncd_p = número de condutores em paralelo do enrolamento primário;

S_{fio} = seção do condutor escolhido (neste caso o AWG 26).

Substituindo os respectivos valores, lembrando que a corrente eficaz no enrolamento primário tem o valor de aproximadamente 7.9 A, tem-se o número de condutores em paralelo no primário de 13 condutores. Para o número de condutores do secundário tem-se:

$$ncd_s = \frac{S_{cs}}{S_{fio}} \quad (5.16)$$

onde:

ncd_s = número de condutores em paralelo do enrolamento secundário;

S_{fio} = seção do condutor escolhido (neste caso o AWG 26).

Substituindo os respectivos valores, tem-se o número de condutores em paralelo no secundário de 3 condutores.

Finalizando o projeto do transformador, calcula-se a possibilidade de execução para o núcleo escolhido, dada pela razão entre a área mínima de janela do carretel (A_{wmin}) calculada através da equação 5.17 e a área de janela real escolhida, nesse caso o NEE 55/28/21 que possui uma área A_w de 2,5 cm². Vale ainda ressaltar que para este cálculo o valor da seção do condutor utilizado (A_{iso}) corresponde a área do condutor com isolamento, a qual pode ser visualizada no anexo C.

$$A_{wmin} = \frac{(N_p.ncd_p.A_{iso}) + 4.(N_s.ncd_s.A_{iso})}{k} \quad (5.17)$$

Substituindo os respectivos valores na equação 5.17 encontra-se o valor de aproximadamente 0,93 cm². Este valor é menor que a área A_w do núcleo escolhido, o que viabiliza sua construção.

5.2 PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA

Neste equipamento se faz necessário o uso de um filtro de saída para que se possa entregar à rede uma corrente de qualidade e que atenda às normas de qualidade de energia e de compatibilidade eletromagnética.

Na metodologia proposta por (MARTINS; BARBI, 2008), tem-se o projeto do filtro LC para um inversor de tensão, baseado na resposta de frequência do filtro. A constante de amortecimento deve estar no intervalo entre 0,707 e 1. Para os efeitos do projeto aqui apresentado, utilizou-se o valor de 0,9.

A frequência de ressonância do filtro deve permanecer uma década abaixo da frequência de comutação e no mínimo uma década acima da frequência fundamental da rede onde o inversor será conectado, neste caso a rede elétrica com frequência de 60 Hz. Para os efeitos do projeto aqui apresentado, utilizou-se o valor de 2,8 kHz para a frequência de ressonância.

Com base na resistência de carga de 32Ω , calculada em função da potência estipulada no projeto, o cálculo do capacitor do referido filtro pode ser dado por:

$$C = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot \zeta \cdot f_{res} \cdot R} \quad (5.18)$$

onde:

ζ = constante de amortecimento;

f_{res} = frequência de ressonância;

R = impedância da carga.

Substituindo os referidos valores, encontra-se o valor do capacitor de aproximadamente $1 \mu\text{F}$. De posse do valor do capacitor de filtro, pode-se calcular o indutor a ser utilizado neste mesmo filtro, dado por:

$$L = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{res})^2 \cdot C} \quad (5.19)$$

Substituindo os valores contidos nas TABELAS 5.1 e 5.2 e o valor da corrente I_{Lpico} , na equação 5.19 tem-se um indutor L com valor de aproximadamente 3.2 mH.

A área do núcleo do indutor pode ser dada por:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{Lpico} \cdot I_{oef}}{K \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 \quad (5.20)$$

Substituindo os referidos valores na equação 5.20, tem-se o valor de $3,6 \text{ cm}^4$. O núcleo escolhido para o projeto é o NEE-42/20. Este núcleo possui o valor de $A_e \cdot A_w$ de $3,77 \text{ cm}^4$ e A_e com $2,4 \text{ cm}^2$.

O número de espiras do indutor (N_{esp}) pode ser calculado por:

$$N_{esp} = \frac{L \cdot I_{Lpico}}{\Delta B \cdot A_e} \cdot 10^4 \quad (5.21)$$

Substituindo os referidos valores na equação 5.21, tem-se o valor de 123 espiras. O condutor utilizado para a confecção do indutor será novamente o 26 AWG e novamente utilizando-se da equação 5.16 como base, e lembrando que a corrente eficaz no indutor é a corrente de saída do inversor I_{oef} , pode-se proceder o cálculo do número de condutores em paralelo necessário para o indutor, e neste caso serão utilizados 6 condutores em paralelo. Após esta etapa, faz-se novamente o cálculo da possibilidade de execução, através da equação 5.17, porém eliminando-se as parcelas referentes ao termo dos enrolamentos secundários. Este cálculo retorna o valor de aproximadamente $1,4 \text{ cm}^2$, valor menor que $1,57 \text{ cm}^2$ do núcleo escolhido.

Entreferras devem ser adicionados em indutores por dois motivos: primeiro, sem um entreferro a indutância é proporcional a permeabilidade magnética do núcleo, que depende da temperatura e da densidade de fluxo, dificultando o projeto de um indutor com indutância controlada. O segundo motivo é que a adição de um entreferro permite que o indutor trabalhe com correntes maiores sem ocorrer a saturação do núcleo, pois aumenta a relutância do circuito magnético.

O cálculo do entreferro é dado por:

$$lg = \frac{N_{esp}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} \quad (5.22)$$

onde:

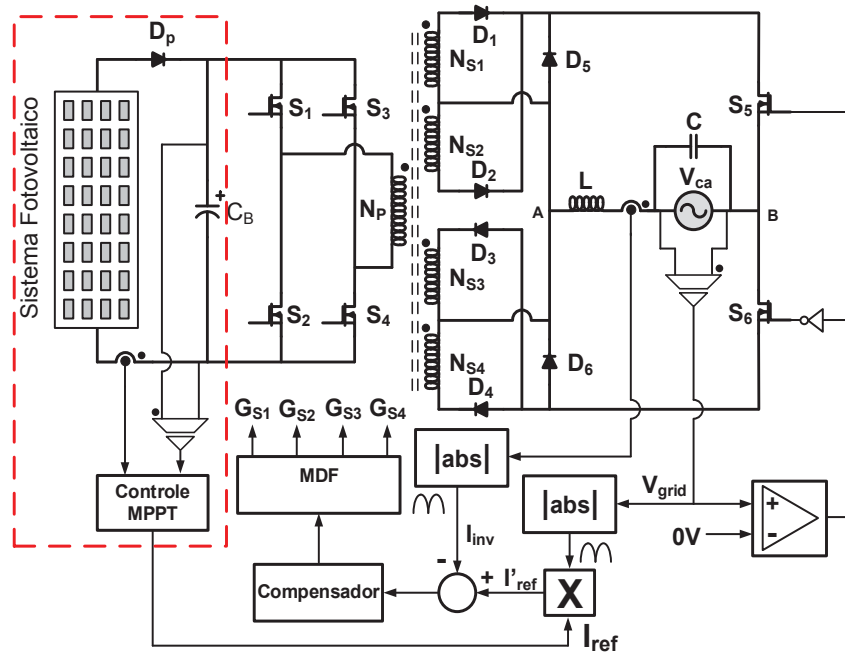
μ_0 = permeabilidade magnética do ar e tem o valor de $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ Wb/A/m}$.

Substituindo os valores na equação 5.22 tem-se o valor do entreferro de $0,2857 \text{ cm}$.

5.3 MICROCONTROLADOR, SENSORES E CONDICIONAMENTO

A FIGURA 5.3 apresenta o circuito em estudo contendo os respectivos sensores, circuito de condicionamento de sinal e a malha de controle que é implementada no microcontrolador. Vale ressaltar que este circuito é passível de implementação com controle de MPPT (representada pela área em vermelho na FIGURA 5.4), fazendo com que o painel seja acoplado neste mesmo estágio, porém essa implementação não será feita no presente trabalho, pois foge ao escopo do mesmo, ficando relegada a um trabalho futuro.

FIGURA 5.3 - MALHA DE CONTROLE DA CORRENTE DE SAÍDA DO INVERSOR.



FONTE: O autor (2018).

A tensão V_{grid} é oriunda da rede elétrica e será a responsável pela operação dos interruptores que operam em baixa frequência (60 Hz). Tal inversão é baseada na comparação com o referencial zero, ou seja, quando a tensão da rede obtida pelo sensor cruzar pelo nível zero. Para que se tenha o mesmo sinal de referência quando os interruptores S_5 e S_6 estiverem conduzindo faz-se necessário a retificação deste sinal através do bloco $|abs|$ da FIGURA 5.3.

A Corrente I_{inv} é proveniente do sensor de corrente, que será melhor detalhado no item 5.3.2, é condicionada e inserida em um somador, ao qual também está inserida a corrente I'_{ref} que é o produto do módulo da tensão proveniente do circuito de condicionamento da tensão e de uma corrente de referência previamente definida.

A saída deste somador é o erro, que por sua vez é inserido na função de transferência do compensador projetado, o qual define os sinais de comando para o circuito no primário do transformador, sendo responsáveis pelo deslocamento de fase entre os braços do circuito em ponte, controlando assim a corrente e tensão de saída.

Os blocos MDF, compensador, multiplicador, $|abs|$, e o comparador de saída para as chaves S_5 e S_6 serão todas funções internas implementadas pelo microcontrolador.

5.3.1 Microcontrolador

O controle da corrente de saída e por consequência da potência do microinversor, bem como a geração da modulação MDF, leitura e processamento dos sinais oriundos dos sensores, se dá de forma digital utilizando o microcontrolador *Tiva™ C Series TM4C123G LaunchPad* da fabricante Texas Instruments. A TABELA 5.3 demonstra algumas características deste equipamento.

TABELA 5.3 - ESPECIFICAÇÕES TIVA

Especificação	Valor e unidade de medida
Frequência máxima do processador	80 MHz
Número de <i>bits</i> do processador	32
Memória RAM	32 KB
Módulos A/D de 12 bits	2
Tensão máxima de saída	3,3 V
Frequência máxima de amostragem do A/D	1.000.000 amostras por segundo
Número de módulos PWM	2

FONTE: TEXAS INSTRUMENTS (2014).

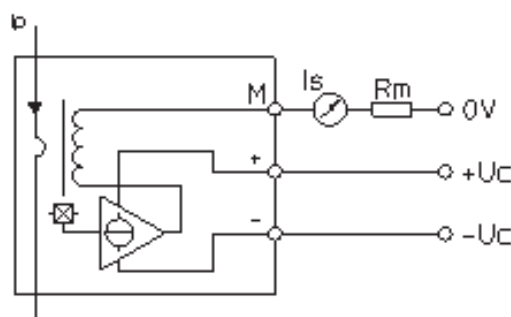
Para a programação do microcontrolador fez-se o uso do programa *Code Composer Studio* (CCS), que consiste de um ambiente integrado de desenvolvimento (IDE) para microcontroladores TM4x ARM Cortex e possui um conjunto de ferramentas usadas para desenvolver projetos de sistemas embarcados.

Para implementação da MDF, faz-se uso dos comparadores internos do microcontrolador.

5.3.2 Sensor de corrente e condicionamento de sinal de corrente

O transdutor utilizado será o LA 100-P, o qual pode ser visualizado na FIGURA 5.4, o mesmo possui uma saída como fonte de corrente.

FIGURA 5.4 - SENSOR LA 100-P



FONTE: LEM (2015).

As especificações do transdutor podem ser visualizadas na TABELA 5.4, vale ainda lembrar que para aumentar o nível do sinal a ser condicionado, utilizou-se 5 espiras no lado do primário, alterando sua relação de transformação para 6:2000.

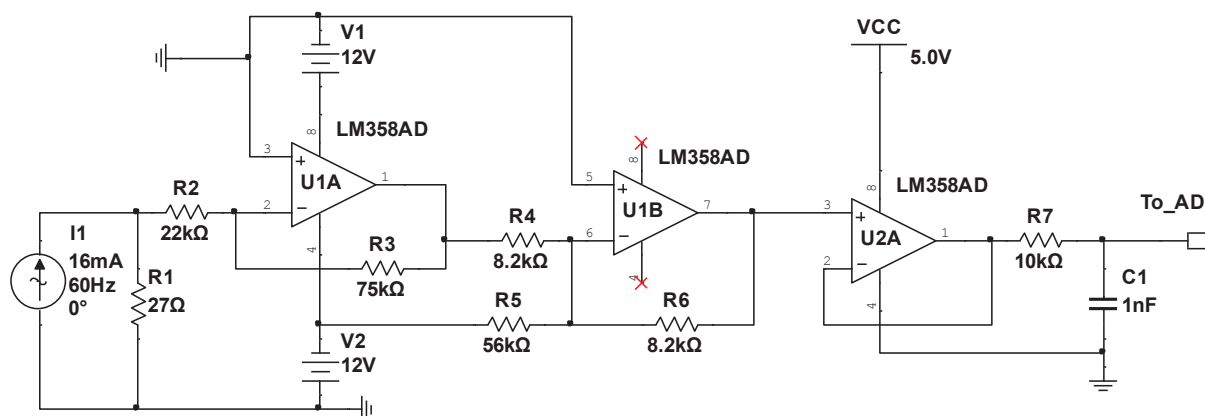
TABELA 5.4 - ESPECIFICAÇÕES LEM LA-100P

Parâmetro	Valor e unidade de medida
Corrente nominal no primário	100 A
Corrente nominal no secundário	50 mA
Precisão	$\pm 0,7\%$
Resistência do enrolamento secundário	120 Ω
Alimentação	± 12 a ± 15 V
Isolação	2,5 KV
Relação de transformação	1:2000

FONTE: Adaptado de LEM (2016).

Para comprovar o funcionamento do circuito de condicionamento do sinal de corrente, realizou-se uma simulação computacional. Para tal simulação, considerou-se o transdutor como uma fonte de corrente de 16 mA que pode ser visualizada na FIGURA 5.5. Esse valor é encontrado com base no valor de pico da corrente de saída do microinversor que será injetada na rede (I_{oef}), com base na relação de transformação de 6:2000. Para que seu sinal seja devidamente processado, precisa-se transformá-lo em um sinal de tensão e isto é feito através de um resistor de aproximadamente 27 Ω colocado na saída do transdutor.

FIGURA 5.5 - CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DO SENSOR DE CORRENTE.



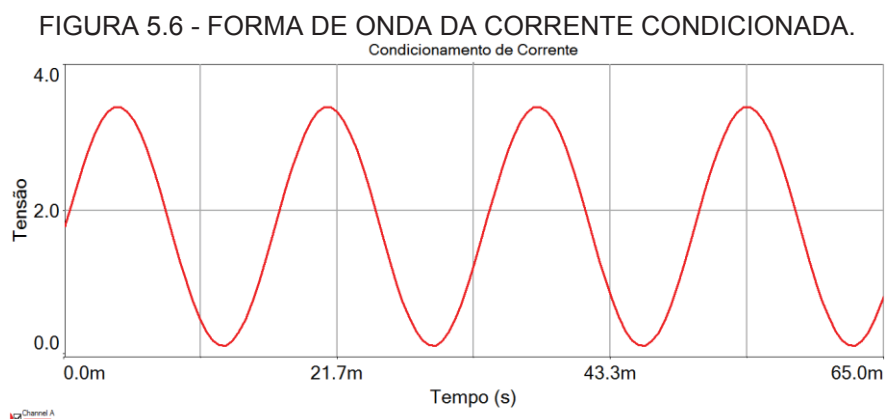
FONTE: O autor (2018).

O sinal, agora de tensão, é inserido na entrada de um amplificador operacional na configuração de amplificador inversor, denotado por U1A, o qual inverte o sinal e

limita sua amplitude entre $\pm 1,6$ V. Após isso, o sinal alternado, em conjunto com um sinal contínuo negativo, proveniente da alimentação do amplificador operacional aplicada ao divisor resistivo composto pelos resistores de 56 k Ω e de 8,2 k Ω , é inserido em um outro amplificador operacional na configuração de somador inversor, denotado por U1B, que irá, além de somar ambos os sinais, e inverter o resultado, adequando o sinal de saída aos níveis de entrada do conversor AD do microcontrolador de 0 a 3,3 V.

O último amplificador operacional, denominado U2A, está na configuração conhecida como *buffer* e é alimentado com 5 volts, para que a tensão da saída do circuito fique em patamares que não sejam prejudiciais ao microcontrolador.

Para que a componente de alta frequência seja removida, faz-se uso de um filtro *anti-aliasing* com frequência de corte de 15 kHz, determinado pelo resistor de 10 k Ω e pelo capacitor de 1 nF conectados a saída do amplificador U1B. O sinal de saída do circuito de condicionamento pode ser visualizado na FIGURA 5.6.



FONTE: O autor (2018).

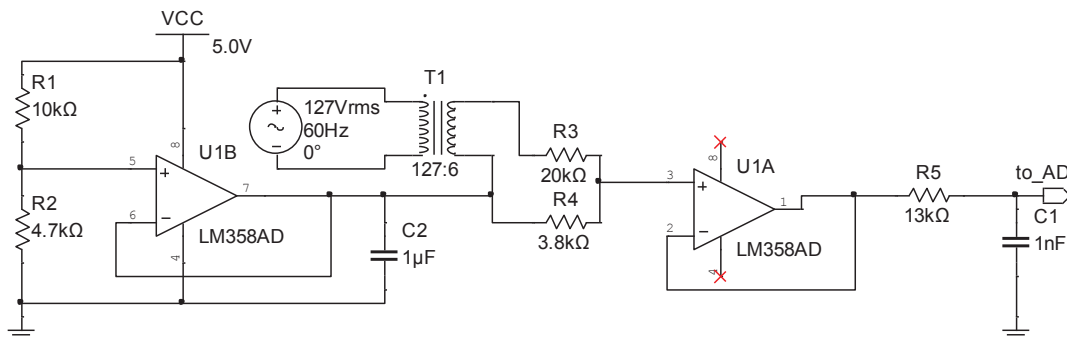
5.3.3 Sensor de tensão e condicionamento da tensão de referência

Para o sensoriamento da tensão de referência fez-se uso de um transformador rebaixador, de 127 V para 6 V, originando um ganho de aproximadamente 0,047. Com o uso deste dispositivo tem-se que a senoide da rede com amplitude reduzida.

Como no caso do sensor de corrente, aqui tem-se a necessidade de operar apenas com valores positivos do sinal, por isso novamente introduz-se um sinal de *offset* de 1,6 V de forma análoga a do circuito de condicionamento de corrente. O

circuito para este condicionamento juntamente com o transformador é apresentado na FIGURA 5.7.

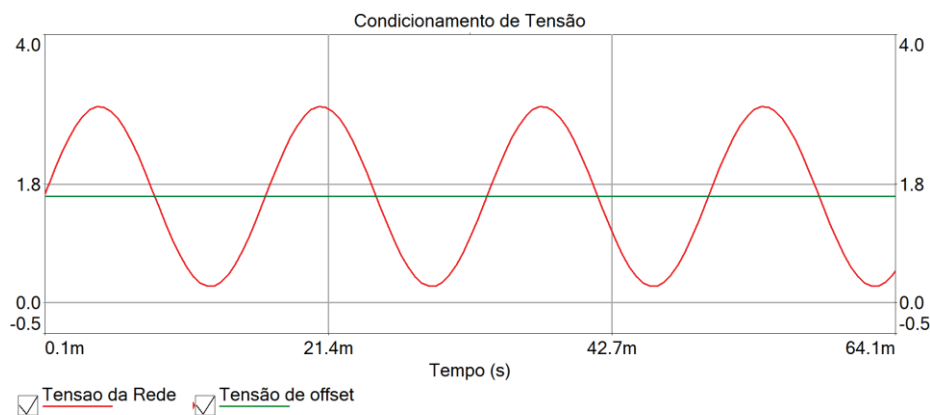
FIGURA 5.7 - CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DA TENSÃO DE REFERÊNCIA



FONTE: O autor (2018).

O sinal após o circuito de condicionamento pode ser visualizado na FIGURA 5.8.

FIGURA 5.8 - SINAL DE TENSÃO CONDICIONADO.



FONTE: O autor (2018).

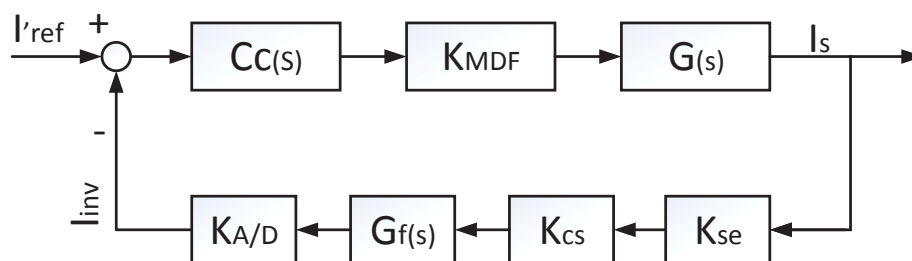
Este sinal será usado como base para a inversão dos interruptores que operam em baixa frequência e para referência do controle de corrente, e seu ganho é dado pela relação de transformação do transformador utilizado para amostrar a tensão da rede, neste caso $6/127$ multiplicado pelo divisor resistivo composto pelos resistores $3,8\text{ K}\Omega$ e $20\text{ K}\Omega$ vistos na FIGURA 5.7. Novamente utiliza-se um filtro *anti-aliasing* na saída deste circuito.

5.4 MALHAS DE CONTROLE

O módulo da tensão da rede é utilizado como sinal de referência para o controle da corrente e a cada inversão da polaridade da tensão da rede os interruptores S_5 e S_6 operam de forma complementar. Apesar de na representação da FIGURA 5.4 o circuito possuir um estágio de controle de MPPT, este controle não será implementado devido a não ser parte do escopo do trabalho.

O projeto do compensador seguiu a metodologia de projeto apresentada por Mohan (2014). O compensador aqui utilizado, apresenta um zero e dois polos, sendo um na origem (devido ao integrador). O diagrama de blocos do controle implementado pode ser visto na FIGURA 5.9. A metodologia de projeto do compensador que será utilizada inicialmente é calculada utilizando uma abstração como se o compensador fosse analógico, considerando ganhos do circuito digital e após isso, o compensador será discretizado e implementado digitalmente dentro do microcontrolador.

FIGURA 5.9 - DIAGRAMA EM BLOCOS DA MALHA DE CONTROLE



FONTE: O autor (2018).

onde:

$C_c(s)$ = função de transferência do compensador a ser projetado

K_{MDF} = ganho da modulação por deslocamento de fase

$G(s)$ = função de transferência do microinversor

K_{se} = ganho do sensor de corrente

K_{cs} = ganho do circuito de condicionamento de sinal de corrente

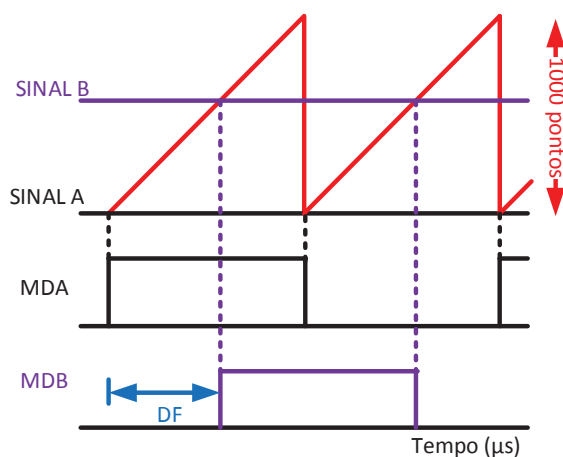
$G_f(s)$ = função de transferência do filtro *anti-aliasing*

$K_{A/D}$ = ganho do conversor A/D do microcontrolador

O ganho da modulação K_{MDF} é dado pela constante $1/1000$. O valor 1000 corresponde ao número de pontos possíveis de se trabalhar com a modulação

escolhida. A FIGURA 5.10 ilustra este valor e o princípio da modulação por deslocamento de fase.

FIGURA 5.10 - OBTENÇÃO DA MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE



FONTE: O autor (2018).

Para se obter o deslocamento pretendido (DF), o sinal A é escolhido como referência e tem seu valor fixado junto a referência da onda dente de serra. O sinal B pode excursionar livremente sobre os valores da dente de serra, variando seu valor entre zero e mil pontos. Vale ainda ressaltar que os sinais são iniciados pelos comandos de *set* e *reset* por borda de subida, gerando os sinais MDA e MDB respectivamente.

Analisando as características do microinversor em estudo obtém-se a sua função de transferência, que se baseia na modelagem do conversor Buck adotada por Segundo Batschauer (2012). A função de transferência em questão pode ser dada por:

$$G(s) = \frac{V_{in}}{R} \cdot n \cdot \left[\frac{R \cdot Cs + 1}{C \cdot Ls^2 + \frac{L}{R} + 1} \right] \quad (5.23)$$

onde:

n = relação de transformação do transformador;

L = indutância do filtro de saída do inversor;

C = valor do capacitor do filtro de saída;

R = resistência da carga;

V_{in} = tensão do barramento CC na entrada do inversor.

Substituindo os valores correspondentes, chega-se a função de transferência:

$$G(s) = \frac{240.10^{-6}s+7,5}{3.2.10^{-9}s^2+100.10^{-6}s+1} \quad (5.25)$$

O sensor de corrente que será utilizado é o LA 100P, como pode ser observado na TABELA 5.4, sendo que o ganho deste sensor (K_{se}) nada mais é do que sua relação de transformação dada pela constante 6/2000.

O ganho do circuito do condicionamento de corrente K_{cs} é o mesmo que se encontra na FIGURA 5.5, sendo dado pelo resistor em paralelo com o sensor, no valor de 27 Ω , e os ganhos dos amplificadores inversores. Realizadas as devidas operações chega-se ao ganho K_{cs} de aproximadamente 93.

O circuito de condicionamento de corrente possui um filtro anti-aliasing, o qual tem sua função de transferência dada por:

$$G_f(s) = \frac{2.\pi.f_f}{s+2.\pi.f_f} \quad (5.26)$$

onde:

f_f = frequência de corte do filtro com valor de 15 KHz.

Substituindo os referidos valores na equação 5.26, tem-se:

$$G_f(s) = \frac{94,248.10^3}{s+94,248.10^3} \quad (5.27)$$

O ganho do conversor A/D pode ser calculado pela equação:

$$K_{A/D} = \frac{\text{Resolução}}{\text{Tensão máxima}} \quad (5.28)$$

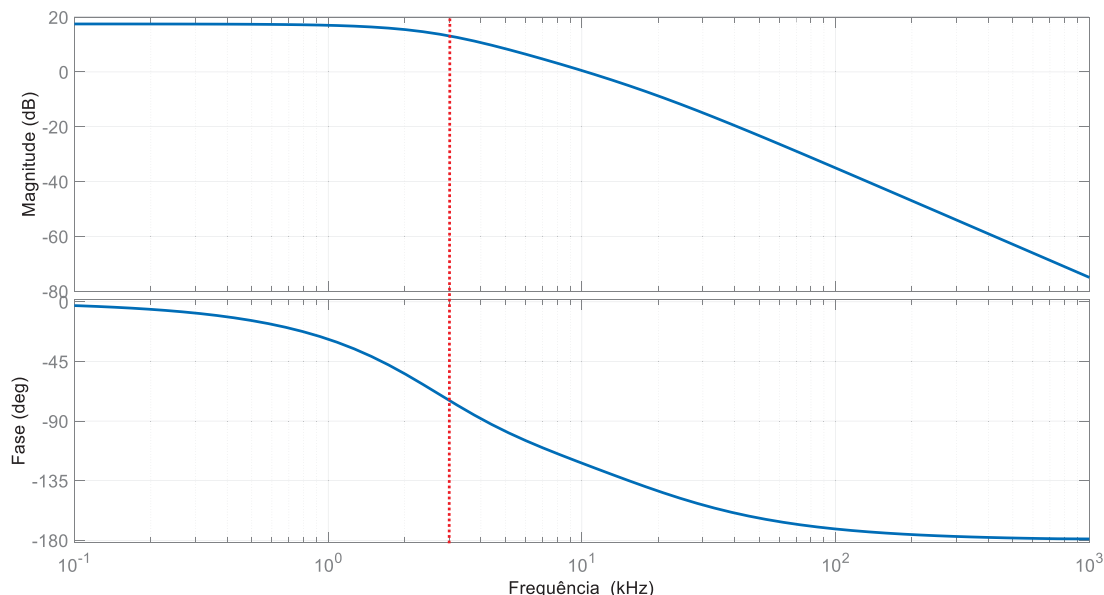
De acordo com os valores da TABELA 5.3, a resolução é de 2^{12} e a tensão máxima de 3,3 V. Substituindo esses valores na equação 5.28 tem-se o valor do ganho do conversor A/D com valor de 1241,2.

Multiplicando-se as equações 5.25 por 5.27 tem-se a função de transferência total do microinversor em malha aberta, dada por:

$$G_t(s) = \frac{22,62s + 10,69 \cdot 10^6}{3,2 \cdot 10^{-9}s^3 + 401,6 \cdot 10^{-6}s^2 + 10,42s + 94,25 \cdot 10^3} \quad (5.29)$$

O diagrama de Bode da equação 5.29 pode ser visualizado na FIGURA 5.11.

FIGURA 5.11 - DIAGRAMA DE BODE EM MALHA ABERTA DA FT DO MICROINVERSOR.



FONTE: O autor (2018).

A frequência de cruzamento determina a largura da banda passante e é definida como a frequência na qual a função de transferência em malha aberta tem ganho de 0 dB. Porém, é recomendável que tal frequência seja no máximo um décimo da frequência de chaveamento do circuito de potência para evitar interferências.

Para o microinversor em estudo foi definido que a frequência de cruzamento por zero é de 3 KHz. Essa frequência é baixa em relação a frequência de amostragem para não ter que se considerar no projeto do compensador os efeitos da discretização e os atrasos produzidos pelo circuito digital. Pela FIGURA 5.13 constata-se que no local desejado (linha tracejada em vermelho), para a frequência de 3KHz, o ganho é aproximadamente 13,1 dB e a fase é de aproximadamente $-74,4^\circ$.

A margem de fase (MF) selecionada é de 60° , então o avanço de fase necessário pode ser dado pela equação:

$$\phi_{avanço} = -90 + MF - \angle | fase | \quad (5.30)$$

onde:

MF = margem de fase selecionada na frequência;

|fase| = fase do inversor na frequência de cruzamento desejada;

Substituindo os valores na equação 5.28, tem-se o valor do ângulo de avanço de 44,35°.

O valor de 60° foi escolhido empiricamente e o compensador tem sua dinâmica afetada diretamente por esse ângulo. Um ângulo muito grande pode deixar a resposta do sistema mais amortecida, ao passo que um ângulo muito pequeno pode fazer com que ocorram oscilações indesejadas ou instabilidade. O valor do ângulo de margem de fase encontrado comumente nas literaturas para este compensador varia de 30° a 60°.

Conhecida a frequência de cruzamento por zero desejada para o sistema e o ganho do sistema de potência nesta frequência, o ganho do controlador deve ser tal que leve, nesta frequência, a um ganho unitário em malha fechada, isto se consegue fazendo uso da equação 5.31. Vale ressaltar que todos os ganhos são calculados com base na frequência de corte desejada.

$$|G_c(s)| \cdot |G_{MDF}(s)| \cdot |G_p(s)| \cdot k = 1 \quad (5.31)$$

onde:

$G_c(s)$ = ganho do compensador na frequência desejada;

$G_{MDF}(s)$ = ganho devido á modulação por deslocamento de fase;

$G_p(s)$ = módulo do ganho do sistema de potência do inversor na frequência de cruzamento desejada;

K é multiplicação dos ganhos, $K_{A/D}$, K_{cs} e K_{se} , neste caso K vale aproximadamente 289.

O ganho do circuito de potência obtido anteriormente (13,1 dB) deve ser convertido para valores absolutos e aplicado na equação 5.31. Esta conversão pode ser dada por:

$$|G_p(s)| = 10^{\frac{13,1dB}{20}} = 4,529 \quad (5.32)$$

O ganho da modulação MDF pode ser calculado por:

$$|G_{MDF}(s)| = \frac{1}{\text{número de pontos}} \quad (5.33)$$

Onde o número de pontos é o número inerente ao sistema de modulação escolhido, neste caso 1000 pontos;

De posse de todos os valores, é possível realizar o cálculo do ganho do compensador, dado anteriormente pela equação 5.29. Substituindo-se todos os pertinentes, tem-se o valor do ganho do compensador $G_c(s)$ de aproximadamente 0,764.

O fator k_{pz} é utilizado para definir a separação entre os polos e zeros do compensador necessários para produzir o avanço de fase requerido. Para o compensador aqui utilizado, um zero está alocado a um fator k_{pz} abaixo da frequência de corte, e o polo está alocado a um fator k_{pz} acima da frequência de corte. O cálculo do fator K_{pz} pode ser dado por:

$$K_{pz} = T_g \left(\frac{\phi_{\text{avanço}}}{2} + \frac{\pi}{4} \right) \quad (5.34)$$

Substituindo o cálculo de avanço calculado anteriormente ($44,35^\circ$), tem-se o valor de K_{pz} de aproximadamente 2,376. Com este valor é possível calcular a frequência do zero e dos polos, denominadas respectivamente, f_z e f_p através das equações 5.35 e 5.36. Vale lembrar que a frequência de operação do compensador (f_c) tem o valor de 3 KHz, pois se trata da frequência escolhida para o cruzamento em 0 dB.

$$f_z = \frac{f_c}{K_{pz}} \quad (5.35)$$

$$f_p = f_c \cdot K_{pz} \quad (5.36)$$

Substituindo os respectivos valores nas equações 5.35 e 5.36 tem-se o valor de f_z da ordem de 1,2626 kHz e o valor de f_p da ordem de 7,129 KHz.

Com o valor de f_z calculado é possível calcular o ganho do compensador K_c através da equação 5.37. Vale ainda relembrar o valor do ganho G_c , calculado anteriormente, de 0,4692.

$$K_c = |G_c(s)| \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_z \quad (5.37)$$

Substituindo os respectivos valores, tem-se um valor de K_c da ordem de 6108,5.

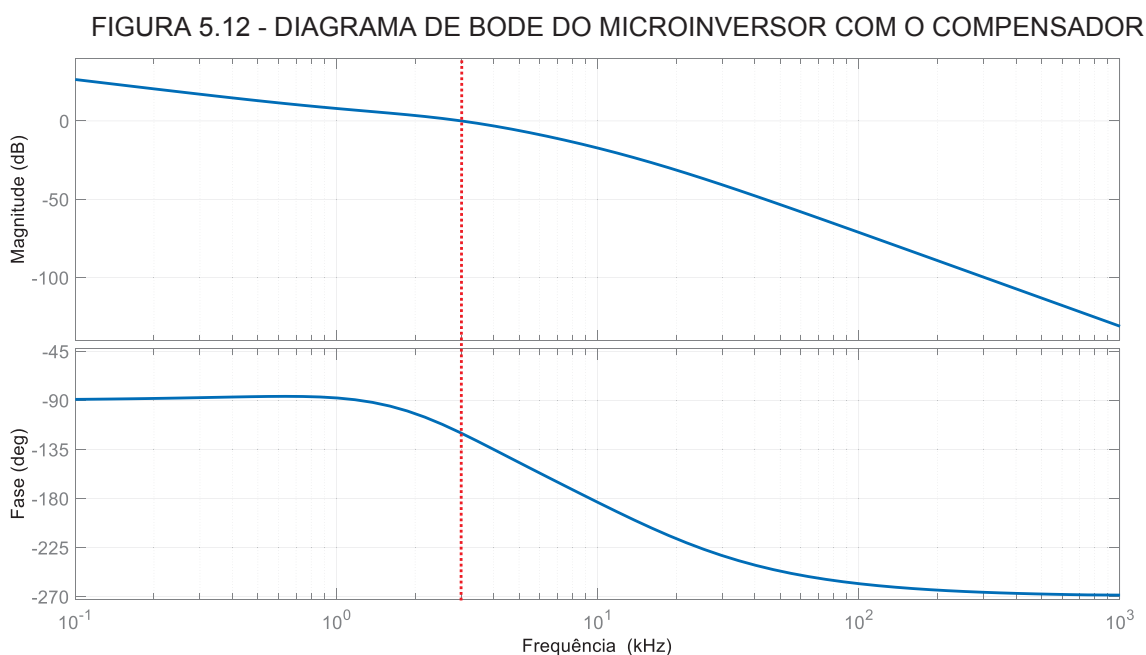
Finalmente após todos estes cálculos é possível determinar a função de transferência do compensador $C_c(s)$, através da equação:

$$C_c(s) = \frac{K_c}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_z}\right)^2}{\left(1 + \frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_p}\right)^2} \quad (5.38)$$

Novamente, substituindo os respectivos valores na equação 5.38, chega-se a função de transferência:

$$C_c(s) = \frac{5,11 \cdot 10^8 s + 2,677 \cdot 10^{12}}{5239 s^2 + 1,089 \cdot 10^9 s} \quad (5.39)$$

A FIGURA 5.12 representa o diagrama de Bode do microinversor já com o compensador implementado e com a margem de ganho e de fase especificadas nos parâmetros do projeto. A linha tracejada em destaque demonstra a frequência de cruzamento do sistema em malha aberta.



FONTE: O autor (2018).

Para a implementação do controle no microcontrolador, faz-se necessário a conversão da função apontada na equação 5.40 para o plano z:

$$Cc(z) = \frac{0,4117z^2 + 0,1094z - 0,3024}{z^2 - 1,073z + 0,07261} \quad (5.40)$$

Esta conversão se faz através do comando c2d via *software* MATLAB, com frequência de amostragem de 24 kHz. O método de aproximação utilizado é o método de Tustin, ou da transformada bilinear.

5.5 ESCOLHA DOS INTERRUPTORES, DIODOS E ACIONAMENTO

Para a escolha dos interruptores optou-se por transistores do tipo MOSFET utilizando tecnologia SMD e através das características de tensão e corrente aplicadas em cada interruptor durante a operação do inversor, foram determinados os respectivos componentes. Para os interruptores de alta frequência, S₁ a S₄, optou-se pelo MOSFET AUIRFR 4620 do fabricante *Infineon Technologies*, cujas especificações se encontram na TABELA 5.5.

TABELA 5.5 - ESPECIFICAÇÕES AUIRFR4620

Parâmetro	Valor e unidade de medida
Tensão dreno-fonte	200 V
Tensão gatilho-fonte	± 20 V
Corrente máxima direta	24 A
Resistência estática dreno-fonte típica	64 mΩ
Tempo de subida	22,4 ns
Tempo de descida	14,8 ns
Tempo de atraso condução	13,4 ns
Tempo de atraso bloqueio	25,4 ns
Capacitância intrínseca Efetiva	125 pF

FONTE: Adaptado de INFINEON TECHNOLOGIES (2015).

Para o lado de baixa frequência, interruptores S₅ e S₆, optou-se inicialmente pelo MOSFET FCD9N60NTM da fabricante Fairchild. Porém após o início de testes em bancada, verificou-se que este interruptor não suportaria a tensão de grampeamento do circuito de *snubber*, então procedeu-se a substituição deste componente pelo SPP17N80C3 do fabricante *Infineon Technologies*, cujas características podem ser observadas na TABELA 5.6.

TABELA 5.6 - PARÂMETROS SPP17N80C3

Parâmetro	Valor e unidade de medida
Tensão dreno-fonte	800 V
Tensão gatilho-fonte	± 20 V
Corrente máxima direta	17 A
Resistência estática dreno-fonte típica	290 m Ω
Tempo de subida	15 ns
Tempo de descida	6 ns
Tempo de atraso condução	25 ns
Tempo de atraso bloqueio	72 ns

FONTE: Adaptado de INFINEON TECHNOLOGIES (2017).

Os diodos conectados aos enrolamentos secundários do transformador D_1 a D_6 são diodos ultrarrápidos, projetados de acordo com a corrente direta, corrente de pico e tempo de recuperação reversa. Foram utilizados os diodos UF5408 da fabricante Vishay e suas características podem ser observadas na TABELA 5.7.

TABELA 5.7 - PARÂMETROS UF5408

Parâmetro	Valor e unidade de medida
Corrente máxima direta instantânea	3 A
Tensão de condução	1,7 V
Tensão reversa de pico máxima	1000 V
Temperatura máxima de operação	150 °C
Tempo máximo de recuperação reversa	75 ns

FONTE: Adaptado de VISHAY INTERTECHNOLOGY INC. (2016).

Para que os interruptores atuem conforme o desejado, os níveis de tensão e corrente fornecidos pelos pinos do microcontrolador devem ser amplificados e isolados para que se permita o acionamento dos braços separadamente, e é neste ponto onde se utilizam os circuitos integrados denominados *drivers* de acionamento.

Os principais parâmetros utilizados para a escolha do *driver* de acionamento dos interruptores são sua tensão máxima, tensão máxima de entrada, capacidade de fornecimento de corrente, tempo morto, tempos de subida e descida e níveis lógicos de entrada altos e baixos. O circuito integrado utilizado no projeto é o UCC 21521 fabricado pela Texas *Instruments*, cujas características podem ser observadas na TABELA 5.8. Cada circuito integrado deste *driver* é capaz de acionar dois interruptores, possuindo isolamento entre os circuitos de comando e seu lado ligado aos interruptores, além de possibilidade de isolamento entre os interruptores.

TABELA 5.8 - PARÂMETROS UCC 21521

Parâmetro	Valor e unidade de medida
Tensão de offset máxima	1500 Vcc
Corrente de saída	4 A
Tensão de saída	25 V
Tensão máxima de entrada	20 V
Tempo morto	15 ns
Tempo de subida típico	6 ns
Tempo de descida típico	7 ns
Largura mínima de pulso	20 ns
Tempo de atraso típico entre entrada e saída para a subida	19 ns
Tempo de atraso típico entre entrada e saída para a descida	19 ns
Nível logico alto típico de entrada	1,8V
Nível logico baixo típico de entrada	1V

FONTE: Adaptado de TEXAS INSTRUMENTS (2016).

5.6 CONFECÇÃO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Após realizadas as seleções de componentes para acionamento, interruptores e microcontrolador a serem utilizados e demais componentes, desenvolveu-se o circuito final para o microinversor contendo todos os componentes pertinente e utilizando sempre que possível a tecnologia SMD, cujo diagrama esquemático pode ver visualizado no apêndice A.

Para a confecção do protótipo fez-se o uso da versão educacional do *software* EAGLE, e após a finalização desta etapa, a empresa CIRCUIBRAS colaborou com o projeto fornecendo a PCI com seus padrões de qualidade, restando apenas a inserção e solda dos componentes. A placa finalizada pode ser vista no apêndice B.

5.7 FAIXA DE COMUTAÇÃO ZVS

Para que se tenha a comutação ZVS nos interruptores S_1 a S_4 operando com Modulação por Deslocamento de Fase, faz-se necessário o cálculo da faixa de operação em ZVS na qual os interruptores irão operar com esta comutação. Para que isso seja garantido, a energia armazenada na indutância de dispersão do transformador somada a indutância de dispersão refletida do secundário e a uma indutância adicionada em série ao enrolamento primário deve armazenar uma quantidade de energia maior que a energia armazenada nos capacitores intrínsecos dos interruptores utilizados no braço do conversor. Segundo Chen (1995), uma das possibilidades de cálculo dessa energia pode ser dada por:

$$\frac{1}{2} \cdot L_r \cdot (I_{ppri})^2 \geq \frac{4}{3} \cdot C_{oss} \cdot V_{in}^2 \quad (5.41)$$

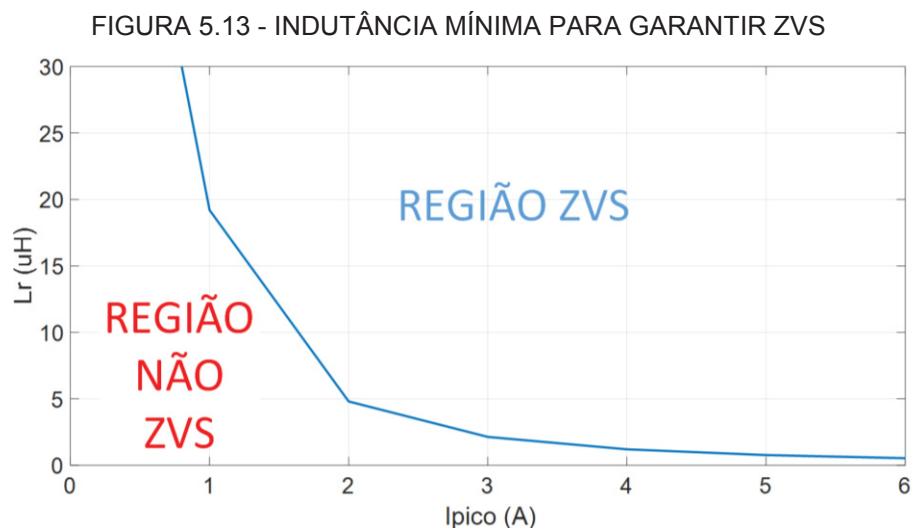
onde:

L_r = valor da indutância externa adicionada em série ao enrolamento primário;

C_{oss} = valor da capacitância intrínseca do interruptor.

Neste caso utiliza-se apenas a indutância externa a ser incorporada ao circuito, visto que, o seu valor é muito maior que as indutâncias de dispersão e as refletidas do secundário para o primário.

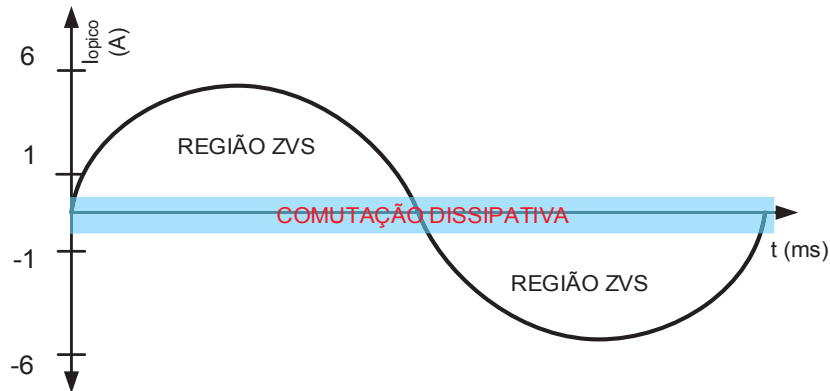
Como observa-se na equação 5.41, não se pode ter comutação para todos os valores de corrente, então uma boa maneira de fazer a escolha da faixa onde se terá a comutação suave é escolher uma corrente inicial para isso. Com base na equação 5.41, nos dados contidos na TABELA 5.5, e na corrente estipulada para a qual se inicia a comutação suave, pode-se calcular o valor do indutor ressonante. Para uma corrente estipulada de 1 A o indutor de comutação suave deve ter um valor mínimo de aproximadamente 5 uH. Com base nesse valor, pode-se determinar o gráfico que determina a relação entre a corrente mínima e a indutância mínima para que se tenha ZVS, como pode-se observar na FIGURA 5.13.



FONTE: O autor (2018).

A FIGURA 5.14 representa a corrente de saída do inversor (a qual será injetada na rede), e a região onde se possui ou não a comutação suave.

FIGURA 5.14 - FAIXA DE OPERAÇÃO ZVS

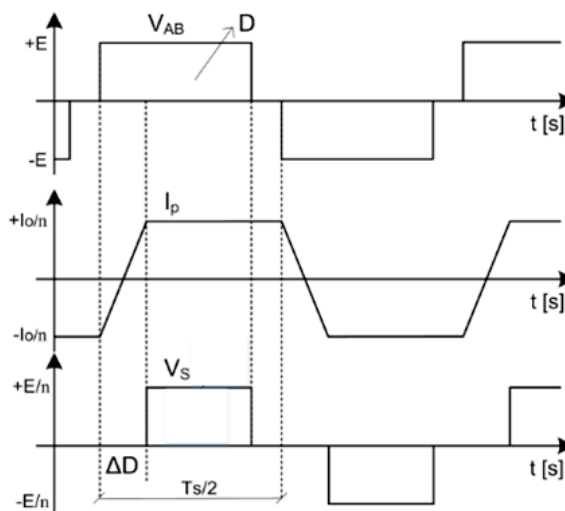


FONTE: O autor (2018).

Vale a pena ressaltar que esta é a corrente no secundário do transformador, e que, quanto maior o valor do indutor conectado ao primário, maior será a região ZVS, respeitados os devidos limites.

Quando se utiliza topologias em ponte completa, um aspecto que deve ser levado em consideração é a perda da razão cíclica. Esse termo se refere a relação entre a tensão utilizada no enrolamento primário do transformador (V_{AB}) e a tensão produzida nos enrolamentos secundários (V_S) devida as indutâncias envolvidas no circuito. A FIGURA 5.17 ilustra essa relação.

FIGURA 5.15 - PERDA DA RAZÃO CÍCLICA



Fonte: Adaptado de PINHEIRO (2017).

O intervalo definido como ΔD representa a perda de razão cíclica do conversor, D a razão cíclica, I_p a corrente no enrolamento primário, I_o/n e $-I_o/n$ os limites

de corrente num ciclo de chaveamento, V_s a tensão no enrolamento secundário e $T_{s/2}$ representa meio período da frequência de chaveamento.

Segundo Pinheiro (2017), matematicamente pode-se enunciar:

$$\Delta D = \frac{2.L_r}{T_s.V_{in}.n} \cdot \left[2 \cdot I_{opico} - \frac{(V_{opico}.D.T_s)}{2.L} \right] \quad (5.37)$$

Substituindo os valores na equação 5.37, para o pior caso, onde a razão cíclica é mínima (0,04), pois tem-se o valor da tensão de entrada mínima (108 V), a corrente de pico na carga (5,7 A), a tensão de pico na carga (180 V) e a razão cíclica máxima (0,96) tem-se o valor de ΔD de aproximadamente 0,04.

6 RESULTADOS

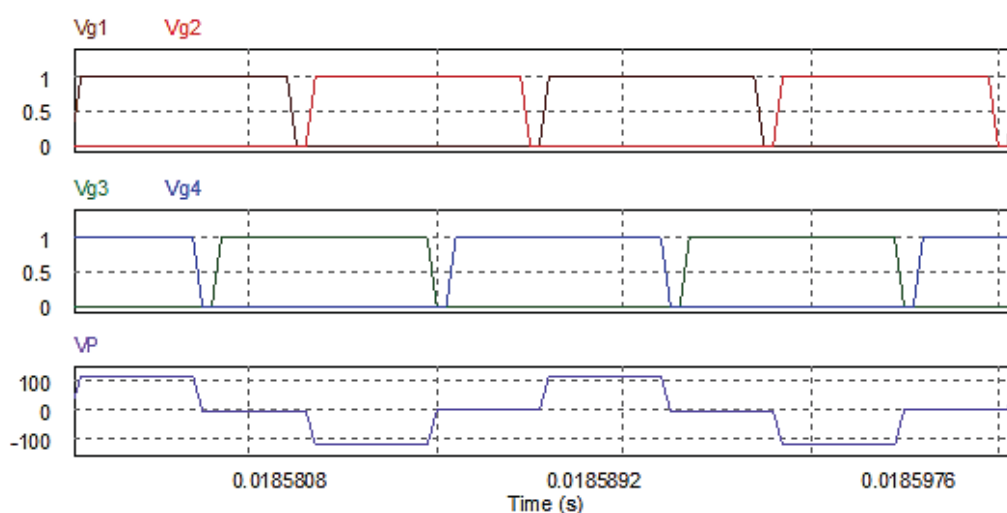
Os resultados aqui apresentados são baseados no projeto já apresentados, objetivando os valores definidos de potência, tensão e corrente que constam no capítulo 5. Para a análise dos resultados, também se faz uso das etapas de operação demonstradas no capítulo 4.

6.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

As simulações aqui apresentadas foram efetuadas com o software PSIM com condições iniciais iguais a zero e o circuito implementado pode ser visualizado no apêndice C.

Na FIGURA 6.1 tem-se a representação dos sinais de comando dos interruptores no braço formado por S_1 e S_2 (V_{g1} e V_{g2}) e no braço formado por S_3 e S_4 (V_{g3} e V_{g4}), além da forma de onda de tensão no enrolamento primário (VP) decorrente da aplicação destes sinais nos referidos interruptores nota-se neste caso o funcionamento da MDF. O intervalo de tempo onde nenhum dos interruptores estão conduzindo é proposital, e definido como tempo morto.

FIGURA 6.1 - COMANDO DOS INTERRUPTORES E TENSÃO NO ENROLAMENTO PRIMÁRIO.

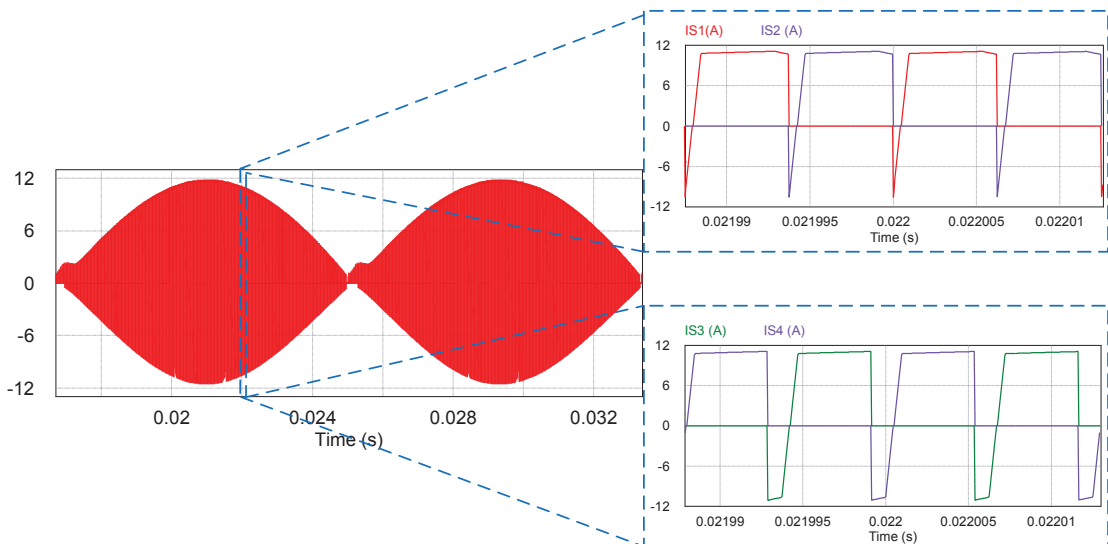


FONTE: O autor (2018).

A corrente de entrada, que possui uma envoltória em baixa frequência (60 Hz) pode ser visualizada na FIGURA 6.2. No detalhe da figura pode-se visualizar as

correntes nos interruptores, que operam a 80 kHz e as defasagens das correntes entre os braços.

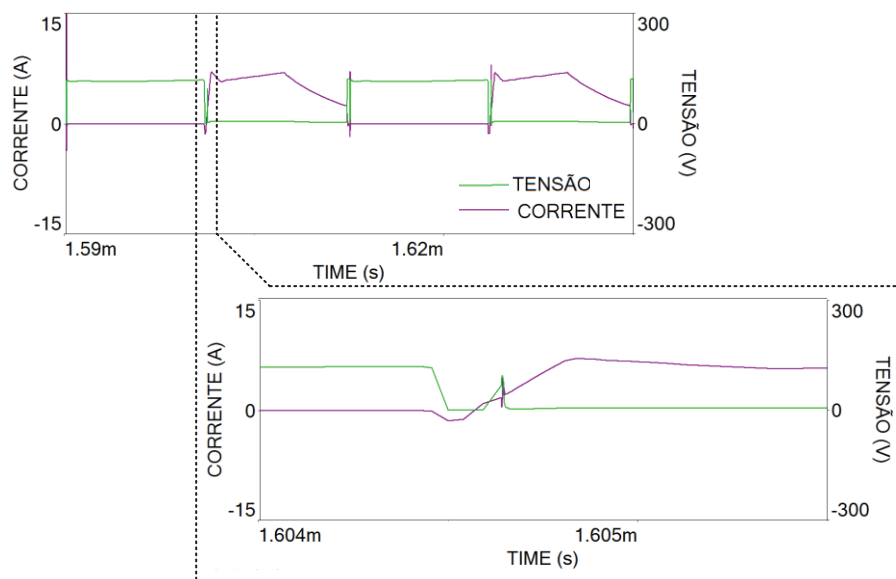
FIGURA 6.2 - CORRENTE DE ENTRADA



FONTE: O autor (2018).

Na FIGURA 6.3 tem-se a tensão e a corrente no interruptor S_1 . Nota-se que a transição do estado de bloqueio para o estado de condução é feita sem tensão no interruptor garantindo assim a comutação ZVS.

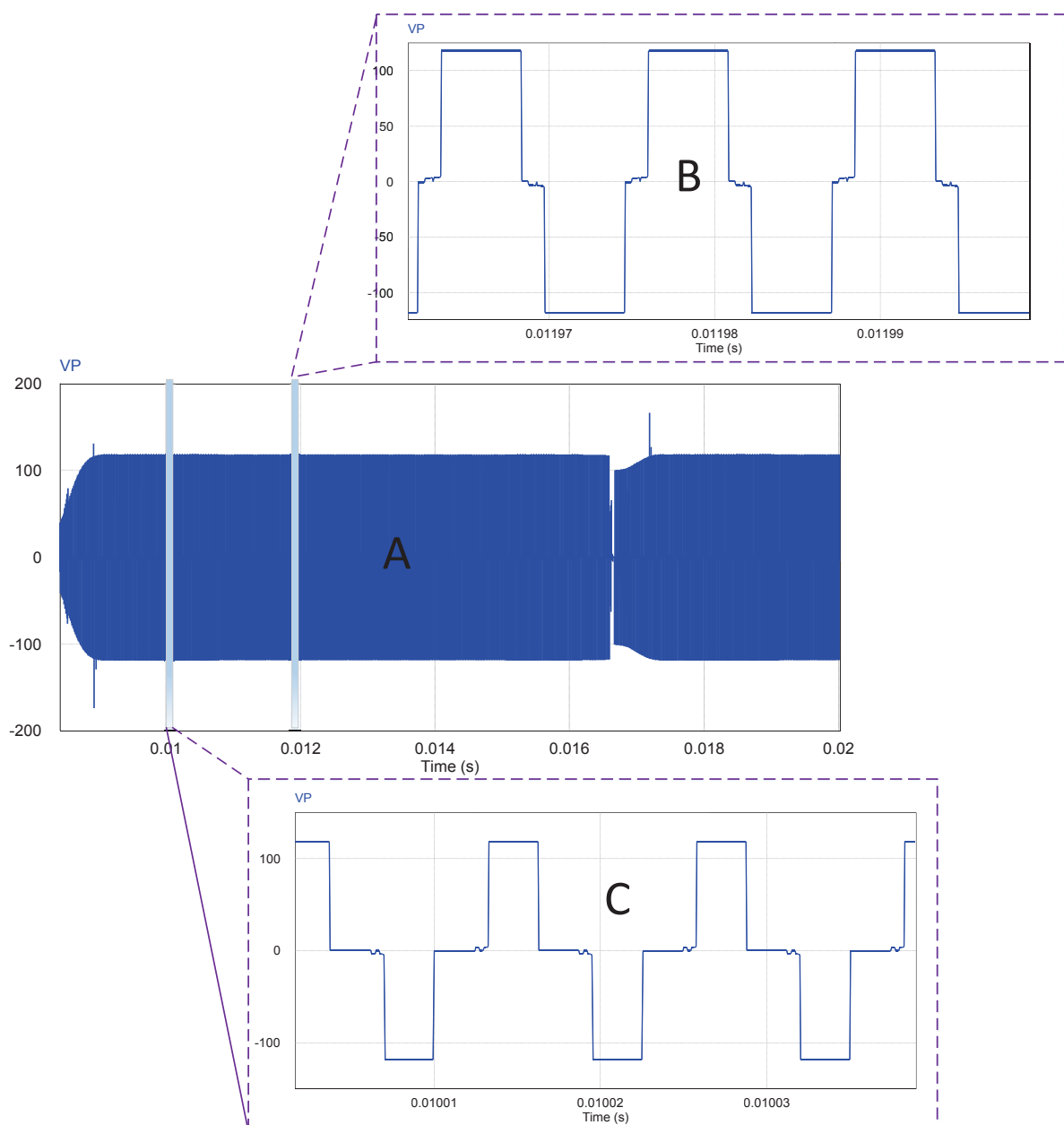
FIGURA 6.3 - TENSÃO E CORRENTE COM COMUTAÇÃO SUAVE NO INTERRUPTOR S_1



FONTE: O autor (2018).

A tensão no enrolamento primário do transformador pode ser observada na FIGURA 6.4 A. No detalhe B, tem-se a tensão no enrolamento primário em um momento, onde a modulação por deslocamento de fase está próxima a modulação máxima, percebendo-se isso pela largura do pulso em questão. No detalhe C, a modulação está em um patamar intermediário e nos momentos onde não se possui tensão no enrolamento, têm-se as etapas de roda livre observada em ambos os detalhes.

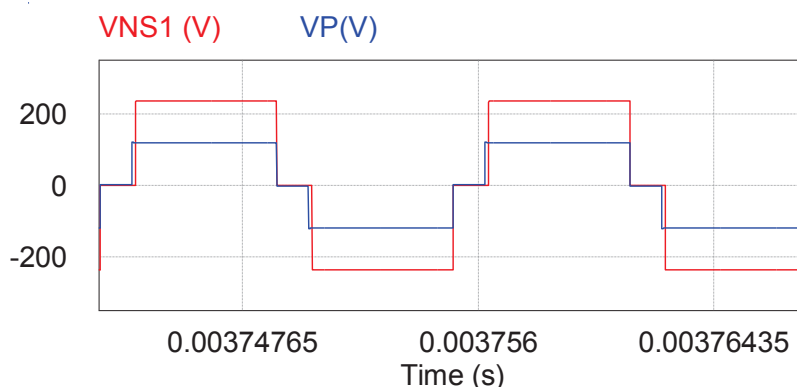
FIGURA 6.4 - TENSÃO NO ENROLAMENTO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR



FONTE: O autor (2018).

Conforme mencionado no capítulo 4, a tensão no enrolamento secundário sofre um deslocamento em relação a do primário, devido à indutância de dispersão dos enrolamentos do transformador. A FIGURA 6.5 representa essas tensões. Todas as indutâncias de dispersão têm o valor de $0,1\mu\text{H}$, a resistência do enrolamento primário está parametrizada em $50\text{ m}\Omega$ e a dos demais enrolamentos em $10\text{ m}\Omega$.

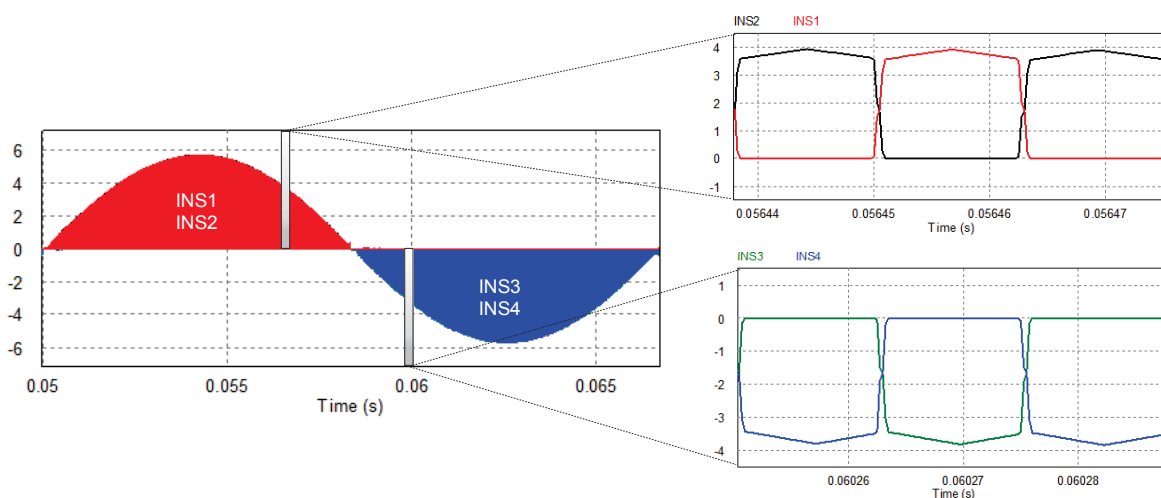
FIGURA 6.5 - TENSÕES NOS ENROLAMENTOS PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO



FONTE: O autor (2018).

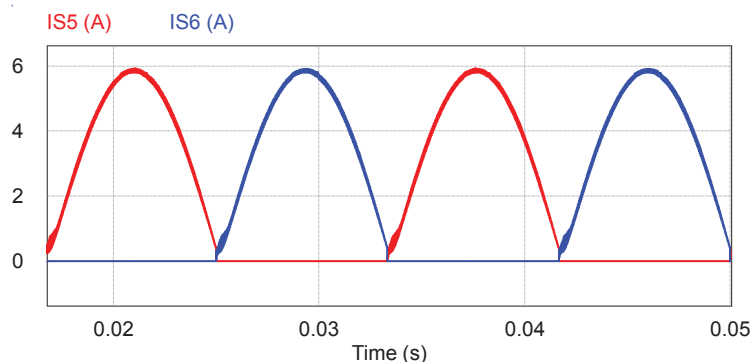
Na FIGURA 6.6 podem-se visualizar as correntes nos enrolamentos secundários. No detalhe da figura observa-se a complementariedade das correntes. Vale ainda ressaltar que a envoltória de baixa frequência no sinal, é dada pelo acionamento dos interruptores S_5 para o semiciclo positivo e S_6 para o semiciclo negativo.

FIGURA 6.6 - CORRENTES NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR



FONTE: O autor (2018).

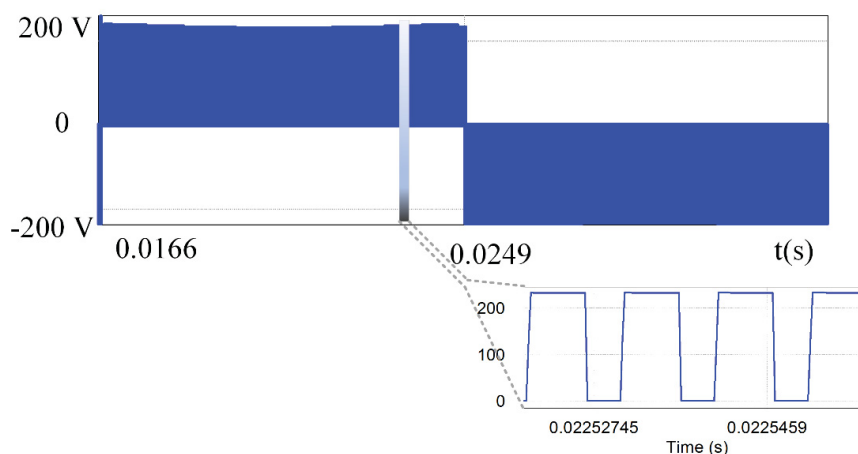
A forma de onda de corrente nestes interruptores S_5 e S_6 , que deverão obedecer ao sentido da corrente a ser injetada na rede de distribuição pode ser visualizada na FIGURA 6.7. Vale ressaltar que a corrente no interruptor S_6 está invertida no seu sentido real, para uma melhor visualização e comparação com a corrente no outro interruptor.

FIGURA 6.7 - CORRENTE NOS INTERRUPTORES S_5 E S_6 

FONTE: O autor (2018).

A tensão no ramo de saída (pontos A e B da FIGURA 1.1) pode ser visualizada na FIGURA 6.8, no detalhe tem-se uma ampliação desta tensão, podendo-se notar que a mesma se trata de uma onda quadrada em alta frequência. Neste detalhe, no primeiro e terceiro pulsos S_1 , S_4 e S_5 estão conduzindo, já no segundo e quarto têm-se a condução de S_2 , S_3 e S_5 . Os intervalos onde não se possui tensão são os intervalos de roda livre, onde os interruptores não conectam a fonte de entrada ao enrolamento primário do transformador.

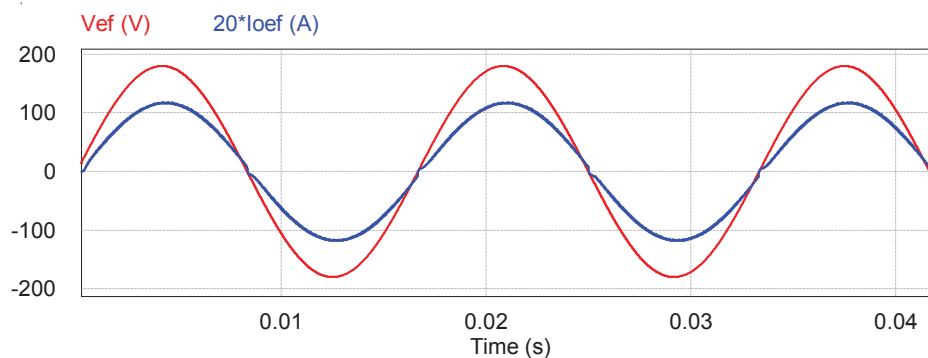
FIGURA 6.8 - TENSÃO ENTRE OS PONTOS A E B.



FONTE: O autor (2018).

Para finalizar, na FIGURA 6.9 observa-se a tensão e a corrente de saída do microinversor. A corrente está multiplicada por um fator de 20 para que sua visualização seja mais adequada no gráfico. Nota-se que a corrente e a tensão estão em fase e nos níveis desejados, porém, a corrente sofre uma leve distorção na passagem por zero.

FIGURA 6.9 - TENSÃO E CORRENTE A SEREM INJETADAS NA REDE DE DISTRIBUIÇÃO

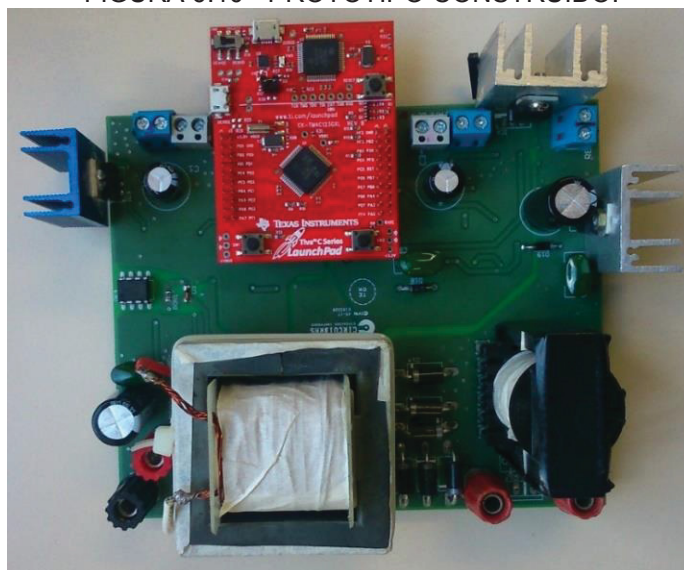


FONTE: O autor (2018)

6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após todos os cálculos realizados e simulado do circuito proposto, montou-se o protótipo do microinversor. O protótipo construído pode ser visualizado na FIGURA 6.10.

FIGURA 6.10 - PROTÓTIPO CONSTRUÍDO.

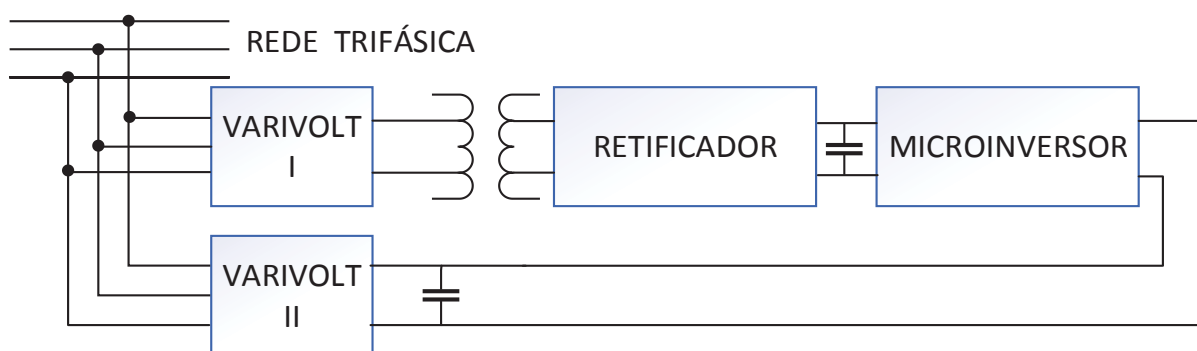


FONTE: O autor (2018).

Para que se fizessem os testes, inicialmente com potências mais baixas e na sequência com a tensão nominal, necessitou-se do uso de alguns equipamentos, para que se pudesse testar o inversor com menor tensão de entrada e menor tensão da rede. A FIGURA 6.11 representa as conexões realizadas para a injeção de potência na rede elétrica. O capacitor conectado no lado CA do microinversor foi dimensionado para não permitir a perturbação da tensão CA com a corrente fornecida pelo inversor.

Para os testes com carga resistiva, fez-se o uso de um banco de resistores variáveis, e para uma potência de 500W de saída, obteve-se um resistor equivalente no valor de 32 Ω .

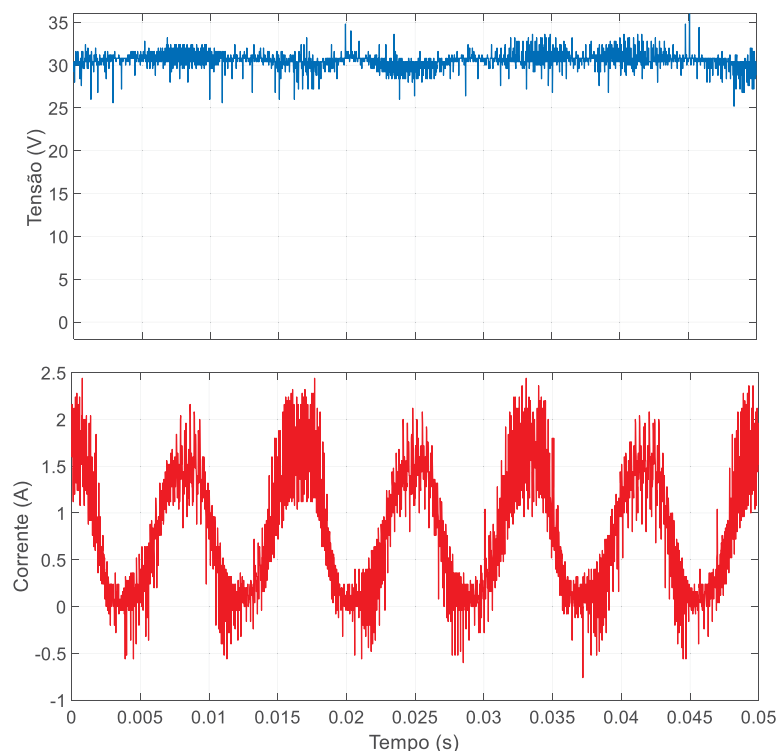
FIGURA 6.11 - ESQUEMA DE CONEXÃO DO PROTÓTIPO A REDE ELÉTRICA



FONTE: O autor (2018).

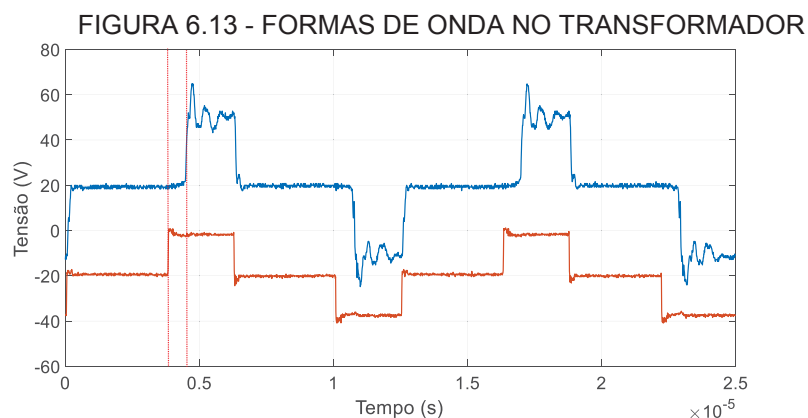
Após a confecção do protótipo, obtiveram-se alguns dados que demonstram o funcionamento do circuito, como o da FIGURA 6.12, que demonstra a tensão e a corrente de entrada no barramento CC. Nessa figura, nota-se a envoltória senoidal da corrente, como se descreveu no capítulo 5. Nessa figura, tem-se apenas a parte positiva da corrente, a parte negativa da corrente é pequena, pois a indutância presente no enrolamento primário do transformador é apenas a indutância de dispersão, sem o acréscimo da indutância externa par a comutação suave.

FIGURA 6.12 - TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA DO MICROINVERSOR



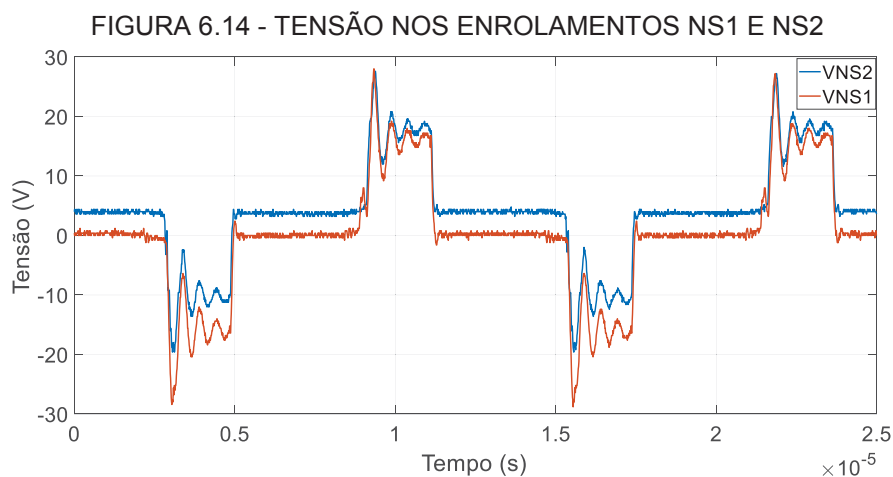
FONTE: O autor (2018).

Na FIGURA 6.13 tem-se a tensão nos enrolamentos em cada lado do transformador. Nesta figura é possível observar o efeito de dispersão do transformador, percebido pelo deslocamento no tempo entre os sinais de tensão no enrolamento primário VP (alaranjado) e tensão enrolamento secundário VNS1 (azul). A tensão no enrolamento secundário é o dobro da tensão do primário, obedecendo a relação de transformação projetada. Para uma melhor visualização, inseriu-se um offset de -20 V na tensão VNS1 e 20 V em VNS2. Na linha tracejada em vermelho evidencia-se o efeito de dispersão do primário gerando a perda da razão cíclica.



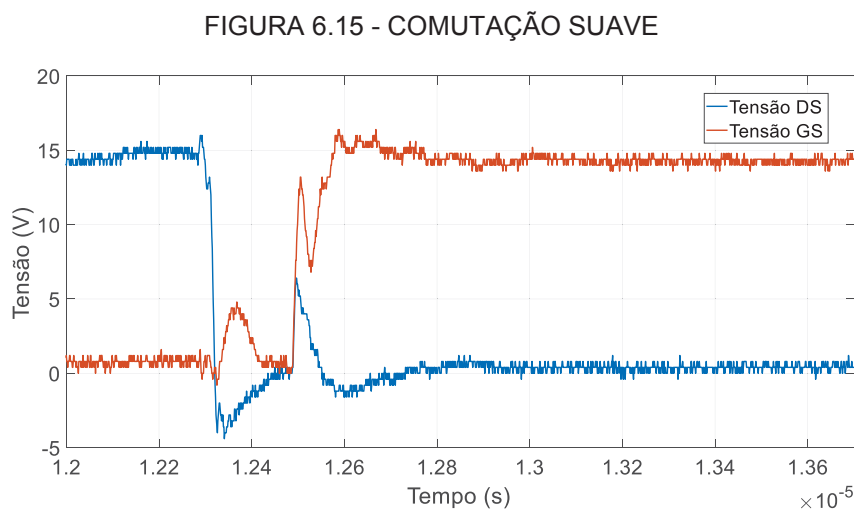
FONTE: O autor (2018).

Na FIGURA 6.14 pode-se observar a tensão em dois enrolamentos secundários diferentes. O valor da tensão do enrolamento secundário VNS2 (azul) e do o enrolamento primário VNS1 (laranja) apresentam a mesma magnitude desejada com a relação n calculada anteriormente, comprovando que a construção deste seguiu os critérios estabelecidos. Para se obter uma melhor visualização, inseriu-se um offset de 4 V no sinal de VNS2.



FONTE: O autor (2018).

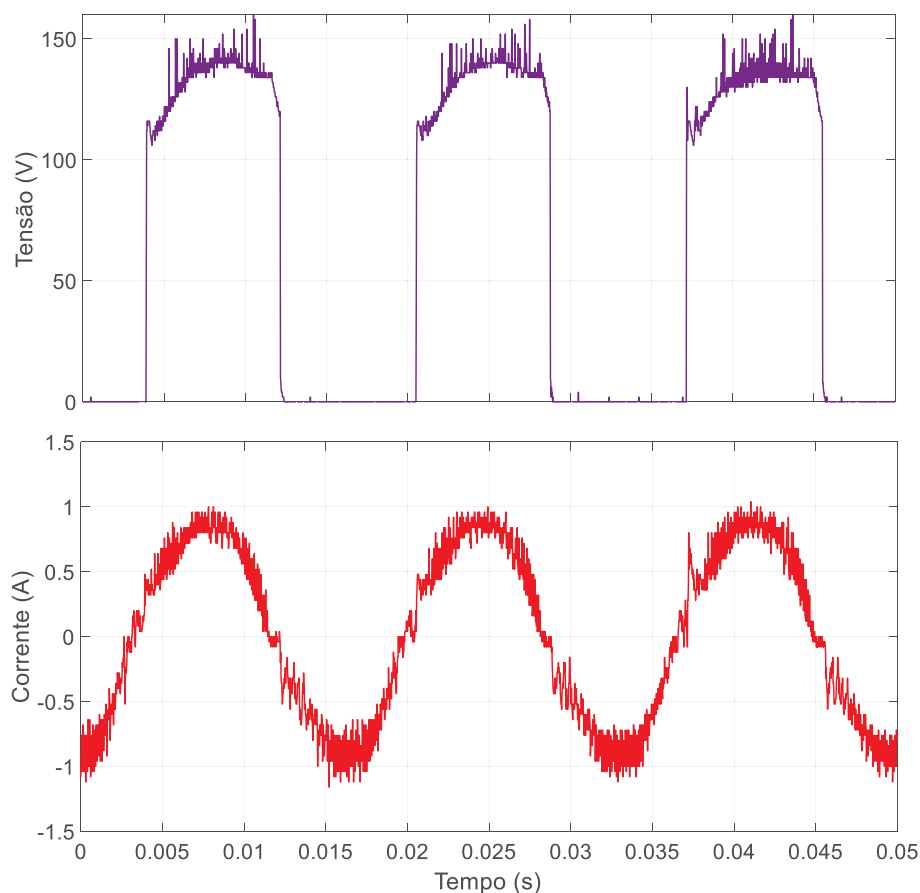
A comutação suave pode ser visualizada na FIGURA 6.15, onde quando a tensão cai a zero, tem-se o comando para o interruptor entrar em condução. A tensão entre dreno e fonte é observada pela cor azul e a tensão de gatilho fonte em alaranjado.



FONTE: O autor (2018).

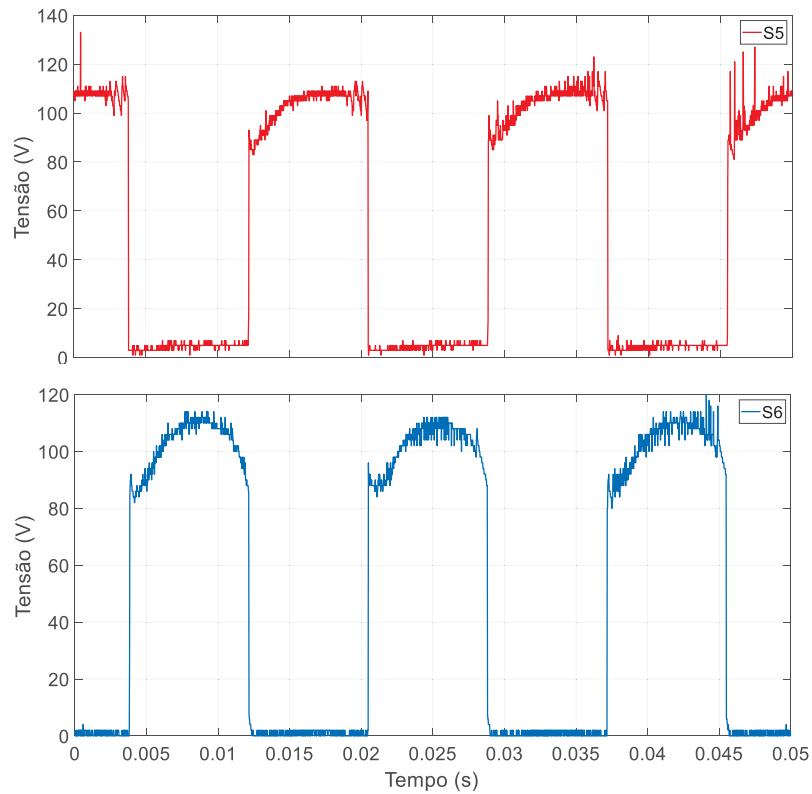
Como citado anteriormente, os interruptores S_5 e S_6 são responsáveis pela inversão da tensão e corrente na saída do microinversor. A FIGURA 6.16 representa a tensão no interruptor S_5 (roxo) e a corrente de saída do microinversor (vermelho). Este interruptor opera na frequência da rede e, para o momento de inversão da rede, como a energia armazenada no indutor L não pode ser invertida automaticamente, conta com um circuito auxiliar de *snubber*.

FIGURA 6.16 - TENSÃO NO INTERRUPTOR S_5 E CORRENTE DE SAÍDA DO MICROINVERSOR



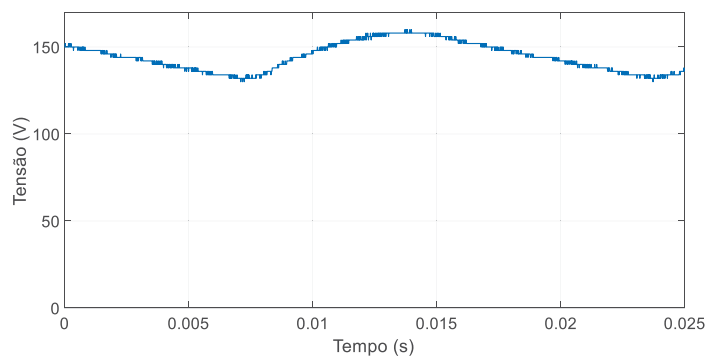
FONTE: O autor (2018).

Na FIGURA 6.17 tem-se as tensões sobre os interruptores S_6 (azul) e S_5 (Vermelho) respectivamente. Nota-se o caráter complementar dos interruptores e a oscilação da tensão nos picos negativos e positivos.

FIGURA 6.17 - TENSÕES NOS INTERRUPTORES S₆ E S₅

FONTE: O Autor (2018).

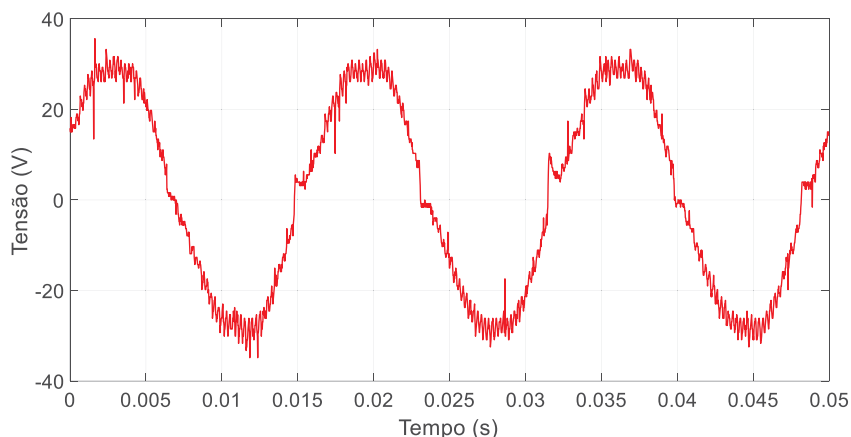
Um dos pontos críticos do microinversor é a tensão nos *snubbers* dos interruptores de saída, visto que a tensão sobre eles se demonstra, por vezes, em patamares proibitivos. Na FIGURA 6.18, tem-se a tensão de grampeamento do interruptor S₅ e nota-se sua elevada magnitude. Para esta medida, o barramento CC estava com a magnitude de 25 V e a tensão calculada para o circuito de *snubber* da ordem de 130 V. Esse comportamento provavelmente se deve a uma elevada indutância de dispersão nos enrolamentos secundários do transformador.

FIGURA 6.18 - TENSÃO NO SNUBBER DO INTERRUPTOR S₅

FONTE: O autor (2018).

O ponto de eficiência máximo do microinversor foi atingido com a tensão de entrada CC em 22 V e com a corrente de 1 A. Para estes parâmetros de entrada, a tensão eficaz de saída 20,5V e a corrente 1 A. A FIGURA 6.19 demonstra essa tensão, onde a eficiência atingiu 93%.

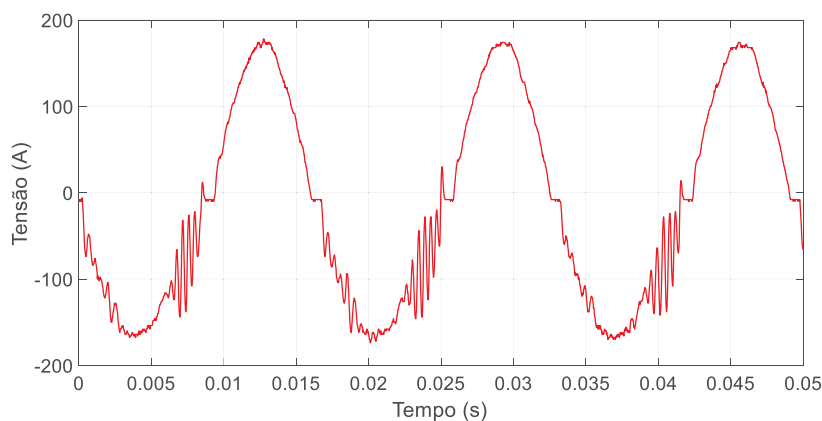
FIGURA 6.19 - TENSÃO DE SAÍDA DO MICROINVERSOR PARA A MAIOR EFICIÊNCIA



FONTE: O autor (2018).

Na FIGURA 6.20, tem-se a tensão gerada pelo microinversor para uma tensão de barramento CC de 120 V em uma carga resistiva com valor de 32 Ω . Essa é a tensão nominal de ensaio do protótipo.

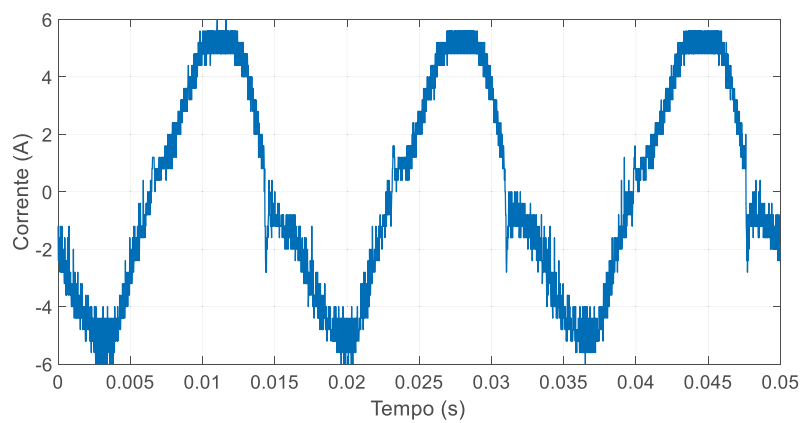
FIGURA 6.20 - TENSÃO DE SAÍDA NO MICROINVERSOR



FONTE: O Autor (2018).

Para finalizar, na FIGURA 6.21 tem-se a corrente injetada na carga para os mesmos critérios estabelecidos para a FIGURA 6.19. Com os valores de tensão e corrente na carga, chega-se a um valor de potência de saída de 408 W.

FIGURA 6.21 - CORRENTE DE SAÍDA DO MICROINVERSOR



FONTE: O autor (2018).

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O caráter inovador do circuito apresentado, o qual foi baseado em Vilela 2016, se mostrou funcional e operacional dentro das características pré-definidas, ou para produção em escala. Este trabalho visou explicar seu funcionamento através de uma modulação específica, realizando todos os projetos e simulações pertinentes para que o circuito fosse validado.

Através da revisão da literatura constatou-se a importância do transformador de potência para a isolação de partes do circuito, permitindo que se possuam referenciais distintos em diferentes pontos do circuito. Mesmo com a isolação galvânica, o circuito operou com três referenciais de terra distintos

O projeto dos elementos magnéticos (transformador e indutor) foi elaborado com base em referências conhecidas e adaptados para este trabalho. O fato do transformador possuir 4 secundários e operar em alta frequência com uma envoltória em baixa frequência faz toda diferença quando se analisa sua operação. As aproximações utilizadas para os cálculos das correntes e tensões se mostraram satisfatórias e tiveram seu comportamento validado através das simulações e dos resultados experimentais. Como constatou-se nos resultados do protótipo, as magnitudes das tensões nos enrolamentos e a ausência de defasagem entre os enrolamentos secundários, demonstram a validação dos cálculos. O *ripple* da corrente de saída se mostrou dentro dos parâmetros estipulados, o que demonstra que o indutor do filtro de saída teve seu projeto e execução dentro do esperado.

Após vários ajustes conseguiu-se chegar a tensão nominal de operação e a um valor bem aproximado da corrente nominal. O valor de potência nominal atingido foi de 408W, sendo este com o valor de tensão nominal.

A placa de circuito impresso foi elaborada com base em componentes utilizando a tecnologia SMD. Este fato deixou sua confecção mais complexa, porém auxiliou na redução do tamanho final do protótipo.

A eficiência do microinversor apresentou pico de 93%, algo em conformidade com o projeto e demonstrando que o microinversor com integração das etapas e transformador operando em alta frequência pode ser uma alternativa viável para uso atualmente. Vale ressaltar que este pico foi atingido em uma faixa de operação específica, não sendo constante para todas as potências ensaiadas com o protótipo.

7.1 RECOMENDAÇÕES PARA DO TRABALHOS FUTUROS

- Realizar o equacionamento das etapas de operação do conversor para a representação de seu modelo matemático;
- Analisar as distorções Harmônicas;
- Utilizar um microcontrolador com maior capacidade de processamento e comparar seus resultados ante os resultados aqui obtidos;
- Implementar o controle de MPPT no algoritmo do microinversor;
- Estudar e implementar novos modelos matemáticos para a planta e utilizar projetos de controles diferentes;
- Implementar algoritmo de máxima transferência de potência;
- Implementar um controle utilizando inteligência artificial.

REFERÊNCIAS

BAIMEL, D. et al. Novel DC-AC inverter based on buck converter. **International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)**. Jun. 2016. p. 192-196.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas**. Florianópolis: Edição do Autor, 2001.

BARBI, I. et al. **Projeto físico de indutores e transformadores**. INEP, Florianópolis, 2002.

BATSCHAUER, A. L. **Apostila da Disciplina de Controle de Conversores Estáticos**. Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2012.

BEZERRA, L. D. S. **Conversor cc-ca para aplicação em sistemas autônomos de energia elétrica**. 233 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2010.

BLAABJERG, F. et al. Power converters and control of renewable energy systems. In: **Proc. 6th Int. Conf. Power Electron**. 2004. p. 1-20.

BOUP, U. et al. A New Space-Vector Based Control Method for UPS Systems Powering Nonlinear and Unbalanced Loads. **IEEE – Transaction on Industry Applications**, 2001.

BRASIL atrai investimentos e se torna referência em energias renováveis. **Correio brasiliense**, Brasília, 22 jan. 2018. Disponível em: <https://www.correiobraziliense.com.br/app/noticia/economia/2018/01/22/internas_economia,654715/brasil-atrai-investimentos-e-e-torna-referencia-em-energias-renovaveis.shtml>. Acesso em 27/08/2018.

BRITO M. et al. Família De Inversores Integrados Monofásicos E Trifásicos. **Eletrônica de Potência – SOBRAEP**. vol. 19, nº 4, p. 368-376, nov. 2014.

CANESIN, C. A. **Qualidade da Energia Elétrica, Eficiência e Racionalização - Desperdício versus Desconhecimento**. 2001. Universidade Estadual Paulista - UNESP. Ilha Solteira.

CARDOSO, R. L. **Conversores CC-CAs bidirecionais isolados em alta frequência**. 230 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2007.

CARVALHO, R. T. **Estudo e implementação de controle digital para o conversor ponte completa e comutação suave com modulação por deslocamento de fase (fb-zvs-ps)**. 116p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2003.

CHA, W. J. et al. Highly efficient microinverter with soft-switching step-up converter and single-switch-modulation inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 6, p. 3516-3523, 2015.

CHATTOPADHYAY, S., CHAKRABORTY, S. A novel single-stage dual-active bridge based isolated dc-ac converter. **Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, 2016 IEEE. IEEE, 2016. p. 1954-1961.

CHEN W. et. al. A Comparative Study of a Class of Full Bridge Zero Voltage Switched PWM Converters. **Proceedings of 1995 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC'95**. Mar. 1995

DEQUIGIOVANI, T. **CONVERSOR CC-CA Utilizando célula zvt**. 102 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2014.

FALCÃO, D. M. **Smart grids e microrredes: o futuro já é presente**. **Simpósio de automação de sistemas elétricos**, v. 8, 2009.

GULES, R. **Estudo de conversores CC-CC isolados operando com elevada tensão de saída e alto rendimento, para aplicações aeroespaciais**. 258 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2001.

HAEBERLIN, H. Evolution of inverters for grid connected PV-systems from 1989 to 2000. **17Th European Photovoltaic Solar Conference**. 2001. P. 1-5.

HAN, B. et al. Dynamic modeling and controller design of dual-mode Cuk inverter in grid-connected PV/TE applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 10, p. 8887-8904, 2018.

HASAN, R. et al. Grid-connected isolated PV microinverters: A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 67, p. 1065-1080, 2017.

HOLMES D. G.; LIPO T. A. **Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice**. 1 ed. Hoboken: John Wiley, 2003.

INFINEON TECHNOLOGIES. **Datasheet: AU1FR4620** HEXFET® Power MOSFET. 2015. Disponível em: <<https://www.infineon.com/dgdl/au1fr4620.pdf?fileId=5546d462533600a4015355b5b4ce1490>>. Acesso em: 10 dez. 2017.

INFINEON TECHNOLOGIES. **Datasheet: SPP17N80C3** Cool MOS™ Power Transistor. 2017. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-SPA17N80C3-DS-v02_08-EN.pdf?fileId=db3a3043163797a60116385ea62e0101>. Acesso em 28 jan. 2019.

JIANG S. et al. Grid-Connected Boost-Half-Bridge Photovoltaic Microinverter System Using Repetitive Current Control and Maximum Power Point Tracking. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 27, no. 11, pp. 4711-4722, Nov. 2012.

JIMENEZ, J. A. B. **Inversores Bidireccionales com isolamento em alta frequência para aplicações de energia renováveis**. 2005. Tese Doutorado – Universidade Politécnica da Catalunya. 2005.

KASA, N. et al. Flyback inverter controlled by sensorless current MPPT for photovoltaic power system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 4, p. 1145-1152, 2005.

KRISHNASWAMI, Hariharan. Photovoltaic microinverter using single-stage isolated high-frequency link series resonant topology. **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE**. IEEE, 2011. p. 495-500.

LEM. **Datasheet: Current Transducer LA 100P**. 2015. Disponível em: <https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lah_100-p.pdf>. Acesso em: 06 ago. 2018.

LIMA, M. A. C **Transformadores Multielementos: Estudo e Implementação**. 112 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1999.

MARTINS D. C., BARBI I. **Eletrônica de Potência: Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA**. Florianópolis: Edição dos Autores, 2005.

MCLYMAN, C. W. T. **Designing Magnetics Components for High Frequency DC-DC Converters**, Kg Magnetics, Inc. San Marino, Califórnia, 1993.

MOHAN, N. **Eletrônica de Potência: Curso Introdutório**. 1ed. Rio de Janeiro: LTC, 2014.

NATIONAL FIRE PROTECTION ASSOCIATION et al. **Nec 2014: National Electrical Code 2014/Nfpa 70**. Delmar, 2013.

PANNASE, V. R; NANAVALA H.B. A review of PV technology power generation, PV material, performance and its applications. **2017 International Conference on Inventive Systems and Control (ICISC)**, Coimbatore, India, 2017, p. 1-5.

PINHEIRO, S.A. et al. Conversor cc-cc zvs para aplicação em geração fotovoltaica. **Semana da ciência tecnológica Instituto Federal Catarinense**, Luzerna, 2017.

POMILIO, J. A. **Eletrônica de Potência**, 250 f. Apostila de Eletrônica de Potência. Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2014.

SANTOS, H. A. dos. **Projeto de conversor cc-ca monofásico controlado para interligação de barramentos cc e ca de uma microrrede**. 146 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2014.

SHI, K., ZHANG D. A novel Phase-Shift Dual Full-Bridge Converter With Full Soft-Switching Range and Wide Conversion Range. **IEE Transaction on Power Electronics**, Vol 31, n 11. Nov. 2016.

SHIMIZU, T. et al. Flyback-type single-phase utility interactive inverter with power pulsation decoupling on the DC input for an AC photovoltaic module system. **IEEE transactions on power electronics**, v. 21, n. 5, p. 1264-1272, 2006.

SILVA, C. E. A. **Inversor monofásico isolado em alta frequência com ampla faixa de tensão de entrada**. 154 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2007.

SOUSA, G. J. M. de. **Técnica de comutação suave baseada na corrente de magnetização aplicada à conversores cc-cc operando com frequência variável**, 74 f. Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2010.

SURAPANENI, R. K.; RATHORE, A. K. A single-stage CCM zeta microinverter for solar photovoltaic AC module. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 3, n. 4, p. 892-900, 2015.

TAN G. H. et al. Soft-switching flyback inverter with enhanced power decoupling for photovoltaic applications. **IET Electric Power Applications**, vol. 1, no. 2, pp. 264-274, March 2007.

TEXAS INSTRUMENTS, **Phase-Shifted Full Bridge DC/DC Power Converter Design Guide TIDU 248**, 2015.

TEXAS INSTRUMENTS. **Datasheet: Tiva TM4C123GH6PM Microcontroller**. Austin, Estados Unidos da América. 2014. Disponível em: <<http://goo.gl/FgJTi4>>. Acesso em: 10 ago. 2017.

TEXAS INSTRUMENTS. **Datasheet: UCC21521 4-A, 6-A, 5.7-kV_{RMS} Isolated Dual-Channel Gate Driver with Enable**. 2016. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc21521.pdf>>. Acesso em: nov. 2017.

THANG, T. V. et al. Analysis and design of grid-connected photovoltaic systems with multiple-integrated converters and a pseudo-dc-link inverter. **IEEE Transactions on industrial electronics**, v. 61, n. 7, p. 3377-3386, 2014.

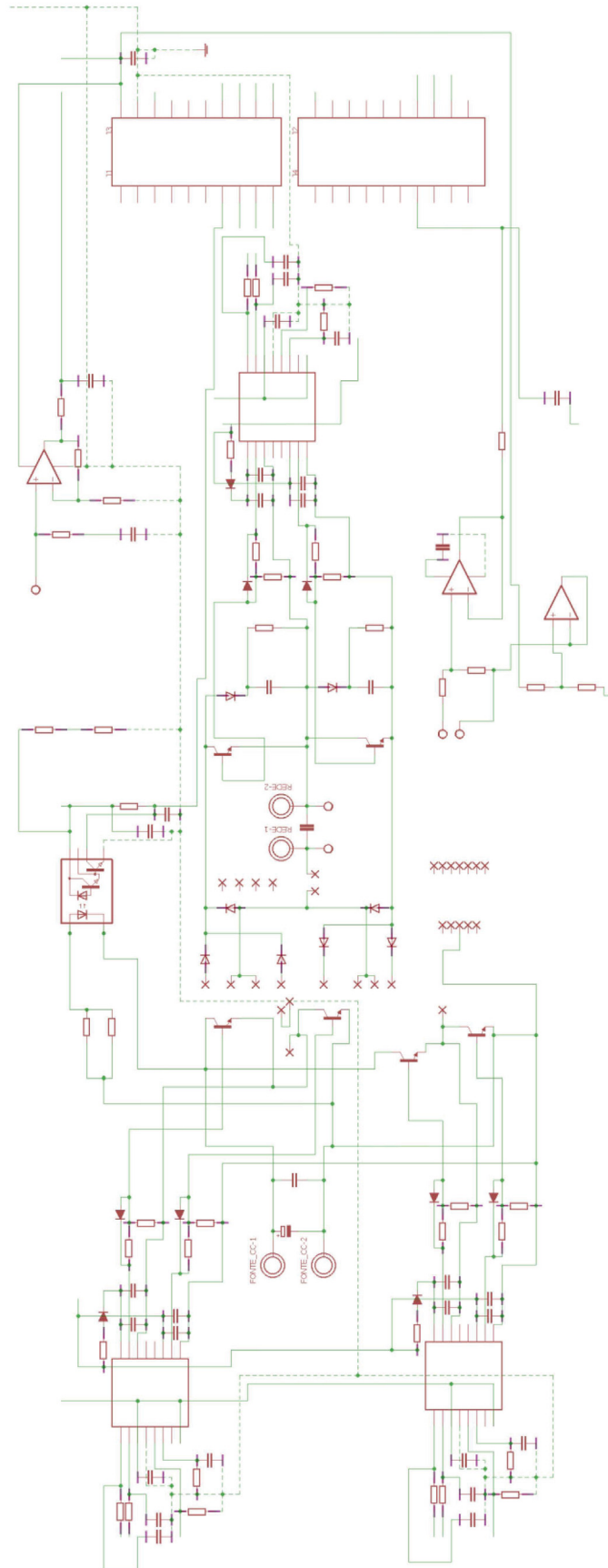
VILELA JÚNIOR, J. A.; REPP, G. M. . **Inversores Isolados com Transformador em Alta Frequência Utilizando o Conversor Direto (FORWARD) e Outras Topologias**. BR1020160216680. 21 set. 2016.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R. **Energia solar fotovoltaica: conceitos e aplicações**. São Paulo: Érica, 2012.

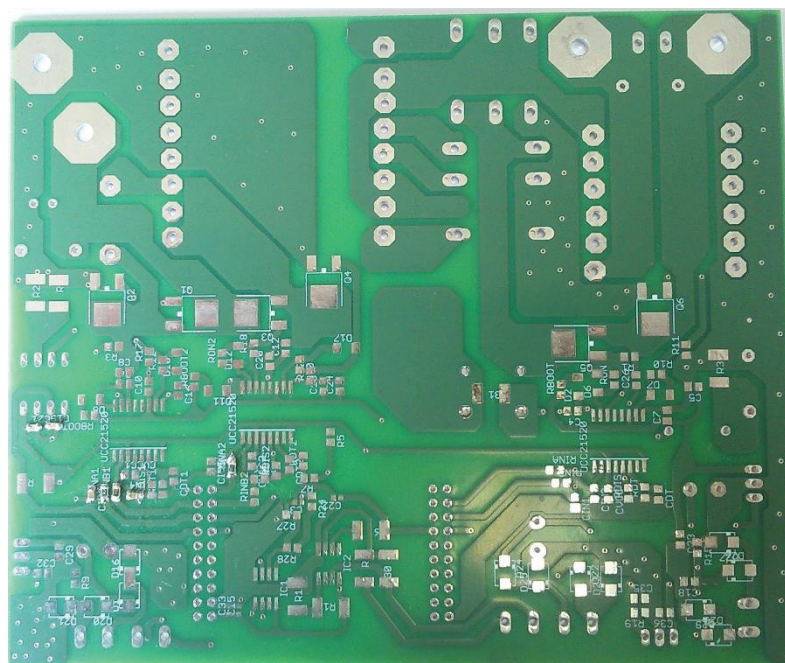
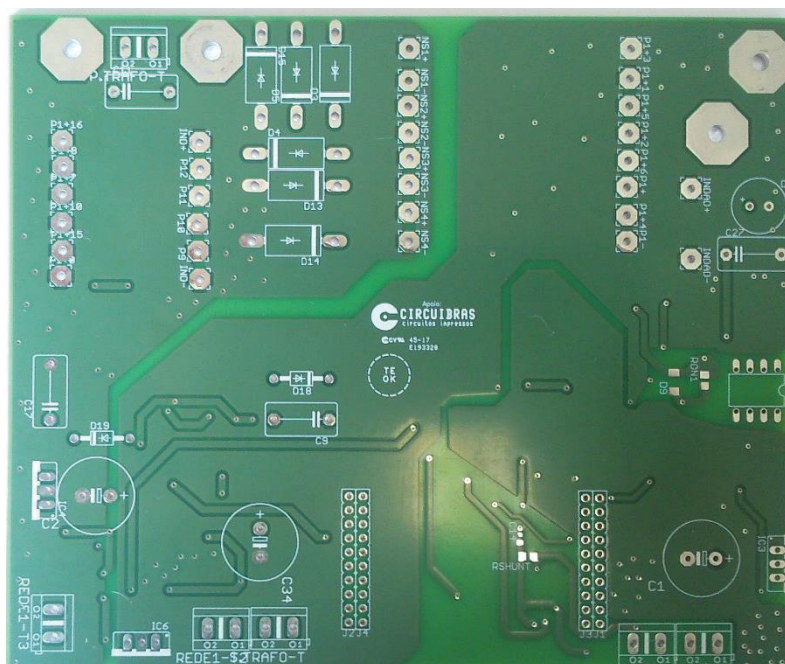
VISHAY INTERTECHNOLOGY INC. **Datasheet: Soft Recovery Ultrafast Plastic Rectifier**. 2016. Disponível em:< <https://www.vishay.com/docs/88756/uf5400.pdf>>. Acesso em: 20 dez. 2017.

XUE, Y. et al. Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview, **IEEE Transactions on Power Electronics**, Set. 2004, vol. 19, no. 5, pp. 1305 - 1314.

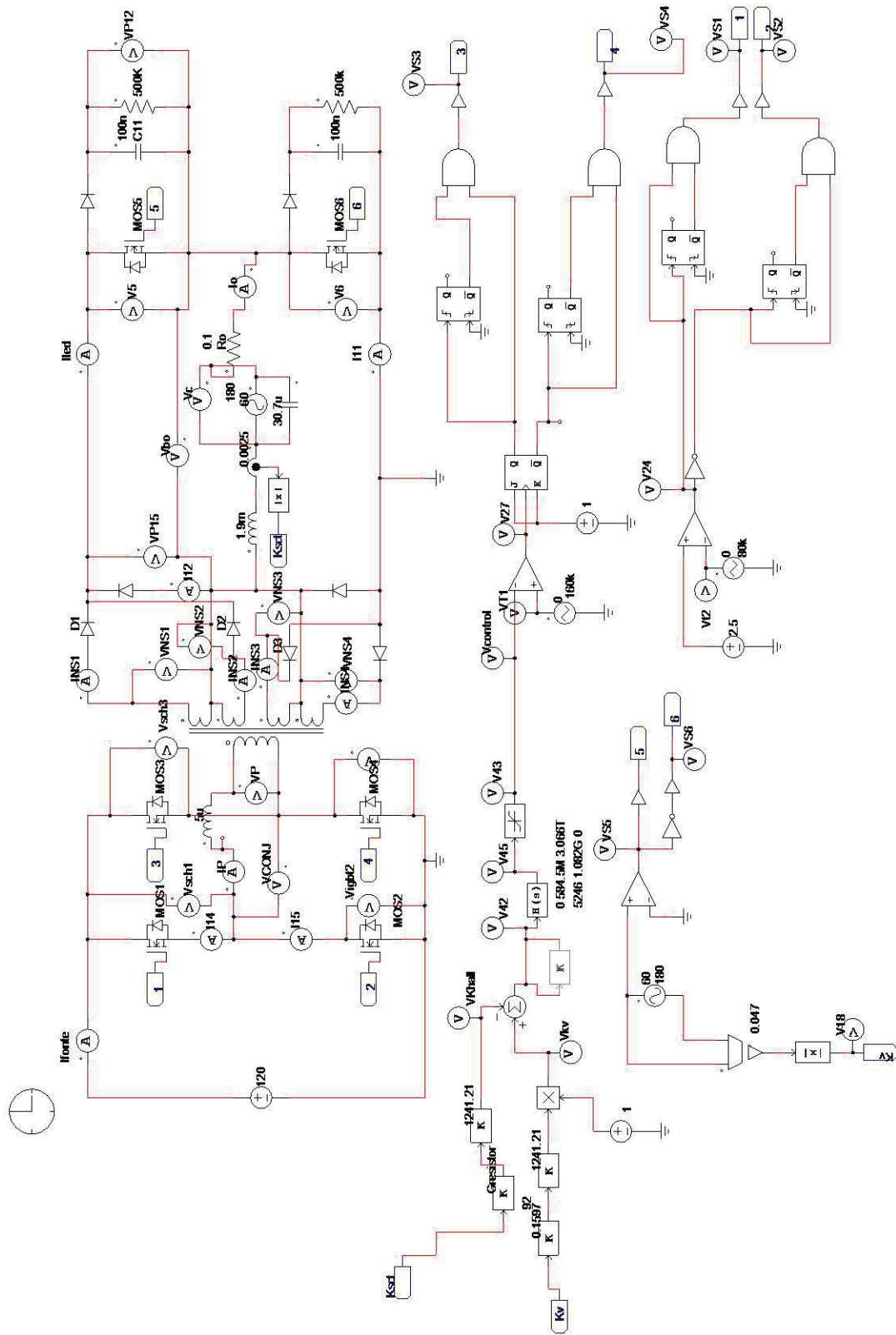
APÊNDICE A – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO



APÊNDICE B – PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO



APÊNDICE C – CIRCUITO SIMULADO



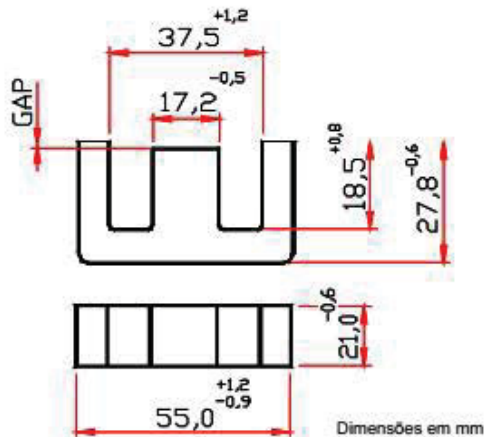
ANEXO A – ESPECIFICAÇÕES NÚCLEO THORNTON NEE-55/28/21



Parâmetros Efetivos do Núcleo:

ΣVA	0,34	mm ⁻¹
Le	120,0	mm
Ae	354,0	mm ²
Amin	---	mm ²
Ve	42500,0	mm ³

Peso Aprox. (pç) 109,0 g



COM GAP

DESCRIÇÃO DE ENCOMENDA	MATERIAL	Al [nH]	Tol. %	~g [mm]	~ μ e
NEE-55/28/21-125-IP12R	IP12R	125	± 8	*3,05	34
NEE-55/28/21-220-IP6	IP6	220	± 10	2,85	60
NEE-55/28/21-220-IP12R	IP12R	220	± 10	2,85	60
NEE-55/28/21-300-IP6	IP6	300	± 10	2,00	81
NEE-55/28/21-300-IP12R	IP12R	300	± 10	2,00	81
NEE-55/28/21-330-IP6	IP6	330	± 10	1,70	89
NEE-55/28/21-380-IP6	IP6	380	± 10	1,40	103
NEE-55/28/21-380-IP12R	IP12R	380	± 10	1,40	103
NEE-55/28/21-496-IP12R	IP12R	496	± 10	0,96	134
NEE-55/28/21-520-IP6	IP6	520	± 10	0,90	141
NEE-55/28/21-930-IP6	IP6	930	± 15	0,70	252

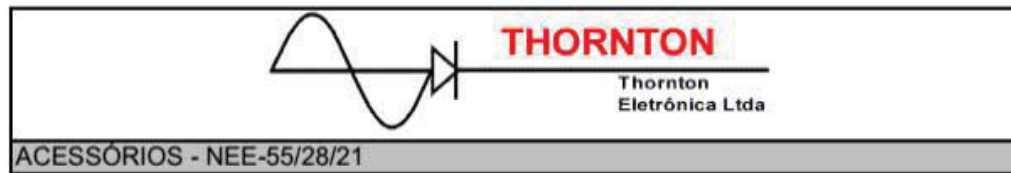
* gap Simétrico

SEM GAP

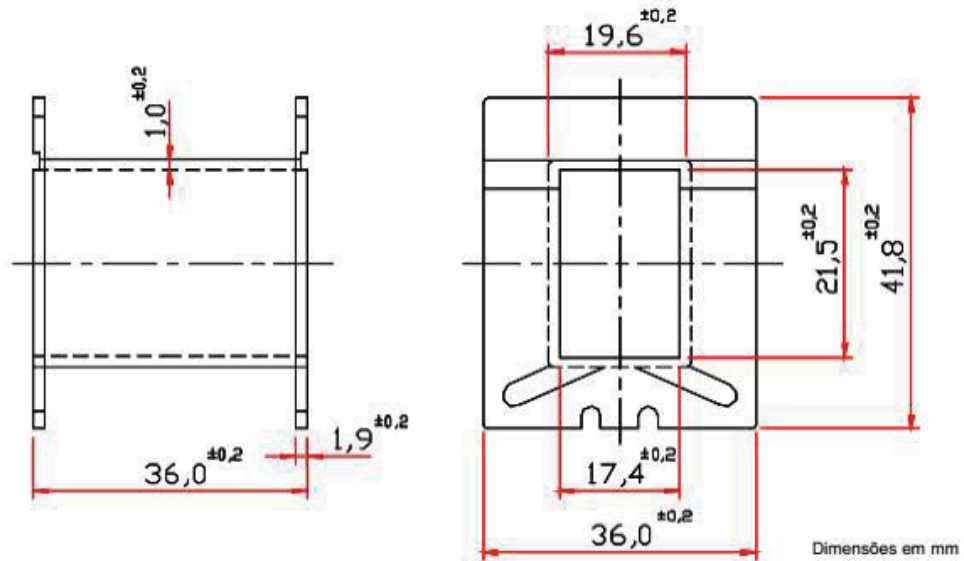
CÓDIGO DE ENCOMENDA	MATERIAL	Al [nH]	Tol. %	~g [mm]	~ μ e
NEE-55/28/21-6000-IP6	IP6	6000	+40 / -20	---	1623
NEE-55/28/21-6500-IP12R	IP12R	6500	+40 / -20	---	1759
NEE-55/28/21-6800-IP12E	IP12E	6800	± 25	---	1840
NEE-55/28/21-7050-IP612	IP612	7050	min.	---	1907

Outros Al's mediante consulta

ANEXO B – ESPECIFICAÇÕES CARRETEL THORNTON NEE-55/28/21



CARRETEL



DESCRIÇÃO DE ENCOMENDA	Nº DE SEÇÕES	JANELA [mm²]	COMPRI MÉD. [mm/esp]	PESO ~g [mm]	MATERIAL
CE-55/28/21-1/0-POM	1	250,00	116,00	8,50	Poliacetal

ANEXO C – TABELA COM ESPECIFICAÇÃO DE CONDUTORES AWG

AWG	Diâmetro Cobre [cm]	Área Cobre [cm ²]	Diâmetro Isolamento [cm]	Área Isolamento [cm ²]	Resistividade 20°C [Ohms/cm]	Resistividade 100°C [Ohms/cm]
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587
30	0,025	0,000509	0,030	0,000704	0,003386	0,004523