

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM SISTEMAS DE ENERGIA

STACY BARCELOS DE FRANCO

**ESTUDO DE UM CONVERSOR CA-CC E CC-CA INTEGRADOS PARA
AEROGERADORES DE BAIXA POTÊNCIA APLICADO A
MICROGERAÇÃO DISTRIBUÍDA**

DISSERTAÇÃO

CURITIBA

2018

STACY BARCELOS DE FRANCO

**ESTUDO DE UM CONVERSOR CA-CC E CC-CA INTEGRADOS PARA
AEROGERADORES DE BAIXA POTÊNCIA APLICADO A
MICROGERAÇÃO DISTRIBUÍDA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Energia da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para obtenção do título de “Mestre em Engenharia Elétrica” – Área de Concentração: Automação e Sistemas de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Alceu André Badin

CURITIBA

2018

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

F825e Franco, Stacy Barcelos de

Estudo de um conversor CA-CC e CC-CA integrados para aerogeradores de baixa potência aplicado a microgeração distribuída / Stacy Barcelos de Franco.-- 2018.

81 f.: il.

Disponível via World Wide Web.

Texto em português com resumo em inglês.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Sistemas de Energia. Área de Concentração: Automação e Sistemas de Energia, Curitiba, 2018.

Bibliografia: f. 74-76.

1. Sistemas de energia elétrica - Dissertações. 2. Energia eólica. 3. Energia elétrica - Distribuição. 4. Correntes alternadas. 5. Conversores de corrente elétrica. 6. Retificadores de corrente elétrica. 7. Inversores elétricos. 8. Eletrônica de potência. 9. Geração distribuída de energia elétrica. 10. Métodos de simulação. I. Badin, Alceu André, orient. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Sistemas de Energia. III. Título.

CDD: Ed. 23 -- 621.31

Biblioteca Central do Câmpus Curitiba – UTFPR
Bibliotecária: Luiza Aquemi Matsumoto CRB-9/794

TERMO DE APROVAÇÃO DE DISSERTAÇÃO Nº 11

A Dissertação de Mestrado intitulada Estudo De Um Conversor Ca-Cc E Cc-Ca Integrados Para A Aerogeradores De Baixa Potência Aplicado A Microgeração Distribuída , defendida em sessão pública pelo(a) candidato(a) Stacy Barcelos De Franco , no dia 5 de dezembro de 2018, foi julgada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, área de concentração Automação e Sistemas de Energia, e aprovada em sua forma final, pelo Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Energia.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Alceu Andre Badin, Dr – UTFPR

Prof. Daniel Flores Cortez, Dr – UTFPR

Prof. Rogers Demonti, Dr – UFPR

A via original deste documento encontra-se arquivada na Secretaria do Programa, contendo a assinatura da Coordenação após a entrega da versão corrigida do trabalho.

Curitiba, 5 de dezembro de 2018.

Carimbo e Assinatura do(a) Coordenador(a) do Programa

AGRADECIMENTOS

Primeiramente e acima de tudo, agradeço ao meu Deus por Seus maravilhosos feitos em minha vida. Durante todo o caminho percorrido, foi Sua condução que, em última análise, permitiu a realização deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Alceu André Badin, por sua sempre presente orientação, bem como por sua compreensão demonstrada, inclusive, nos momentos mais adversos.

À minha família, que me concedeu todo o suporte necessário e que sempre esteve ao meu lado, independentemente da situação.

Aos meus amigos, pelos incentivos na direção de finalizar esta etapa da minha vida, particularmente aos colegas do Laboratório de Processamento Eletrônico de Energia, que participaram de perto de grande parte desta jornada.

Ao meu namorado, Carlo Alessandro Zanetti Pece, um agradecimento especial por todo o apoio dado nas etapas finais deste trabalho, principalmente durante a elaboração da dissertação. Seu carinho e suporte foram fundamentais para a conclusão deste trabalho.

À NHS, pelo apoio financeiro e pela disponibilização de material.

À UTFPR, pela oportunidade fornecida.

RESUMO

FRANCO, Stacy Barcelos. Estudo de um conversor CA-CC e CC-CA integrados para aerogeradores de baixa potência aplicado a microgeração distribuída. 2018. 81 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Energia, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2018.

Este trabalho estuda um conversor CA-CC e CC-CA integrados, com alto fator de potência, isolado e com comutação suave na entrada em condução. A finalidade do conversor é integrar a geração eólica de pequeno porte à rede distribuída de energia. A topologia empregada é baseada no retificador trifásico boost em DCM e no conversor ZVS-PWM isolado com grampeamento ativo. O conversor opera em modo descontínuo, tanto na entrada, quanto na saída e seu controle ocorre através da modulação phase-shift. A potência adotada foi de 400W e a frequência de comutação de 43,2kHz. O conversor em questão é analisado de três formas complementares visando sua validação: (a) analítica via etapas de funcionamento e respectivo equacionamento, (b) simulacional via modelo computacional PSIM e (c) experimental via protótipo dedicado.

Palavras-chave: Conversor. Energia eólica. Microgeração. Integrado. CA-CC. CC-CA

ABSTRACT

FRANCO, Stacy Barcelos. Study of a converter AC-CC and CC-AC integrated for low power wind turbines applied to distributed microgeneration. 2018. 81 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Energia, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2018.

This dissertation studies an AC-CC and CC-AC integrated converter with high power factor, isolated and soft commutation in the start of conduction. The converter aims to integrate the small size wind generation to the energy distribution grid. The topology used is based on the DCM Boost three-phase rectifier and the ZVS-PWM isolated converter with active clamping. The converter operates in discontinuous conduction mode both in input and output and it is controlled through phase-shift modulation. The adopted power is 400W and the switching frequency is 43,2kHz. The converter in question is analyzed by three complementary ways aiming its validation: (a) analytical through working phases and respective equationing, (b) simulational through computational PSIM model and (c) empirical through a dedicated prototype.

Keywords: Wind generator. microinverter. Integrated converter. AC-CC. CC-AC

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
ER	Energias renováveis
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
WWEA	<i>World Wind Energy Association</i>
ZCS	<i>Zero current switching</i>
ZVS	<i>Zero voltage switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

C_f	Capacitor de filtro da entrada
C_{bus}	Capacitor do barramento CC
C_o	Capacitor de filtro da saída
D_b	Razão cíclica do interruptor S2
D_{ox}	Diodo x de saída, onde x varia entre 1 e 2
$I_{c_{bus}}$	Corrente no capacitor do barramento CC
$I_{C_{bus_{med}}}$	Corrente média no capacitor do barramento CC
$I_{D_{in_{med}}}$	Corrente média dos diodos da ponte retificadora de entrada
$I_{D_{ox}}$	Corrente no diodo x de saída, onde x varia entre 1 e 2
$I_{D_{o_{med}}}$	Corrente média nos diodos de saída
I_{lin}	Corrente no indutor de entrada
$I_{L_{in_{med}}}$	Corrente média no indutor de entrada
$I_{L_{inp}}$	Corrente de pico no indutor de entrada
I_{Lo}	Corrente no indutor de filtro da saída
I_{L_p}	Corrente de pico na indutância de dispersão do transformador
$I_{o'}$	Corrente de saída refletida no primário do transformador
I_{sx}	Corrente no interruptor x, onde x varia de 1 a 4
$I_{Sx_{med}}$	Corrente média no interruptor x, onde x varia entre 1 e 4
$I_{s_{med}}$	Corrente média no secundário do transformador
I_{tp}	Corrente no primário do transformador
L	Indutância de dispersão do transformador
L_d	Indutância de dispersão
L_{in}	Indutor de entrada
L_o	Indutor de filtro da saída
$P_{D_{cond}}$	Perdas de condução nos diodos
P_{out}	Potência de saída
$P_{S_{cond}}$	Perdas de condução nos interruptores
PWM_x	Modulação PWM do interruptor x, onde x varia entre 1 e 4
R_o	Carga resistiva da saída

S_x	Interruptor x de alta frequência, onde x varia de 1 a 4
T	Transformador
T_s	Período de comutação
V_{ac}	Tensão da rede CA
V_{bus}	Tensão no barramento CC
V_{ce}	Tensão de saturação do IGBT
V_{Dox}	Tensão no diodo x de saída, onde x varia entre 1 e 2
V_f	Queda de tensão direta do diodo
V_{in}	Tensão de entrada
$V_{o'}$	Tensão de saída refletida no primário do transformador
V_p'	Tensão de pico da saída refletida no primário
V_{sx}	Tensão no interruptor x, onde x varia entre 1 e 4
V_{Tp}	Tensão no primário do transformador
$t_{offL_{in}}$	Tempo de descarga do indutor de entrada
t_{off}	Tempo de descarga da indutância de dispersão do transformador
Δ	Deslocamento de fase da modulação phase-shift

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Diagrama de blocos de um sistema de geração eólico de baixa potência conectado a rede	17
Figura 2 - (a) Topologia CA-CC - retificador a diodos junto com o conversor Boost CC-CC; (b) Topologia CA-CC - conversor de fonte de tensão de dois níveis.....	19
Figura 3 - Exemplo de geração eólica utilizando retificador passivo.....	20
Figura 4 - retificador trifásico Boost em DCM	22
Figura 5 - Conversor ZVS -PWM isolado com grampeamento ativo.	23
Figura 6 - Topologia proposta.	24
Figura 7 - Circuito simplificado	25
Figura 8 - Primeira etapa	26
Figura 9 - Segunda etapa	26
Figura 10 - Terceira etapa.....	27
Figura 11 - Quarta etapa	28
Figura 12 - Quinta etapa	28
Figura 13 - Sexta etapa	29
Figura 14 - Sétima etapa.....	30
Figura 15 - Oitava etapa	30
Figura 16 - Nona etapa	31
Figura 17 - Décima etapa.....	32
Figura 18 - Décima primeira etapa.....	33
Figura 19 - Principais formas de onda da topologia proposta	34
Figura 20 - Primeira forma de controle proposta	39
Figura 21 - Segunda forma de controle proposta	40
Figura 22 - Controle com repetitivo	41
Figura 24 - Topologia Proposta Simulada.....	43
Figura 25 - Circuito simulado para acionamento dos interruptores	44
Figura 26 - Simulação com controle por feed-forward	44
Figura 27 – Simulação com controle por PI de corrente.	45
Figura 28 – Resultado de simulação tensão e corrente de saída (controle feed-forward).....	46
Figura 29 - Resultado de simulação corrente de entrada.....	46
Figura 30 - Resultado de simulação tensão no capacitor do filtro de entrada.....	47

Figura 31 - Resultado de simulação corrente no indutor de filtro da entrada (visualização em alta frequência)	48
Figura 32 - Resultado de simulação corrente no indutor de filtro da entrada (visualização em baixa frequência)	48
Figura 33 - Resultado de simulação tensão no barramento	49
Figura 34 - Resultado de simulação correntes nos interruptores S3 e S4 (visualização em alta frequência).....	49
Figura 35 - Resultado de simulação correntes nos interruptores S1 e S2 (visualização em alta frequência) com respectivos acionamentos	50
Figura 36 - Resultado de simulação tensão nos interruptores S1, S3 e S4 e seus respectivos acionamentos (visualização em alta frequência).....	51
Figura 37 - Resultado de simulação tensão e corrente (x5) no primário do transformador	51
Figura 38 - Resultado de simulação tensão e corrente (x10) no secundário do transformador.....	52
Figura 39 - Resultado de simulação tensão e corrente (x20) em um dos diodos de saída	53
Figura 40 - Resultado de simulação tensão e corrente (x15) da saída ligada a rede	53
Figura 41 - Placas LTSRI(0R1).....	55
Figura 42 - (a) placa filtro de entrada e ponte H; (b) Transformador em alta frequência ,indutancia de dispersão e filtro de saída;(c) Transformador e divisor resistivo; (d) sensor de corrente	56
Figura 43 – Diagrama esquemático de montagem	57
Figura 44 -Tensão(verde), corrente (azul) e potência (vermelho) de saída controle feed-forward	59
Figura 45 – Tensão(V_o), corrente (I_o) e potência (P_o) de saída controle de corrente com PI e Repetitivo	60
Figura 46 - Análise da distorção harmônica da corrente injetada na rede.....	60
Figura 47 – Tensão de saída(V_o), tensão(V_r) e corrente(I_r) retificados	61
Figura 48 – Tensão no diodo de saída em alta frequência.....	62
Figura 49 – Tensão no Diodo de saída em alta frequência.....	62
Figura 50 – Tensão no barramento	63
Figura 51 - Componente alternada da tensão no barramento	63
Figura 52 - Tensão (V) e corrente (I) no primário do transformador em baixa frequência	64
Figura 53 - Tensão (V) e corrente (I) no primário do transformador em alta frequência	64
Figura 54 – Tensão do capacitor em série com o primário do transformador.....	65
Figura 55 - Tensão (V) e corrente (I) no secundário do transformador em baixa frequência.....	66

Figura 56 - Tensão (V) e corrente (I) no secundário do transformador em alta frequência	66
Figura 57 - Corrente no indutor de filtro da entrada em baixa frequência	67
Figura 58 - Corrente no indutor de filtro da entrada em alta frequência	67
Figura 59 – Correntes de entrada.....	68
Figura 60 – Tensões de fase na entrada.....	68
Figura 61 - Comparativo das distorções harmônicas da corrente e tensão de entrada, (A) e (B) respectivamente	69

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	OBJETIVOS.....	16
1.1.1	Objetivo Geral.....	16
1.1.2	Objetivos específicos.....	16
1.2	METODOLOGIA.....	16
1.3	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	17
1.3.1	Geração eólica.....	17
1.3.2	Conversores aplicados a geração eólica em baixa potência.....	18
1.4	ESTRUTURA DO TRABALHO.....	21
2	TOPOLOGIA PROPOSTA	22
2.1	TOPOLOGIAS DE EMBASAMENTO.....	22
2.2	TOPOLOGIA PROPOSTA.....	23
2.3	ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	24
2.4	EQUACIONAMENTO.....	34
2.5	CONTROLE.....	39
2.5.1	Controle por feed-forward.....	39
2.5.2	Controle com realimentação de corrente.....	40
2.5.3	Controle repetitivo.....	40
2.6	CONCLUSÃO.....	42
3	SIMULAÇÃO	43
3.1	CONCLUSÃO.....	54
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	55
4.1	CONCLUSÃO.....	71
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	72
	REFERÊNCIAS	74
	Apêndice 1 – Dimensionamento de componentes magnéticos	77

1 INTRODUÇÃO

Na busca de conciliar as demandas energéticas com a crescente preocupação com o meio ambiente, viu-se a necessidade de buscar formas de produção de energia, limpas e renováveis, tal como energia solar, eólica e geotérmica (BOSE, 2010) (OTERO-VERDEJO et al., 2013) (YARAMASU et al., 2015).

Segundo Bull (2001) estas formas de energia oferecem benefícios comparados às demais, por serem abundantes e espalhadas por todo o planeta, pois apesar de as energias renováveis (ER) não serem uniformemente distribuídas pelo mundo, assim como ocorre com os combustíveis fósseis, todas as regiões possuem alguma fonte de ER. Além disso Bull (2001) afirma que devido às diferentes ER se complementarem, juntas elas podem contribuir de forma que todos os países não dependam de importações de energia que são sujeitas a políticas e manipulações, podendo aumentar a segurança energética e proporcionar o desenvolvimento regional.

Dentre as diversas ER pode-se destacar a energia eólica. Esta energia é usada desde os tempos antigos na navegação (YARAMASU et al., 2015), mas seu emprego na geração de energia elétrica iniciou-se apenas no final do século 19, e o foco da sua integração com a rede começou ao final do século 20 (SENANAYAKA et al., 2015).

Os últimos anos têm mostrado um elevado crescimento da geração eólica, de fato, superior a qualquer outra forma de energia renovável, tornando-se uma parte importante da matriz energética mundial (BLAABJERG, 2013). A capacidade global de produção de energia eólica instalada aumentou de apenas 23,9 GW em 2001 para vultosos 539,1 GW em 2017, sendo que deste valor 52,5 GW foram instalados só em 2017. Na Europa, ao final deste mesmo ano, a energia eólica conectada à rede já representava 11,6% do consumo total (GWEC, 2018).

Em termos globais, a geração eólica ocorre principalmente em alta potência, onde o desenvolvimento tecnológico atingiu patamares bastante elevados. Já geração em baixa potência, que ainda carece de maior desenvolvimento, vem ganhando lugar no mercado, possuindo previsão de crescimento de pelo menos 12% ao ano até 2020 (WWEA, 2017).

Não há um consenso mundial que delimite até qual potência é considerado geração de baixa potência. Considerando os valores mais amplos a WWEA (*World Wind Energy Association*) assume esta geração com valores de até 100kW. Porém esse valor não reflete

de forma adequada a potência usualmente empregada para a geração em baixa potência uma vez que a média das turbinas empregadas é em torno de 1kW(WWEA, 2017).

A geração eólica de baixa potência é mais comumente empregada em sistemas isolados, sendo utilizada, por exemplo, em monitoramento remoto, estações de telecomunicações, bombeamento de água e alimentação residencial e rural. Existe, no entanto, uma tendência de conexão da geração de baixa potência à rede, ou seja, a geração distribuída (WWEA, 2014).

Em termos mundiais, o Brasil é o oitavo país com a maior capacidade de geração eólica instalada (GWEC, 2018), representando 8,35% da sua matriz energética, ou seja, 13,4GW, com expectativa de ampliação de mais 4,9 GW para os próximos anos (ANEEL, 2018). Apesar destes apreciáveis investimentos, observa-se que o país privilegia sobremaneira a geração de alta potência, deixando amplo espaço para estudos e aplicações na baixa potência.

A despeito dos investimentos na geração eólica, a matriz energética do Brasil é constituída principalmente pela geração hidroelétrica que representa 67% de toda produção de energia no país. Com uma porcentagem tão elevada de uma única forma de energia, o sistema energético brasileiro se torna mais frágil, devido as probabilidades de escassez desta fonte, como ocorreu entre 2012 e 2014 que se teve um período de secas nas regiões nordeste e sudeste do país (ANA, 2015), ou ainda de forma mais severa em 2001 com a necessidade de racionamento de energia por parte do país (EPE, 2014).

De forma a atender à crescente demanda de energia faz-se necessário diversificar essa matriz, garantindo uma maior segurança no abastecimento energético do país. O Brasil tem buscado a utilização de outras formas de energias renováveis como solução, pois estas, além de valorizarem as características e potencialidades locais, continuam a constituir uma matriz energética limpa, que é uma vantagem comparativa para o país (PNE, 2007).

Uma das formas aplicáveis para essa diversificação da matriz energética do país é em decorrência à normativa publicada pela ANEEL, que estabelece as condições gerais para o acesso de micro e mini geração distribuída à rede elétrica, permitindo ao consumidor brasileiro gerar sua própria energia e fornecer o excedente para a rede de distribuição (ANEEL, 2012). Com esta mudança, abriram-se novas portas no Brasil para a geração de energia de pequeno porte, como por exemplo a micro geração eólica. Porém como já comentado anteriormente da geração eólica em baixa potência, é necessário mais desenvolvimento da tecnologia empregada neste tipo de geração, particularmente aqueles

voltados para a área de eletrônica de potência (conversores CA-CC e CC-CA), de forma a viabilizar sua implantação.

Em vista desta necessidade de desenvolvimento de tecnologias, esta dissertação tem como tema o estudo de um conversor de baixa potência para integração de pequenos aerogeradores a rede elétrica.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivo Geral

Estudo de um conversor CA-CC e CC-CA integrado para aplicação na micro geração distribuída de energia utilizando a geração eólica.

1.1.2 Objetivos específicos

- Realizar um estudo bibliográfico sobre as topologias existentes empregadas usualmente para esse fim e levantar as características de cada topologia;
- Analisar a topologia proposta e seu modo de operação;
- Realizar um estudo sobre o controle a ser empregado no conversor;
- Simular estrutura proposta e seu controle;
- Implementar um protótipo do conversor proposto;
- Testar o protótipo para validação das análises e estudos do conversor;
- Analisar os resultados e realizar conclusões sobre o conversor estudado;
- Relatar resultados.

1.2 METODOLOGIA

Esta pesquisa é de caráter exploratório e experimental. Iniciou este trabalho fazendo uma pesquisa bibliográfica, referente ao tema da dissertação, em anais de congressos, revistas e jornais especializados entre outros, utilizando-se da *IEEE Xplore digital library* como principal base de dados. Com o fim da pesquisa bibliográfica, foram realizadas análises qualitativas e quantitativas do conversor proposto, abordando seu funcionamento e o dimensionamento de seus componentes. Outro ponto de estudo foi o controle empregado na estrutura.

A etapa seguinte refere-se à simulação do conversor a fim de validar o estudo teórico. Na continuação, tem-se o projeto e construção do protótipo e a realização de ensaios no mesmo. Dando sequência, tem-se a análise dos resultados, as conclusões obtidas e sugestões para continuidade do trabalho. Finalizando com a divulgação dos seus resultados.

1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

1.3.1 Geração eólica

A geração eólica é a transformação da energia cinética dos ventos em energia elétrica. Os sistemas de geração podem ou não ser conectados à rede. Em caso positivo, a energia não consumida pela carga local é injetada na rede. Já no caso negativo, ou seja, dos sistemas não conectados à rede, a energia excedente gerada que não é consumida pela carga local pode ser armazenada em bancos de bateria. Considerando o foco deste trabalho, a Figura 1 apresenta o diagrama de blocos de um sistema de geração eólica de baixa potência conectada à rede.

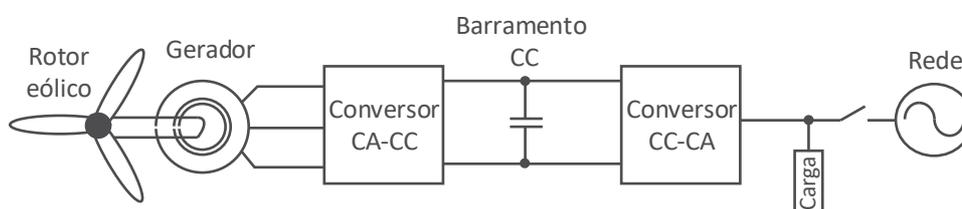


Figura 1 - Diagrama de blocos de um sistema de geração eólico de baixa potência conectado a rede

Fonte: Autoria própria.

O rotor eólico é o responsável por capturar a energia cinética das massas de ar em movimento e transformá-la em energia mecânica. Há vários tipos de rotores, dependendo da orientação do eixo (horizontal ou vertical) e do respectivo número de pás. Essas características afetam a turbina em diversos aspectos, a saber: nível de poluição sonora, torque de partida, limites de velocidade do vento que o rotor é capaz de operar, entre outros (MALINOWSKI et al., 2015).

O gerador é responsável por transformar a energia mecânica - entregue pelo rotor - em energia elétrica. Dentre os vários tipos, o mais frequentemente utilizado na geração de baixa potência é o gerador síncrono com ímã permanente. Essa preferência justifica-se

principalmente por: (a) maior eficiência quando comparado com um gerador de indução, (b) baixa taxa de falhas e (c) não necessidade da caixa de redução/multiplicadora (BLAABJERG, 2013) (LIU et al., 2008) (Malinowski et al., 2015).

O conversor CA-CC é responsável por retificar a tensão e a corrente alternada provenientes do gerador, os quais variam dependendo da velocidade do vento. Este conversor também é incumbido de transferir a energia proveniente do gerador para um barramento CC, além de controlar o nível deste barramento. É importante mencionar que é normalmente neste conversor que o controle de velocidade da rotação é realizado, objetivando maximizar a potência produzida, via algoritmo de rastreamento (MPPT).

O conversor CC-CA, por sua vez, é responsável por realizar a injeção da energia do barramento CC na rede elétrica, ajustando seus parâmetros e sincronicidade aos da rede.

1.3.2 Conversores aplicados a geração eólica em baixa potência

Um dos focos de estudo na micro geração eólica é a eletrônica de potência a fim de viabilizar sua aplicação, uma vez que esta área é responsável por cerca de 40% dos custos da instalação de micro turbinas (CHUB et al., 2017). A eletrônica de potência é normalmente separada em duas partes, uma é responsável pela retificação da energia gerada pela turbina e a outra pela inversão desta energia para injeção na rede e/ou para um banco de armazenamento.

As topologias comumente empregadas para o conversor CA-CC são: a retificação a diodos junto com o conversor Boost CC-CC (RDCB) e o conversor de fonte de tensão de dois níveis (C2N) (BAYHAN et al., 2015) (LIU et al., 2008). Já para o conversor CC-CA, a topologia em ponte H é a mais empregada para saídas de uma única fase (MALINOWSKI et al., 2015). Estas topologias são apresentadas na Figura 2.

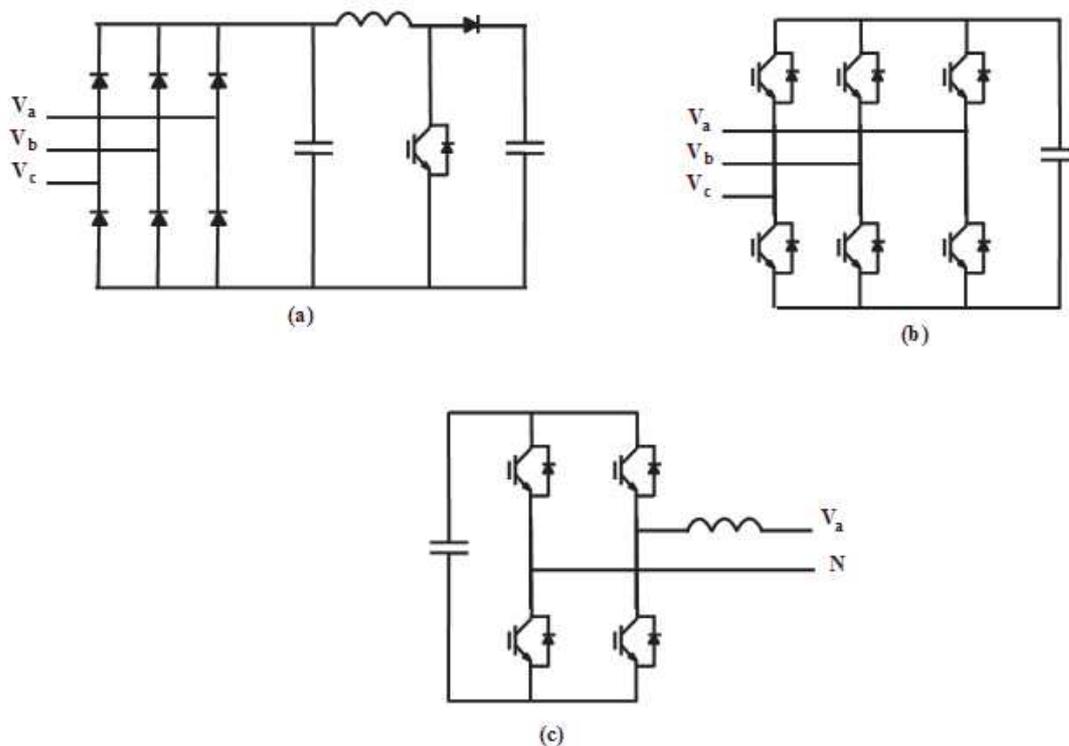


Figura 2 - (a) Topologia CA-CC - retificador a diodos junto com o conversor Boost CC-CC;
 (b) Topologia CA-CC - conversor de fonte de tensão de dois níveis
 (c) Topologia CC-CA - ponte H.

fonte: adaptado de Malinowski et al. (2015)

O conversor RDCB tem como vantagem sua arquitetura simplificada, devido ao reduzido número de semicondutores ativos. Esse menor número influencia diretamente na redução dos custos e também numa baixa complexidade no controle. No entanto, tal topologia implica em uma corrente no gerador com grande conteúdo harmônico, resultando aumento de ruídos, vibrações e desgaste.

Já o conversor C2N possui baixo conteúdo harmônico na corrente de entrada e um melhor rendimento do gerador, além de bons resultados em altas velocidades de vento. Cabe mencionar, no entanto, que seu controle é consideravelmente mais complexo (quando comparado ao RDCB) e seu custo mais elevado.

A topologia em ponte H (conversor do estágio de saída), por sua vez, destaca-se por possuir uma boa relação custo benefício, tendo como única limitação a saída restringida a alguns kW e, portanto, reduzida aplicabilidade.

Uma outra possibilidade que é apresentada para a retificação do gerador eólico é empregar um retificador passivo. Neste caso é empregado apenas semicondutores não controlados o que torna esta topologia bem simplificada, já que não há necessidade de

controle. Em contrapartida, esta forma de retificação apresenta distorção harmônica e um baixo fator de potência. Além disso muitas vezes se emprega junto deste retificador um conversor CC-CC, de modo que a geração de energia passe por três estágios de conversão. Na Figura 3 tem-se um exemplo deste tipo de geração.

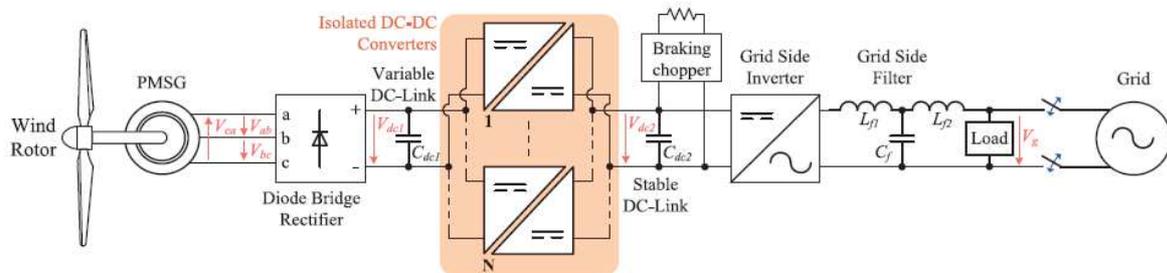


Figura 3 - Exemplo de geração eólica utilizando retificador passivo

Fonte: CHUB et al. 2017

Um ponto importante a ser destacado para a microgeração eólica conectada a um sistema elétrico, é o isolamento galvânico entre o gerador e o inversor conectado à rede. Devido ao fato destas turbinas estarem normalmente localizadas em ambiente urbano, a incidência de ventos de baixa velocidade é predominante, demandando a capacidade de injeção de corrente para baixos valores de tensão. Essa capacidade é obtida através de isolamento galvânico (CHUB et al., 2017).

Outro ponto de consideração é o fato que esses geradores são geralmente instalados em torres elevadas e ao ar livre, ficando suscetíveis às descargas elétricas. A propagação dessas descargas pelos diferentes estágios de processamento de energia pode comprometer outros sistemas interconectados além de oferecer maior risco aos usuários. O isolamento galvânico reduz o risco de propagação de descargas elétricas e fornece uma proteção adicional ao sistema. Esta vantagem sobre a segurança proporcionada aos circuitos, é de muita relevância visto o ambiente residencial de sua utilização (CHUB et al., 2017).

Outro ponto a destacar é o fato de normalmente serem aplicados dois conversores para o sistema de geração. Apesar dessa separação trazer algumas facilidades, como, por exemplo, simplificar o controle de um dos conversores ou permitir a modularização, a necessidade de projeto e montagem de dois circuitos aumenta os custos e complexidade para o sistema de geração.

Neste trabalho é apresentado um sistema integrado da retificação e inversão para micro geração eólica, que permite simplificação, pois há necessidade de projetar um único

conversor. O sistema também apresenta isolamento galvânica de forma a conseguir as vantagens anteriormente mencionadas sobre segurança e funcionamento em baixos níveis de tensão. Também é importante relatar que apesar do sistema empregar uma ponte retificadora a diodos, ele consegue diminuir as distorções harmônicas de entrada, decorrendo na diminuição dos efeitos no gerador.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

No Capítulo 1, é feita a introdução do trabalho, onde são descritos o tema, os objetivos, a metodologia empregada neste trabalho, e apresenta uma breve revisão bibliográfica sobre o assunto do trabalho. Na continuação, no capítulo 2 há a descrição da topologia proposta, a análise do seu funcionamento e o equacionamento do conversor. A simulação do conversor, os resultados e as análises obtidas através do protótipo construído neste projeto, serão abordados nos capítulos 3 e 4, respectivamente. E, finalmente, no Capítulo 5, serão feitas as considerações finais e as sugestões de trabalhos futuros.

2 TOPOLOGIA PROPOSTA

Neste capítulo são descritas as topologias precursoras à topologia proposta, bem como as características destas topologias que foram herdadas, e a maneira como se integrou tais topologias na formação da topologia proposta. Em sequência são apresentadas as etapas de funcionamento e o equacionamento da topologia proposta. Por fim são apresentadas as propostas de controle para o conversor e finaliza-se com a conclusão deste capítulo.

2.1 TOPOLOGIAS DE EMBASAMENTO

A topologia apresentada neste trabalho foi obtida através da junção do retificador trifásico Boost em DCM com correção do fator de potência, apresentado por Prasad et al. (1991) e o conversor ZVS-PWM isolado com grampeamento ativo proposto por Romanelli; Barbi (2000).

O retificador trifásico Boost em DCM com correção do fator de potência, Figura 4, foi escolhido com o objetivo diminuir a distorção da forma de onda da tensão e corrente de entrada de modo simplificado. Esta menor quantidade de harmônicos injetados na entrada, quando comparado ao emprego unicamente de uma ponte retificadora, promovem a durabilidade do aerogerador como comentado no capítulo anterior. Outra qualidade a ser explorada é o alto fator de potência que esta topologia promove em sua entrada.

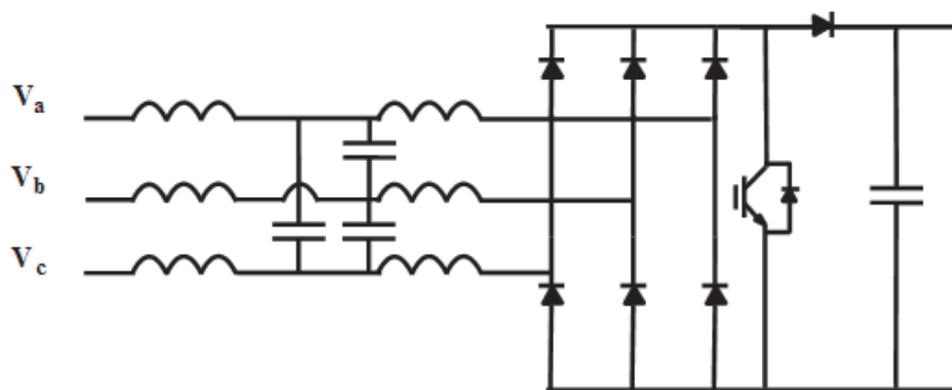


Figura 4 - retificador trifásico Boost em DCM

fonte: adaptado de Prasad et al. (1991)

Na Figura 5 tem-se o conversor ZVS-PWM isolado com grampeamento ativo. Através da utilização deste conversor espera-se obter a comutação suave dos

semicondutores que operam em alta frequência de forma reduzir perdas no conversor. Outra vantagem é este conversor possuir isolamento galvânica de forma a garantir a segurança e a faixa de operação com tensão mais baixa citados no capítulo anterior. Um ponto negativo, no entanto, desta topologia é a assimetria dos esforços nos semicondutores.

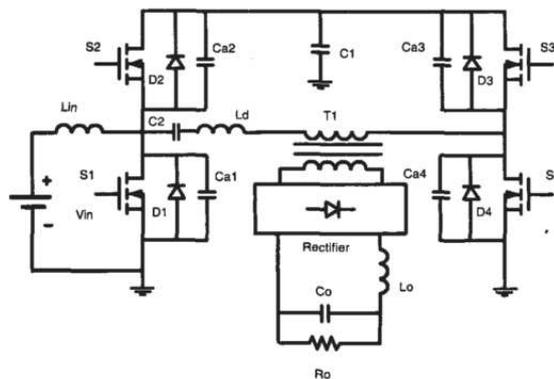


Figura 5 - Conversor ZVS -PWM isolado com grampeamento ativo.

Fonte: Romaneli; Barbi (2000).

2.2 TOPOLOGIA PROPOSTA

O sistema integra o retificador com Boost DCM ao conversor ZVS-PWM isolado com grampeamento ativo de forma que a fonte de entrada e a indutância são representadas pela entrada trifásica e a indutância equivalente da entrada do retificador, enquanto que a interruptor e o diodo do retificador Boost são anexados como sendo o primeiro braço de comutação do conversor ZVS-PWM. Na saída do conversor é então empregado um conjunto de interruptores para realizar a inversão em baixa frequência da senóide para a conexão com a rede completando o sistema para a geração eólica. A topologia completa deste sistema pode ser observado na Figura 6.

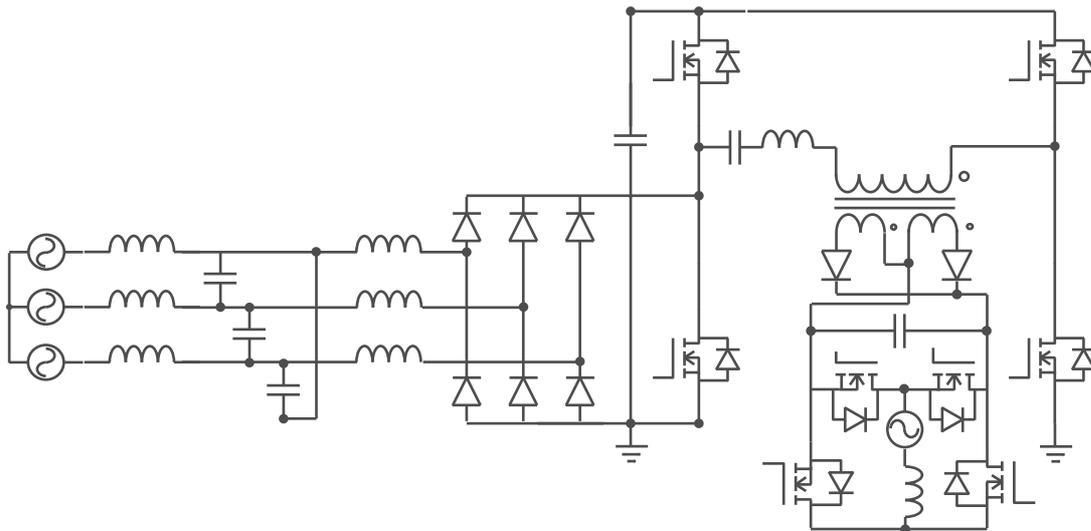


Figura 6 - Topologia proposta.

Fonte: Autoria própria.

2.3 ETAPAS DE OPERAÇÃO

Para o estudo do funcionamento do conversor foram realizadas análises através do circuito simplificado, como mostrado na Figura 7, onde a entrada do sistema foi representada de forma simplificada por uma fonte de tensão e uma indutância. Para melhor visualização os interruptores foram representados em forma de um contato simples junto com seu diodo antiparalelo e sua capacitância intrínseca. A saída foi considerada uma carga normal, não apresentando a parte de inversão em baixa frequência. Para o acionamento dos interruptores foi utilizado a modulação phase-shift fixa.

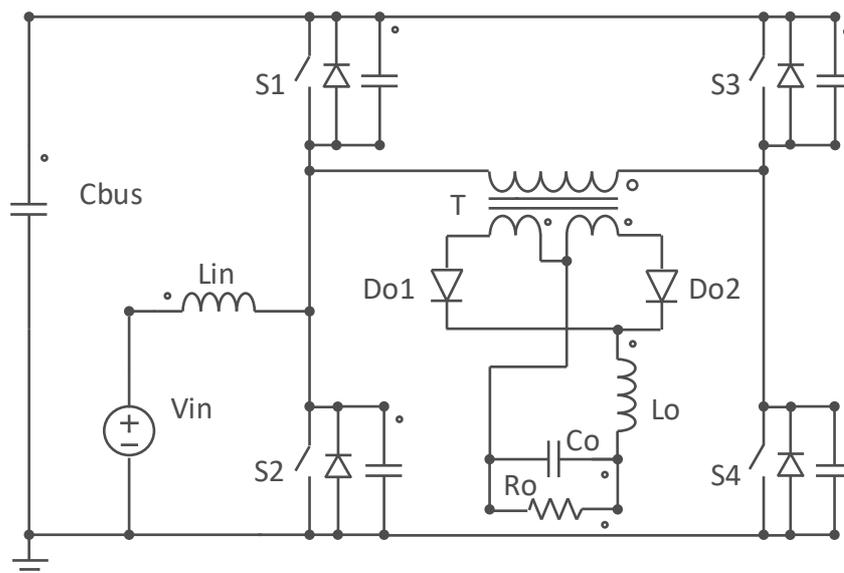


Figura 7 - Circuito simplificado

Fonte: Autoria própria.

1ª Etapa (t_0, t_1): Esta etapa inicia no tempo t_0 , quando o diodo do interruptor S1 é polarizado diretamente, passando, portanto, a circular corrente. Esta corrente é responsável por carregar o capacitor do barramento (Cbus). A fonte de entrada, por sua vez, gera a corrente que passa por S1 e também a corrente que circula no primário do transformador através do interruptor S4. No secundário do transformador acontece a transferência de energia para a saída através do diodo Do1. Durante esta etapa ocorre a comutação do interruptor S1, que, devido à corrente circulante no diodo, implicará numa comutação suave com voltagem nula (ZVS). Apesar de o interruptor S1 ser acionado nesta etapa, ele não passa a conduzir imediatamente. A condução ocorrerá apenas quando houver a inversão da corrente, momento t_1 , no qual a etapa 1 finaliza. A Figura 8 mostra a etapa em questão.

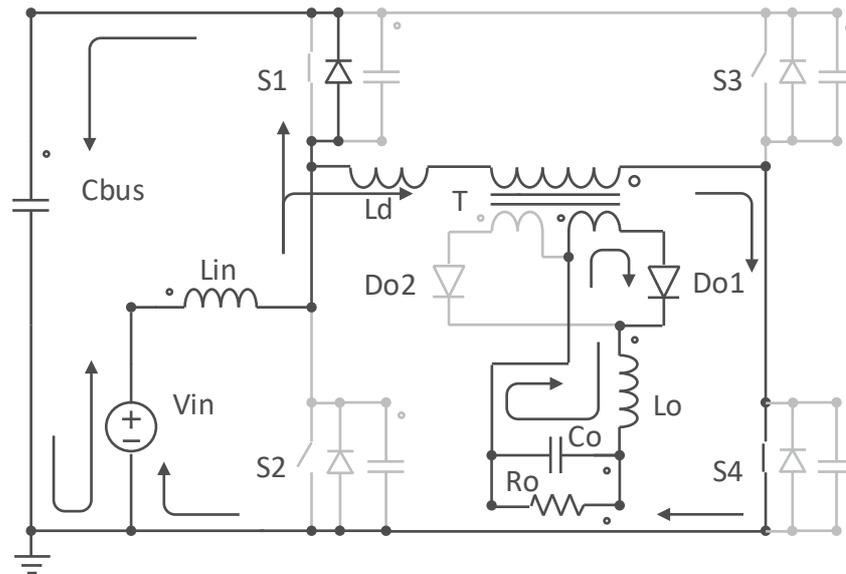


Figura 8 - Primeira etapa

Fonte: Autoria própria.

2ª Etapa (t_1, t_2): Esta etapa, Figura 9, inicia com a inversão da corrente no interruptor S1, o qual passa a conduzir em detrimento do respectivo diodo. Essa inversão é resultado da ação do capacitor do barramento, que passa a fornecer energia ao circuito ao findar seu carregamento. Esta etapa termina no instante t_2 , quando o interruptor S4 for comandado a abrir.

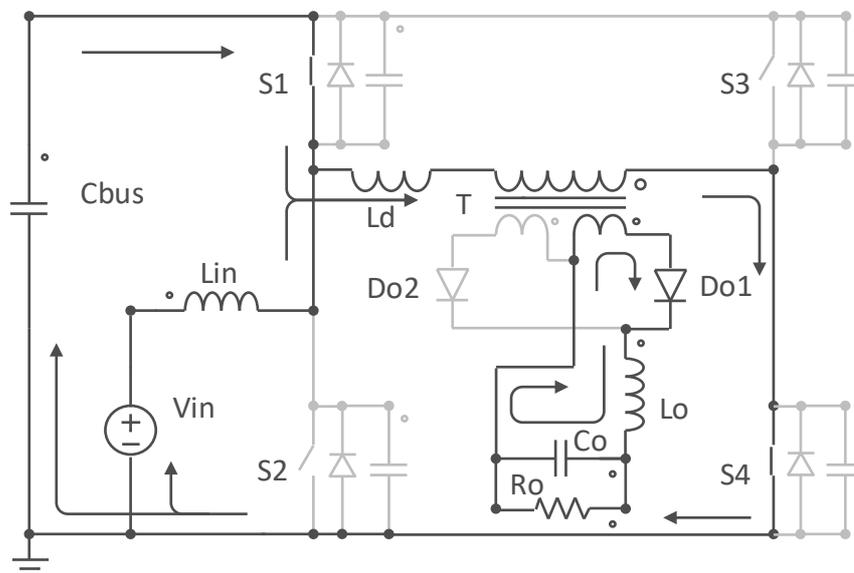


Figura 9 - Segunda etapa

Fonte: Autoria própria.

3ª Etapa (t_2, t_3): Esta etapa começa quando o interruptor S4 é comandado a abrir, o que implica na circulação de correntes nos capacitores dos interruptores S3 e S4, descarregando e carregando respectivamente, Figura 10. O fim desta etapa ocorre quando o capacitor do interruptor S3 termina de descarregar.

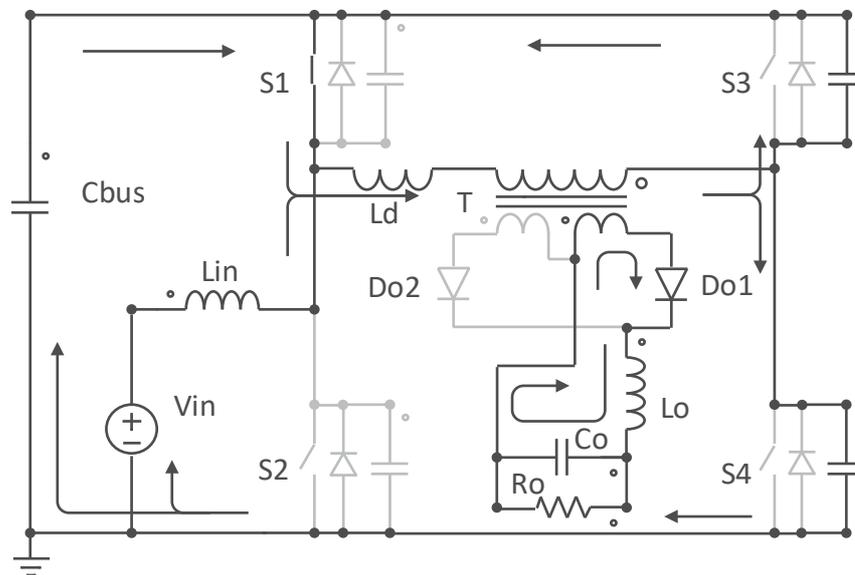


Figura 10 - Terceira etapa

Fonte: Autoria própria.

4ª Etapa (t_3, t_4): Esta etapa inicia quando a tensão do capacitor do interruptor S3 atinge valor nulo no instante t_3 . Ao mesmo tempo, o diodo do interruptor S3 é polarizado diretamente e passa a conduzir, mantendo assim a circulação da corrente no transformador. A corrente circulante no diodo, por sua vez, garante uma comutação ZVS no interruptor S3, quando comandado a conduzir. Apesar do acionamento do interruptor S3, a circulação da corrente no respectivo diodo é mantida. Nesta etapa acontece também a inversão da corrente no capacitor do barramento, o qual passa a armazenar energia novamente. O fim da etapa ocorre quando cessa a circulação de corrente na fonte de entrada V_{in} . A Figura 11 apresenta esquematicamente a quarta etapa.

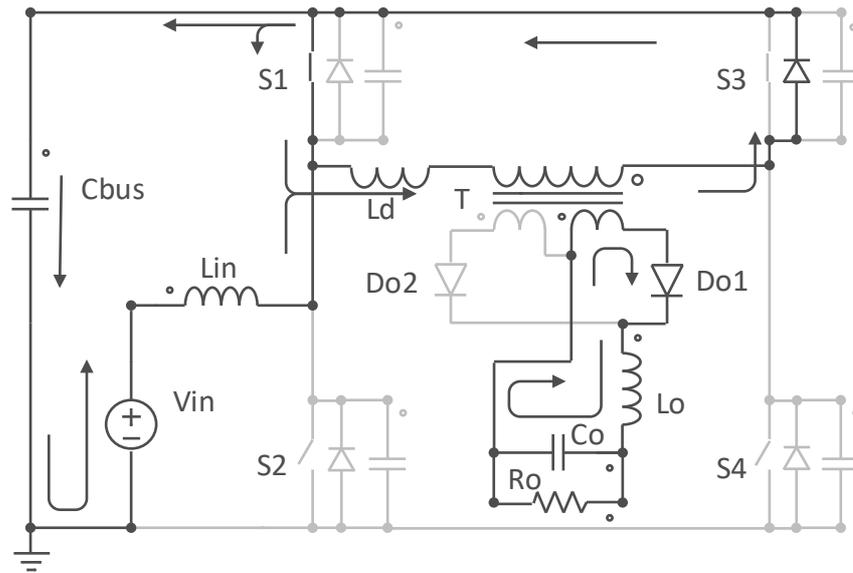


Figura 11 - Quarta etapa

Fonte: Autoria própria.

5ª Etapa (t_4 , t_5): Esta etapa começa no instante t_4 quando a corrente na fonte de entrada, que é a mesma no capacitor C_{bus} , se anula. Desta forma, no primário do conversor, acontece circulação de corrente apenas no transformador, via interruptor S_1 e diodo do interruptor S_3 , conforme apresentado na Figura 12. Esta etapa é resultante do modo de operação descontínuo da entrada, e seu término ocorre com o fim da corrente de desmagnetização do transformador.

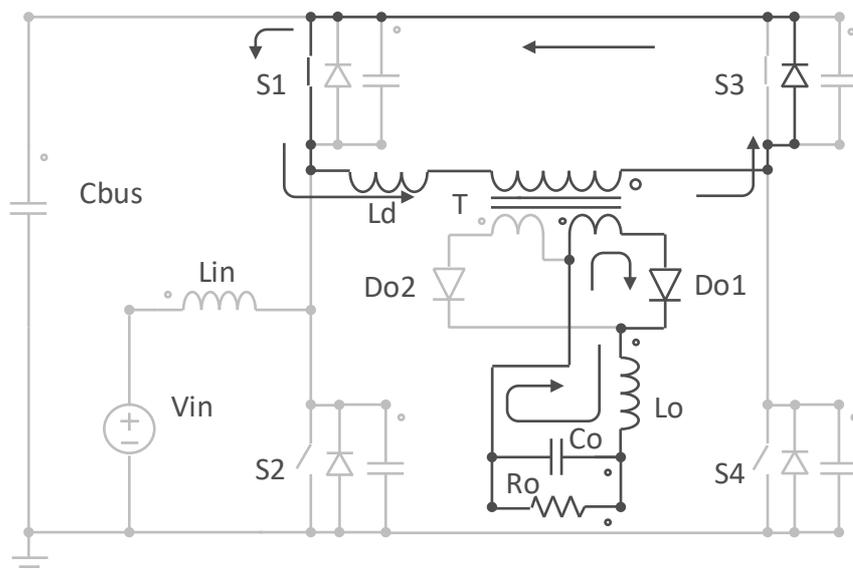


Figura 12 - Quinta etapa

Fonte: Autoria própria.

6ª Etapa (t_5 , t_6): Esta etapa inicia com o fim da corrente de desmagnetização do transformador. A única corrente circulante é a entre o capacitor da saída e a carga no secundário do conversor. É interessante observar que a inexistência de corrente no restante do circuito ocorre justamente pelo modo de condução descontínuo, tanto da entrada como da saída. Uma das vantagens dessa inexistência de corrente é a comutação suave ZCS no interruptor S1, quando comandado a abrir. A etapa, Figura 13, termina com o fechamento do interruptor S2.

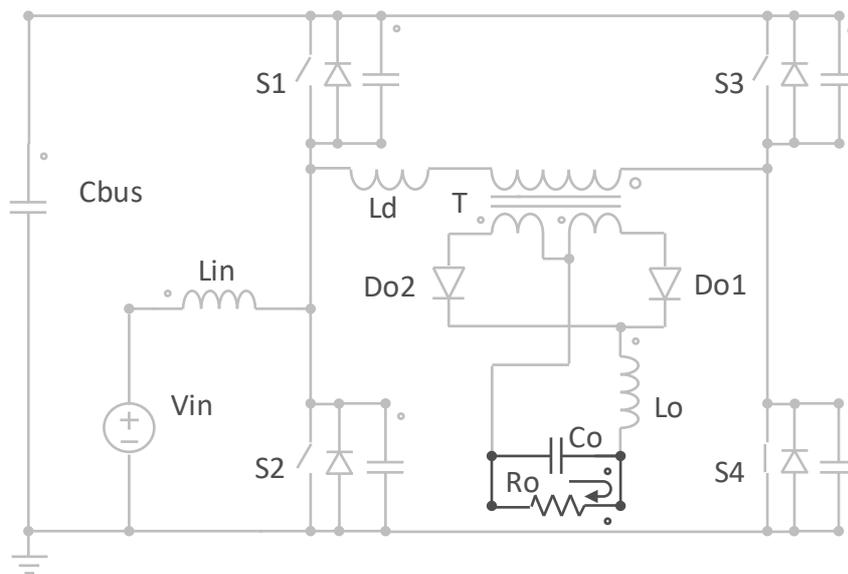


Figura 13 - Sexta etapa

Fonte: Autoria própria.

7ª Etapa (t_6 , t_7): Esta etapa, mostrada na Figura 14, inicia quando o interruptor S2 é comandado a fechar, o que resulta na circulação de corrente na entrada e no capacitor do barramento Cbus. Vale observar que o capacitor Cbus fornece a energia para a saída do sistema. No interruptor S2 circulam as correntes da entrada e Cbus, enquanto que, no interruptor S3, circula apenas a corrente do Cbus. Essa corrente do interruptor S3, que passa no transformador, é de sentido contrário à corrente inicial. Isso implica que a corrente no secundário comece a circular através do diodo de saída Do2. O interruptor S2, conforme supracitado, conduz a corrente da entrada, a qual, por sua vez, carrega o indutor de entrada. Devido a corrente no interruptor S2 iniciar com o seu acionamento, acontece a comutação suave ZCS. Esta etapa termina no instante t_7 quando o interruptor S3 for comandado a abrir.

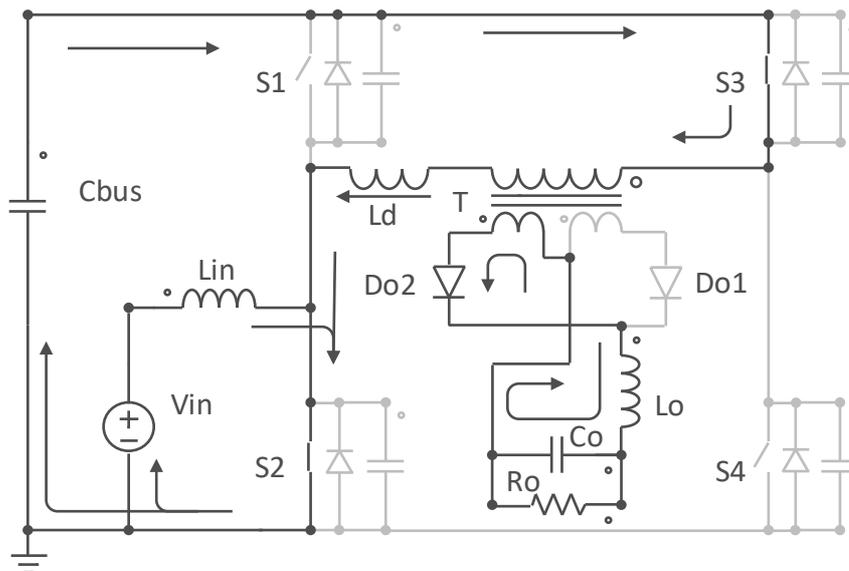


Figura 14 - Sétima etapa

Fonte: Autoria própria.

8ª Etapa (t_7 , t_8): Esta etapa inicia com a abertura do interruptor S3 e, conseqüentemente, os capacitores dos interruptores S3 e S4 começam a conduzir, carregando e descarregando respectivamente. Na Figura 15 é apresentada a etapa corrente, cujo término ocorre quando o capacitor do interruptor S4 terminar de descarregar.

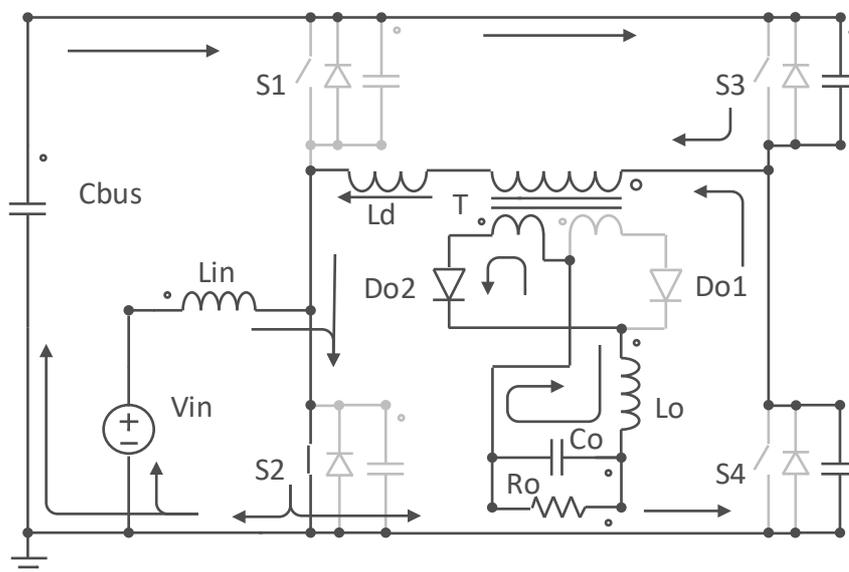


Figura 15 - Oitava etapa

Fonte: Autoria própria.

9ª Etapa (t_8 , t_9): Esta etapa inicia no instante t_8 , quando cessa a corrente no capacitor do interruptor S4. Neste mesmo momento, o diodo de S4 é polarizado diretamente, o que o leva a conduzir. Ainda no instante t_8 e em decorrência da tensão do

barramento Cbus se igualar a tensão do capacitor do interruptor S3, a corrente proveniente do barramento Cbus cessa. Ainda nesta etapa é possível observar que o caminho para a corrente no transformador passa a ocorrer através do interruptor S2 e do diodo do interruptor S4, Figura 16. À semelhança do interruptor S3 na 4ª etapa, aqui também ocorre o fechamento do interruptor S4 com comutação ZVS, em decorrência da condução do respectivo diodo. O fim da etapa acontece quando o transformador desmagnetiza completamente.

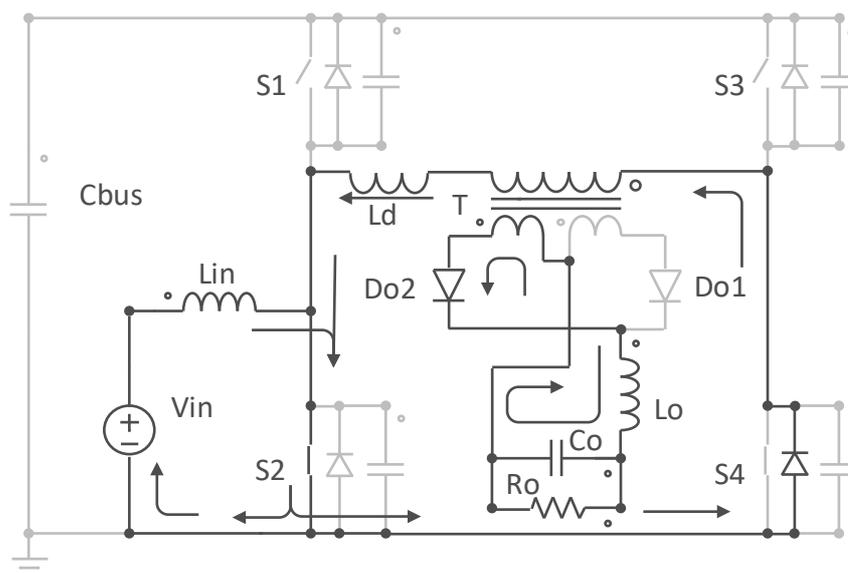


Figura 16 - Nona etapa

Fonte: Autoria própria.

10ª Etapa (t_9 , t_{10}): Esta etapa inicia no instante t_9 em que termina a corrente de desmagnetização do transformador. Consequentemente, a única corrente circulando é a da fonte de entrada através do interruptor S2, a qual é responsável por energizar o indutor L_{in} . A etapa termina quando o interruptor S2 for comandado a abrir. A Figura 17 apresenta a etapa corrente.

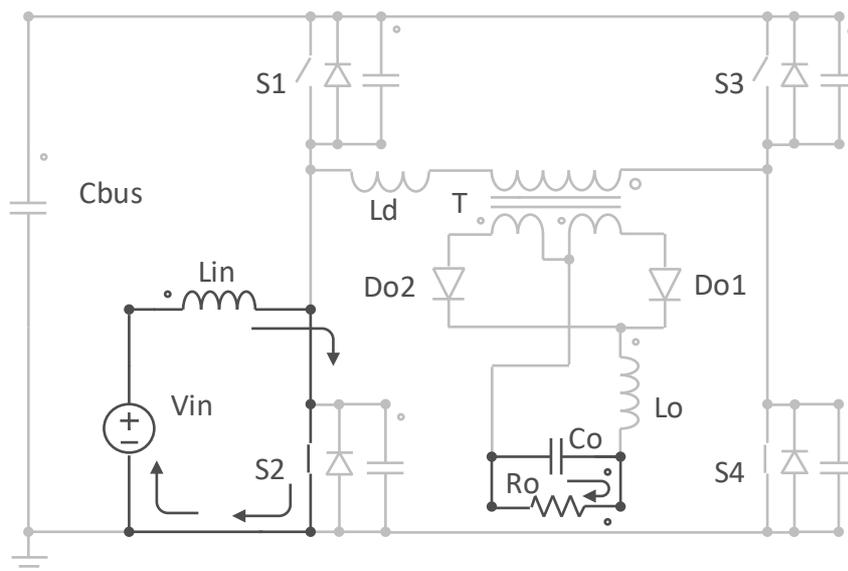


Figura 17 - Décima etapa

Fonte: Autoria própria.

11ª Etapa (t_{10} , t_{11}): Esta etapa inicia no instante t_{10} quando o interruptor S2 é aberto, o que implica na circulação de correntes nos capacitores dos interruptores S1 e S2, descarregando e carregando respectivamente. A corrente que passa pelo capacitor de S1 tem por função carregar o capacitor de barramento Cbus. Concomitantemente, circula uma corrente através do interruptor S4, o qual reinicia o fornecimento de energia para a saída do conversor. Essa corrente assume sentido contrário no transformador com respeito à corrente que circulava anteriormente (nona etapa). Em decorrência dessa mudança de sentido, a corrente na saída do conversor circula pelo diodo de saída Do1, à semelhanças das etapas 1-5. A Figura 18 apresenta a etapa vigente, a qual termina quando o capacitor de S1 terminar de descarregar. O resultado é a polarização direta do diodo do interruptor S1, que passará a conduzir, voltando à primeira etapa, reiniciando outro ciclo de funcionamento.

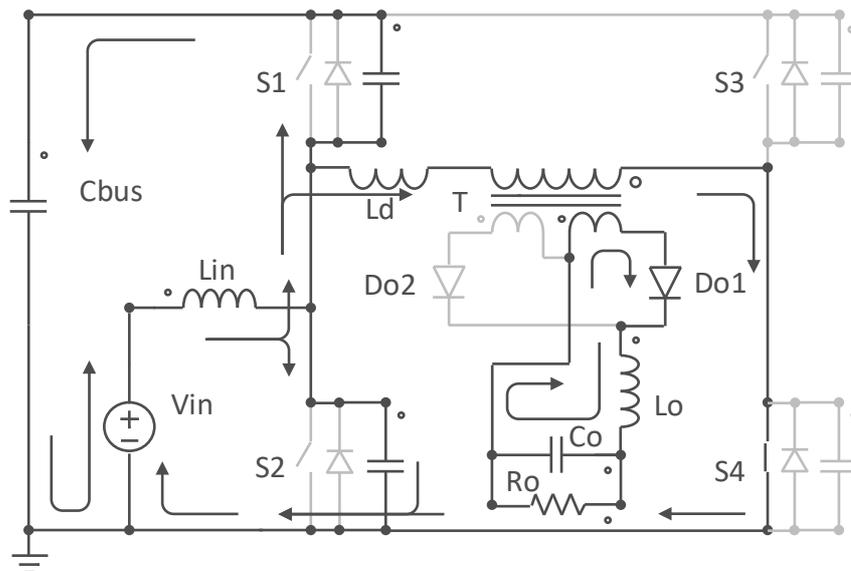


Figura 18 - Décima primeira etapa

Fonte: Autoria própria.

As principais formas de onda do conversor em função dos períodos das etapas de funcionamento (t_0 - t_{11}), são apresentadas na Figura 19.

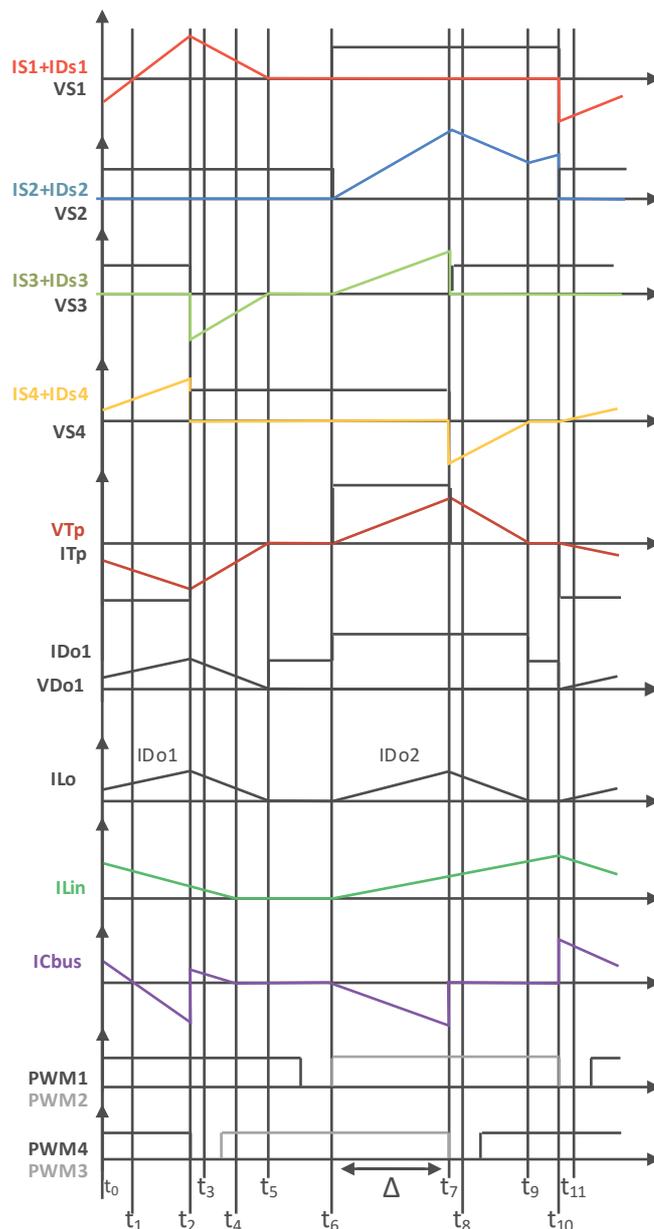


Figura 19 - Principais formas de onda da topologia proposta

Fonte: Autoria própria.

2.4 EQUACIONAMENTO

Visando facilitação nos cálculos, o equacionamento será realizado como visto pelo primário do transformador. Desta forma, denomina-se V_o' e I_o' a tensão e a corrente de saída do conversor refletidas no primário respectivamente. Assume-se ainda que o tempo de comutação é instantâneo, de forma que as etapas 3, 8 e 11 possuem tempo nulo.

Analisando a sétima etapa, onde observa-se o deslocamento da modulação phase-shift, é possível obter a seguinte equação:

$$V_{bus} - V_o' = L * \frac{di_L(t)}{dt}, \quad (1)$$

Onde a tensão do barramento é dada por V_{bus} , e L é a indutância de dispersão do transformador. Considerando que a sétima etapa consiste no tempo de sobreposição do phase-shift, podemos então reescrever a equação 1 de forma a obter o valor de pico de corrente na indutância de dispersão:

$$I_{Lp} = \frac{V_{bus} - V_o'}{L} * \Delta * Ts, \quad (2)$$

Onde Ts é o período de comutação e Δ é o deslocamento referente ao phase-shift.

A equação que descreve o descarregar da indutância de dispersão pode ser obtida através da nona etapa:

$$-V_o' = L * \frac{di_L(t)}{dt}, \quad (3)$$

Desta forma a equação da corrente de pico em L pode ser reescrita através da equação anterior:

$$I_{Lp} = \frac{V_o'}{L} * t_{off}, \quad (4)$$

Onde t_{off} é o tempo que leva para o completo descarregar da indutância de dispersão do transformador, em decorrência ao modo de operação DCM. Reescrevendo a equação anterior, podemos então obter uma relação para t_{off} :

$$t_{off} = \frac{I_{Lp} * L}{V_o'}, \quad (5)$$

Através das formas de onda apresentadas na Figura 19, é possível determinar que o valor médio das correntes dos interruptores S3 e S4 é o mesmo e é influenciado apenas pelo carregar e descarregar do transformador. Logo a corrente média nestes interruptores pode ser obtida por:

$$I_{S3_{med}} = I_{S4_{med}} = \frac{\left(\frac{I_{Lp} * \Delta * Ts}{2} - \frac{I_{Lp} * t_{off}}{2} \right)}{Ts}, \quad (6)$$

Substituindo as equações 2 e 5 na equação 6 tem-se:

$$I_{S3_{med}} = I_{S4_{med}} = \left(\frac{\Delta^2 * Ts}{2 * L * V_o'} \right) * \left(3 * V_{bus} * V_o' - V_{bus}^2 - 2 * V_o'^2 \right), \quad (7)$$

Para obter os valores médios das correntes dos interruptores S1 e S2 é necessário relacionar: (a) a corrente do transformador, (b) a corrente do indutor de entrada L_{in} , e (c) a corrente do capacitor de barramento C_{bus} . Cabe mencionar que L_{in} se relaciona com os interruptores S1 e S2 de maneira similar a um conversor Boost, onde S2 atua como o

interruptor e S1 atua como diodo deste circuito. Portanto através das etapas 7 a 10 é possível obter a seguinte relação:

$$V_{in} = L_{in} * \frac{di_{L_{in}}(t)}{dt}, \quad (8)$$

Analisando novamente as formas de onda da Figura 19, nota-se que as etapas 7 a 10 correspondem ao período de acionamento do interruptor S2. Neste caso a razão cíclica é dada em relação ao interruptor S2 e pode ser nomeada D_b (razão cíclica do Boost). Assim, a equação anterior fica:

$$I_{L_{inp}} = \frac{V_{in}}{L_{in}} * D_b * T_s, \quad (9)$$

O descarregar da indutância de entrada começa na décima primeira etapa e termina na quarta. Considerando a equação de descarga de L_{in} referente ao conversor Boost, chega-se à seguinte relação:

$$I_{L_{inp}} = \frac{V_{bus} - V_{in}}{L_{in}} * t_{offL_{in}}, \quad (10)$$

Onde $t_{offL_{in}}$ representa o tempo de descarga para o indutor de entrada, que pode ser reescrito conforme se segue:

$$t_{offL_{in}} = \frac{I_{L_{inp}} * L_{in}}{V_{bus} - V_{in}}, \quad (11)$$

De forma semelhante à corrente no transformador, a corrente de entrada também possui formato triangular. O valor médio dessa corrente pode ser expresso por:

$$I_{L_{inmed}} = \frac{\left(\frac{I_{L_{inp}} * D_b * T_s}{2} + \frac{I_{L_{inp}} * t_{offL_{in}}}{2} \right)}{T_s}, \quad (12)$$

Aplicando as equações 9 e 11 na equação 12, obtém-se a seguinte relação para a corrente média no indutor de entrada:

$$I_{L_{inmed}} = \frac{V_{bus} * V_{in} * D_b^2 * T_s}{2 * L_{in} * (V_{bus} - V_{in})}, \quad (13)$$

Na Figura 19 pode-se ainda analisar a corrente do capacitor de barramento. É importante observar que essa corrente pode ser entendida como composta pelas correntes $I_{L_{in}}$ e I_{S4} durante as etapas 11,1-4. Já, durante a etapa 7, a mesma corrente do capacitor C_{bus} deve ser entendida como sendo I_{S3} . Desta forma a corrente média no capacitor pode ser escrita como:

$$I_{C_{bus_{med}}} = \frac{\left(\frac{I_{L_{inp}} * t_{off} L_{in} - I_{L_p} * \Delta * T_s}{2}\right) - \left(\frac{I_{L_p} * \Delta * T_s}{2}\right)}{T_s}, \quad (14)$$

Substituindo as equações 2, 9 e 11 na equação de 14 obtêm-se:

$$I_{C_{bus_{med}}} = -\left(\frac{\Delta^2 * T_s * (V_{bus} - V_o')}{L} - \frac{V_{in}^2 * D_b^2 * T_s}{2 * L_{in} * (V_{bus} - V_{in})}\right), \quad (15)$$

Seguindo um procedimento semelhante ao utilizado para obtenção da equação 14, é possível obter os valores das correntes para os interruptores S1 e S2, respectivamente:

$$I_{S1_{med}} = \frac{\left(-\frac{I_{L_{inp}} * t_{off} L_{in}}{2} + \frac{I_{L_p} * \Delta * T_s}{2} + \frac{I_{L_p} * t_{off}}{2}\right)}{T_s}, \quad (16)$$

$$I_{S2_{med}} = \frac{\left(\frac{I_{L_{inp}} * D_b * T_s}{2} + \frac{I_{L_p} * \Delta * T_s}{2} + \frac{I_{L_p} * t_{off}}{2}\right)}{T_s}, \quad (17)$$

Agora, substituindo as equações 2, 5, 9 e 11 nas equações 16 e 17, obtemos:

$$I_{S1_{med}} = \left(\frac{\Delta^2 * T_s * (V_{bus} - V_o')}{2 * L}\right) * \left(1 + \frac{(V_{bus} - V_o')}{V_o'}\right) - \frac{V_{in}^2 * D_b^2 * T_s}{2 * L_{in} * (V_{bus} - V_{in})}, \quad (18)$$

$$I_{S2_{med}} = T_s * \left(\frac{L_{in} * \Delta^2 * V_{bus}^2 - L_{in} * \Delta^2 * V_o' * V_{bus} + L * D_b^2 * V_{in} * V_o'}{2 * L * L_{in} * V_o'}\right), \quad (19)$$

Com base na corrente média do indutor de entrada é possível obter a corrente média para os diodos da ponte retificadora de entrada, pois a corrente que passa pela entrada é a mesma que passa nestes diodos. Sabendo que cada diodo conduz somente durante um terço do período de comutação, pode-se escrever a corrente média em cada diodo da ponte H como:

$$I_{D_{in_{med}}} = \frac{I_{L_{in_{med}}}}{3} = \frac{V_{bus} * V_{in} * D_b^2 * T_s}{6 * L_{in} * (V_{bus} - V_{in})}, \quad (20)$$

Considerando ainda que a corrente que passa nos diodos de saída é relacionada com a corrente que passa pelo transformador, temos:

$$I_{D_s_{med}} = \frac{\left(\frac{I_{L_p} * \Delta * T_s}{2} + \frac{I_{L_p} * t_{off}}{2}\right)}{T_s}, \quad (21)$$

E substituindo as equações 2 e 5 na equação 21, obtemos:

$$I_{D_s_{med}} = \frac{\Delta^2 * T_s * V_{bus} * (V_{bus} - V_o')}{2 * L * V_o'}, \quad (22)$$

A corrente média de saída do secundário do transformador pode ser determinada somando as correntes dos dois secundários, ou, em outras palavras, somando as correntes

que passam em cada diodo de saída. Logo a corrente média do secundário do transformador fica:

$$I_{s_{med}} = I_{D_{s_{med}}} * 2 = \frac{\Delta^2 * T_s * V_{bus} * (V_{bus} - V_o')}{L * V_o'}, \quad (23)$$

Lembrando que a corrente média pode ser dada pela relação entre tensão e potência:

$$I_{med} = \frac{P}{V}, \quad (24)$$

E considerando que a tensão de saída possui formato senoidal, V_o' pode ser escrito como:

$$V_o' = V_p' * \text{sen}(wt), \quad (25)$$

Onde V_p' é o valor de pico da tensão de saída refletido para o primário do transformador e $\text{sen}(wt)$ é sua componente senoidal. Substituindo as equações 24 e 25 na equação 23 é possível obter uma equação que relaciona o defasamento do phase-shift com a tensão de saída e a de barramento:

$$\Delta = \sqrt{\frac{P_o * L}{T_s} * \frac{1}{V_{bus} * (V_{bus} - V_p' * \text{sen}(wt))}}, \quad (26)$$

Onde P_o é a potência de saída do conversor.

Outras equações importantes são as que determinam os filtros de entrada observados na topologia completa apresentada na Figura 6. Esses filtros têm como função a redução dos harmônicos gerados pela comutação em alta frequência. Para a determinação dos filtros capacitivos foi empregada a metodologia apresentada por Pottker de Souza; Barbi (1999), onde a frequência de corte deve ser um décimo da frequência de comutação e 50 vezes a frequência de entrada de forma a garantir que não haja distorção entre a tensão e corrente de entrada. Considerando o coeficiente de amortecimento (ζ) igual a 1 temos a seguinte equação para o cálculo do filtro capacitivo:

$$C_f = \frac{1}{(\zeta * R_{eq} * 2 * (\frac{f_s}{10}) * 2 * \pi)}, \quad (27)$$

Onde R_{eq} é a razão entre os valores de pico de tensão e corrente de cada fase.

Já a indutância do filtro de entrada pode ser considerada a indutância intrínseca do gerador.

O cálculo do indutor de entrada pode ser, segundo Prasad et al. (1991):

$$L_{in} = \frac{V_{in_p} * T_s}{(2 * I_{in_p})}, \quad (28)$$

2.5 CONTROLE

Para os interruptores de baixa frequência é apenas necessário o controle de sincronia com a rede de forma a controlar a inversão do par de interruptores comutados a cada semiciclo em sincronia com a rede.

Para controlar os interruptores de alta frequência foi escolhido a modulação por deslocamento de fase (phase-shift). Esta modulação consiste em manter a razão cíclica de cada interruptor constante no valor de 0,5 enquanto desloca a fase entre os braços de comutação para realizar a transferência de energia para a saída do conversor, conforme pode ser visto na Figura 19. Através dessa modulação foram propostas três estratégias de controle para o conversor e também é sugerido um controle por razão cíclica para determinar o ponto de máxima potência.

2.5.1 Controle por feed-forward

Esta primeira forma de controle, Figura 20, estipula uma malha de controle para tensão do barramento através de um controle PI, e um controle de corrente de saída baseado no método feed-forward empregando o cálculo de deslocamento de fase apresentado na equação 26. Também é realizado a sincronização com a rede através de um controle PLL.

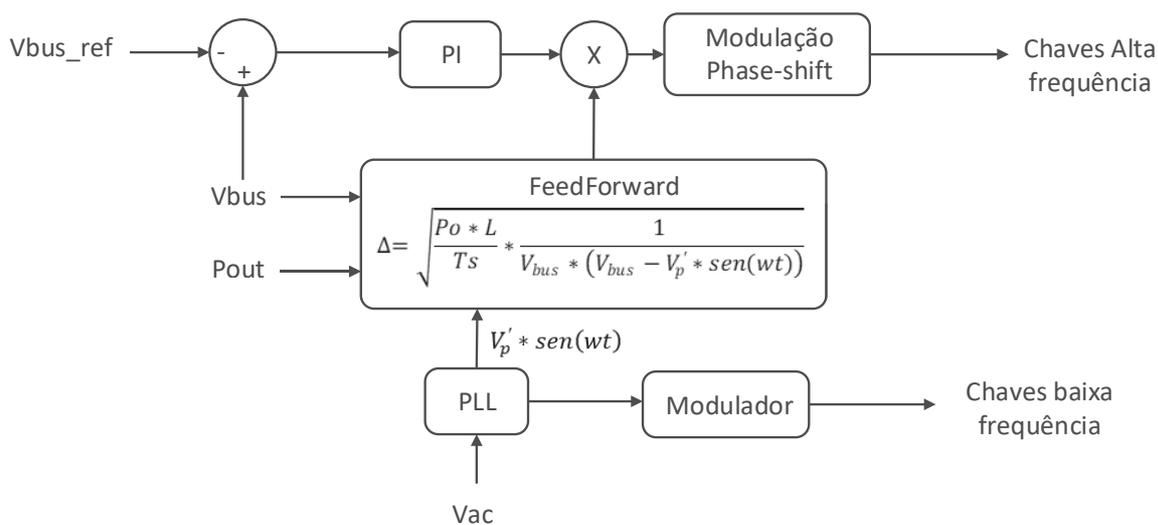


Figura 20 - Primeira forma de controle proposta

Fonte: Autoria própria.

2.5.2 Controle com realimentação de corrente

A segunda forma de controle é apresentada na Figura 21. As modificações com relação a primeira foi a troca do controle feed-forward por uma malha de controle de corrente PI interna a malha de tensão. A malha para controle de tensão do barramento é a malha externa de controle, possuindo uma velocidade de resposta lenta quando comparado com a malha de corrente. Esta malha possui uma velocidade de resposta baixa com a finalidade de evitar que a frequência de oscilação do barramento seja captada no controle, pois acabaria por inserir essa oscilação na corrente de saída, pois a saída deste controlador é aplicada multiplicando a referência do controle de corrente. A malha de corrente, por sua vez, é uma malha de resposta mais rápida de forma a permitir sua adequação as variações de potência sem que a forma senoidal seja comprometida.

Também houve a troca da sincronização por PLL que passou a ser através da tensão da rede. Para este controle a forma da tensão de saída é multiplicada pela malha de tensão, gerando uma referência de corrente, que é então comparada com a corrente de saída, aplicando-se o controle de corrente e enviando o sinal de acionamento dos interruptores de alta frequência.

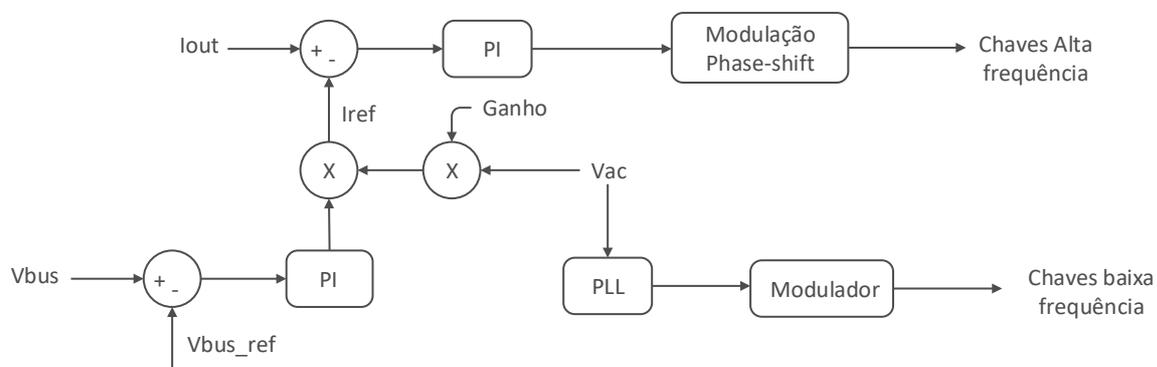


Figura 21 - Segunda forma de controle proposta

Fonte: Autoria própria.

2.5.3 Controle repetitivo

A terceira forma de controle é apresentada na Figura 22, onde é adicionado um controle repetitivo em paralelo PI de corrente. Deste modo as distorções da corrente que

forem periódicas são corrigidas pelo controle repetitivo, permitindo que o controle PI fique mais livre para atuar em transitórios.

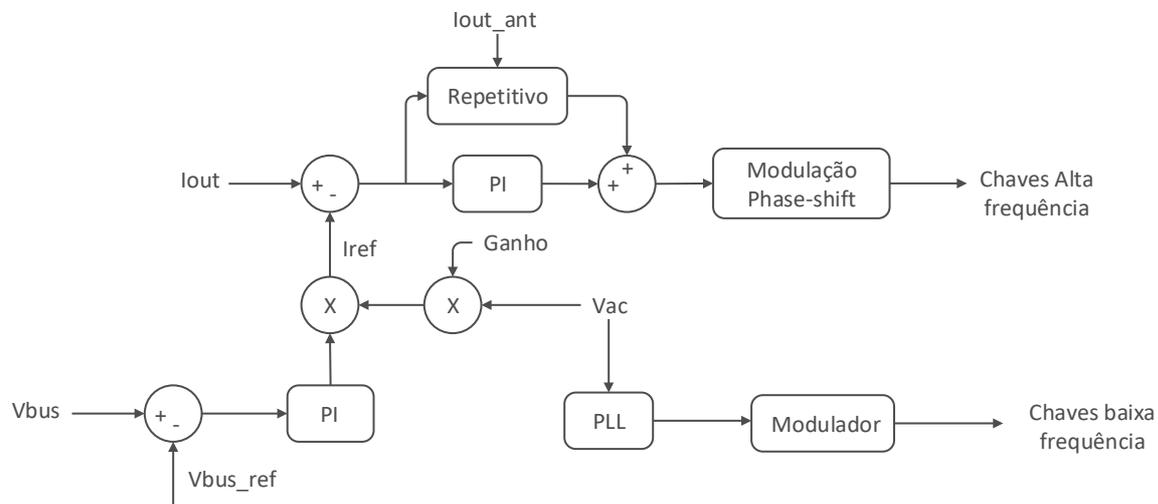


Figura 22 - Controle com repetitivo

Fonte: Autoria própria.

O controle repetitivo corresponde a um controle que propõe atuar sobre a planta com base no erro do ciclo anterior para um ponto do instante atual. Para isso é elaborado um vetor de erro e um vetor de atuação, ambos com tamanho igual ao número de vezes que o controle atua num ciclo de rede. Com base nestes dois vetores, que são responsáveis por armazenar as informações do ciclo anterior, o controlador atua no ciclo atual para corrigir o erro (DUARTE, 2017).

Com base em (DUARTE, 2017) foi implementado o repetitivo seguindo a seguinte equação a diferenças:

$$U_{rp}(k) = c_r e_r(k_{at} + d) + 0,25U_{rp}(k_{at} + 1) + 0,5U_{rp}(k_{at}) + 0,25U_{rp}(k_{at} - 1), \quad (29)$$

Onde k é a posição atual do vetor de saída do controlador, k_{at} é a mesma posição no vetor, mas do ciclo anterior, c_r é uma constante de ganho determinada por ajuste em bancada juntamente com o valor de d .

2.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada a topologia proposta, demonstrando suas etapas de operação, apresentando as principais formas de onda e equacionamentos e explicando suas formas de controle para este trabalho.

A topologia apresenta como características herdadas a baixa distorção harmônica e alto fator de potência na entrada, isolamento galvânica em alta frequência, comutação suave na entrada em condução para os interruptores de alta frequência, além de formas de corrente assimétricas nestas últimas.

Através das formas de operação é possível notar que no interruptor S2 é perdida a comutação ZVS (como é no conversor de origem) mas devido ao modo de condução descontinuo da entrada, obteve-se a comutação ZCS. Este modo de operação também possibilita a comutação ZCS para a saída em condução do interruptor S1.

Através do equacionamento do conversor foi possível determinar uma relação entre o defasamento da modulação phase-shift e as seguintes características do conversor: indutância de entrada, tensão no barramento, tensão de saída, potência e período de comutação. Utilizou-se então essa equação, para propor uma das formas de controle (feed-forward) do conversor juntamente com uma malha de tensão lenta para controle da tensão do barramento e um PLL para garantir a sincronia do conversor com a senoide da rede.

Duas outras formas de controle também foram apresentadas. Nelas o PLL aplicado na sincronia dos interruptores de alta frequência com a rede é substituído pela a aplicação da leitura da tensão da rede diretamente. Em ambos os controles é adicionada uma malha interna, de resposta rápida, para o controle da corrente. A diferença entre estas duas formas de controle se deve ao fato de que na primeira é utilizado apenas o controle PI, enquanto que na segunda é aplicado o controle repetitivo em paralelo.

3 SIMULAÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos através da simulação do conversor proposto, a fim de analisar seu funcionamento, sendo realizando uma conclusão ao final do capítulo. Para realização da simulação foi empregado o *software* PSIM™ versão 9.0, considerando componentes ideais. O circuito simulado é apresentado na Figura 23. Neste circuito a fonte trifásica V_{gen} opera como o gerador de uma turbina eólica enquanto que os indutores L_{in} representam a indutância da máquina (gerador). Neste circuito também é apresentado o indutor L_d , que é responsável por aumentar a dispersão do transformador, de maneira a reduzir o pico de corrente no transformador no período de defasagem do phase-shift, além de auxiliar na obtenção da comutação suave para os interruptores em alta frequência.

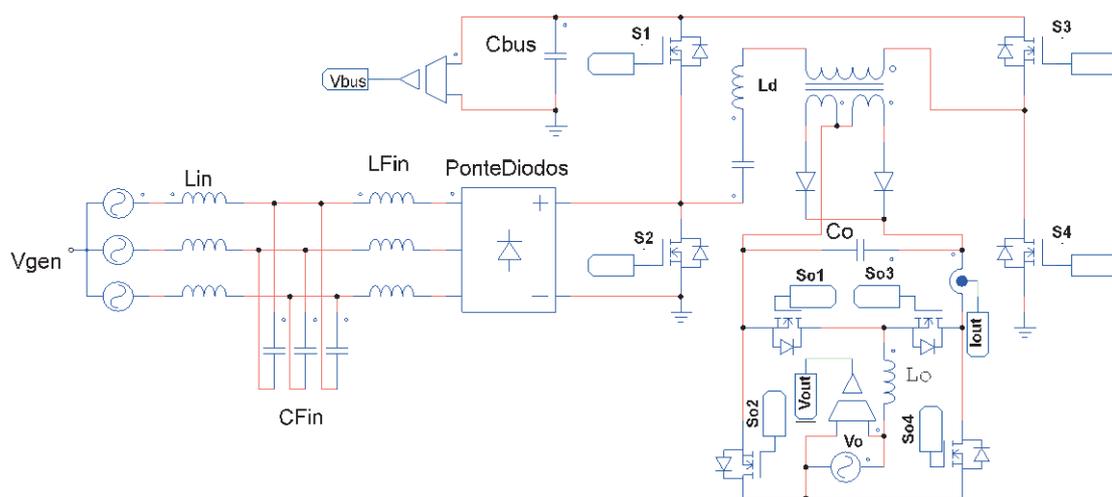


Figura 23 - Topologia Proposta Simulada

Fonte: Autoria Própria.

Para a aplicação da modulação por phase-shift na simulação, foi elaborado a criação de duas rampas com início em momentos diferentes definidos pelo controle, que são então utilizadas para a criação dos sinais PWM com razão cíclica fixa em 0,5 e tempo morto para o acionamento dos interruptores em alta frequência. Já para os interruptores de baixa frequência foi utilizado um sensor de tensão de saída que através de um código no bloco C do software determina o abrir e fechar dos interruptores em cada semiciclo. Os circuitos citados são apresentados na Figura 24.

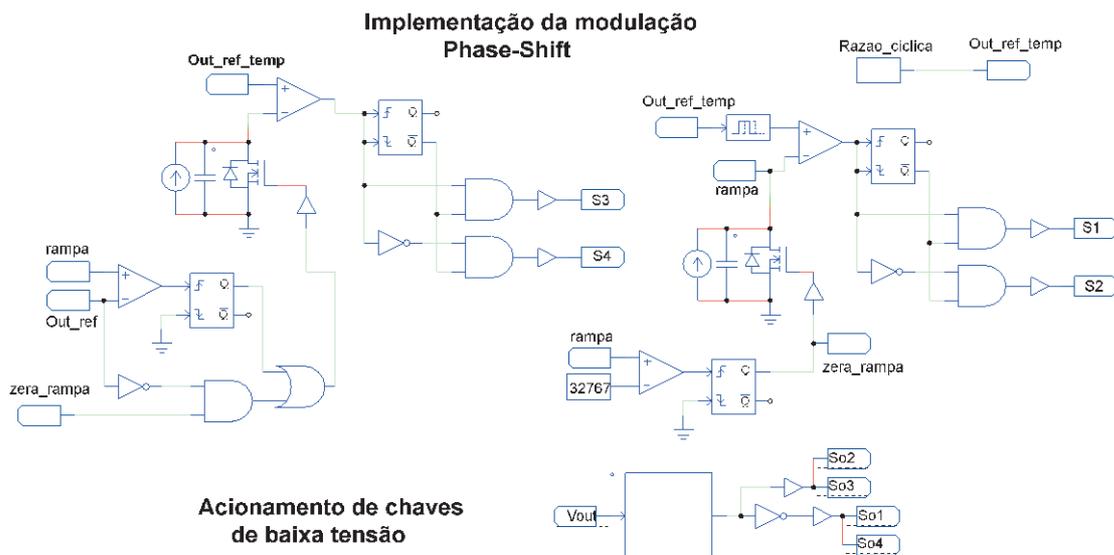


Figura 24 - Circuito simulado para acionamento dos interruptores

Fonte: Autoria própria.

Na implementação da simulação com a primeira proposta de controle, apresentada no capítulo anterior (controle por feed-forward), foi empregado o circuito da Figura 25.

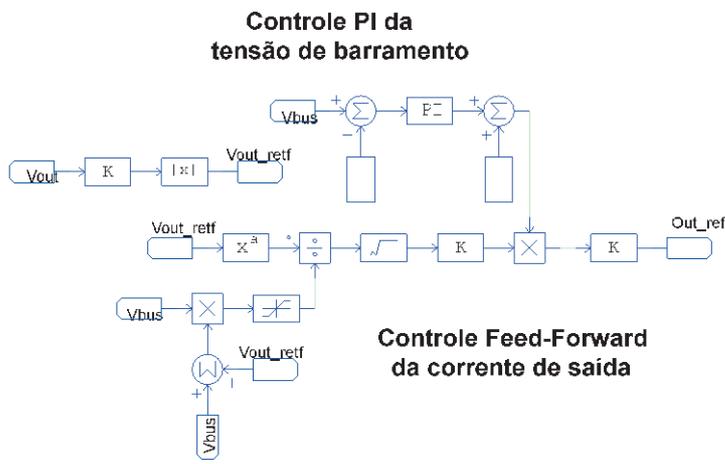


Figura 25 - Simulação com controle por feed-forward

Fonte: Autoria própria.

Para a segunda forma de controle (controle por PI de corrente) foi empregado o circuito mostrado na Figura 26.

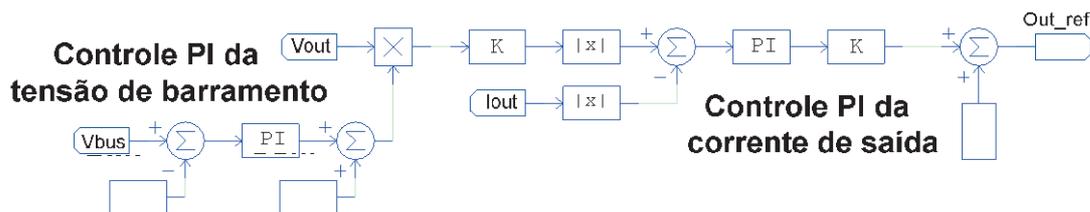


Figura 26 – Simulação com controle por PI de corrente.

Fonte: Autoria própria.

Os parâmetros empregados na simulação são descritos na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros de simulação

Parâmetro	Especificação
Capacitor primário transformador	20 μ F
Capacitores filtro de entrada	4,7 μ F
Indutores filtro de entrada	23 μ H
Capacitor barramento	1884 μ F
Transformador alta frequência	1:2
Indutância de dispersão	15 μ H
Capacitor filtro de saída	1 μ F
Indutor filtro de saída	1mH
Tensão de fase de entrada	55V
Frequência de entrada	60Hz
Tensão de saída	127V
Frequência de saída	60Hz
Potência nominal	400W
Frequência de comutação	43,2kHz

Fonte: Autoria própria.

A Figura 27 apresenta o resultado obtido por simulação para a saída do conversor proposto quando operando com o controle feed-forward. Observa-se que em potência nominal o controle operou adequadamente. Como resultado a distorção harmônica na corrente ficou em 2,85% o que é um valor baixo e aceito pela norma para injeção de potência na rede elétrica. Outra característica observável é o alto fator de potência que é próximo ao unitário.

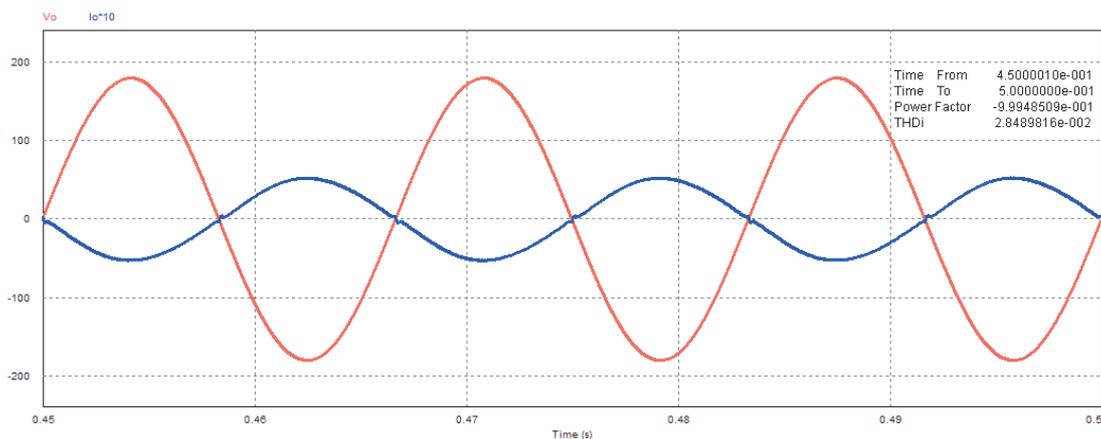


Figura 27 – Resultado de simulação tensão e corrente de saída (controle feed-forward)

Fonte: Autoria própria.

Devido as dificuldades encontradas na execução do controle feed-forward no protótipo, a análise por simulação se restringiu a mostrar os resultados deste controle no funcionamento do conversor. Os demais resultados apresentados para a simulação foram obtidos com a simulação empregando a segunda forma de controle, isto é, com o controle PI para a corrente de saída.

A Figura 28 apresenta a corrente na entrada do conversor, ou seja, a forma de corrente que o gerador eólico estaria sendo submetido a entregar. Nesta figura é possível observar que a corrente fornecida pelo gerador não é senoidal pura. Apesar disso sua distorção é menor do que quando comparada a sistemas que utilização unicamente a retificação com ponte de diodos. A distorção da corrente ficou em 4,2% tendo como valor de pico 7,55A e valor eficaz de 5,39A.

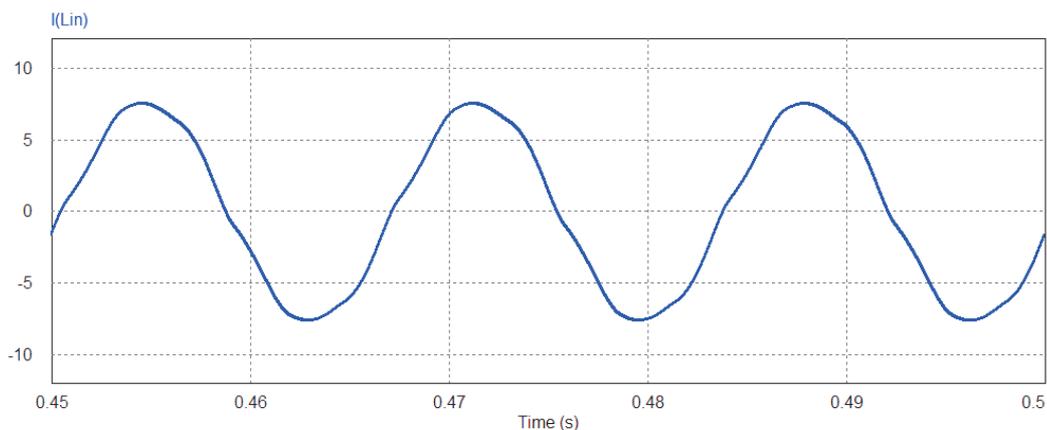


Figura 28 - Resultado de simulação corrente de entrada

Fonte: Autoria própria.

A Figura 29 mostra a tensão no capacitor de filtro da entrada do sistema. A tensão no capacitor é referente a tensão linha da entrada, que para a simulação foi aplicado um valor eficaz de 50V e frequência de 60Hz. A distorção da forma de onda da tensão ficou em 6,92%, que é um pouco maior quando comparado a corrente de entrada, mas isso é devido a componentes de alta frequência retida no capacitor de filtro.

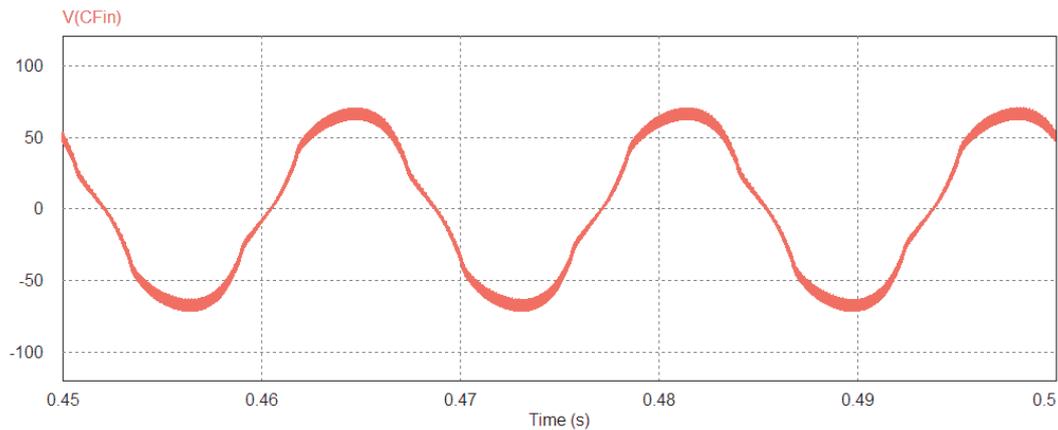


Figura 29 - Resultado de simulação tensão no capacitor do filtro de entrada

Fonte: Autoria própria.

Devido ao modo de operação descontínuo aplicado na entrada da topologia a corrente que passa pelo indutor de filtro da entrada deve apresentar essa característica descontínua. Na Figura 30 é apresentada a corrente no indutor de filtro no momento mais crítico para se manter essa condição, que devido a mesma apresentar um formato senoidal (Figura 31) é no ápice desta senoide. É interessante destacar que essa corrente é a mesma que os diodos da ponte retificadora estarão submetidos com a única diferença que para estes a condução ocorre num único semiciclo.

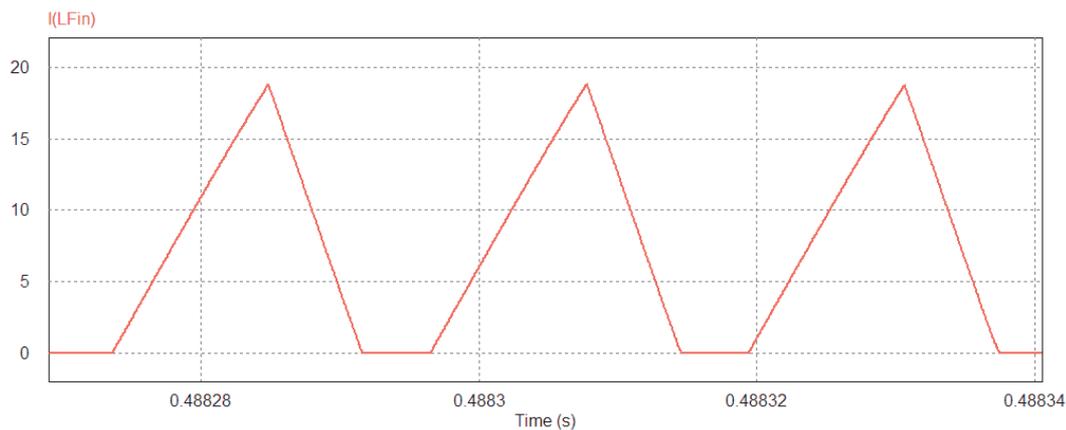


Figura 30 - Resultado de simulação corrente no indutor de filtro da entrada (visualização em alta frequência)

Fonte: Autoria própria.

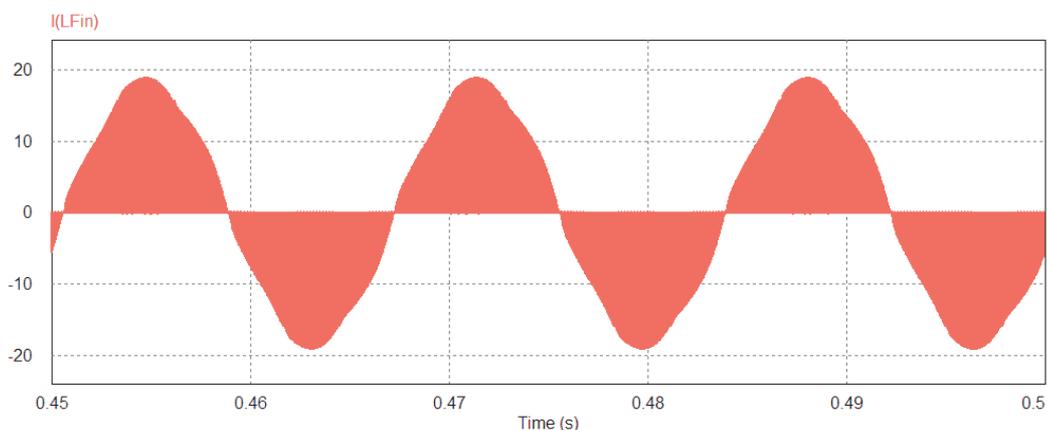


Figura 31 - Resultado de simulação corrente no indutor de filtro da entrada (visualização em baixa frequência)

Fonte: Autoria própria.

Devido a tensão de saída possuir formato senoidal ocorre uma oscilação no barramento CC. Esta oscilação dependente majoritariamente da frequência de saída do sistema. Esta oscilação pode ser observada na Figura 32. Nota-se que para uma frequência de 60Hz para a saída, obtém-se uma oscilação na frequência de 120Hz no barramento. A amplitude da oscilação é um pouco mais do que 2V, que para uma tensão de barramento de 140V é uma variação bem pequena (menor do que 2%).

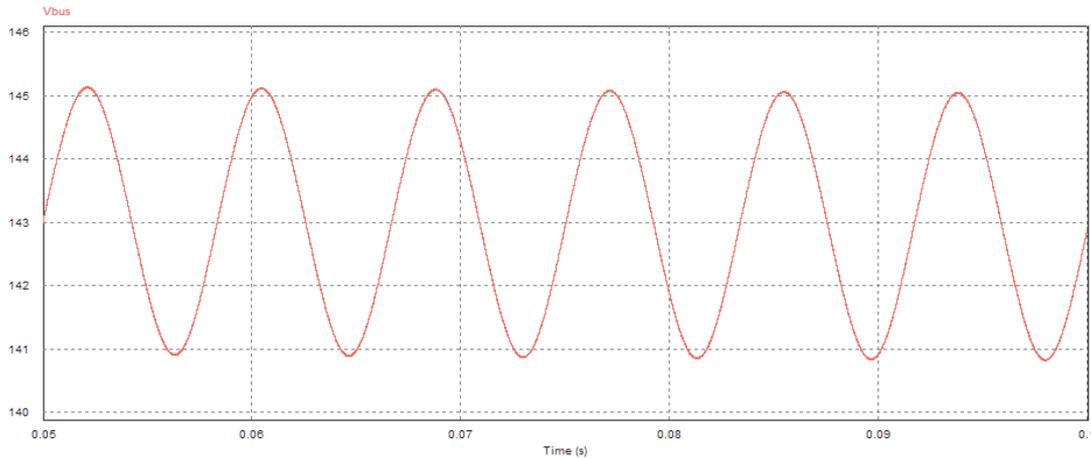


Figura 32 - Resultado de simulação tensão no barramento

Fonte: Autoria própria.

A tensão aplicada sobre os interruptores de alta frequência é sempre a tensão do barramento CC. Já os esforços de corrente sofridos por estes interruptores são assimétricos, devido as características herdadas do conversor ZVS-PWM. O segundo braço de comutação, composto pelos interruptores S3 e S4 apresenta esforços bem parecidos de corrente e podem ser observados na Figura 33. A corrente nestes semicondutores apresenta um valor de pico de 22A e um valor eficaz próximo de 6A.

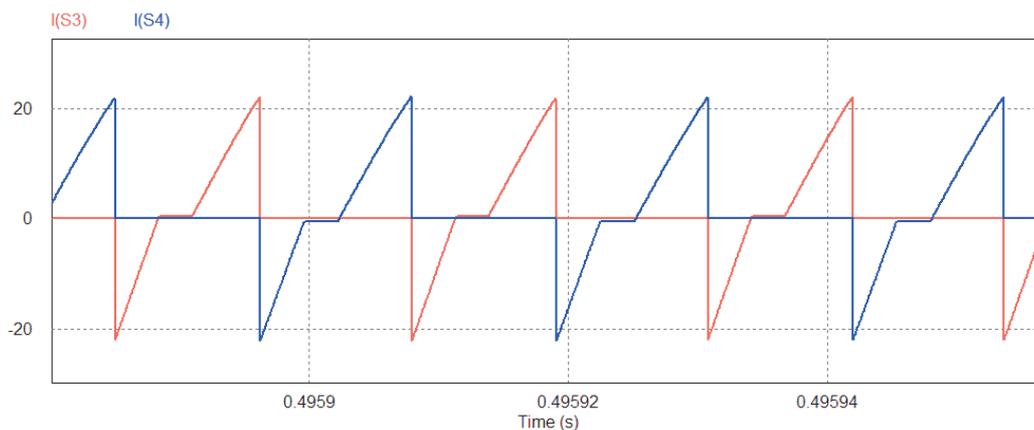


Figura 33 - Resultado de simulação correntes nos interruptores S3 e S4 (visualização em alta frequência)

Fonte: Autoria própria.

Os interruptores do primeiro braço de comutação não possuem essa mesma semelhança. Devido ao seu funcionamento como um conversor boost junto a entrada. As formas de onda de corrente simuladas destes semicondutores são apresentadas na Figura 34

juntamente com o acionamento destes. O interruptor S2 é o semiconductor, dentre os interruptores de alta frequência, que sofre o maior esforço de corrente, passando dos 30A o valor da corrente de pico, enquanto que o interruptor S1 sofre o menor esforço com valores de pico inferiores a 20A. Também é possível observar na Figura 34 o bloqueio do interruptor S1, e a entrada do interruptor S2 sob a condição de corrente nula que permitem menores perdas de comutação ao conversor.

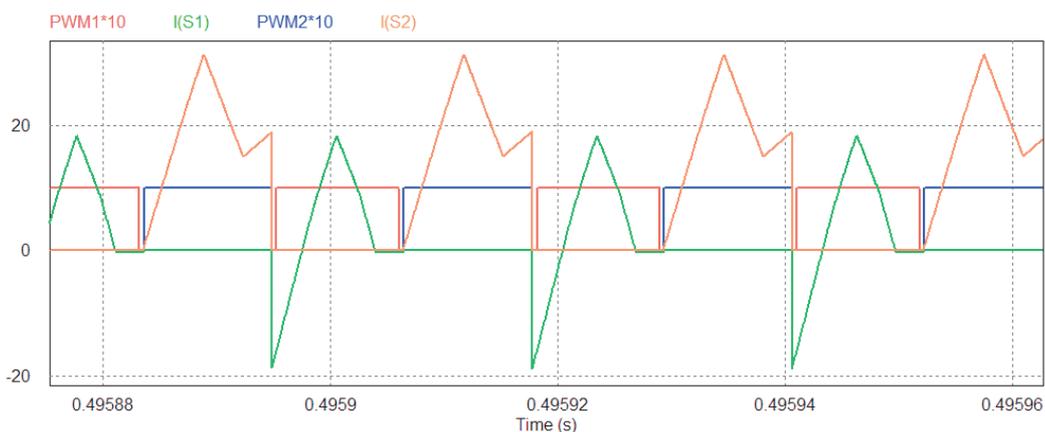


Figura 34 - Resultado de simulação correntes nos interruptores S1 e S2 (visualização em alta frequência) com respectivos acionamentos

Fonte: Autoria própria.

Na Figura 35 é apresentado a tensão nos interruptores S1, S3 e S4 e seus respectivos acionamentos, sendo visualizado na frequência de comutação. Para facilitar a visualização as formas de onda dos interruptores S1 e S4 foram deslocadas e os acionamentos dos interruptores foram multiplicados por 100. Nesta figura é possível observar o momento que os interruptores são comandados a acionar. Nota-se que no momento em que os interruptores são acionados a tensão sobre eles é nula comprovando seu acionamento por comutação suave, como previsto no funcionamento do conversor. Também é possível notar, que no caso do interruptor S1, o abrir do interruptor também é obtido sobre tensão nula.

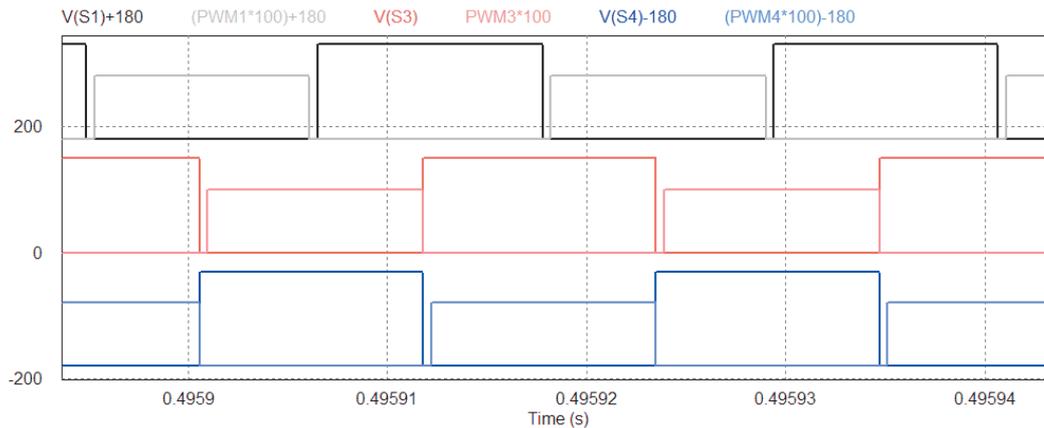


Figura 35 - Resultado de simulação tensão nos interruptores S1, S3 e S4 e seus respectivos acionamentos (vizualização em alta frequência)

Fonte: Autoria própria.

Na Figura 36 é mostrada a tensão e corrente (multiplicada por 5) do primário do transformador juntamente com a indutância de dispersão. A tensão aplicada neles é a tensão do barramento CC (média de 144V) e a duração dessa aplicação é dada pela razão cíclica do phase-shift. Na corrente é possível observar instantes em que seu valor é nulo, demarcando o modo de operação em DCM da saída. Seu valor de pico foi de 20,3A e seu valor eficaz de 11,4A.

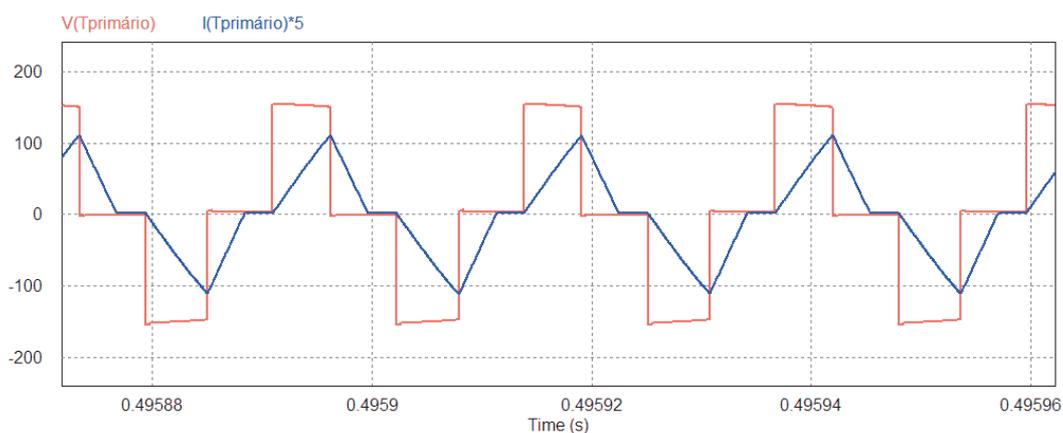


Figura 36 - Resultado de simulação tensão e corrente (x5) no primário do transformador

Fonte: Autoria própria.

Devido a relação de transformação de 1 para 2 determinada para o transformador a corrente no secundário apresenta metade dos valores obtidos no primário. Esta corrente, que é apresentada na Figura 37, apresenta condução apenas positiva devido a forma de construção da saída (aplicação dos diodos de saída para retificação). Já a tensão de saída,

devido a imposição de tensão da rede, obteve valores em torno de 180V, com uma oscilação dependente do indutor de filtro da saída.

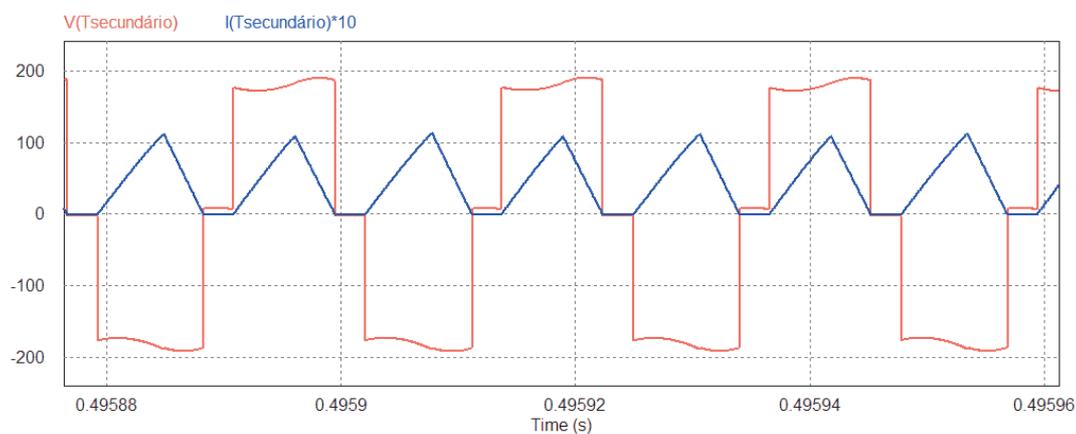


Figura 37 - Resultado de simulação tensão e corrente (x10) no secundário do transformador

Fonte: Autoria própria.

Na Figura 38 é apresentada as formas de onda de tensão e corrente para um dos diodos de saída. Por meio da estrutura proposta a tensão incidente sobre os diodos é a soma das tensões dos dois enrolamentos secundários, de forma que se observa na Figura 38 o dobro do valor de tensão observados na Figura 37. Apesar disso o valor médio é o mesmo pois o valor de tensão incide apenas por metade do período de comutação. A corrente observada no diodo será a mesma apresentada pelo secundário do transformador, mas ocorrerá somente quando a tensão sobre o diodo o polarizar diretamente. Logo seu valor médio e eficaz será diferente.

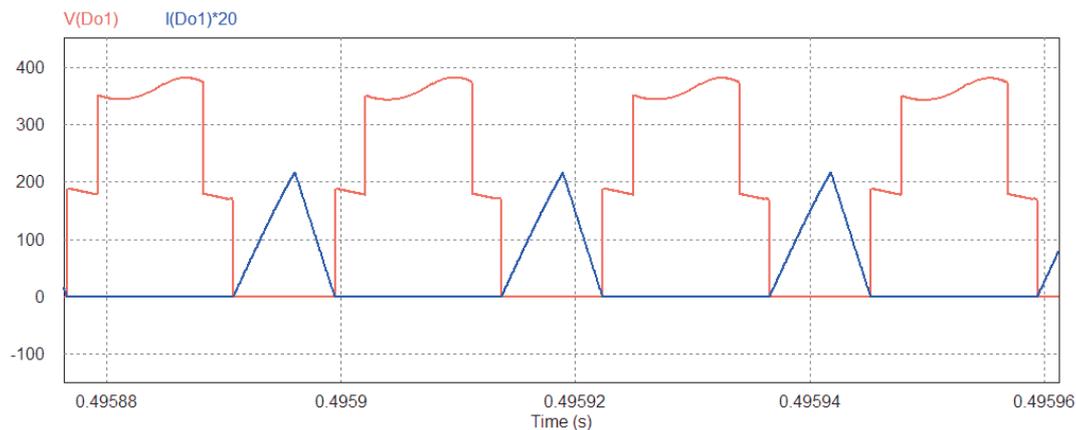


Figura 38 - Resultado de simulação tensão e corrente (x20) em um dos diodos de saída

Fonte: Autoria própria.

A saída do sistema simulado pode ser vista na Figura 39. A tensão que se observa é imposta pela fonte que simula a rede elétrica. Como resultado toda a distorção da forma de onda se encontra na corrente de saída. Através do controle PI empregue na simulação foi possível obter um resultado satisfatório da forma de onda de corrente, com uma distorção harmônica menor do que 2% como pode ser visto na Figura 39. Outra característica importante em se observar é o fator de potência alcançado com esta topologia na simulação que é quase unitário, atingindo 99,96%. Nesta simulação a corrente obteve um valor eficaz de 3,18A o que permitiu atingir a potência nominal de 400W.

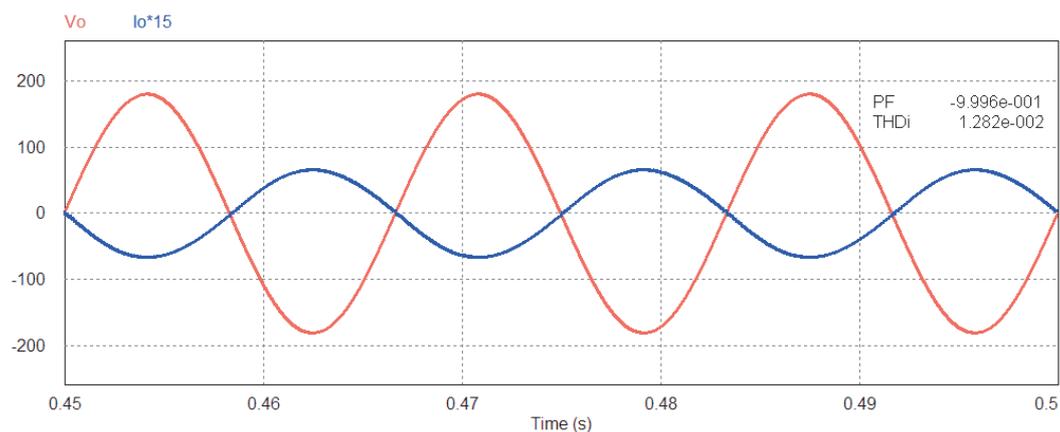


Figura 39 - Resultado de simulação tensão e corrente (x15) da saída ligada a rede

Fonte: Autoria própria.

3.1 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos por simulação. Através destes foi possível confirmar seu funcionamento como proposto em teoria, validando as formas de onda e etapas de operação. Também foi possível analisar o controle proposto para o conversor tanto em malha fechada de corrente como o controle feed-forward sugeridos no capítulo anterior. Nota-se que ambos os controles obtiveram bom resultado quando em ambiente simulado. Foi possível também analisar os resultados referentes a entrada e saída com formato senoidal, de forma a garantir o funcionamento adequado mesmo quando em ponto crítico (ápice da senoide), e avaliar nível de oscilação no barramento devido a saída senoidal.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos através da montagem de um protótipo para validar o conversor proposto. Neste capítulo também são analisados estes resultados e realizada uma conclusão no fim deste capítulo.

Para a montagem do protótipo foram empregadas duas placas LTSRI(0R1) da empresa NHS, onde foram implementados o barramento e os braços de comutação em alta frequência em uma das placas, enquanto que na outra foi implementado os interruptores de baixa frequência para inversão. Estas placas já contavam com o sistema para acionamento dos interruptores, sensores e portas para fácil adição dos mesmos, além de fazer uso de um DSP para a programação do conversor. Outra vantagem a citar na utilização das placas LTSRI(0R1) é possuir a possibilidade de comunicação com o computador, possibilitando a visualização em tempo real de variáveis. Estas placas são apresentadas na Figura 40.



Figura 40 - Placas LTSRI(0R1)

Fonte: Autoria própria.

Também foram construídas 4 placas adicionais para completar o circuito, Figura 41. Na placa (a) foi implementado o filtro de entrada e a ponte retificadora H. Na placa (b) foi adicionado o transformador em alta frequência, os diodos de saída, o filtro capacitivo de saída, e um indutor que foi necessário para complementar a indutância de dispersão, a fim de reduzir o pico de corrente da etapa de deslocamento do phase-shift. As outras duas placas foram montadas para o emprego de um sensor de corrente (d) e para um transformador em baixa frequência com um divisor resistivo para o sensor da tensão da rede (c).

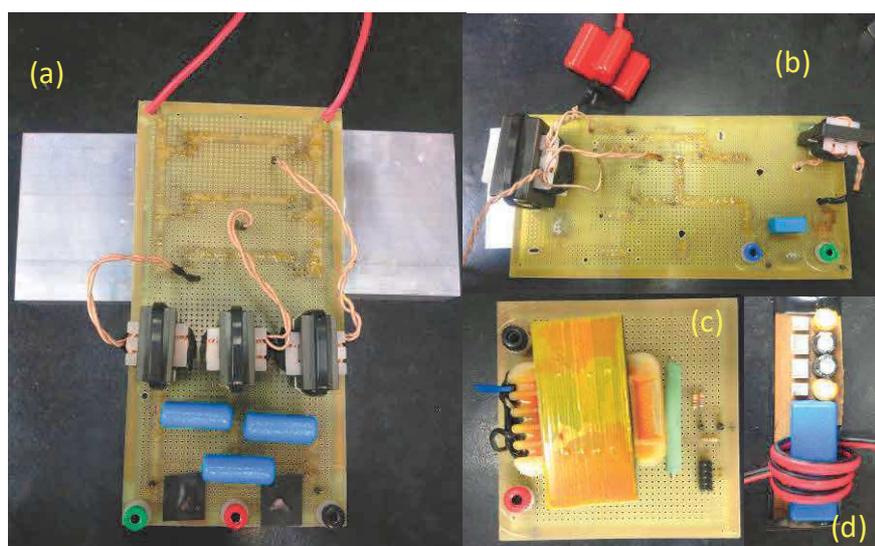


Figura 41 - (a) placa filtro de entrada e ponte H; (b) Transformador em alta frequência ,indutancia de dispersão e filtro de saída;(c) Transformador e divisor resistivo; (d) sensor de corrente

Fonte: Aatoria própria.

Para o teste do protótipo foi empregado a fonte *Agilent* 6813B com a finalidade de simular a rede elétrica. Uma vez que esta fonte não possui capacidade de receber potência, foi conectado, em paralelo a fonte, 3 cargas de 75 ohms de modo a possibilitar a injeção de potência pelo protótipo através das cargas.

Para emular o gerador eólico foi utilizado um varivolt trifásico responsável por variar a tensão para níveis fornecidos pela turbina.

O diagrama esquemático da montagem do protótipo pode ser visto na Figura 42.

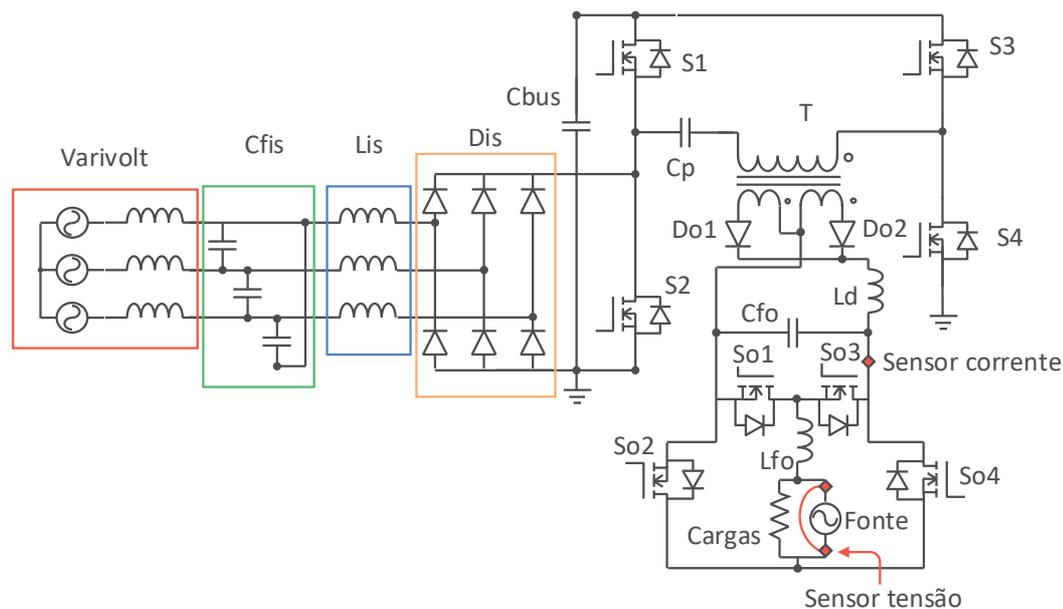


Figura 42 – Diagrama esquemático de montagem

Fonte: Autoria própria.

A programação foi implementada no DSP56F84673 da Freescale. Para tanto foi realizada a programação em C através do programa Code Warrior fornecido também pela Freescale.

Na Tabela 2 são especificados os parâmetros do protótipo.

Tabela 2 – Lista de Componentes empregados

Parâmetro	Especificação
Controlador digital	DSP56F84673
Capacitor filtro de entrada	4,7 μ F, 250V, poliéster
Indutor de entrada	26 μ H
Diodos ponte retificadora	IDH16G65C5
Capacitor barramento	4 x (1000 μ F, 250V, eletrolítico)
interruptores alta frequência	IRGPS66160DPbF
Capacitor em série com o transformador	3 x (6,8 μ F, 400V, poliéster)
Transformador alta frequência	$I_p = 907,8 \mu$ H, $I_s = 2,05$ mH
Diodos de saída	IDW15G120C5B
Capacitor filtro de saída	1 μ F, 250V, poliéster
interruptores baixa frequência	IRGPS66160DPbF
Indutor filtro de saída	1 mH
Tensão de fase de entrada	50V
Frequencia de entrada	60Hz

Tensão de saída	127V
Frequencia de saída	60Hz
Potência	400W
Frequencia de comutação	43,2kHz

Na Figura 43 é possível observar a saída do conversor, junto à rede, quando controlado através do método feed-forward apresentado no item 2.5.1 deste trabalho.

Durante a implementação deste controle observou-se algumas dificuldades. A implementação do controle PLL, junto aos interruptores de alta frequência, não foi possível devido a problemas de software. Como forma de contorno a sincronia com a rede foi implementada através da tensão de saída do conversor, onde a tensão da rede gera a própria referência senoidal. Desta forma a tensão de saída é enviada diretamente ao controle feed-forward. Outro problema encontrado foi a capacidade do controle manter a forma de onda da corrente em toda a faixa de funcionamento do conversor. Isto ocorreu devido à dificuldade de ajustes dos vários parâmetros decorrentes das contas que são necessárias no emprego do feed-forward. Como decorrência observa-se que a distorção da corrente na Figura 43 ficou um tanto quanto elevada (7,95%), o que ultrapassa os limites da norma para injeção na rede, e para valores de potência mais próximos ao nominal, ou seja, mais perto dos 400W esta distorção se tornava ainda mais significativa. Outro problema que é possível observar é que devido a troca do método de controle para sincronizar a saída com a rede elétrica, acarretou um defasamento entre a corrente e a tensão. Devido a estes fatores optou-se pela troca da forma de controle.

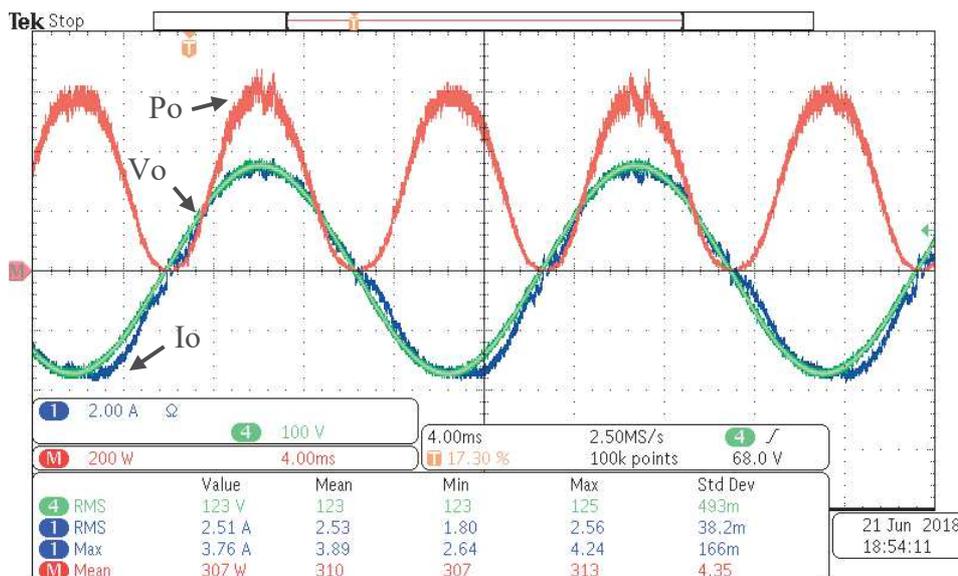


Figura 43 -Tensão(verde), corrente (azul) e potência (vermelho) de saída controle feed-forward

Fonte: Autoria própria.

Para os testes realizados através da segunda forma de controle a sintonia dos controladores PIs foram feitos por ajuste em bancada. Apesar dos bons resultados apresentados em simulação para o emprego do controle PI para a corrente de saída, houve dificuldade durante a implementação do protótipo de sintonizar o mesmo de forma que os resultados fossem satisfatórios, garantindo que a distorção harmônica se enquadrasse aos valores da norma. Para resolver este problema com a distorção optou-se pela utilização da terceira forma de controle apresentada no capítulo 2, com a adição de um controle repetitivo em paralelo com o PI de corrente.

Na Figura 44 é possível observar a tensão e a corrente de saída do conversor, bem como a potência obtida na saída. Lembrando que a rede impõe o valor de tensão, o sinal da corrente é dependente da saída do conversor. Diante disso a qualidade da corrente de saída observada é evidência da eficácia dos controles (de corrente), que no caso é uma senoidal com baixa distorção e valor eficaz de 3,2A. Na mesma figura observa-se ainda a potência entregue pelo conversor no valor de 400W.

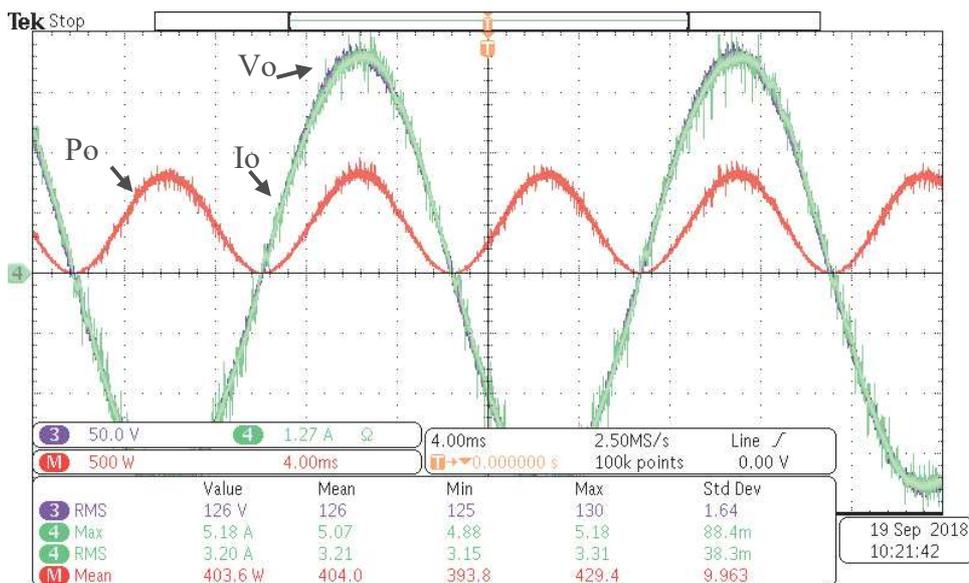


Figura 44 – Tensão(V_o), corrente (I_o) e potência (P_o) de saída controle de corrente com PI e Repetitivo

Fonte: Autoria própria.

Segundo a normativa da ANEEL, para que um conversor realize injeção na rede o mesmo necessita ter uma distorção harmônica menor do que 5%. Na Figura 45 temos a análise harmônica da corrente de saída do conversor. Essa análise foi obtida com o arquivo de pontos gerado pelo osciloscópio utilizado na medição do conversor, aplicado ao software MatLab versão R2016a utilizando o Simulink.

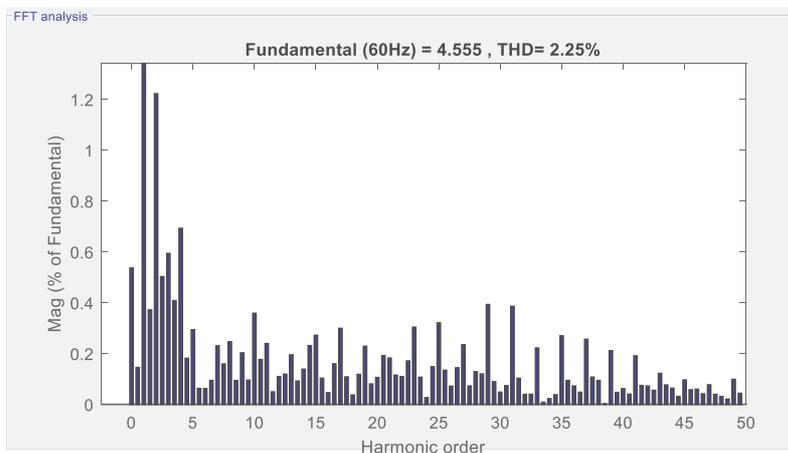


Figura 45 - Análise da distorção harmônica da corrente injetada na rede

Fonte: Autoria própria.

Na Figura 46 observa-se a saída retificada do conversor antes da passagem pelos interruptores em baixa frequência que são responsáveis por inverter um dos semiciclos.

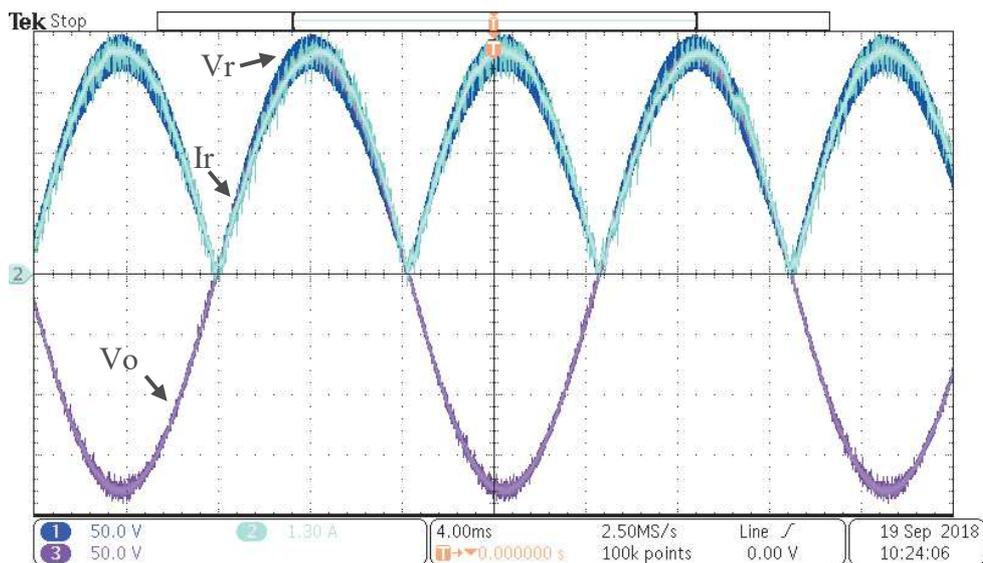


Figura 46 – Tensão de saída(V_o), tensão(V_r) e corrente(I_r) retificados

Fonte: Autoria própria.

Uma das desvantagens da topologia proposta é o decorrente elevado valor da tensão imposta sobre os diodos de saída, pois neles incide a soma das tensões dos dois enrolamentos do secundário do transformador, conforme observado na Figura 47 e na Figura 48. Nelas pode-se notar que a tensão chega ao patamar dos 400V esperado devido ao dobro da tensão de saída do conversor, mas também se observa uma sobretensão nos diodos de saída chegando a valores próximos de 500V.

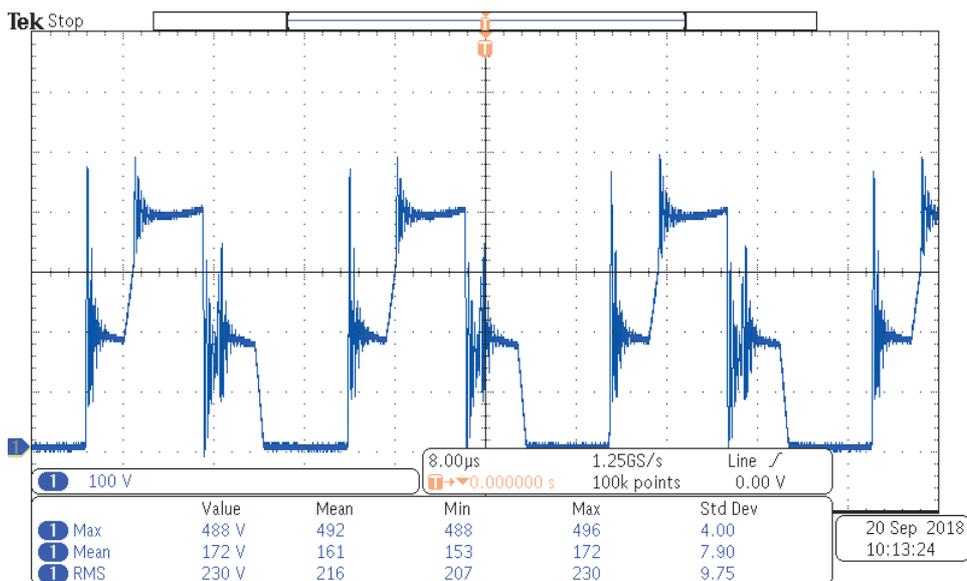


Figura 47 – Tensão no diodo de saída em alta frequência

Fonte: Autoria própria.

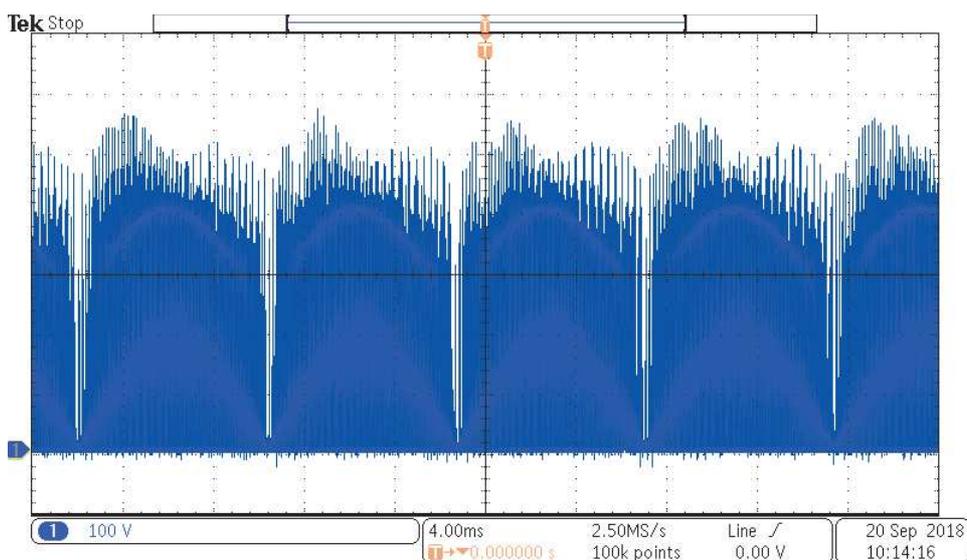


Figura 48 – Tensão no Diodo de saída em alta frequência

Fonte: Autoria própria.

Na Figura 49 é apresentada a tensão do barramento. Devido a topologia utilizar um transformador, a tensão de barramento não necessita ser superior à tensão da rede para garantir a injeção de corrente na mesma. A tensão máxima no barramento foi de 160V. O barramento apresenta uma oscilação na frequência de 120 Hz com amplitude de 5V, como é observado na Figura 50.

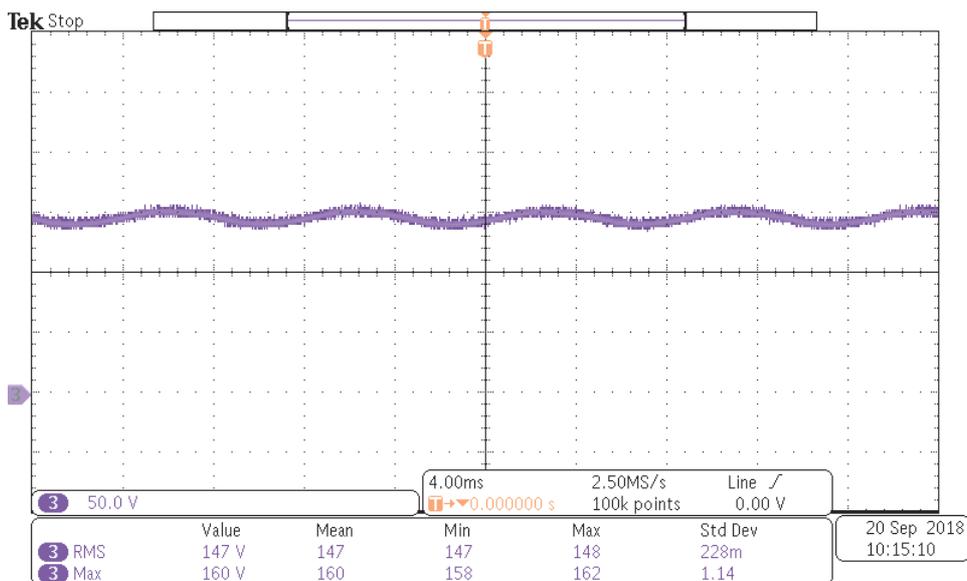


Figura 49 – Tensão no barramento

Fonte: Autoria própria.

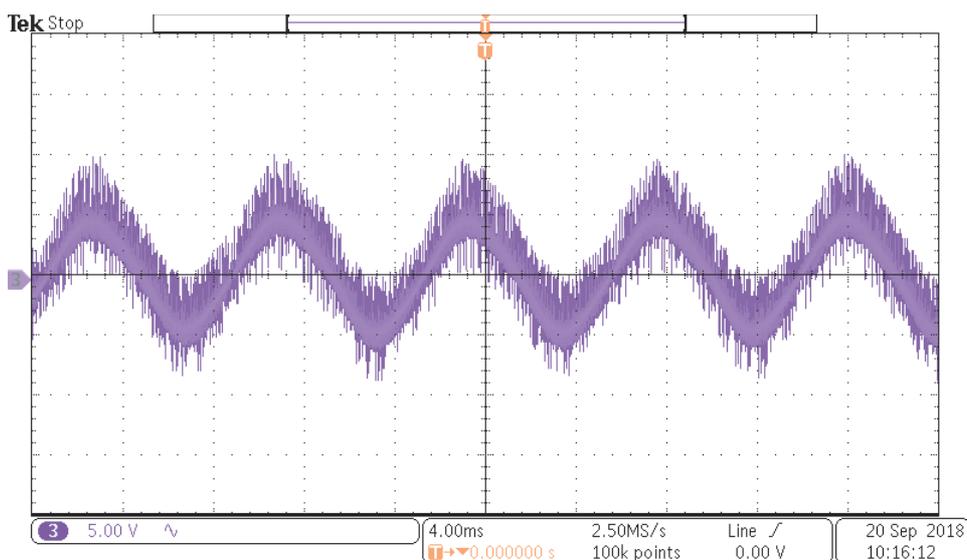


Figura 50 - Componente alternada da tensão no barramento

Fonte: Autoria própria.

A Figura 51 e a Figura 52 apresentam a tensão e corrente obtidas no primário do transformador, vistas em baixa e alta frequência respectivamente. O valor máximo de tensão observado ficou em torno de 170V, já a corrente alcançou o valor máximo de 24,2A e um valor eficaz de 7,96A. Devido ao modo de operação descontínuo, tem-se altos valores para pico de corrente, os quais são determinados pelo tempo de condução estipulado pelo controle.

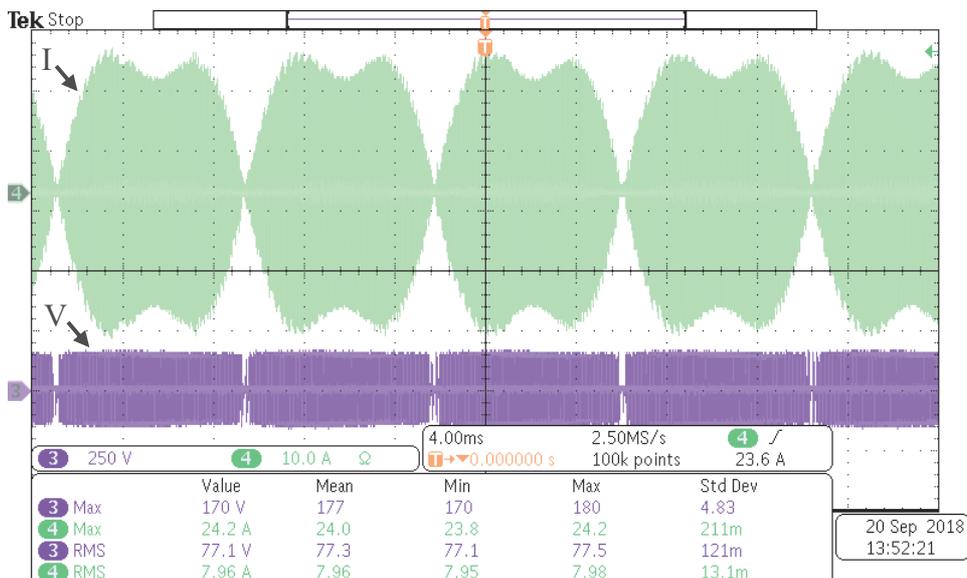


Figura 51 - Tensão (V) e corrente (I) no primário do transformador em baixa frequência

Fonte: Autoria própria.

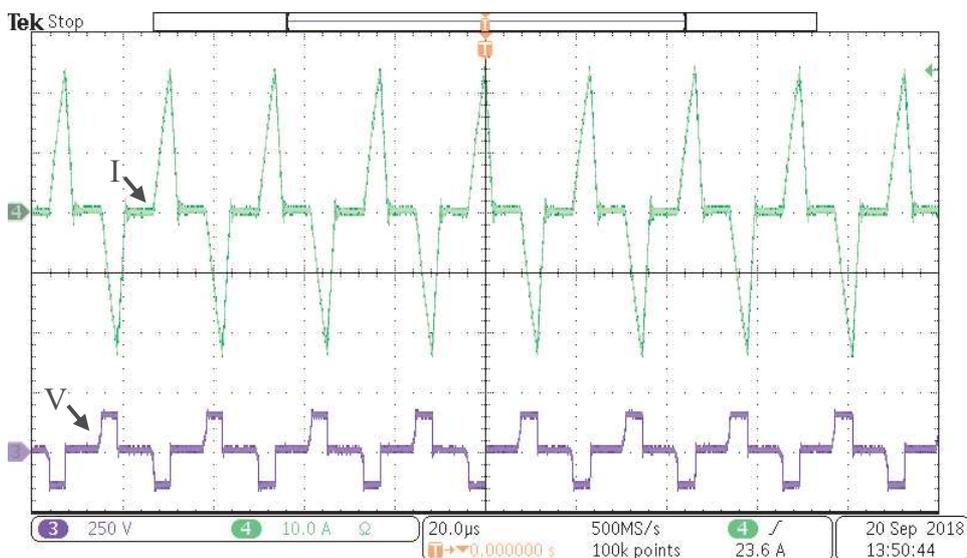


Figura 52 - Tensão (V) e corrente (I) no primário do transformador em alta frequência

Fonte: Autoria própria.

O protótipo apresentou uma corrente com valor médio no primário do transformador, para resolver este problema foi inserido um capacitor em série com o primário. A Figura 53 apresenta a tensão neste capacitor. Como é possível observar o

capacitor passou a filtrar o valor médio da tensão do transformador e como resultado obteve um valor médio de tensão igual a 600mV.

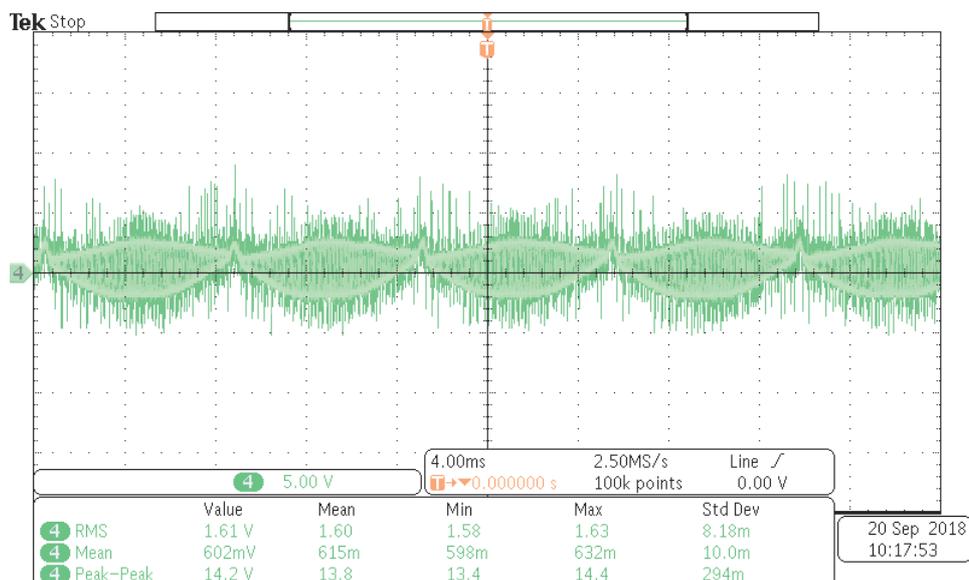


Figura 53 – Tensão do capacitor em série com o primário do transformador

Fonte: Autoria própria.

As formas de onda da tensão e corrente de um enrolamento do secundário são apresentadas na Figura 54 e na Figura 55, respectivamente baixa e alta frequência. A corrente no secundário do transformador é oriunda da interação entre a corrente no primário e a relação de transformação, e sua forma retificada é devido aos diodos de saída. Esta corrente atingiu valores de pico de 16,8A e valor eficaz de 3,86A. Já a tensão no secundário tem seu valor imposto, não pela relação de transformação, mas pela rede elétrica conectada na saída do conversor. Observa-se que o valor da tensão no secundário fica próximo a 200V com uma sobre tensão em torno dos 300V. É interessante notar que a tensão apresenta um segundo patamar de tensão próximo aos 50V. Esse patamar é resultado da interação do indutor, adicionado ao secundário para aumentar a dispersão no transformador, e a tensão da rede.

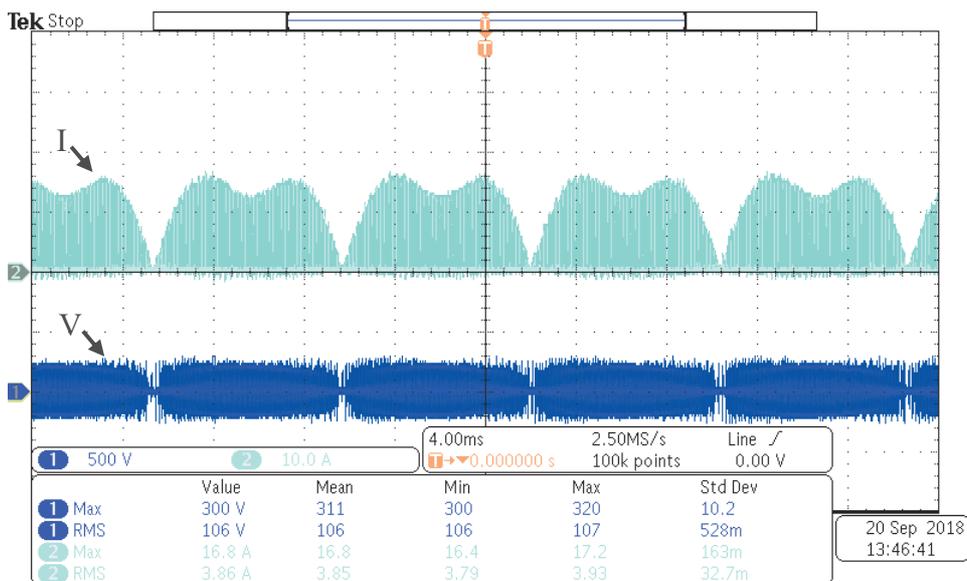


Figura 54 - Tensão (V) e corrente (I) no secundário do transformador em baixa frequência

Fonte: Autoria própria.

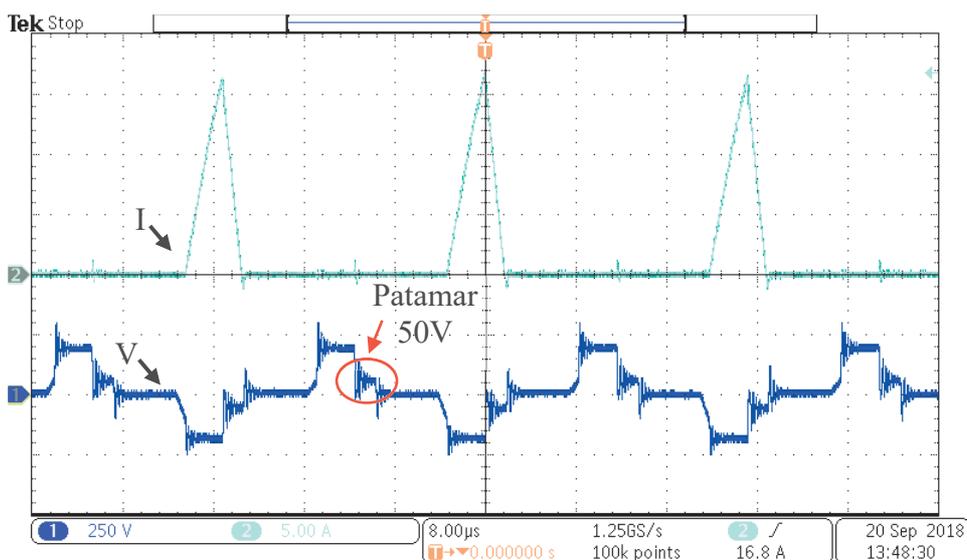


Figura 55 - Tensão (V) e corrente (I) no secundário do transformador em alta frequência

Fonte: Autoria própria.

A corrente no indutor de filtro da entrada é mostrada na Figura 56, onde é possível observar o formato senoidal que é mantido pelo conversor em sua entrada. A corrente apresentou um valor de pico de 18,8A e eficaz de 7,24A. Também se nota a característica de condução descontínua na entrada, que pode ser mais claramente vista na Figura 57.

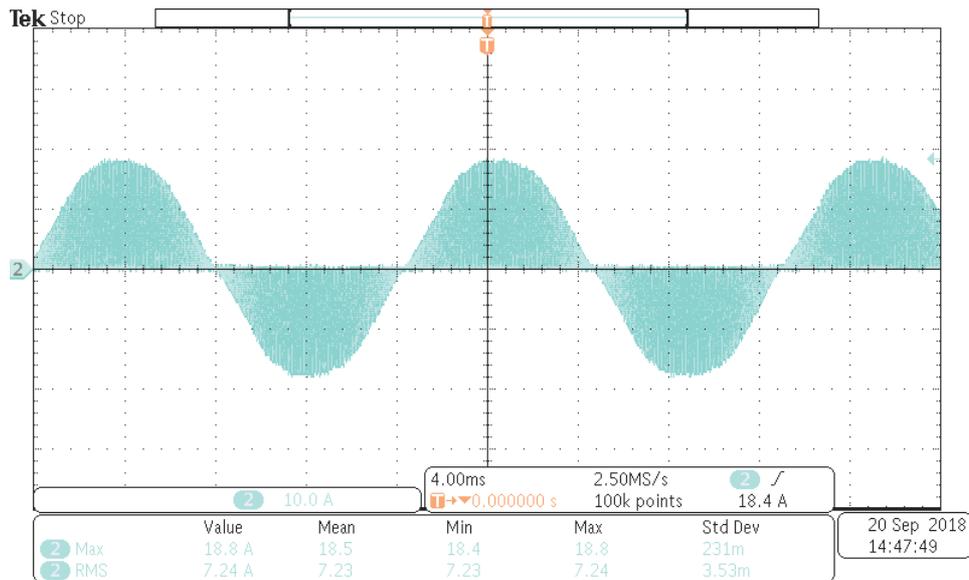


Figura 56 - Corrente no indutor de filtro da entrada em baixa frequência

Fonte: Autoria própria.

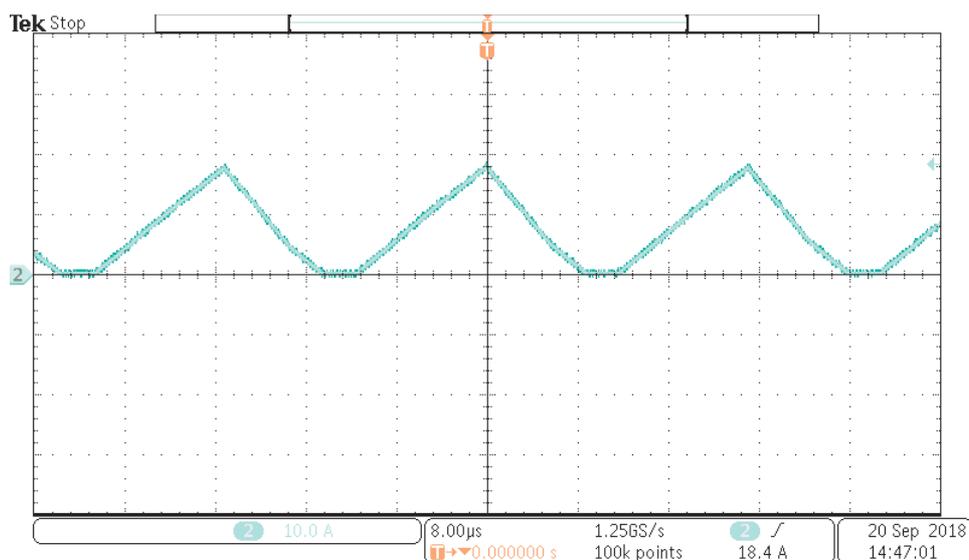


Figura 57 - Corrente no indutor de filtro da entrada em alta frequência

Fonte: Autoria própria.

A Figura 58 apresenta as correntes de entrada do conversor, enquanto que a Figura 59 apresenta as tensões de fase da entrada. A corrente obteve um valor máximo de 9,4A e eficaz de 5,5A. A tensão de fase apresentou um valor eficaz de 52,1V o que representa um valor de linha de 30V.

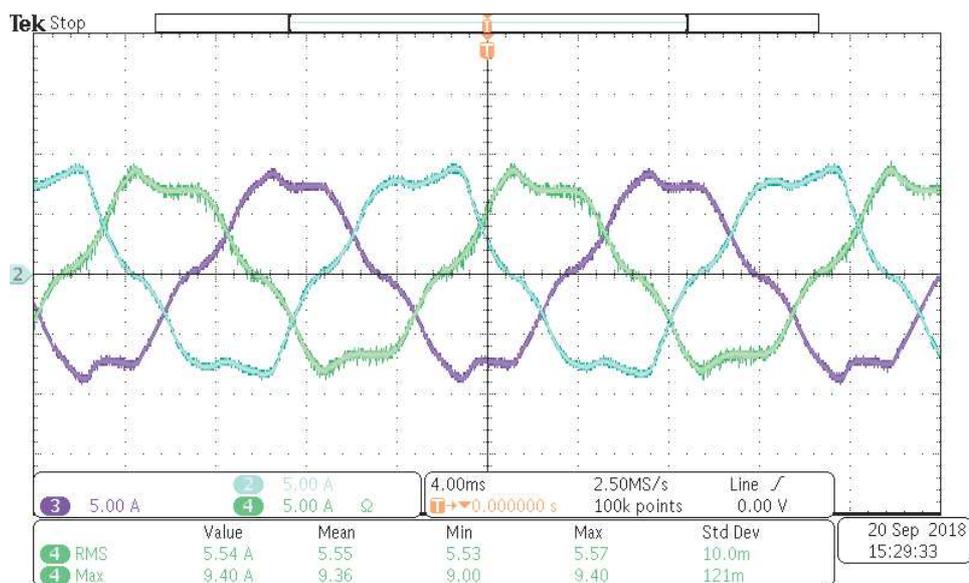


Figura 58 – Correntes de entrada

Fonte: Autoria própria.

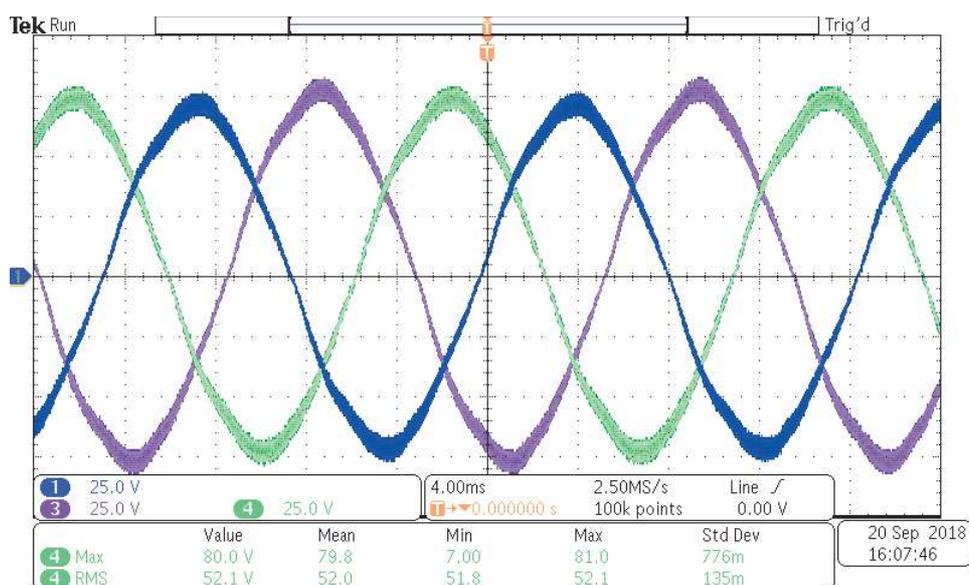


Figura 59 – Tensões de fase na entrada

Fonte: Autoria própria.

Empregando a mesma metodologia que a utilizada para determinar a THD da corrente de saída, foi analisada a distorção harmônica para a tensão e corrente de entrada. Obteve-se a distorção de 12,1% para a corrente e de 2,47% para a tensão. Comparando com as distorções em Tibola (2009), que utiliza unicamente a ponte retificadora, é possível notar a melhora nos resultados. Todo o conteúdo harmônico da corrente do conversor proposto, a qual apresentou a maior taxa de distorção neste trabalho, remete ao valor da 5

harmônica de Tibola (2009) conforme apresentado na Figura 60 (a). Quanto as diferenças das distorções na tensão, estas são mais expressivas, pois a componente de maior representatividade em Tibola (2009) possui uma distorção de 17,6%, Figura 60 (b).

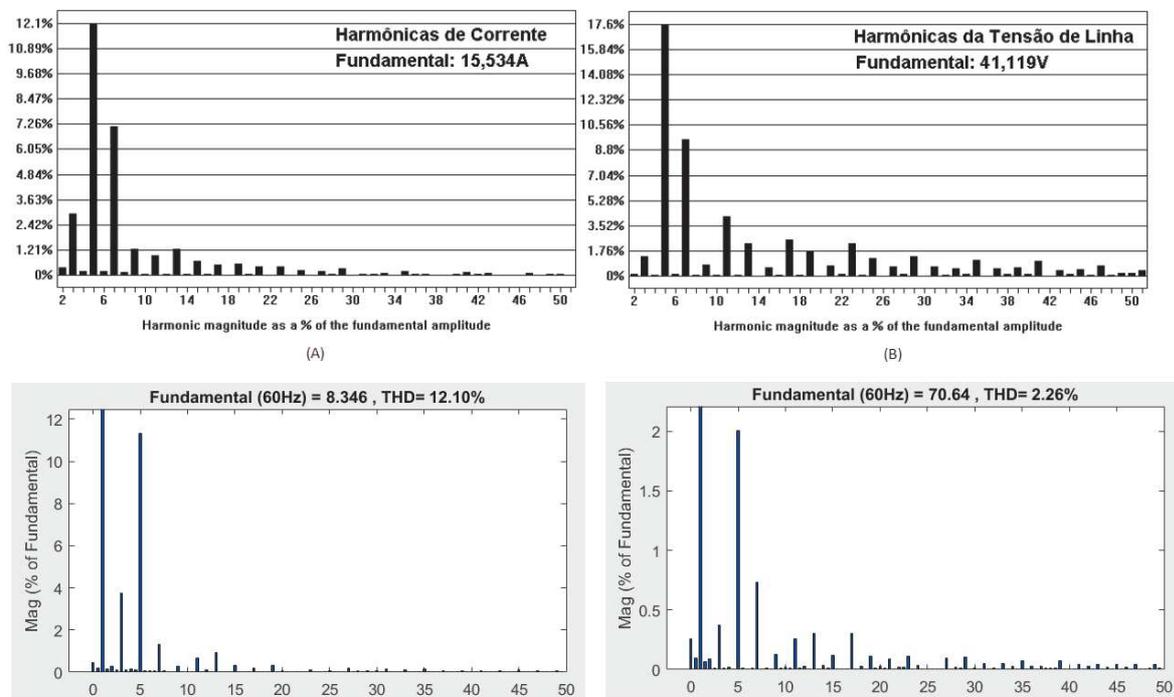


Figura 60 - Comparativo das distorções harmônicas da corrente e tensão de entrada, (A) e (B) respectivamente
Fonte:adaptado de Tibola (2009).

Na potência nominal do conversor foi realizado o seu teste de rendimento, empregando o analisador de energia Yokogawa WT230. Como resultado obteve-se um rendimento de 79,4%, que é um valor abaixo do esperado para a topologia. A fim de melhorar esse rendimento é necessário investigar onde ocorre as perdas do conversor como magnéticos e semicondutores. Dentre estes foi dado especial atenção aos semicondutores, pois estes componentes, que estavam disponíveis no início para a montagem do protótipo eram superdimensionados. Para avaliar a influência destes componentes no rendimento, foi realizado o cálculo de perdas de condução nos semicondutores controlados e nos diodos da ponte retificadora.

A perda por condução nos diodos pode ser dada pela equação simplificada:

$$P_{D_{cond}} = I_{D_{med}} * V_f, \quad (30)$$

Sendo a corrente média do diodo igual a 2,3A, a tensão V_f do componente utilizado igual a 1,5V, e considerando que são 6 componentes para a ponte retificadora obtém-se uma perda de 20,7W.

A perda de condução nos interruptores pode ser calculada pela equação simplificada:

$$P_{S_{cond}} = I_{S_{med}} * V_{ce}, \quad (31)$$

O valor de V_{ce} dos semicondutores empregados é de 1,65V, este valor também será considerado para as correntes que passam pelos diodos dos interruptores, pois devido ao acionamento dos interruptores durante o período de condução do diodo, a maior parcela da corrente circulará pelo interruptor. Como resultado a corrente média dos interruptores é considerando a corrente circulando pelo diodo, com seu valor descrito a seguir:

- S1=2,5A
- S2=7,3A
- S3=2,8A
- S4=2,9A
- Interruptores baixa frequência=1,4A/cada

Assim a soma das perdas por condução nos interruptores é de 34,8W. Somando a este resultado as perdas dos diodos na ponte retificadora, as perdas totais por condução nesses componentes é de 55,5W. Sendo a potência nominal do conversor 400W, e o seu rendimento 79,4%, nota-se que as perdas totais do conversor somaram o valor de 103,8W. Portanto as perdas totais de condução calculadas representam 53,5% das perdas total do conversor. Estes resultados mostram a inadequação dos componentes para o conversor proposto. Os interruptores por exemplo estão superdimensionados, sendo IGBTs para um valor de tensão de 600V e corrente de 160A, valores estes, em muito excedente os parâmetros do conversor. E para componentes suportarem estes níveis elevados de esforços normalmente acarretam em maiores perdas, como valores elevados do V_{ce} . Logo a troca destes componentes por outros mais adequados, como MOSFETs para tensões menores com baixa R_{DSon} teriam um alto impacto em aprimorar os resultados de rendimento do conversor. E isso ocorre de igual forma para os diodos da ponte retificadora, que em caso da troca por componentes mais adequados afetariam positivamente o rendimento.

4.1 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o protótipo e suas configurações para realizar a validação do conversor proposto. Foi então apresentado os resultados dos testes feitos em bancada. Primeiramente é apresentado o resultado obtido a partir do controle Feed-forward inicialmente sugerido. Estes resultados se apresentaram insatisfatórios devido à alta distorção da corrente e o defasamento entre tensão e corrente derivado da forma de sincronia que necessitou ser implementada. Como solução foi implementado a malha fechada de corrente com controle PI e Repetitivo em paralelo. Desta forma se atingiu as necessidades da qualidade da senoide injetada na rede requerida por norma.

Através dos resultados obtidos foi possível validar o funcionamento do conversor e confirmar tanto a análise teórica quanto a simulação. Nestes testes foi obtido o rendimento de 79,4% com o protótipo, o que é um rendimento considerado baixo. Porém é analisado que grande parte das perdas são decorrentes de componentes inadequados (superdimensionados) para o protótipo que foram utilizados devido a disponibilidade no laboratório.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Esta dissertação apresentou o estudo de um conversor CA-CC e CC-CA integrado, com alto fator de potência e isolado em alta frequência, com finalidade de integrar a geração de energia eólica, de pequeno porte, à rede distribuída de energia.

Para início desse estudo, foram primeiramente analisadas as topologias comumente empregadas na geração eólica, a fim de observar as suas características individuais, vantagens e desvantagens, para desta forma, determinar características de relevância para a topologia proposta.

A topologia proposta foi então baseada em dois conversores e suas características.

A entrada do conversor se baseia no retificador trifásico Boost em DCM, a fim de minimizar as distorções harmônicas da retificação do sistema, solução esta, comprovada tanto em simulação como experimentalmente, através da implementação de um protótipo do conversor proposto.

O conversor ZVS-PWM isolado com grampeamento ativo também foi usado de base para o conversor proposto nesta dissertação. Através deste a isolação em alta frequência no conversor foi possibilitada, característica vantajosa para conversores empregados na microgeração eólica conectada a rede, devido aos seus baixos valores de tensão na entrada do gerador e o aumento da segurança para os circuitos considerando instalações residenciais. Outra característica vantajosa dessa topologia é a comutação suave dos interruptores em alta frequência, reduzindo as perdas do conversor.

Determinada a topologia do conversor proposto, foi realizado o estudo de seu funcionamento, obtendo as etapas de operação para o conversor, as principais formas de onda, e o seu equacionamento.

Três metodologias de controle foram sugeridas para o conversor. Apesar da validação das duas primeiras por simulação, a única que obteve resultados satisfatórios quando empregada experimentalmente foi a metodologia apresentada no item 2.5.3 que continha uma malha de controle da corrente de saída utilizando os controles PI e repetitivo.

Através das análises experimentais e de simulação realizadas foi possível comprovar o funcionamento do conversor como desenvolvido na sua análise teórica, validando as etapas de operação concebidas para o conversor.

Para análise experimental foi construído um protótipo com potência de 400W e frequência de comutação de 43,2kHz, mostrando o adequado funcionamento do conversor, em transferir a energia de uma entrada trifásica para a rede elétrica. Este protótipo obteve um rendimento de 79,4%. Este rendimento, abaixo da expectativa, pode ser explicado devido a necessidade da utilização de componentes mal dimensionados para o conversor, em decorrência da disponibilidade dos mesmos.

Algumas sugestões de trabalhos futuros podem ser feitas a partir deste trabalho: a modelagem do conversor para realizar um ajuste fino do controle, que foi sintonizado em bancada; implementação do controle de MPPT por variação da razão cíclica; teste com aerogeradores; e a implementação de componentes adequados a operação do conversor.

REFERÊNCIAS

AGÊNCIA NACIONAL DE ÁGUAS. **Crise Hídrica**. 2015. Disponível em:

<<http://conjuntura.ana.gov.br/docs/crisehidrica.pdf>>.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Banco de Informações de Geração**.

Disponível em:

<<http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/capacidadebrasil.cfm>>. Acesso em 29 out. 2018.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Resolução Normativa n° 482, de 17 de abril de 2012**. <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>> Acesso em: 29 out. 2018.

BARBI, I. **Eletrônica de potência: projetos de fontes chaveadas**. 2° ed. Florianópolis, 2007.

BAYHAN, S.; ABU-RUB, H.; COLAK, I. **A novel power control strategy for wind-driven permanent magnet synchronous generator based on a single leg multi-mode power converter**. First Workshop on Smart Grid and Renewable Energy (SGRE). p.1–6, 2015. IEEE. Disponível em:

<<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7208611>>.

BLAABJERG, F.; MA, K. Future on Power Electronics for Wind Turbine Systems.

Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of, 2013.

BOSE, B. **Global Warming: Energy, Environmental Pollution, and the Impact of Power Electronics**. IEEE Industrial Electronics Magazine, v. 4, n. 1, p. 6–17, 2010.

Disponível em:

<<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5439042>>.

BULL, S. R. **Renewable energy today and tomorrow**. Proceedings of the IEEE, 2001.

CHUB, A.; HUSEV, O.; BLINOV, A.; VINNIKOV, D. **Novel Isolated Power Conditioning Unit for Micro Wind Turbine Applications**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 64, n. 7, p. 5984–5993, 2017.

DUARTE, J. **Retificador trifásico isolado com correção do fator de potência utilizando um autotransformador e dois retificadores monofásicos de estágio único**. Dissertação, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. 2017. Disponível em:

<<http://doi.wiley.com/10.1111/j.1469-7610.2010.02280.x>>.

EPE. Nota Técnica DEA 10/2014 - Consumo de Energia no Brasil - Análises Setoriais. , p. 116, 2014.

World Wind Energy Association. **Small Wind Worl Report.**, 2017. Disponível em:

<www.wwindea.org>. Acesso em 29 out.2018.

GWEC.**Global Wind Energy Report: Annual Market Update 2017**.

LIU, L.; MA, Y.; CHAI, J.; SUN, X. **Cascaded single phase PFC rectifier pair for permanent magnet wind generation system**. Electrical Machines and Systems, 2008.

ICEMS 2008. p.2516–2520, 2008. Disponível em:

<<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4771174&isnumber=4770630>>.

MALINOWSKI, M.; MILCZAREK, A.; KOT, R.; GORYCA, Z.; SZUSTER, J. T.

Optimized Energy-Conversion Systems for Small Wind Turbines: Renewable energy sources in modern distributed power generation systems. IEEE Power Electronics Magazine, v. 2, n. 3, p. 16–30, 2015. Disponível em:

<<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7240099>>.

<<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7240099>>.

OTERO-VERDEJO, C.; DEL-ARCO, H. H.; GARCIA-ALVAREZ, A.; RUBIO-

REVILLA, M. **Grid-connected wind microinverter for a PMG based Savonius-**

Gorlov turbine. International Conference on New Concepts in Smart Cities: Fostering Public and Private Alliances (SmartMILE). p.1–6, 2013. IEEE. Disponível em:

<<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6708184>>.

PNE. **Plano Nacional de Energia 2030**. , v. 9, p. 324, 2007.

POTTKER DE SOUZA, F.; BARBI, I. **A unity power factor buck pre-regulator with feedforward of the output inductor current**. APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. v. 0, n. c, p. 1130–1135 vol.2, 1999.

Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=750510>>.

Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=750510>>.

PRASAD, A. R.; ZIOGAS, P. D.; MANIAS, S. **An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 6, n. 1, p. 83–92, 1991. Disponível em:

<<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=65006>>.

ROMANELI, E. F. R.; BARBI, I. **A new DC-DC converter with low current ripple characteristics**. INTELEC. Twenty-Second International Telecommunications Energy Conference. p.560–566. IEEE. Disponível em:

<<http://ieeexplore.ieee.org/document/884304/>>. Acesso em: 29 out. 2018.

SENANAYAKA, J. S. L.; KARIMI, H. R.; ROBBERSMYR, K. G.; SRI, J.;
SENANAYAKA, L. **Sliding-mode observer based sensor-less control of a small wind energy conversion system**. Recent Advances in Sliding Modes (RASM), 2015 International Workshop on, p. 1–6, 2015.

The World Wind Energy Association. **Small Wind World Report**. , 2014. Disponível em:

<http://www.fcirce.es/static/2014_SmallWindWorldReport.pdf>.

THORNTON. **Catálogo de Ferrite**. 2008.

TIBOLA, G. **Sistema Eólico de Pequeno Porte para Geração de Energia Elétrica com Rastreamento de Máxima Potência**, 2009. Universidade Federal de Santa Catarina.

Disponível em:

<http://www.ivobarbi.com/PDF/dissertacoes/Dissertacao_Gabriel_Tibola.pdf>.

YARAMASU, V.; WU, B.; SEN, P. C.; KOURO, S.; NARIMANI, M. **High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies**. Proceedings of the IEEE, v. 103, n. 5, p. 740–788, 2015. Disponível em:

<<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7109820>>.

Apêndice 1 – Dimensionamento de componentes magnéticos

Neste capítulo são apresentados os cálculos do dimensionamento dos indutores de entrada, do indutor de dispersão e do transformador.

O cálculo para os indutores foi seguindo a metodologia apresentada em (BARBI, 2007).

Para este cálculo foram adotados os seguintes parâmetros, tendo como base a simulação:

Parâmetro	Especificação
Fator de ocupação do cobre (Kp)	0,7
Densidade de corrente máxima (jmax)	450A/cm ²
Densidade de fluxo magnético(Bmax)	0,3T
Indutancia de entrada (Lin)	25μH
Indutancia de saída (Lo)	1mH
Indutancia de dispersão (Ld)	10μH
Valor de pico da corrente de entrada (I_{in_p})	18,87A
Valor eficaz da corrente de entrada ($I_{in_{rms}}$)	6,88A
Valor de pico da corrente no secundário do transformador (I_{s_p})	11,35A
Valor eficaz da corrente no secundário do transformador ($I_{s_{rms}}$)	4,27A

Para determinar o núcleo a ser empregado é calculado o produto $A_e A_w$.

$$A_e A_w = \frac{L_{in} * I_{in_p} * I_{in_{rms}}}{K * B_{max} * J_{max}} = \frac{25\mu * 18,87 * 6,88}{0,7 * 0,3 * 450} = 0,316 \text{ cm}^4, \quad (32)$$

Com base neste valor do produto foi determinado através do catálogo do fabricante da (THORNTON, 2008), o núcleo NEE-30/15/14 com as seguintes especificações:

Parâmetro	Especificação
Ae	122mm ²
Aw	85mm ²
AeAw	1,037cm ⁴
le	67mm
Vn	17600mm ³
lt	67mm /por espira

Com base no núcleo escolhido pode-se calcular o número de espiras do enrolamento:

$$N = \frac{L_{in} * I_{inp}}{B_{max} * A_e} = \frac{25\mu * 18,87}{0,3 * 1,22} = 12, \quad (33)$$

O tamanho do chicote empregado na construção do indutor pode ser baseado pela equação:

$$chicote = N * lt = 12 * 0,067m = 0,794m, \quad (34)$$

A seção mínima do condutor é calculada por:

$$S_{min} = \frac{I_{inrms}}{J_{max}} = \frac{6,88}{450} = 1,53mm^2, \quad (35)$$

Devido à alta frequência de comutação é necessário calcular a profundidade de penetração da corrente em decorrência do efeito pelicular. Logo o máximo raio do condutor levando em consideração o efeito pelicular é dado por:

$$\Delta = 2 * \frac{7,5}{\sqrt{fs}} = 2 * \frac{7,5}{\sqrt{43,2k}} = 0,722mm, \quad (36)$$

O fio escolhido para construção do indutor foi o fio Litz AWG 17. Este fio é especialmente feito para evitar o problema do efeito pelicular, uma vez que ele é composto de vários fios de cobre mais finos, portanto não há necessidade da sua seção ser definida delimitada pelo raio calculado com base no efeito pelicular. A seção deste fio é nomeada s_f e seu valor é de $1,04mm^2$.

Portanto pode-se determinar o número de condutores em paralelo pela equação:

$$N_c = \frac{S_{min}}{s_f} = \frac{1,53}{1,04} = 1,47, \quad (37)$$

Como este valor necessita ser inteiro, o número de condutores é arredondado para cima. Sendo, portanto, necessário dois condutores.

Na realização do indutor de dispersão foi considerado o $B_{max}=0,1T$ e o $J_{max}=300A/cm^2$. Empregando a mesma equação do produto $A_e A_w$ para determinar o núcleo do indutor de dispersão tem-se:

$$A_e A_w = \frac{L_d * I_{dp} * I_{drms}}{K * B_{max} * J_{max}} = \frac{10\mu * 11,35 * 4,27}{0,7 * 0,1 * 300} = 0,231cm^4, \quad (38)$$

Com base neste valor do produto foi determinado através do catálogo do fabricante da (THORNTON, 2008), o núcleo NEE-30/15/7 com as seguintes especificações:

Parâmetro	Especificação
-----------	---------------

Ae	60mm ²
Aw	88mm ²
AeAw	0,48cm ⁴
le	67mm
Vn	17600mm ³
lt	56mm /por espira

Com base no núcleo escolhido pode-se calcular o número de espiras do enrolamento:

$$N = \frac{L_d * I_{dp}}{B_{max} * A_e} = \frac{10\mu * 11,35}{0,1 * 60} = 19, \quad (39)$$

O tamanho do chicote empregado na construção deste indutor pode ser baseado pela equação:

$$chicote = N * lt = 19 * 0,056m = 1,059m, \quad (40)$$

A seção mínima do condutor é calculada por:

$$S_{min} = \frac{I_{drms}}{J_{max}} = \frac{4,27}{300} = 1,423mm^2, \quad (41)$$

O fio escolhido para construção do indutor foi o fio Litz AWG 17. Este fio é especialmente feito para evitar o problema do efeito pelicular, uma vez que ele é composto de vários fios de cobre mais finos, portanto não há necessidade da sua seção ser definida delimitada pelo raio calculado com base no efeito pelicular. A seção deste fio é nomeado *sf* e seu valor é de 1,04mm².

Portanto pode-se determinar o número de condutores em paralelo pela equação:

$$N_c = \frac{S_{min}}{S_f} = \frac{1,423}{1,04} = 1,37, \quad (42)$$

Como este valor necessita ser inteiro, o número de condutores é arredondado para cima. Sendo, portanto, necessário dois condutores.

No cálculo do transformador foi utilizada a metodologia presente em (BARBI, 2007). Com base nessa metodologia são necessários alguns parâmetros de projeto:

Parâmetro	Especificação
Fator de ocupação da topologia (Kt)	1
Fator de forma de onda (Kv)	4
Fator de area do primário (Kp)	0,41

Fator de utilização da janela (Ku)	0,4
Relação de transformação (r)	1:2
Rendimento do conversor (η)	0,9
Densidade de corrente máxima (j_{max})	450A/cm ²
Densidade de fluxo magnético(Bmax)	0,3T

Para determinar o núcleo a ser empregado é calculado o produto das áreas da janela do núcleo $A_e A_w$, sendo que o núcleo escolhido deve ter um valor maior ou igual ao calculado.

$$A_e A_w = \frac{P/\eta}{2 * Kt * Ku * Kp * B_{max} * J_{max} * fs} = \frac{400/0,9}{2 * 1 * 0,4 * 0,41 * 0,3 * 450 * 43,2k} = 2,178cm^4, \quad (43)$$

Com base neste valor do produto foi determinado através do catálogo de fabricante da (THORNTON, 2008), o núcleo NEE-42/21/20 com as seguintes especificações:

Parâmetro	Especificação
Ae	240mm ²
Aw	157mm ²
AeAw	3,768cm ⁴
le	97mm
Vn	17600mm ³
lt	105mm /por espira

Com base no núcleo escolhido pode-se calcular o número de espiras do enrolamento primário:

$$N_{primário} = \frac{V_{bus}}{Kv * B_{max} * Ae * fs} = \frac{160}{4 * 0,3 * 1,22 * 43,2k} = 10, \quad (44)$$

Com base na relação de transformação o número de espiras para o secundário é dado por:

$$N_{secundário} = \frac{N_{primário}}{r} = \frac{10}{1/2} \sim 20, \quad (45)$$

Os tamanhos dos chicotes empregados na construção do transformador são apresentados nas equações a seguir:

$$chicote_p = N_{primário} * lt = 10 * 0,105 = 1,01m, \quad (46)$$

$$chicote_s = N_{secundário} * lt = 20 * 0,105 = 2,1m, \quad (47)$$

A seção mínima do condutor é calculada por:

$$S_{min} = \frac{I_{prms}}{J_{max}} = \frac{8,54}{450} = 1,9mm^2, \quad (48)$$

Na construção do transformador foi empregado o mesmo fio Litz AWG 17 que utilizado no indutor. Com base na sua seção pode-se determinar o número de condutores em paralelo tanto no primário como no secundário do transformador:

$$Nc_p = \frac{S_{min}}{S_f} = \frac{1,9}{1,04} = 1,82, \quad (49)$$

$$Nc_s = Nc_p * r = 1,82 * \frac{1}{2} = 0,91, \quad (50)$$

Logo o número de condutores são 2 no primário e 1 no secundário do transformador.