

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

JULIO CESAR MOURA FAÉ

**INVERSOR MONOFÁSICO ISOLADO CONECTADO À REDE  
BASEADO NA TOPOLOGIA *BOOST-FULL-BRIDGE* COM REDUÇÃO  
ATIVA DA ONDULAÇÃO DE BAIXA FREQUÊNCIA DA CORRENTE  
DE ENTRADA**

DISSERTAÇÃO

CURITIBA

2020

JULIO CESAR MOURA FAÉ

**INVERSOR MONOFÁSICO ISOLADO CONECTADO À REDE  
BASEADO NA TOPOLOGIA *BOOST-FULL-BRIDGE* COM REDUÇÃO  
ATIVA DA ONDULAÇÃO DE BAIXA FREQUÊNCIA DA CORRENTE  
DE ENTRADA**

**ISOLATED SINGLE-PHASE AC GRID CONNECTED INVERTER  
BASED ON THE BOOST-FULL-BRIDGE CONVERTER WITH ACTIVE  
POWER FILTER FOR INPUT CURRENT LOW FREQUENCY RIPPLE  
REDUCTION**

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

Orientador: Prof. Dr. Roger Gules

CURITIBA  
2020



Esta licença permite que outros façam download dos trabalhos e os compartilhem desde que atribuam crédito aos autores, mas sem que possam alterá-los de nenhuma forma ou utilizá-los para fins comerciais.

#### **Dados Internacionais de Catalogação na Publicação**

Faé, Julio Cesar Moura

Inversor monofásico isolado conectado à rede baseado na topologia *Boost-Full-Bridge* com redução ativa da ondulação de baixa frequência da corrente de entrada [recurso eletrônico] / Julio Cesar Moura Faé. -- 2020.

1 arquivo eletrônico (92 f.): PDF; 9,05 MB.

Modo de acesso: 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, 2020.

Bibliografia: f. 90-92.

1. Sistemas de energia elétrica - Dissertações. 2. Inversores elétricos. 3. Sistemas de energia fotovoltaica. 4. Conversores CC-CC. 5. Circuitos de ponte. 6. Teoria de comutação. 7. Modulação de fase. 8. Sistemas de energia elétrica - Controle. 9. Sistemas de energia elétrica - Estabilidade. 10. Protótipos - Desenvolvimento. 11. Simulação (Computadores). 12. Eletrônica de potência. I. Gules, Roger, 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**



Ministério da Educação  
**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ**  
DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO - CAMPUS CURITIBA  
SECRETARIA GERAL DO STRICTO SENSU SEDE CENTRO - CT



## TERMO DE APROVAÇÃO DE DISSERTAÇÃO Nº 9

A Dissertação de Mestrado intitulada **Inversor Monofásico Isolado Conectado à Rede Baseado na Topologia *Boost-Full-Bridge* com Redução Ativa da Ondulação de Baixa Frequência da Corrente de Entrada**, defendida em sessão pública pelo(a) candidato(a) Julio Cesar Moura Faé, no dia 17 de agosto de 2020, foi julgada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, área de concentração Automação e Sistemas de Energia, linha de pesquisa Processamento e Análise de Energia, e aprovada em sua forma final, pelo Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Energia.

**Prof(a). Dr(a). Roger Gules - UTFPR - Participação por videoconferência**

**Prof(a). Dr(a). Daniel Flores Cortez - UTFPR - Participação por videoconferência**

**Prof(a). Dr(a). Rogers Demonti - UFPR - Participação por videoconferência**

Este Termo de Aprovação encontra-se na pasta do aluno na Secretaria do Programa, contendo a assinatura da Coordenação realizada após a entrega da versão final, incluindo correções necessárias, permitindo o encaminhamento para análise e publicação no Repositório Institucional.

Assinado eletronicamente por

Coordenador do Programa  
**OHARA KERUSAUSKAS RAYEL**



*“Não extingua sua inspiraçaõ e sua imaginaçaõ; não se torne o escravo do seu modelo.”*

**(Vicent Van Gogh)**

## RESUMO

FAÉ, Julio. INVERSOR MONOFÁSICO ISOLADO CONECTADO À REDE BASEADO NA TOPOLOGIA *BOOST-FULL-BRIDGE* COM REDUÇÃO ATIVA DA ONDULAÇÃO DE BAIXA FREQUÊNCIA DA CORRENTE DE ENTRADA. 92 f. Dissertação – Programa de Pós-graduação em Sistemas de Energia, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2020.

A proposta deste trabalho consiste no desenvolvimento de um inversor monofásico utilizando a topologia *boost-full-bridge* a partir da metodologia *unfolding* com redução ativa da ondulação de baixa frequência da corrente de entrada. O conversor proposto é resultado da integração dos conversores *full-bridge* e do *boost-interleaved*, através do compartilhamento do mesmo grupo de chaves. A composição destes proporcionou a minimização da quantidade de elementos que constituem o sistema, em comparação às estruturas convencionais, refletindo diretamente na diminuição das perdas nos semicondutores. Foi empregada como estratégia de chaveamento a modulação por deslocamento de fase, possibilitando a operação sob comutação suave, permitindo que se trabalhe em frequências elevadas, resultando em um aumento na densidade de potência. O conversor possui como característica intrínseca a baixa ondulação de corrente de alta frequência, tanto em sua entrada quanto em sua saída, ocasionando uma redução dos filtros. A estrutura permitiu o emprego de técnicas de desacoplamento ativo, sem a inserção de elementos adicionais, diminuindo a capacitância do *link* CC. O desacoplamento ativo impacta diretamente na capacidade de transferência de potência dos módulos fotovoltaicos e no rendimento relacionado à rastreabilidade do ponto de máxima potência. A topologia em questão demonstra um grande potencial, apresentando alta versatilidade em seu modo de operação e em sua configuração, podendo ser empregada em diversas aplicações, como células de combustíveis e microinversores, que exigem ganho estático elevado e alta capacidade de corrente em sua entrada. Também possui empregabilidade em sistemas que requerem múltiplas fontes de energia, como é o caso de soluções híbridas que utilizam bateria e célula de combustível em sua entrada para fornecer energia em sua etapa de saída, propiciando o controle dos fluxos de potência. Como foco neste trabalho, a aplicação do conversor *boost-full-bridge* é direcionada para sistemas fotovoltaicos, especificamente em um microinversor. O funcionamento é verificado em simulação e implementação em protótipo de 200W.

**Palavras-chave:** Boost Full Bridge. Desacoplamento Ativo de Potência. Microinversor Fotovoltaico. Módulo CA. Desdobrador de Tensão. Barramento Pseudo CC. Comutação Suave. Comutação sob Tensão Nula

## ABSTRACT

FAÉ, Julio. ISOLATED SINGLE-PHASE AC GRID CONNECTED INVERTER BASED ON THE BOOST-FULL-BRIDGE CONVERTER WITH ACTIVE POWER FILTER FOR INPUT CURRENT LOW FREQUENCY RIPPLE REDUCTION. 92 f. Dissertação – Programa de Pós-graduação em Sistemas de Energia, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2020.

This Master's Dissertation consists of the development of a boost-full-bridge topology isolated single-phase inverter with active reduction of the input current low frequency ripple through the unfolding methodology. The proposal results from the combination of the full-bridge and the boost-interleaved converters, sharing the same group of switches. This arrangement afforded to have fewer elements on the system, when comparing to conventional ones, therefore reducing the losses on the semiconductors. The adopted switching strategy was the phase-shifting modulation, which allows the soft switching, enabling the operation under high frequency, increasing the system power density. The current low-frequency ripple generated by this converter, on both input and output, is an intrinsic characteristic that promotes a reduction in its filters. The structure allowed to implement active decoupling techniques without adding new elements so that the DC link capacitance was lowered. This method influences directly the power transfer capability from the photovoltaic modules and the efficiency related to the maximum power point tracking. This topology has great potential, presenting high versatility on its operational modes and configurations, being interesting for several applications, such as fuel cells and microinverters, which require high static gain and current capacity on the input. It is also a good choice for systems requiring multiple power sources, like hybrid solutions utilizing batteries and fuel cells as input to providing energy to the output, since it promotes a good power flow management. The boost-full-bridge is studied with a focus on the photovoltaic system's application, specifically the microinverter. Simulations and tests in the developed 200W prototype were carried for the proposal evaluation.

**Keywords:** Boost Full Bridge. Active Power Decoupling. Photovoltaic Microinverter. AC Module. Unfolding. Unfolding Voltage. Pseud DC Link. Soft Switching. ZVS

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1	– Múltiplos pontos de máxima potência gerado pelo sombreamento parcial da <i>string</i> .....	16
Figura 2	– Diagrama de blocos para o conversor de dois estágios .....	20
Figura 3	– Topologias voltadas para minimização do efeito da corrente de modo comum. (a) H5, (b) HERIC, (c) H5.6 e (d) H6.5 .....	21
Figura 4	– Diagrama de blocos para o conversor de estágio único .....	22
Figura 5	– Diagrama de blocos para o conversor <i>pseudo DC link</i> .....	23
Figura 6	– Conversor <i>Flyback</i> .....	27
Figura 7	– Conversor <i>Interleaved Flabck</i> .....	28
Figura 8	– Conversor <i>Push-Pull</i> .....	29
Figura 9	– Tensão pulsante do módulo fotovoltaico em função do acoplamento CA	30
Figura 10	– Conversor <i>flyback</i> com circuito de desacoplamento ativo .....	31
Figura 11	– Conversor <i>push-pull</i> com circuito de desacoplamento ativo .....	31
Figura 12	– Conversor <i>full-bridge</i> .....	32
Figura 13	– Conversor <i>boost-full-bridge</i> .....	33
Figura 14	– Conversor <i>three port</i> como solução de armazenamento de energia .....	35
Figura 15	– Tipos de operação do conversor <i>three port</i> e seus fluxos de potência ....	35
Figura 16	– Constituição do conversor proposto .....	38
Figura 17	– Primeira etapa ZVS .....	41
Figura 18	– Segunda etapa ZVS .....	42
Figura 19	– Terceira etapa ZVS .....	42
Figura 20	– Quarta etapa ZVS .....	43
Figura 21	– Quinta etapa ZVS .....	43
Figura 22	– Sexta etapa ZVS .....	44
Figura 23	– Sétima etapa ZVS .....	44
Figura 24	– Oitava etapa ZVS .....	45
Figura 25	– Formas de ondas da etapa completa de acionamento .....	46
Figura 26	– Etapas simplificadas - (a) Transferência de energia para o secundário, (b) transferência de energia para $C_{IN}$ , (c) transferência de energia para o secundário e (d) armazenamento de energia em $L_{IN1}$ e $L_{IN2}$ .....	47
Figura 27	– Formas de onda para um sistema ideal .....	48
Figura 28	– Ganho estático .....	50
Figura 29	– Relação entre $V_{C_{IN}}$ e $V_{PV}$ .....	51
Figura 30	– Capacitor de desacoplamento ( $C_{IN}$ ) em vermelho. Conversores na configuração de (a) único estágio, (b) <i>unfolding</i> convencional, (c) dois estágios e (d) <i>unfolding boost-full-bridge</i> .....	56
Figura 31	– Característica do módulo fotovoltaico submetido à variação de potência	57
Figura 32	– Princípio da compensação do desacoplamento da potência .....	58
Figura 33	– Diagrama do conversor evidenciando a ondulação de potência no módulo, no barramento primário e na etapa de saída sem adição do desacoplamento ativo .....	59
Figura 34	– Diagrama do conversor evidenciando a ondulação de potência no	

	módulo, no barramento primário e na etapa de saída após a adição do desacoplamento ativo .....	59
Figura 35	– Diagrama do bloco de controle para modulação por largura de pulso ...	60
Figura 36	– (a) Etapa de potência de entrada e (b) desbalanceamento de corrente entre os indutores de entrada .....	61
Figura 37	– Diagrama do bloco de controle da corrente de saída atuando no deslocamento de fase .....	62
Figura 38	– Ambiente de simulação .....	68
Figura 39	– Corrente nas chaves da etapa de potência de entrada com comutação sob tensão nula .....	69
Figura 40	– Tensão (laranja) e corrente (azul) na chave $S_4$ .....	69
Figura 41	– Tensão (laranja) e corrente (azul) no primário do transformador .....	70
Figura 42	– Corrente imposta sobre a ponte retificadora da etapa de saída sobre $D_1$ e $D_2$ .....	70
Figura 43	– Tensão e corrente de saída sob potência nominal .....	71
Figura 44	– Corrente sob a fonte de entrada, no barramento, tensão no barramento e rede .....	72
Figura 45	– Corrente sob a fonte de entrada, no barramento, tensão no barramento e rede após adição do desacoplamento ativo de potência .....	73
Figura 46	– Atuação do compensador na malha de corrente da fonte de entrada ....	73
Figura 47	– Potência de entrada, <i>link</i> DC e de saída .....	73
Figura 48	– Corrente sobre os indutores de entrada $L_{IN1}$ e $L_{IN2}$ .....	74
Figura 49	– Corrente sob os indutores de entrada $L_{IN1}$ e $L_{IN2}$ após o controle do nível médio .....	74
Figura 50	– Protótipo desenvolvido do inversor unfolding BFB. (1) Capacitor de filtro de entrada de alta frequência, (2) indutores de entrada, (3) capacitor série, (4) indutor série, (5) capacitores do barramento, (6) transformador, (7) interruptores de entrada, (8) diodos da ponte retificadora e (9) interruptores de saída .....	75
Figura 51	– Tensão (ciano) e corrente (roxo) de saída do inversor sob potência nominal	78
Figura 52	– Gráfico das harmônicas pares e ímpares com os seus respectivos limites	79
Figura 53	– Corrente sob a indutância série do transformador (roxo), tensão no primário (azul) e a tensão sob os pontos médios de cada braço (ciano) .	82
Figura 54	– Tensão (azul) de saída e corrente no indutor de saída (roxo) .....	82
Figura 55	– Tensão (azul) de saída e a ondulação de corrente no indutor de saída (roxo) .....	82
Figura 56	– Tensão (ciano) e corrente (roxo) imposta sobre a chave $S_1$ durante o pico da tensão de saída sob potência nominal .....	83
Figura 57	– Tensão (ciano) e corrente (roxo) imposta sobre a chave $S_2$ durante o pico da tensão de saída sob potência nominal .....	83
Figura 58	– Tensão (ciano) e corrente (roxo) imposta sobre a chave $S_3$ durante o pico da tensão de saída sob potência nominal .....	84
Figura 59	– Tensão (ciano) e corrente (roxo) imposta sobre a chave $S_4$ durante o pico da tensão de saída sob potência nominal .....	84
Figura 60	– Rendimento do conversor proposto <i>boost-full-bridge</i> em função da potência de entrada .....	85
Figura 61	– Corrente (verde) e tensão (ciano) de entrada e tensão no barramento (azul) sem a adição do controle para eliminação da ondulação de 120Hz	86

Figura 62 – Corrente (verde) e tensão (ciano) de entrada e tensão no barramento (azul) com a adição do controle para eliminação da ondulação de 120Hz	86
Figura 63 – Corrente nos indutores de entrada (roxo e verde) e a resultante no módulo fotovoltaico (vermelho) .....	87

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1	–	Parâmetros de operação .....	66
Tabela 2	–	Valores obtidos para implementação do inversor .....	66
Tabela 3	–	Parâmetros e elementos que constituem o inversor .....	76
Tabela 4	–	Semicondutores utilizados .....	76
Tabela 5	–	Medidas relacionadas às harmônicas de corrente .....	80
Tabela 6	–	Limite de distorção harmônica de corrente .....	80

## LISTA DE SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
BCM	<i>Boundary Conduction Mode</i>
BFB	<i>Boost-Full-Bridge</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CEC	<i>California Energy Commission</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DCM	<i>Discontinuous Conduction Mode</i>
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
EPLL	<i>Enhanced Phase-Locked Loop</i>
HERIC	<i>Highly Efficient and Reliable Inverter Concept</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
NBR	Norma Brasileira
PI	Proporcional Integral
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SCR	<i>Silicon Controlled Rectifier</i>
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>



## LISTA DE SÍMBOLOS

$S_{P1-4}$	Interruptores do estágio primário
$S_{S1-2}$	Interruptores do estágio secundário do conversor <i>flyback</i>
$N_1$	Número de espiras do primário
$N_2$	Número de espiras do secundário
$L_O$	Indutor de saída
$L_{LK}$	Indutância de dispersão
$Q_{1-4}$	Interruptores da etapa de saída
$C_O$	Capacitor de saída
$S_{aux}$	Interruptor da etapa auxiliar
$C_{aux}$	Capacitância de desacoplamento auxiliar
$C_{PV}$	Capacitor vinculado ao módulo fotovoltaico
$L_{IN1-2}$	Indutores de entrada
$C_{IN}$	Capacitor do barramento primário
$S_{1-4}$	Interruptores da etapa de entrada do conversor proposto
$D_{1-4}$	Diodos da ponte retificadora
$i_{L_o}$	Corrente sobre a indutância de saída
$D_{S1-4}$	Diodos dos interruptores da etapa de entrada
$V_{AB}$	Tensão no ponto médio dos braços de entrada
$V_{PV}$	Tensão do módulo fotovoltaico
$C_{S1-4}$	Capacitância dos interruptores da etapa de entrada
$i_{LK}$	Corrente de dispersão
$i_{L_{in1-2}}$	Corrente sobre as indutância de entrada
$\varphi$	Deslocamento angular
$V_P$	Tensão aplicada no primário do transformador
$V_{C_{IN}}$	Tensão sob o capacitor do barramento primário
$V_O$	Tensão de saída
$T$	Período de chaveamento
$D$	Razão cíclica
$i_{PV}$	Corrente do módulo fotovoltaico
$C_{eq}$	Capacitância equivalente dos interruptores
$\alpha$	Parâmetro relativo a corrente de saída
$V_S$	Tensão média sob a chave
$i_{S_{1-4}_{med}}$	Corrente média sob os interruptores de entrada
$U$	Amplitude da tensão de saída
$I$	Amplitude de corrente de saída
$P_O(t)$	Potência instantânea de saída
$\omega$	Frequência de operação de saída do conversor
$P_{MPP}$	Potência do módulo fotovoltaico no ponto de máxima potência
$i_{MPP}$	Corrente do módulo fotovoltaico no ponto de máxima potência
$i_{SC}$	Corrente do módulo fotovoltaico de curto circuito
$u_{MPP}$	Tensão do módulo fotovoltaico no ponto de máxima potência

$u_{OC}$	Tensão do módulo fotovoltaico em aberto
$P_{PV}$	Potência do módulo fotovoltaico
$P_{C_{IN}}$	Potência sob a capacitância de desacoplamento
$P_G$	Potência da rede
$f_G$	Frequência da rede elétrica
$\hat{u}$	Ondulação sob o barramento primário
$P_{buf}(t)$	Potência instantânea sob o <i>buffer</i>
$FF_{PotIn}$	<i>Feedforward</i> relacionado a potência de entrada
$FF_{Vout}$	<i>Feedforward</i> relacionado a tensão de saída
$i_{ref}$	Referência de corrente
$n$	Relação de espiras entre o primário e secundário do transformador
$V_{OPK}$	Tensão de pico na saída
$V_{O_{sec}}$	Tensão na saída referida ao primário
$q$	Ganho estático
$I_{OPK}$	Corrente de pico na saída
$I_{O_{sec}}$	Corrente de pico de saída referida ao primário
$V_G$	Tensão da rede
$f$	Frequência de chaveamento
$\varphi_{mp}$	Deslocamento angular para o ponto de máxima potência
$D_{nomB}$	Razão cíclica nominal do conversor <i>boost</i>
$C_S$	Capacitor série com transformador
$R_{DS(on)}$	Resistência de condução do interruptor

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>14</b>
1.1	MOTIVAÇÃO	14
1.2	MICROINVERSOR E SUAS CARACTERÍSTICAS	18
1.2.1	Implicação na utilização de transformador	19
1.2.2	Conversor com dois estágios	20
1.2.3	Conversor de único estágio	21
1.2.4	Conversor <i>pseudo DC link</i>	22
1.2.5	Expansão da aplicabilidade do conversor	23
1.3	OBJETIVOS	24
1.3.1	Objetivos específicos	25
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>26</b>
2.1	TOPOLOGIA <i>PSEUDO DC LINK</i>	26
2.1.1	Topologia <i>full-bridge</i>	31
2.1.2	Topologia <i>boost-full-bridge</i>	33
<b>3</b>	<b>CONVERSOR <i>BOOST-FULL-BRIDGE</i></b>	<b>36</b>
3.1	ELEMENTOS INTEGRANTES DO CONVERSOR	37
3.2	ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR	40
3.3	GANHO ESTÁTICO DO CONVERSOR	46
3.3.1	Efeito da indutância série	51
3.4	ESFORÇOS SOBRE OS ELEMENTOS DO CONVERSOR	53
<b>4</b>	<b>REDUÇÃO DA ONDULAÇÃO DE CORRENTE E TENSÃO DA FONTE DE ENTRADA E COMPENSADORES EMPREGADOS</b>	<b>55</b>
4.1	CAPACITÂNCIA MÍNIMA DE ENTRADA	55
4.2	DESACOPLAMENTO ATIVO DE POTÊNCIA	57
4.3	BALANCEAMENTO DA CORRENTE DE ENTRADA	60
4.4	COMPENSADOR DIRECIONADO À CORRENTE DE SAÍDA	61
<b>5</b>	<b>PROJETO DOS ELEMENTOS DE POTÊNCIA DO CONVERSOR</b>	<b>63</b>
5.1	PARÂMETROS PARA DEFINIÇÃO DOS ELEMENTOS COMERCIAIS	66
<b>6</b>	<b>SIMULAÇÃO DO CONVERSOR <i>BOOST-FULL-BRIDGE</i></b>	<b>67</b>
6.1	ANÁLISE DA COMUTAÇÃO	68
6.2	CONTROLE DE SAÍDA	70
6.3	MINIMIZAÇÃO DA ONDULAÇÃO DE 120HZ DE ENTRADA	71
<b>7</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b>	<b>75</b>
7.1	RESULTADOS	77
7.1.1	Qualidade no fornecimento de energia	78
7.1.2	Comutação	81
7.1.3	Eliminação da ondulação na corrente de entrada	85
<b>8</b>	<b>CONCLUSÕES GERAIS</b>	<b>88</b>
	REFERÊNCIAS	90

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 MOTIVAÇÃO

A partir de meados do século XIX, nossa sociedade tem vivenciado um período de grande industrialização, em diversas esferas, com crescimento viabilizado pela disponibilidade energética independentemente de sua origem. Nada obstante como os avanços advindos das últimas quatro décadas, caracterizadas pela grande disseminação de conhecimento proporcionada pela Revolução Técnico-Científico Informacional, ainda nos deparamos com uma matriz energética regida pelos combustíveis fósseis, instaurada desde a Segunda Revolução Industrial (SEGURA, 2012).

Nos últimos anos, nota-se um aumento na preocupação voltada a um crescimento sustentável, a partir da utilização dos recursos naturais, sem impactar demasiadamente no meio ambiente. Uma das estratégias para minimizar a exploração das matrizes fósseis e a expansão da utilização de recursos renováveis é a geração fotovoltaica, que na conjuntura atual já esta bem difundida em termos mundiais.

O Brasil, conduzido pelo desenvolvimento internacional do setor fotovoltaico, ainda que em uma escala reduzida, vem almejando ascensão neste seguimento, através de um conjunto de elementos para inserção da fonte em sua matriz. O crescimento alcançado nos últimos anos é proveniente de múltiplos agentes, destacando-se o regulatório, tributário, normativo, de pesquisa e desenvolvimento, e de fomento econômico. Assim, a viabilidade da implantação destes sistemas está cada vez mais próxima (EPE, 2014).

No mercado de micro geração distribuída fotovoltaica, no aspecto do consumidor, o principal incentivo para a implantação deste sistema é o retorno financeiro proveniente de sua produção e, conseqüentemente, do abatimento no valor da fatura e da geração de créditos perante a concessionária de energia elétrica. Uma boa analogia a ser empregada é um comparativo com um investimento na bolsa de valores, onde uma aplicação mais rentável se traduz em um retorno maior e uma maior rentabilidade. Aplicando-se esta mesma linha de pensamento para um sistema fotovoltaico, um conjunto que possua maior rendimento amortizará mais rapidamente o investimento, ou seja, um *payback* reduzido que trará maior retorno em longo prazo, tornando sua empregabilidade mais interessante.

Durante anos, a indústria trabalhou em prol da melhoria do enriquecimento do silício na aplicação de módulos fotovoltaicos, objetivando um maior rendimento, tanto

no processo produtivo quanto em seu grau de pureza, demandando grandes esforços e investimentos para o aperfeiçoamento de sua metodologia fabril. Em função da elevação dos custos destes processos e baixos ganhos obtidos em seu rendimento, gastando milhões de dólares para acréscimos menores que 1% na eficiência das células, empresas de desenvolvimento de módulos fotovoltaicos tenderam para outras alternativas, realizando melhorias na permeabilidade luminosa do vidro, no *backsheet* para auxílio nas trocas de calor e na geometria do *busbar*, minimizando assim sua reflexão e resistência ôhmica, a fim de se obter o aumento da conversão de energia solar e do rendimento do conjunto (SOUSA, 2017).

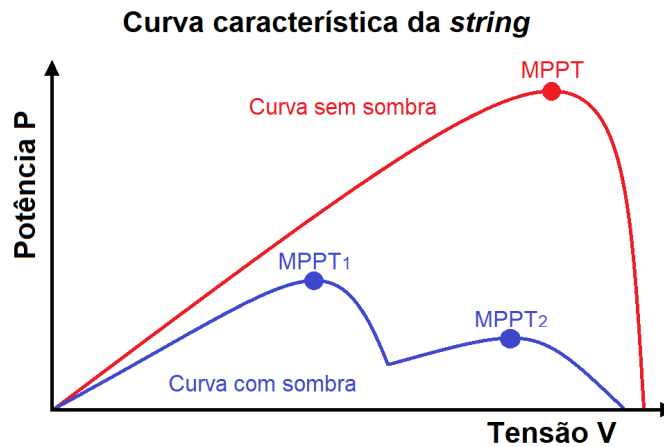
Além dos fatores relacionados aos elementos constituintes dos módulos fotovoltaicos, para que o conjunto do sistema obtenha resultados satisfatórios no tratamento relacionado à eficiência, é necessário um estudo da viabilidade de sua implantação, realizando-se um planejamento da instalação, ponderando a incidência de luz ao longo do dia e nas diferentes estações do ano, objetivando o máximo aproveitamento.

Um dos problemas enfrentados em sistemas fotovoltaicos, relacionado ao rendimento global, é o fator sombreamento, podendo ser derivado do posicionamento do painel referente às construções que radiam a área da instalação ou objetos na cobertura. Estes efeitos são mais recorrente em áreas urbanas, ou devido às próprias ações climáticas, como as nuvens, impactando mais substancialmente nos sistemas que possuem um número maior de *strings* de painéis. Os módulos sob o efeito do sombreamento apresentam características diferentes, sendo esta implicação denominada de *mismatch*. O *mismatch* também é um efeito derivado do descasamento entre módulos, advindo das características próprias de cada módulo fotovoltaico que afeta o rendimento global do sistema.

Quando ocorre este sombreamento parcial sobre uma *string* de painéis fotovoltaicos, gera-se um efeito de múltiplos pontos de máxima potência, como pode ser visto na Figura 1, aumentando a complexidade para o inversor obter a região que realmente forneça a máxima potência naquele instante. Desta maneira, se o algoritmo de rastreamento não estiver preparado para operar dentro desta condição, o sistema poderá não estar operando em sua capacidade máxima. De qualquer forma, o efeito do sombreamento parcial de uma *string* de painéis resulta na diminuição da potência total do sistema, quando comparado com a soma das potências individuais dos módulos, ou seja, o sistema sempre apresentará o seu rendimento comprometido.

Outro efeito indesejado do sombreamento, além do decréscimo da potência, são os danos ao módulo fotovoltaico que está obstruído. Como a potência total gerada não está

Figura 1 – Múltiplos pontos de máxima potência gerado pelo sombreamento parcial da *string*



Fonte: Adaptado de Solarize (2016).

sendo entregue, esta está sendo dissipada no módulo afetado, ou até mesmo em apenas algumas células. Isso pode ocasionar a ruptura do vidro e fusão dos polímeros, fenômeno denominado *hotspot* (PINHO; GALDINO, 2014).

Por estes aspectos negativos vinculados ao sombreamento parcial da *string* de painéis, como o rendimento global e até mesmo efeitos nocivos à vida útil de seus elementos, uma alternativa a ser aplicada é a utilização de microinversores.

Os microinversores são instalados individualmente por módulo fotovoltaico, desta maneira, nos casos em que haja um sombreamento parcial em uma *string*, o rendimento macro não é reduzido, conseqüentemente, havendo a redução de energia proveniente apenas do painel afetado de forma isolada.

Outra contribuição dada pelo uso de microinversores, na busca de aumento do rendimento global do sistema, seria através da disposição organizacional dos painéis fotovoltaicos, pelo fato de não possuir a exigência dos módulos de uma *string* estarem na mesma orientação, é possível realizar a otimização do sistema de acordo com as características arquitetônicas da construção.

Devido à complexidade deste tipo de conversor, que impacta no tempo de desenvolvimento e na utilização de elementos otimizados, a relação custo por watt tende a ser superior quando comparada aos conversores do tipo *string*. Além disso, este tipo de tecnologia ainda está se consolidando no mercado, refletindo na disponibilidade e na variabilidade destes sistemas, e conseqüentemente no preço final.

É possível citar outros aspectos relacionados ao emprego de microinversores:

- Amplitude da tensão de operação em corrente contínua (CC) substancialmente inferior aos modelos convencionais, reduzindo os riscos ao operador na sua manipulação.
- Redução dos efeitos da capacitância parasita presente nos módulos fotovoltaicos em sistemas de geração conectados a rede não isolados.
- O sombreamento não afeta o rendimento global.
- Monitoramento individualizado e, conseqüentemente, uma obtenção de mais dados e um conhecimento maior a respeito do comportamento do sistema, e nos casos de uma não conformidade, possibilidade de saber previamente qual módulo está apresentando problemas.
- No caso de um microinversor apresentar falha, o restante do sistema continua operando.
- Devido ao seu aspecto modular, é possível a realização da expansão do sistema, mesmo com recursos e espaço físico reduzidos.
- Orientação independente dos painéis, sendo possível posicioná-los em espaços distintos.

Dados os fatores supracitados, a utilização de microinversores se tornou uma boa opção para a obtenção da melhoria do rendimento global do sistema, e uma abertura para a exploração da eletrônica de potência.

O aproveitamento e conversão da energia solar na forma de energia elétrica estão intrinsecamente vinculados à Eletrônica de Potência, área de estudo fundamental para a sociedade atual, tendo como objetivo a compactação dos dispositivos, bem como a melhoria no processamento de energia.

Esta ciência sofreu grandes evoluções, passando desde a utilização de válvulas eletrônicas a vácuo até componentes constituído de Nitrato de Gálio e Carbetto de silício. Graças a este progresso proveniente destes elementos e a apropriação da Eletrônica de Potência, tornou-se possível a construção de conversores estáticos com rendimento mais elevado e com elo de alta frequência, proporcionando a compactação de elementos

volumosos, impactando no aumento de densidade de potência e possibilitando a utilização de novos materiais na composição dos magnéticos (MACHADO, 2015).

No projeto de conversores estáticos, outro elemento de vital importância são os componentes magnéticos, transformador e indutor. Estes podendo ser volumosos e com elevado custo, em função do tipo de núcleo (composição e estrutura) e do condutor empregado, sendo diretamente associados à frequência de operação. A escolha de elementos como frequência e o material a ser utilizado no núcleo é crucial para minimização das perdas e volume.

Características como rendimento, densidade de potência, custo e robustez são requisitos essenciais para conversores voltados para geração fotovoltaica.

A partir destes fatores, a pesquisa, estudo e desenvolvimento de conversores voltados a esta aplicação se demonstraram importantes para indústria nacional, sendo que, a escolha adequada de uma topologia que minimize os esforços dos semicondutores, reduza a quantidade de elementos e torne sua implementação factível, são cruciais para viabilização.

## 1.2 MICROINVERSOR E SUAS CARACTERÍSTICAS

Os microinversores possuem características específicas para sua operação, como a utilização de baixas tensões de entrada, provenientes dos módulos fotovoltaicos comerciais, e uma tensão e corrente alternada (CA) de saída, conforme a fornecida pela concessionária de energia elétrica, sendo 220V RMS o valor preponderante escolhido pelos fabricantes. Em função desta relação de tensão elevada, o microinversor deve apresentar um alto ganho estático, entre 10 e 20 (SCHMITZ, 2015).

Estas características previamente citadas interferem diretamente na escolha da topologia a ser empregada e em fatores como a utilização de transformadores de alta frequência. Dentro dos arranjos topológicos estudados, três metodologias são empregadas para aplicação em microinversores, a de um estágio, a de dois estágios e a *pseudo DC link* (*unfolding voltage*).

Vale ressaltar que independentemente da escolha topológica, deve-se levar em consideração a necessidade do rastreamento eficiente da máxima potência proveniente dos módulos fotovoltaicos e a qualidade da energia fornecida à rede elétrica, sendo estas regulamentadas pela portaria 357 que contempla as normas ABNT NBR 16149,



ABNT NBR 16150 e a ABNT NBR IEC 62116. Estas exigências interferem diretamente no dimensionamento dos componentes, durabilidade, robustez, e conseqüentemente na escolha do conversor a ser utilizado.

### 1.2.1 Implicação na utilização de transformador

Qualquer que seja a quantidade de estágios escolhidos para a implementação do microinversor, este é passível ou não da utilização de transformadores, possuindo vantagens e desvantagens em ambos os casos.

Nos sistemas conectados à rede, a não empregabilidade do transformador pode significar o aumento do rendimento do conversor, porém, ser prejudicial em outros aspectos, impossibilitando sua aplicação junto a módulos fotovoltaicos de tecnologia filme fino. O emprego desta tecnologia exige o aterramento de um de seus terminais, desta maneira, a isolação galvânica torna-se indispensável, uma vez que os potenciais da rede elétrica e dos painéis ficam dissociados.

A partir do emprego de transformadores, elimina-se a corrente de modo comum. Já nas topologias sem transformador, é possível mitigar este efeito com a adição de interruptores e diodos, impactando assim em seu custo e rendimento. Com a utilização de inversores sem transformador, as capacitâncias parasitas dos módulos fotovoltaicos, elementos intrínsecos e variantes, quando submetidas a tensões de modo comum, podem acarretar correntes circulantes entre a rede elétrica e estas capacitâncias, denominadas corrente de fuga de modo comum. Esta corrente possui impacto na qualidade de energia fornecida à rede, na segurança e na durabilidade dos módulos fotovoltaicos, sendo estes efeitos anulados com o emprego do transformador no sistema (FIGUEREDO, 2015).

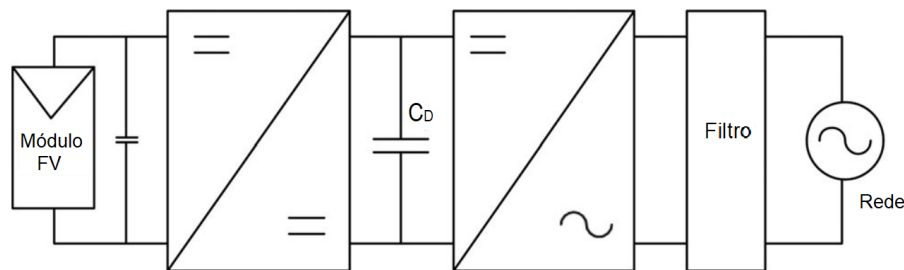
Nas aplicações que exigem um elevado ganho estático, como microinversores e células de combustíveis, o emprego do transformador se apresenta como uma boa alternativa. Uma vez que a relação transformação seja feita de forma adequada, os semicondutores da etapa de potência de entrada estarão submetidos a menores esforços de corrente e de tensão, refletindo assim na robustez do sistema.

Existem algumas implicações provenientes da utilização de transformadores em alta frequência quando comparada a sistemas não isolados, bem como aumento do volume, peso, perdas e, conseqüentemente, maior custo, sendo um desafio e incitação para o estudo da minimização destes efeitos.

### 1.2.2 Conversor com dois estágios

Para a estrutura de dois estágios, são empregadas duas etapas de conversão da tensão, como pode ser visto na Figura 2. O primeiro estágio, CC/CC, é responsável por elevar a tensão proveniente dos painéis fotovoltaicos para um nível adequado, exigido pelo segundo estágio, em que este valor está vinculado à tensão de saída. Este primeiro estágio, além de elevar o nível de tensão, o que resulta na redução da capacitância do barramento, também é responsável pelo desacoplamento da fonte primária, sendo estas características grandes vantagens em relação as outras estruturas (MENESES et al., 2004).

Figura 2 – Diagrama de blocos para o conversor de dois estágios



Fonte: Adaptado de Meneses et al. (2004).

O segundo estágio do conversor é responsável pela adequação da energia transferida à rede elétrica. Este conversor de saída possui duas estruturas básicas comumente empregadas: meia ponte e ponte completa (MARTINS; BARBI, 2008).

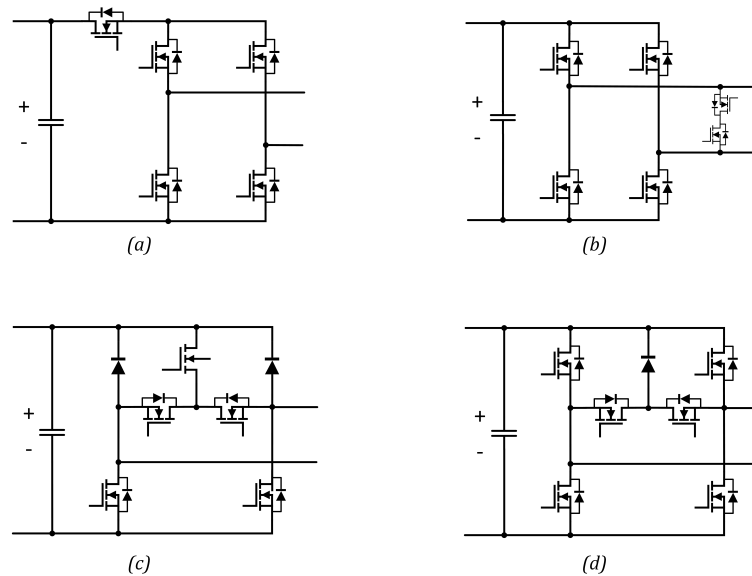
Os conversores em meia ponte possuem um aspecto positivo relacionado às correntes de modo comum, pois o neutro de saída está referenciado em um ponto médio do conversor, não apresentando altas frequências neste ponto. Porém, esta estrutura necessita do dobro da tensão em seu barramento em comparação ao conversor ponte completa, exigindo-se mais do conversor de entrada.

Outra desvantagem em relação ao conversor em ponte completa, ambos estando sob as mesmas condições de tensão de saída, está relacionada com as tensões exercidas sobre as chaves, bem como os esforços de corrente, sendo estes dobrados. Esta característica acaba refletindo no aumento dos filtros e das perdas (MARTINS; BARBI, 2008).

Em relação aos inversores meia ponte, os em ponte completa apresentam um melhor aproveitamento dos semicondutores, sendo estes robustos e confiáveis. Dependendo da modulação empregada, podem-se reduzir as perdas magnéticas do filtro e o volume.

Para topologias não isoladas que utilizam um conversor ponte completa em sua etapa de saída, a fim de eliminar os efeitos da corrente de modo comum, foram desenvolvidos novos arranjos, acrescidos de chaves e diodos. O conceito de uma destas estruturas dá-se em função do desacoplamento do módulo fotovoltaico através de chaves inseridas no barramento, no momento em que o inversor impõe nível zero de tensão em sua saída, e assim, interrompe a corrente de modo comum. Há outro conceito que também emprega o seccionamento do módulo, porém, realizando a imposição do nível de tensão zero na saída do inversor a partir de interruptores posicionados anti-série, no instante da passagem por zero da tensão. Exemplos de novos arranjos voltados a minimização deste efeito são H5, *Highly Efficient and Reliable Inverter Concept* (HERIC), H6.5 e H5.6 evidenciados na Figura 3 (FRISCH; ERNÖ, 2014).

Figura 3 – Topologias voltadas para minimização do efeito da corrente de modo comum. (a) H5, (b) HERIC, (c) H5.6 e (d) H6.5



Fonte: Autoria própria.

A estrutura do conversor de dois estágios, exige dois conversores que operem em alta frequência, o que impacta no aumento das perdas por comutação.

### 1.2.3 Conversor de único estágio

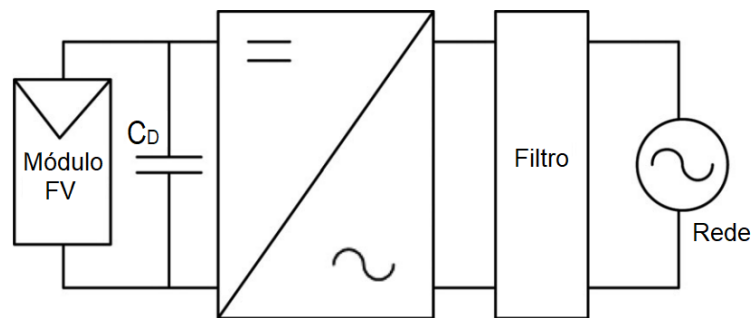
Os conversores de estágio único, CC/CA, eliminam a necessidade do conversor primário CC/CC, de forma que esta estrutura não possua um barramento CC intermediário conforme a Figura 4. Nesta configuração, o conversor primário é responsável pelo aumento do nível de tensão proveniente do módulo e pela adequação da energia fornecida à rede elétrica, além de realizar o rastreamento do ponto de máxima potência.

Comparado aos conversores de múltiplos estágios, esta estrutura possui uma redução das perdas nos semicondutores pelo fato de possuir um número menor de etapas, maximizando o rendimento do sistema.

Da mesma maneira que nos conversores de dois estágios, esta estrutura requer capacitores de desacoplamento, porém, neste caso, este está vinculado diretamente com o módulo fotovoltaico. Para um rastreamento eficiente do ponto de máxima potência dos painéis, a ondulação de tensão deve ser baixa o suficiente para garantir esta condição. Devido a este fator, junto às baixas tensões de operação da fonte primária, há necessidade de utilizar capacitâncias significativamente elevadas, conseqüentemente, o emprego de capacitores eletrolíticos, impactando assim na redução da vida útil do sistema (MENESES et al., 2004).

Uma estratégia utilizada para a redução desta capacitância, também empregada em conversores *unfolding* convencionais, se dá através da adição de mais uma estrutura que realiza o desacoplamento ativo do módulo. Esta metodologia reflete diretamente na quantidade de elementos no sistema e, conseqüentemente, na redução de seu rendimento e aumento de sua complexidade.

Figura 4 – Diagrama de blocos para o conversor de estágio único



Fonte: Adaptado de Meneses et al. (2004).

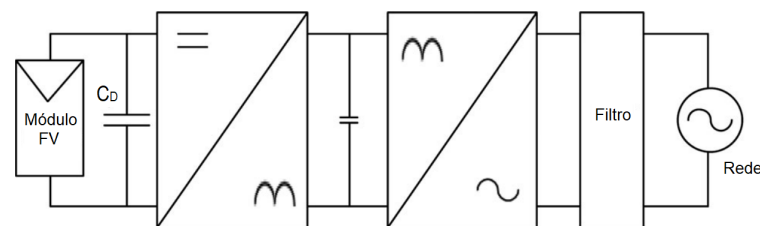
#### 1.2.4 Conversor *pseudo DC link*

A metodologia *pseudo DC link* (*unfolding voltage*) é baseada na geração de uma fonte senoidal retificada a partir do estágio primário, e subsequentemente, um segundo estágio de desdobramento da tensão, como é exibido na Figura 5. Graças a esta característica, denomina-se o conversor como *pseudo DC link*, pois não há necessidade de valores substanciais de capacitância no barramento. Em função do conversor de saída realizar apenas o desdobramento de tensão, as perdas por comutação são minimizadas em comparação aos conversores de dois estágios, possibilitando a utilização de tiristores

para realização do desdobramento a fim de se reduzir a complexidade do sistema. Nesta configuração, o chaveamento em alta frequência é realizado apenas no estágio de entrada, podendo ser adotadas topologias que minimizem as perdas provenientes do chaveamento através de técnicas de comutação suave.

Da mesma maneira que o conversor de estágio único prevê, o conversor *unfolding voltage* convencional também necessita de capacitores de desacoplamento em paralelo com o módulo fotovoltaico. Porém, como será abordado neste trabalho, o conversor proposto possibilita a redução da ondulação de 120Hz na entrada, sem a necessidade de etapas de potência adicionais, maximizando assim o seu rendimento, minimizando os valores destas capacitâncias propiciando a longevidade do equipamento, sendo este um dos objetos de estudo deste trabalho.

Figura 5 – Diagrama de blocos para o conversor *pseudo DC link*



Fonte: Adaptado de Meneses et al. (2004).

### 1.2.5 Expansão da aplicabilidade do conversor

Os conversores estáticos direcionados a microinversores possuem características similares aos conversores empregados em sistemas de fornecimento de potência a partir de células de combustível, em que este tipo de tecnologia tem-se mostrado muito promissor.

Considera-se o hidrogênio como sendo a principal fonte para produção de energia a partir das células de combustível devido à sua grande disponibilidade. Este sistema também é caracterizado por não gerar poluentes no processo, sendo água o seu resíduo após a geração. Desta maneira esta tecnologia se apresenta como uma alternativa para a geração distribuída, mitigando problemas relacionados ao consumo de combustíveis fósseis e à crescente demanda de eletricidade, conciliada à utilização de recursos renováveis (RAMOS-PAJA et al., 2009).

Assim como os microinversores, os conversores direcionados a células de combustíveis também operam com tensão reduzida em sua entrada, apresentado um elevado ganho estático e alta capacidade de corrente na sua entrada. Cuidados

relacionados a ondulação de corrente também são necessários, pois dependendo da frequência, e da amplitude desta componente, ocorrerá a redução do tempo de vida e sobreaquecimento do sistema (MAZUMDER et al., 2007).

A capacidade de geração de energia elétrica das células de combustíveis também está vinculada a fatores como temperatura e pressão dos gases, bem como à condição de fornecimento de combustível. Desta maneira, o conversor atrelado a esta tecnologia desempenha um papel fundamental na adequação de grandezas elétricas para obtenção do maior potencial do sistema (SINGHAL; KENDALL, 2003).

A expansão da empregabilidade deste tipo de conversor, em função de suas características, beneficiará diversos segmentos, impactando significativamente no modelo de distribuição e auxiliando todo o sistema elétrico de potência.

### 1.3 OBJETIVOS

A proposta deste trabalho consiste no desenvolvimento de um inversor monofásico utilizando a topologia *boost-full-bridge* com redução ativa da ondulação de baixa frequência da corrente de entrada.

O conversor em questão possui um grande potencial, apresentando alta versatilidade em seu modo de operação e em sua configuração, podendo ser empregado em diversas aplicações como células de combustíveis e microinversores, que exigem ganho estático elevado e alta capacidade de corrente em sua entrada. Este conversor também possui empregabilidade em sistemas que requerem múltiplas fontes de energia, como é o caso de soluções híbridas que utilizam bateria e célula de combustível em sua entrada para fornecer energia em sua etapa de saída, propiciando o controle dos fluxos de potência.

Como foco neste trabalho, a aplicação do conversor *boost-full-bridge* será direcionada para sistemas fotovoltaicos, especificamente em um microinversor. Este possui diversas características a serem exploradas, como isolamento galvânica, que possibilita a utilização em módulos fotovoltaicos com tecnologia de filme fino, comutação suave, para o aumento do rendimento do sistema, e capacidade de desacoplamento ativo, para redução da ondulação de 120Hz. Vislumbrando o alcance dos atributos mencionados, este trabalho concentrará esforços na pesquisa e desenvolvimento deste conversor.

### 1.3.1 Objetivos específicos

Conforme apresentado na base introdutória, o objetivo almejado deste trabalho se traduz na utilização do conversor *boost-full-bridge* para aplicação em um microinversor, a partir da estrutura topológica *unfolding voltage*.

Desta maneira, será realizado:

- O estudo detalhado da topologia proposta.
- Verificação das técnicas de desacoplamento ativo de potência para redução da capacitância de entrada do conversor.
- Simulação para validação do funcionamento do conversor e sua operação com a rede elétrica.
- Simulação para análise do desacoplamento ativo.
- Construção de um protótipo para validação das etapas de operação do conversor.
- Análise do comportamento do protótipo em sua operação com a rede bem como a performance do algoritmo de desacoplamento ativo.

Em relação à resposta do sistema após sua implementação, almeja-se obter bons resultados quanto à qualidade de energia fornecida à concessionária, estando equivalentes ou superiores aos valores exigidos pelos órgãos reguladores.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 TOPOLOGIA *PSEUDO DC LINK*

A classificação das topologias direcionadas a conversores fotovoltaicos encontradas na literatura é dada pelo número de estágios de potência, o tipo de inversor e a presença de isolamento galvânica, sendo estas classificadas como conversores de único estágio, múltiplos estágios e *unfolding*.

Dentre todas alternativas, o conceito que está sendo mais empregado consiste no conversor *unfolding*, sendo sua principal vantagem a eliminação do capacitor DC *link* entre os estágios de entrada e saída, proporcionando uma maior durabilidade do microinversor. Outro aspecto positivo desta estrutura está relacionado à etapa de saída, em que sua frequência fundamental de chaveamento é a mesma da rede, minimizando assim suas perdas.

Para esta configuração, existem diferentes conversores, sendo estes isolados ou não, podendo-se citar o *buck-boost*, capacitor chaveado de estágio único, *cuk*, *flyback*, *push-pull*, ponte completa entre outros.

Entre os conversores mencionados acima, uma proposta que possui grande difusão é o conversor baseado na topologia *flyback*, apresentado na Figura 6 , uma vez que atende a especificações como elevado ganho de tensão, isolamento, alta densidade de potência, boa confiabilidade e baixo custo (CHRISTIDIS et al., 2016). Este é constituído basicamente por três chaves, dois diodos, um transformador em alta frequência e um filtro LC em sua saída. O seu modo de operação consiste na determinação da potência a ser transferida ao secundário através do *Maximum Power Point Tracking* (MPPT), ajustando-se assim a largura de pulso a ser aplicada na chave  $S_P$  que opera em alta frequência. Esta modulação é variável, convertendo a corrente DC proveniente do módulo fotovoltaico em um formato senoidal retificado em 120Hz. As chaves  $S_{S1}$  e  $S_{S2}$  são responsáveis por realizar o desdobramento desta corrente, operando assim em baixa frequência. Por fim, a corrente é fornecida à rede através do filtro passa baixa LC.

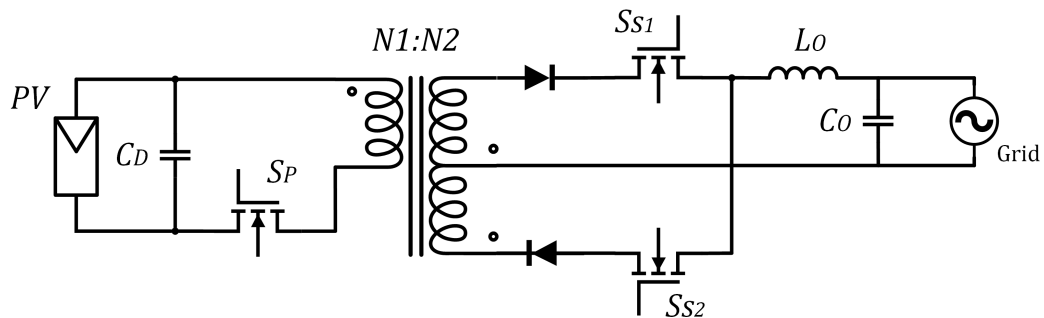
Os dois modos de operação mais utilizados do conversor *flyback* são o *Discontinuous Conduction Mode* (DCM) e o *Boundary Conduction Mode* (BCM) (KYRITSIS et al., 2008). Ambos os modos operam como fonte de corrente, tornando o controle relativamente simples. No modo de condução descontínua, a frequência de



chaveamento é constante e o transformador é totalmente desmagnetizado, por outro lado, no modo BCM, o transformador é momentaneamente desmagnetizado, impactando em uma frequência variável.

Em relação aos dois modos de operação, o DCM necessita de um *hardware* e controle simplificado, porém, sua aplicabilidade se limita a potências reduzidas, apresentando elevados níveis de corrente e baixo rendimento (LI; ORUGANTI, 2012). No modo BCM, níveis de potência mais altos podem ser alcançados, uma vez que o transformador é utilizado continuamente, devendo-se empregar técnicas de controle com variação de frequência, impactando assim no aumento da complexidade de sua implementação (KYRITSIS et al., 2008). Para este modo de operação, sua eficiência é comprometida quando o sistema é submetido a níveis mais baixos de irradiância fotovoltaica, devido ao aumento da frequência de comutação do transistor da primeira etapa. Além disso, mesmo em níveis mais altos de potência, as perdas de comutação durante os intervalos de tempo próximos às passagens por zero da onda senoidal ainda permanecem elevadas (CHRISTIDIS et al., 2016). Independentemente do modo de operação, deve-se tomar cuidado com transitórios da rede, podendo levar o inversor a operar em um modo de condução contínua, e assim ocasionar a saturação de seu núcleo.

Figura 6 – Conversor *Flyback*



Fonte: Autoria própria.

Uma proposta comercial aperfeiçoada do conversor *flyback* é sua versão *interleaved*, sendo esta a solução também adotada pelo fabricante de microinversores Enphase®.

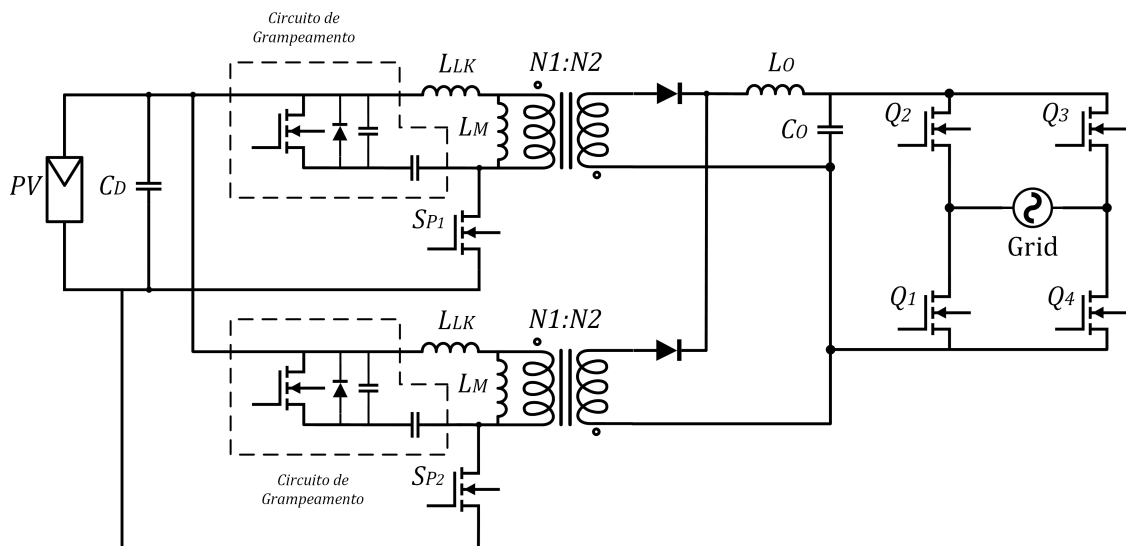
Esta proposta é constituída por dois conversores de entrada que se intercalam durante o processo de transferência de potência ao secundário, auxiliados por grampeadores ativos. Na etapa de saída diodos retificadores posicionados nos secundários dos transformadores e uma ponte completa compartilhada que realiza o desdobramento de corrente fornecida a rede. Esta estrutura está evidenciada na Figura 7.

O conversor *interleaved flyback* é caracterizado por possuir picos de tensão durante a comutação sobre as chaves substancialmente menores quando comparado ao conversor *flyback* convencional. Para obtenção deste efeito é inserido um circuito para grampeamento ativo, proporcionando uma comutação suave nas chaves principais, refletindo assim na redução das perdas por chaveamento. Por utilizar esta técnica *interleaved*, as perdas por condução nas chaves de entrada são minimizadas, além de impactar também na redução dos esforços nos elementos magnéticos.

O circuito de grampeamento ativo é utilizado para para minimizar os picos de tensão impostos sobre a chave principal durante o processo de comutação em alta frequência, provenientes da ressonância entre o capacitor de saída e a indutância de dispersão, sendo esta energia absorvida pelo capacitor do grampeador (Anandakumar et al., 2014).

Da mesma maneira que o conversor *flyback* convencional, sua versão *interleaved* possui eficiência comprometida quando operando com baixos níveis de potência. Esta característica é reflexo da grande quantidade de elementos passivos e ativos em operação, o que ocasiona uma redução no rendimento global do sistema.

Figura 7 – Conversor *Interleaved Flyback*

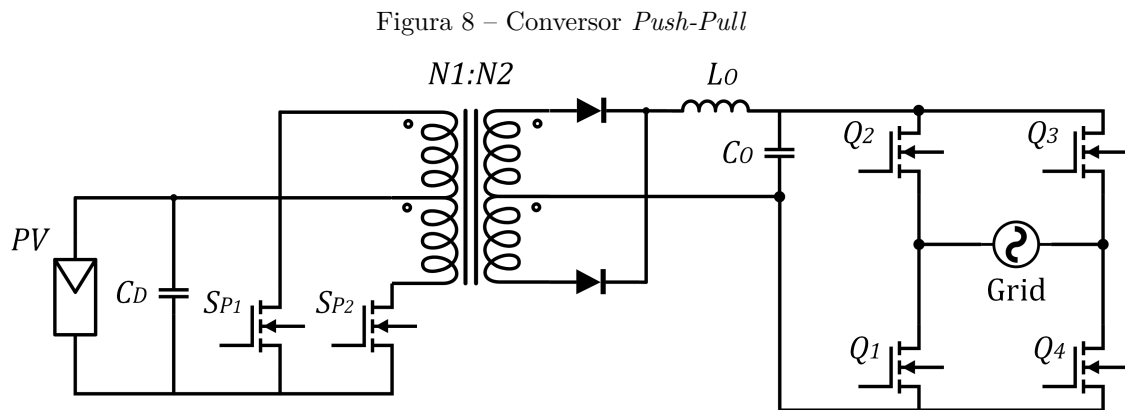


Fonte: Autoria própria.

Outra estrutura básica bem difundida é o conversor *push-pull*. Este possui algumas vantagens se comparado ao conversor *flyback* como menor interferência eletromagnética, menor estresse sobre os semicondutores e um aproveitamento melhor do núcleo, sendo possível atingir potências mais elevadas.

Este conversor consiste em uma etapa de potência primária que opera em alta frequência, composta de duas chaves, um transformador isolador com derivação central no primário e no secundário, e uma segunda etapa com dois diodos, um filtro de saída e uma ponte completa, representados pela Figura 8. Conforme a proposta dos conversores *unfolding*, a etapa de entrada determina o fluxo potência que será transferido e a etapa seguinte realiza a adequação desta para a rede. As chaves de entrada operam defasadas de  $180^\circ$  e sua razão cíclica máxima é de 50%.

O *push-pull* possui uma quantidade baixa de componentes passivos e seu controle é relativamente simples. Em relação ao seu modo de operação, este pode operar no CCM, BCM e DCM, porém, por questões de qualidade e minimização de perdas, é preferível trabalhar em condução contínua (KAZIMIERCZUK, 2015).

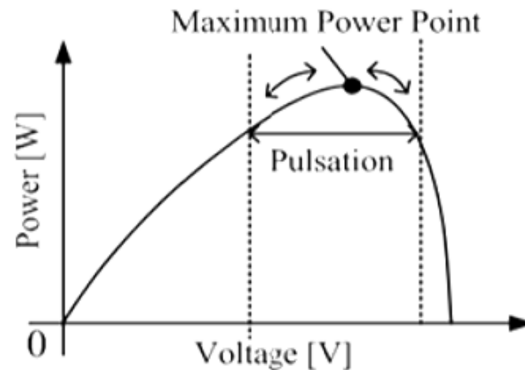


Fonte: Autoria própria.

Dentre as topologias mencionadas acima, e diversas outras direcionadas a microinversores, o desacoplamento dos painéis fotovoltaicos se faz necessário para que o sistema opere de forma eficiente, proporcionando um funcionamento correto do rastreamento da máxima potência. De forma geral, a metodologia empregada para o desacoplamento é realizada por um capacitor, vinculado diretamente ao módulo. Mesmo se tratando de conversores de baixa potência, esta capacitância possui valores substancialmente elevados, exigindo-se assim capacitores eletrolíticos, sendo estes submetidos a um alto fluxo de corrente e elevadas temperaturas, refletindo-se na redução da vida útil do sistema.

A oscilação presente nestes sistemas se dá em função do fluxo de energia exigida pela rede, variante ao longo do tempo, sendo refletida ao estágio de entrada, ocorrendo assim um decréscimo na capacidade de transferência de potência do módulo fotovoltaico. Este reflexo no estágio de entrada resulta em uma variação de 120Hz na tensão do módulo, ocasionando um potencial oscilatório no mesmo, como exemplificado na Figura 9.

Figura 9 – Tensão pulsante do módulo fotovoltaico em função do acoplamento CA



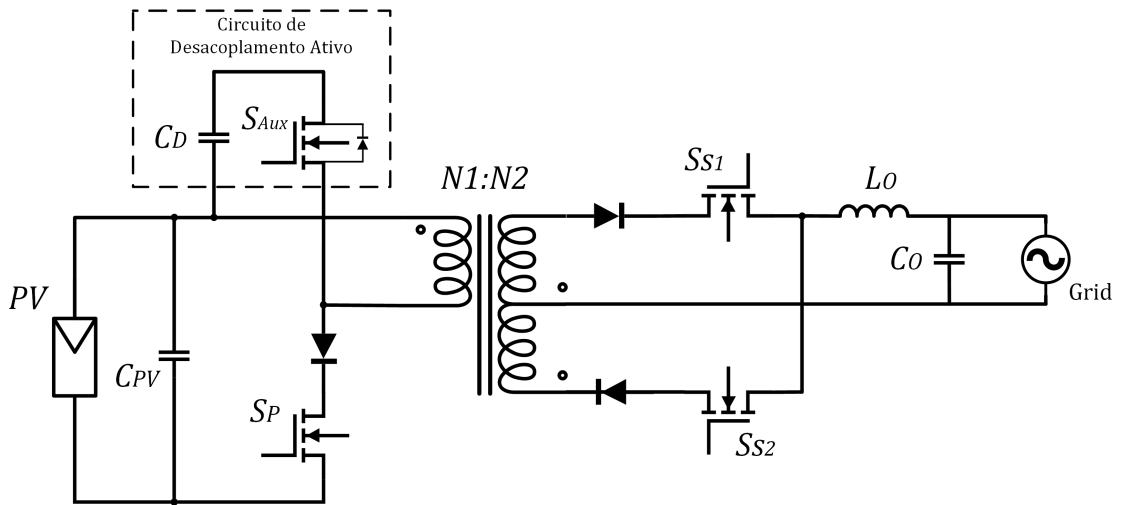
Fonte: Adaptado de Shimizu e Suzuki (2011).

Este efeito pode ser mitigado através da adição de capacitores eletrolíticos, porém, como citado anteriormente, esta estratégia pode não ser a mais adequada. Para isso são desenvolvidas técnicas de desacoplamento ativo de potência, a fim de minimizar estas capacitâncias. Nas topologias convencionais, faz-se necessária a adição novos elementos passivos e ativos, impactando assim em sua robustez, no aumento das perdas e em complexidade.

A proposta básica do desacoplamento ativo de potência é realizar a transferência de energia do módulo fotovoltaico de maneira constante, armazenando a energia em um capacitor enquanto a potência demandada pela rede for inferior ao valor médio do lado CC, e transferindo-a quando a potência requerida pela rede for superior, refletindo a ondulação de energia a este capacitor.

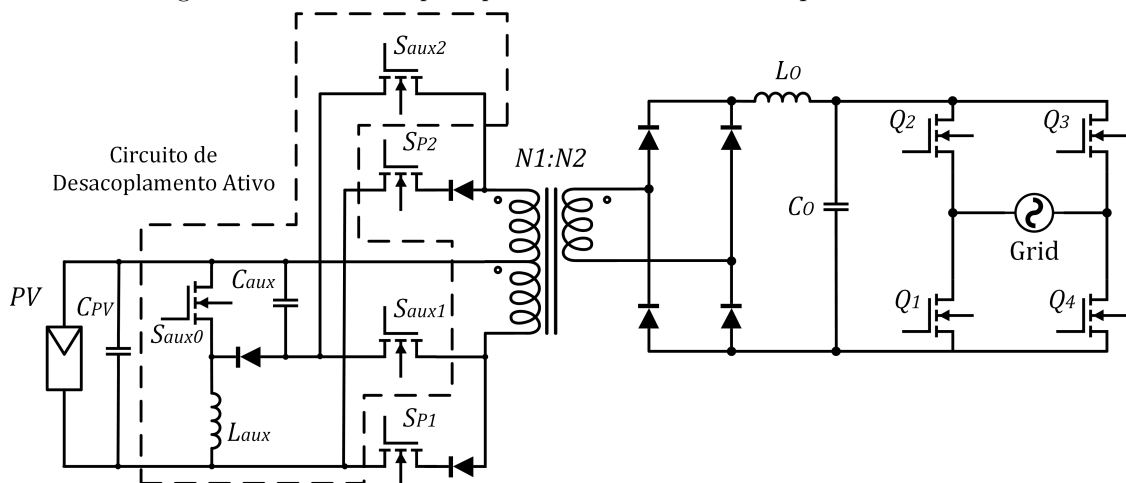
Uma metodologia empregada nos conversores *flyback* é ilustrada na Figura 10, possuindo um circuito de desacoplamento ativo de potência, responsável por minimizar a pulsância de baixa frequência sob o módulo, onde a modulação empregada sobre a chave  $S_P$  determina a potência média requerida, e a chave  $S_{Aux}$  realiza o controle do fluxo de potência oscilatória, como foi apresentado por Shimizu et al. (2002).

Outra metodologia utilizada para realização do desacoplamento ativo foi proposta por Shimizu e Suzuki (2011), neste caso sendo implementada em um conversor *push-pull* representado na Figura 11. O circuito de desacoplamento é composto por um conversor *boost* e duas chaves auxiliares.

Figura 10 – Conversor *flyback* com circuito de desacoplamento ativo

Fonte: Autoria própria.

O conversor *boost* realiza o armazenamento de energia no capacitor  $C_{aux}$  no estágio em que a potência instantânea de saída for inferior a potência média de entrada, e as chaves auxiliares realizam a transferência desta energia durante o estágio oposto, realizando assim o controle da oscilação de potência.

Figura 11 – Conversor *push-pull* com circuito de desacoplamento ativo

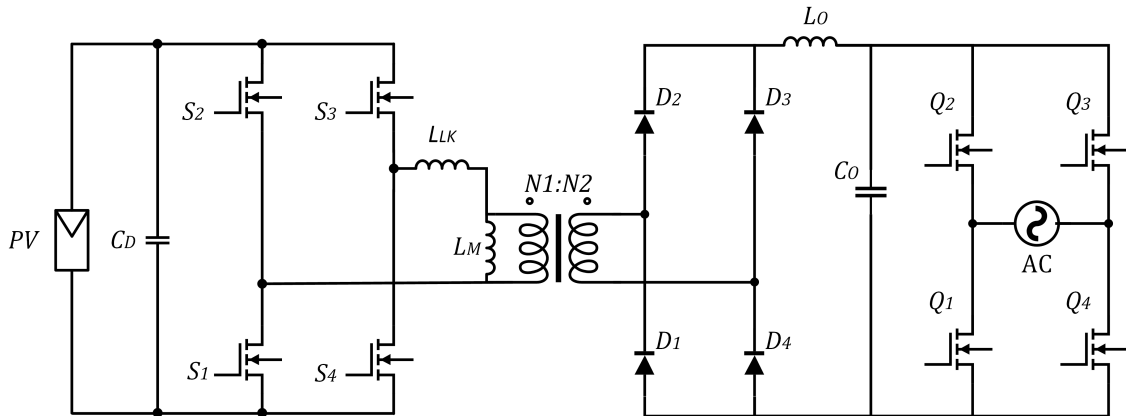
Fonte: Autoria própria.

### 2.1.1 Topologia *full-bridge*

O conversor *full-bridge* é vastamente utilizado, possuindo diversas configurações e metodologias de operação. Sua estrutura consiste em uma ponte completa em seu estágio de entrada, um transformador que opera em alta frequência, uma ponte de diodos atrelada ao secundário do transformador, um filtro LC e mais uma ponte completa em sua saída,

como apresentado na Figura 12. Da mesma maneira que os conversores mencionados anteriormente, o primeiro estágio do conversor determina qual será o fluxo de potência transferido ao secundário, e o segundo estágio é responsável pelo condicionamento da corrente fornecida à rede elétrica.

Figura 12 – Conversor *full-bridge*



Fonte: Autoria própria.

Esta topologia possibilita duas metodologias de chaveamento em seu primeiro estágio, uma por modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM) e outra por deslocamento de fase (*phase shift*). Nesta última, os interruptores do mesmo braço operam de forma complementar com razão cíclica de 50%, e o deslocamento de fase entre os braços determina o sinal resultante aplicado ao primário do transformador.

O emprego da modulação por deslocamento de fase possibilita que o conversor funcione sob comutação suave, apropriando-se de elementos parasitas intrínsecos ao sistema, permitindo que este opere em frequências elevadas e conseqüentemente ocorra o aumento da densidade de potência do conversor. Podem-se citar algumas vantagens neste modo de operação como: redução das perdas por comutação, baixa *Electromagnetic Interference* (EMI), frequência constante e simplicidade na estratégia de acionamento dos interruptores (REDL et al., 1994). Os conversores que operam com comutação dissipativa apresentam uma redução em sua vida útil em função do grande estresse em que estão submetidos, causados por picos de tensão e corrente durante os transitórios da comutação, não sendo interessantes para aplicações voltadas à geração fotovoltaica.

Fatores como indutância de dispersão, capacitância dos interruptores e nível de carga aplicado no sistema são determinantes para a comutação suave, além da especificação correta do tempo morto que possibilita as trocas de energia entre os elementos parasitas.

Uma desvantagem apresentada por esta topologia ocorre quando esta opera com níveis de carga reduzidos, refletindo em uma baixa corrente de entrada, impossibilitando assim a comutação suave, comprometendo o rendimento do sistema dependendo de sua operação.

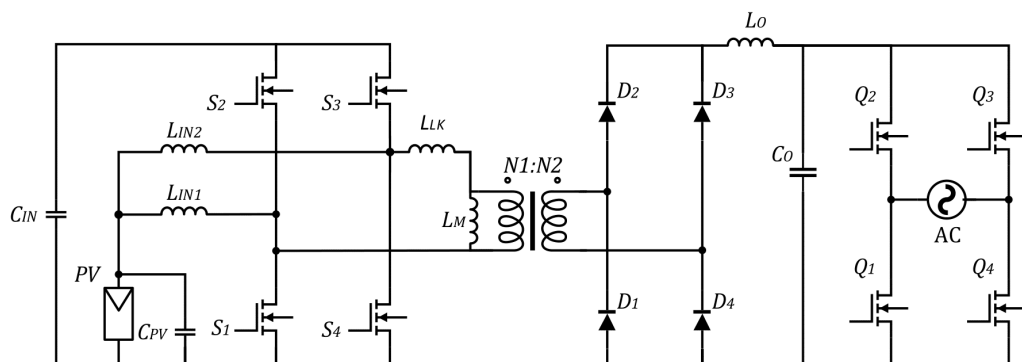
Outra desvantagem vinculada ao conversor *full-bridge* é sua limitação relacionada aos métodos de desacoplamento de potência de sua fonte primária, sendo necessária a empregabilidade de elementos passivos com valores elevados para esta função.

### 2.1.2 Topologia *boost-full-bridge*

O conversor *boost-full-bridge* apresenta uma estrutura semelhante ao conversor *full-bridge* convencional, sendo que algumas de suas etapas de operação ocorrem de formas muito similares. Sua implementação se dá através da adição de indutores no ponto central dos braços de entrada e a alteração do posicionamento da fonte em seu estágio primário, como é representado na Figura 13, como proposto por Romaneli e Barbi (2001).

Esta estrutura se beneficia das características previamente mencionadas do conversor *full-bridge* devido à utilização da modulação por deslocamento de fase, apresentando também baixa ondulação de corrente em alta frequência em sua entrada devido à operação do conversor *boost interleaved*, elevada capacidade de corrente, além de permitir a utilização de fontes com valores baixos de tensão.

Figura 13 – Conversor *boost-full-bridge*



Fonte: Autoria própria.

Seu funcionamento ocorre através de duas técnicas de chaveamento, uma a partir da modulação por largura de pulso, que é responsável pela geração do barramento primário, e outra através do deslocamento de fase, que realiza a transferência de energia para o secundário, a partir da energia armazenada neste barramento.

A grande vantagem deste conversor em relação ao *full-bridge* convencional está relacionada à sua capacidade de realizar o desacoplamento ativo de potência, viabilizando sua empregabilidade em sistemas de geração fotovoltaica sem a utilização de elementos passivos volumosos e com valores elevados.

O estudo, desenvolvimento e implementação desta metodologia de desacoplamento serão descritos mais detalhadamente ao longo deste estudo, assim como todas as análises pertinentes ao conversor *boost-full-bridge* relacionadas às suas etapas de operação, e suas características, evidenciando os aspectos positivos e negativos da proposta.

Para este conversor é possível realizar o gerenciamento dos fluxos de potência e controle dos níveis de tensão de múltiplas fontes de energia, denominando-se conversores *three port* ou conversores híbridos (MIRA et al., 2017). Estes são divididos em função de sua capacidade de determinar o sentido do fluxo de energia entre suas etapas, e se estas são isoladas, sendo esta proposta caracterizada como parcialmente isolada.

De forma geral, soluções que utilizam múltiplas fontes de energia se caracterizam por ter conversores desassociados entre si, refletindo em um elevado número de elementos em suas estruturas, elevado peso, maiores perdas, menor densidade de potência e rendimento. Desta maneira, os conversores *three port* se apresentam como uma solução satisfatória, minimizando tais características indesejadas e simplificando o controle dos fluxos de potência devido a sua integração.

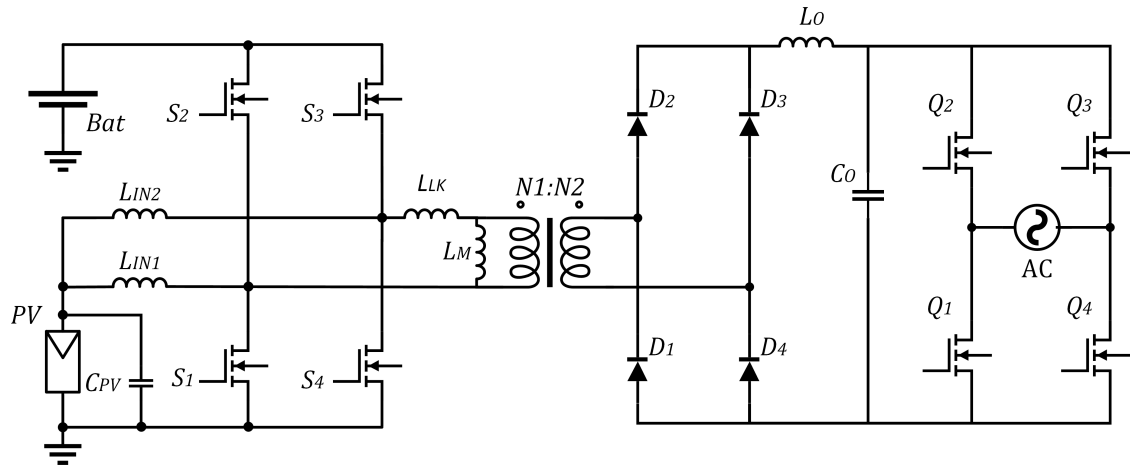
Este conversor, principalmente pela possibilidade da eliminação da ondulação de baixa frequência em um de seus estágios, se mostra uma ótima solução para os inversores híbridos fotovoltaicos com armazenamento de energia, compostos por um módulo fotovoltaico e uma bateria como fontes primárias e a rede elétrica em seu estágio de saída, como é apresentado na Figura 14.

A partir deste arranjo, é possível realizar o gerenciamento do fluxo de energia em todas as etapas de potência, de forma independente ou não, evidenciando a versatilidade desta proposta, possibilitando a realização da obtenção do ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico, controle de carga da bateria e fornecimento de energia à rede. A partir da modulação por largura de pulso realiza-se controle do fluxo de potência entre as fontes primárias e a atuação do desacoplamento ativo do módulo, e a partir do deslocamento de fase é realizado a transferência de potência ao estágio de saída. Na Figura 15, pode-se observar o diagrama desta estrutura e as formas de operação.



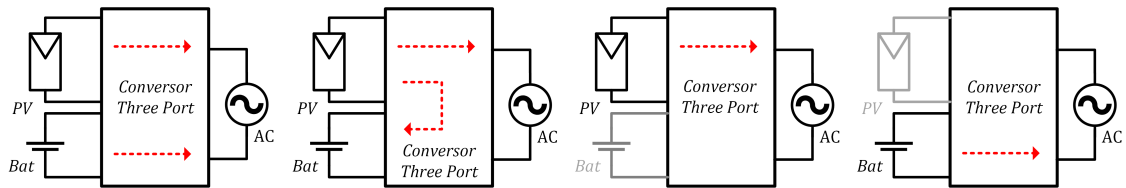
Derivações desta estrutura podem ser realizadas tornando sua etapa de saída bidirecional, flexibilizando ainda mais sua aplicabilidade.

Figura 14 – Conversor *three port* como solução de armazenamento de energia



Fonte: Autoria própria.

Figura 15 – Tipos de operação do conversor *three port* e seus fluxos de potência



Fonte: Autoria própria.

### 3 CONVERTOR *BOOST-FULL-BRIDGE*

O conversor *boost-full-bridge* a ser analisado é resultado da integração de duas topologias conhecidas: os conversores CC-CC *full-bridge* e CC-CC *boost-interleaved*, sendo que estes compartilham o mesmo grupo de chaves, como é representado através da Figura 13. Seu funcionamento se dá através de duas técnicas de chaveamento, uma a partir da modulação por largura de pulso e outra através da modulação por deslocamento de fase. A integração destes dois conversores representa a minimização da quantidade de elementos que constituem o sistema, refletindo diretamente no aumento da densidade de potência comparado às estruturas convencionais.

Uma característica que será bem explorada nesta proposta topológica é o princípio de comutação suave no estágio de entrada, aplicado à estratégia de controle por deslocamento de fase. Esta técnica se apropria de elementos parasitas, anteriormente vistos de forma prejudicial ao funcionamento, utilizando a ressonância que ocorre entre estes durante os múltiplos estágios de funcionamento do conversor para realizar a minimização das perdas de comutação, impactando diretamente na frequência de chaveamento adotada. Essa metodologia de chaveamento junto à topologia empregada utiliza de forma positiva a energia armazenada na indutância de dispersão do transformador, transferindo-a para as capacitâncias intrínsecas das chaves, realizando assim a polarização dos diodos antiparalelos e conseqüentemente ocorrendo a comutação suave, viabilizando o aumento da frequência empregada e do rendimento global.

Para a topologia empregada no estágio primário, algumas características assemelham-se a um mesmo grupo de conversores. Estes atributos foram bem evidenciados por Redl et al. (1994), podendo-se citar algumas vantagens em sua utilização:

- Frequência de operação constante, facilitando a sintonia dos controladores empregados.
- Baixo EMI. Característica advinda da comutação suave, reduzindo substancialmente as derivadas de corrente, geradoras de alta frequência.
- Apropriação dos elementos parasitas para auxílio das etapas de operação, como a indutância de dispersão, capacitâncias intrínsecas e os diodos antiparalelos das chaves, não sendo necessários elementos adicionais ou valores minimizados para estes propósito.

- A comutação suave possibilita a utilização de frequências de comutação mais elevadas, impactando diretamente na redução dos elementos magnéticos que possuem grande volume e peso, aumentando a densidade de potência do conversor.

Outro fator do qual esta topologia se beneficia é seu conversor *boost interleaved*, que possibilita a utilização de indutâncias menores em sua etapa de entrada comparado ao conversor *boost* convencional. Isto ocorre em função da defasagem entre as fases de cada braço, atenuando a ondulação da corrente de entrada pela metade e resultando no dobro de sua frequência fundamental. Este conversor também possibilita o gerenciamento da ondulação de baixa frequência proveniente da etapa de saída, realizando o desacoplamento ativo da fonte primária.

O conversor *boost-full-bridge* possui uma característica intrínseca ao seu modo de operação que representa uma perda de sua razão cíclica. Isso ocorre durante as etapas de roda livre do estágio secundário em função do fluxo de corrente entre a carga e os diodos da ponte retificadora, impossibilitando assim a transferência de potência entre o primário e o secundário do transformador, sendo estas características herdadas do conversor *full-bridge* operando com *Zero Voltage Switching* (ZVS). Este efeito está vinculado à corrente de saída, aos elementos parasitas e à indutância de dispersão, não sendo facilmente administrado.

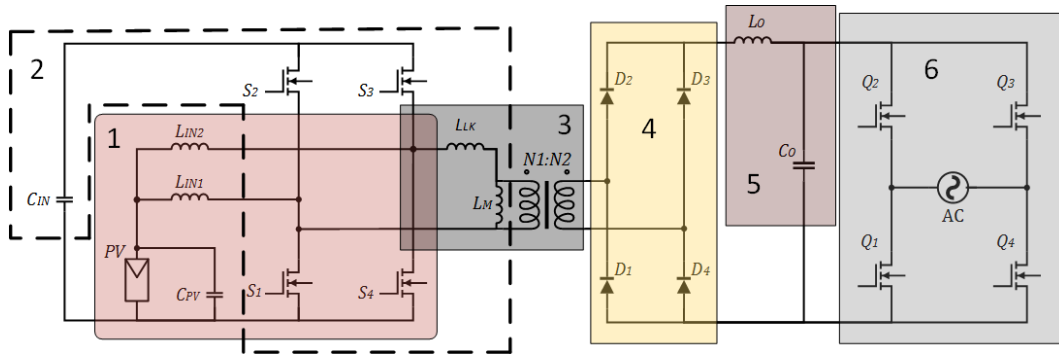
O detalhamento da composição deste conversor, bem como seu modo de operação, serão apresentados nos tópicos seguintes, colocando em evidência os efeitos da comutação suave e como é feito o seu equacionamento.

### 3.1 ELEMENTOS INTEGRANTES DO CONVERSOR

Para o conversor *unfolding* proposto, pode-se considerar basicamente uma divisão de seis blocos que determinam sua forma de operação, sendo estas: realização da geração do barramento primário, transferência de energia para o secundário do transformador, retificação, filtragem e desdobrador de tensão, como pode ser visto na Figura 16.

1. **Conversor *boost-interleaved*:** Da mesma forma que os conversores de dois estágios, que possuem o primeiro destinado à elevação da tensão da fonte primária, esta etapa de operação ocorre através do conversor *boost*, possuindo a mesma finalidade, porém, este realiza o compartilhamento das chaves subjacentes ao conversor *full-bridge* de entrada. Desta maneira, pode-se reduzir a quantidade de

Figura 16 – Constituição do conversor proposto



Fonte: Autoria própria.

elementos constituintes no sistema. Este conversor também apresenta uma redução na ondulação de corrente quando comparado a um conversor *boost* convencional, devido a este ser duplo, possibilitando assim a redução da capacitância  $C_{PV}$  e das indutâncias  $L_{IN}$ .

As características vislumbradas nos microinversores de dois estágios podem ser representadas pela possibilidade de utilizar valores reduzidos de capacitâncias de entrada destinadas ao desacoplamento dos painéis em comparação a outras topologias, junto à capacidade de controle da ondulação de 120Hz na corrente de entrada em função da reflexão da potência da saída. A obtenção destes resultados com o conversor proposto é possível pela implementação de controladores adicionais, abordados no capítulo 4, atuando na modulação por largura de pulso. A razão cíclica do PWM deve ser especificada para operar em torno de 50%, não variando muito este valor, pois impacta diretamente no modo de operação do conversor *boost-full-bridge* que atua através da modulação por deslocamento de fase.

2. **Conversor *full-bridge* de entrada:** Conversor composto por uma ponte completa de chaves utilizando a modulação *phase shift*. Neste bloco ocorre o gerenciamento de energia armazenada do capacitor  $C_{IN}$  ao transformador.

Diferentemente da modulação por largura de pulso utilizada nos conversores *full-bridge* convencionais, com o emprego da modulação por *phase shift* pode-se obter a elevação do rendimento do sistema através da apropriação dos elementos parasitas, e conciliada a isto, a elevação das frequências utilizadas, objetivando a redução do volume transformador.

Outro aspecto importante deste conversor é que a frequência de chaveamento empregada nesta etapa é refletida ao secundário, portando a elevação da frequência de operação de entrada também influenciará no filtro de saída.

3. **Transformador de alta frequência:** Bloco responsável pela transferência da energia do primário ao secundário, adequação dos níveis de tensão e isolamento galvânica, sendo este projetado para trabalhar em altas frequências, possuindo assim volume reduzido.

Para este conversor é necessário ter cautela em relação à diferenciação dos níveis de corrente gerados no primeiro estágio do sistema, buscando evitar componentes CC aplicadas ao transformador e, conseqüentemente, sua saturação. Uma estratégia para eliminar este efeito seria o emprego do capacitor série, porém, impactando no acréscimo de perdas no sistema.

Para o projeto deste transformador não há necessidade da minimização da indutância de dispersão, como já citado anteriormente, fazendo parte do processo da comutação suave.

4. **Ponte retificadora:** Composta por 4 diodos, é responsável pela retificação da saída transformador. Para a realização da comutação suave anteriormente mencionada, há a necessidade de uma indutância de dispersão significativa, no entanto, quanto maior este valor, maiores os níveis de tensão e oscilações impostos aos diodos desta etapa. Para a minimização deste efeito, deve-se empregar diodos com menor tempo de recuperação reversa.
5. **Filtro LC:** Responsável pela realização da filtragem do sinal de alta frequência retificado, proveniente da comutação do estágio de entrada. Após a filtragem, obtém-se uma onda retificada com frequência e amplitude compatíveis com a rede elétrica, havendo a necessidade da adequação deste sinal na etapa seguinte para a realização do fornecimento de energia em sua saída.

Através do filtro LC, o conversor é caracterizado como de fonte de corrente, apresentando baixa ondulação desta após o retificador. Isso reflete na redução das perdas de condução no estágio de saída, impactando naturalmente na elevação do rendimento global do sistema (BARBI; SOUZA, 1999).

Um dos parâmetros para o dimensionamento deste filtro, é a frequência de comutação utilizada pelo conversor de entrada, que é refletida no estágio de saída, possuindo valores elevados graças à comutação suave. Esta particularidade, presente nos conversores de único estágio e *unfolding*, ocasiona uma redução substancial nos valores dos elementos utilizados neste filtro, impactando também na qualidade da energia fornecida à rede elétrica.

6. **Desdobrador de tensão:** É constituído por um conversor *full-bridge* que realiza o desdobramento de tensão e adequação dos sinais à rede elétrica. Este conversor opera em baixa frequência, que é proveniente da rede, característica desejável para minimização das perdas por comutação.

Para a redução de custo na implementação desta etapa de saída, pode-se optar por utilizar *Silicon Controlled Rectifiers* (SCRs), porém, a empregabilidade desta tecnologia implicaria no monitoramento da corrente de saída, a fim de se garantir a extinção desta, certificando o seu corte para realização da inversão de polaridade da corrente. Caso não haja a extinção da corrente, e a realização de alteração da etapa de operação, pode ocorrer o acionamento mútuo dos semicondutores do mesmo braço, e, conseqüentemente, danos ao sistema.

Dependendo dos níveis de corrente impostos ao conversor de entrada, há a necessidade de adicionar um indutor de dispersão para auxílio na comutação suave. A adição de mais um elemento no sistema provoca o aumento das perdas no sistema, interferindo também na capacidade de transferência de energia do estágio primário ao secundário do conversor. O aumento desta indutância impacta nas oscilações de tensão no momento do corte dos diodos da ponte retificadora, conciliada a capacitância do transformador e da capacitância intrínseca dos diodos. Esta oscilação resulta em tensões elevadas sobre os diodos da ponte e no aumento das perdas nesta etapa, sendo indicada a utilização de diodos que possuam uma recuperação reversa minimizada, como é o caso do *shottky*.

### 3.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR

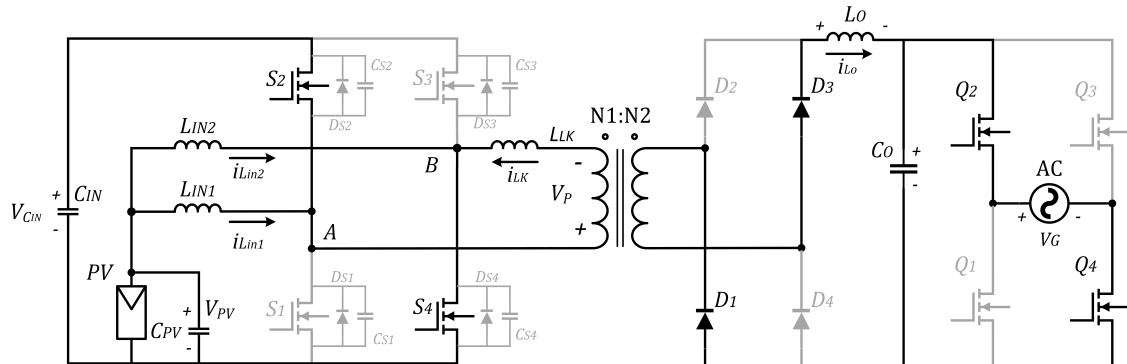
Diferentemente da metodologia de chaveamento convencional do conversor *full-bridge*, em que seu modo de operação ocorre pela modulação por largura de pulso através acionamento diagonal dos interruptores que transferem a energia, a estratégia de acionamento por deslocamento de fase é realizada por meio da defasagem entre os braços do conversor, que determinam a quantidade de energia transferida. Neste modo de operação, dois interruptores transversais podem estar acionados ao mesmo tempo, implicando em nível zero de tensão no primário do transformador, ocorrendo uma etapa de roda livre da corrente proveniente da indutância de dispersão, armazenamento ou transferência de energia das indutâncias de entrada.

Em função da ressonância que ocorre entre as capacitâncias das chaves e da indutância de dispersão, é possível obter tensões nulas sobre os interruptores, realizando assim a comutação sob tensão nula destas.

Para este conversor, existem 14 etapas para ocorrer seu ciclo completo de operação durante um semiciclo da rede, porém, será descrito até a oitava etapa pela sua similaridade. Para o conversor *full-bridge* de saída que opera na frequência da rede, as chaves  $Q_2$  e  $Q_4$  permanecem acionadas durante o semiciclo positivo, e as chaves  $Q_1$  e  $Q_3$  para o negativo. A seguir, estão descritas algumas destas etapas de operação.

**Primeira etapa -  $t_0 < t < t_1$ :** Através da Figura 17 é apresentada a primeira etapa de operação. Chaves  $S_2$  e  $S_4$  em condução. Neste estágio a energia armazenada no capacitor  $C_{IN}$  é transferida para a etapa de saída do conversor, com os diodos  $D_3$  e  $D_1$  polarizados. A tensão  $V_{AB}$  é igual a  $V_{PV}/(1-D)$ , derivada do capacitor  $C_{IN}$ . Esta etapa finaliza com o bloqueio da chave  $S_2$ .

Figura 17 – Primeira etapa ZVS

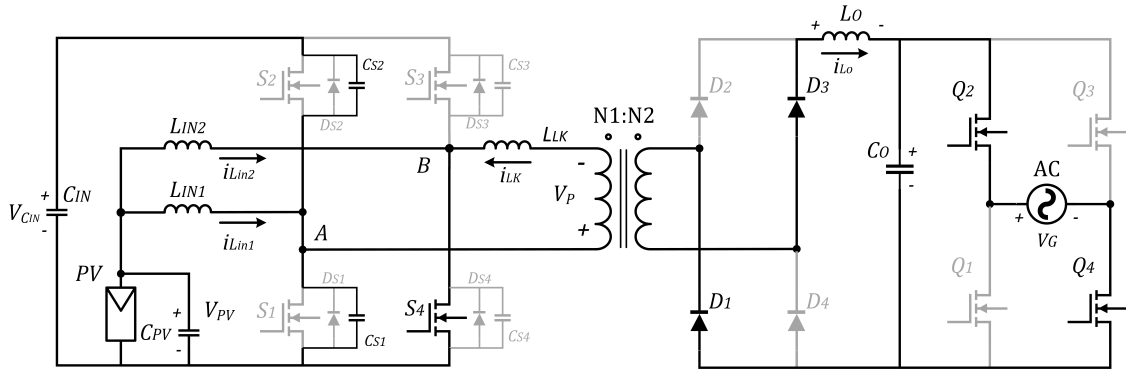


Fonte: Autoria própria.

**Segunda etapa -  $t_1 < t < t_2$ :** Quando ocorre o bloqueio da chave  $S_2$ , conforme a Figura 18, a tensão em  $C_{S2}$  eleva-se até  $V_{PV}/(1-D)$ , enquanto a tensão em  $C_{S1}$  decresce de  $V_{PV}/(1-D)$  até o nível zero.

Os diodos  $D_3$  e  $D_1$  permanecem polarizados e o final desta etapa se dá quando  $V_{AB}$  iguala-se a zero.

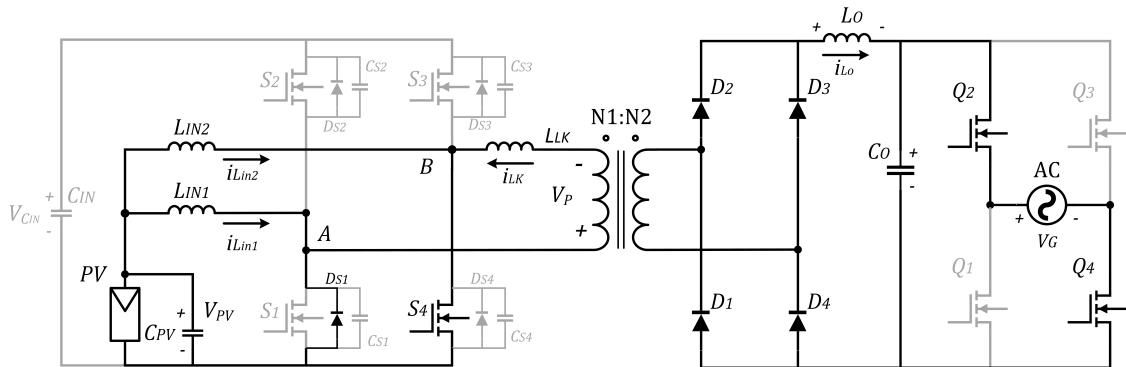
Figura 18 – Segunda etapa ZVS



Fonte: Autoria própria.

**Terceira etapa -  $t_2 < t < t_3$ :** Com a tensão sobre  $C_{S1}$  nula, ocorre a condução do diodo  $D_{S1}$  e a tensão  $V_{AB}$  é zero, permitindo o acionamento da chave  $S_1$  sob tensão nula. Nesta etapa os diodos  $D_2$  e  $D_4$  também são polarizados como pode ser observado na Figura 19, ocasionando assim um caminho de roda livre na ponte retificadora, impossibilitando a transferência de energia do primário para o secundário. Esta etapa finaliza no momento da abertura da chave  $S_4$ .

Figura 19 – Terceira etapa ZVS

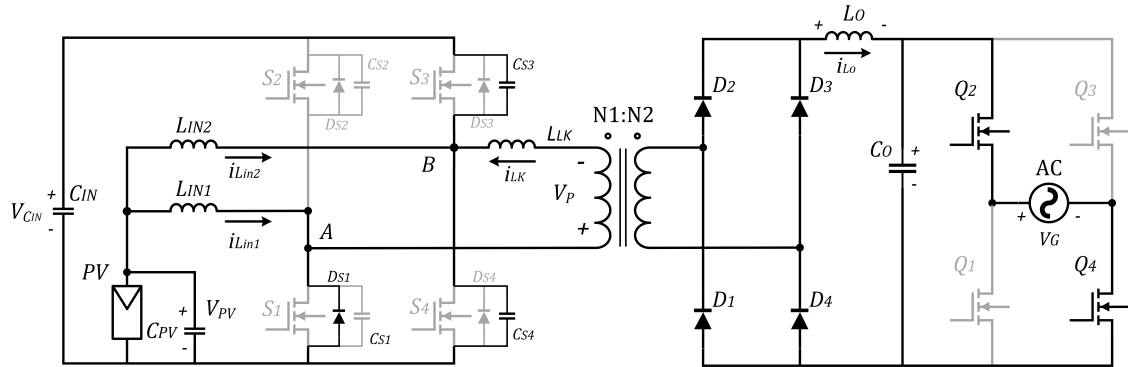


Fonte: Autoria própria.

**Quarta etapa -  $t_3 < t < t_4$ :** O estágio inicia no momento da abertura da chave  $S_4$ , evidenciado pela Figura 20. A tensão submetida no capacitor  $C_{S4}$  eleva-se de zero a  $V_{PV}/(1-D)$ , enquanto a tensão sobre o  $C_{S3}$  reduz de  $V_{PV}/(1-D)$  até zero, possibilitando assim, a condução de  $D_{S3}$ , início do próximo estágio.



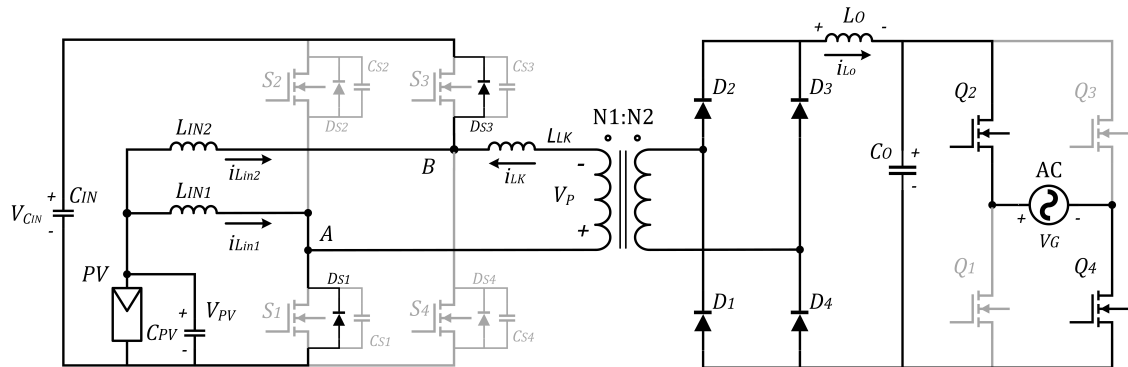
Figura 20 – Quarta etapa ZVS



Fonte: Autoria própria.

**Quinta etapa -  $t_4 < t < t_5$ :** Dá-se início com a condução do diodo  $D_{S3}$  conforme a Figura 21. Neste estágio a tensão  $V_{AB}$  torna-se negativa, igual à  $-V_{PV}/(1 - D)$ . A corrente de dispersão  $i_{LK}$  começa a reduzir até chegar ao valor de  $i_{Lin1}$ . Enquanto  $i_{LK}$  não se extinguir, a comutação da chave  $S_1$  ocorrerá sob tensão nula.

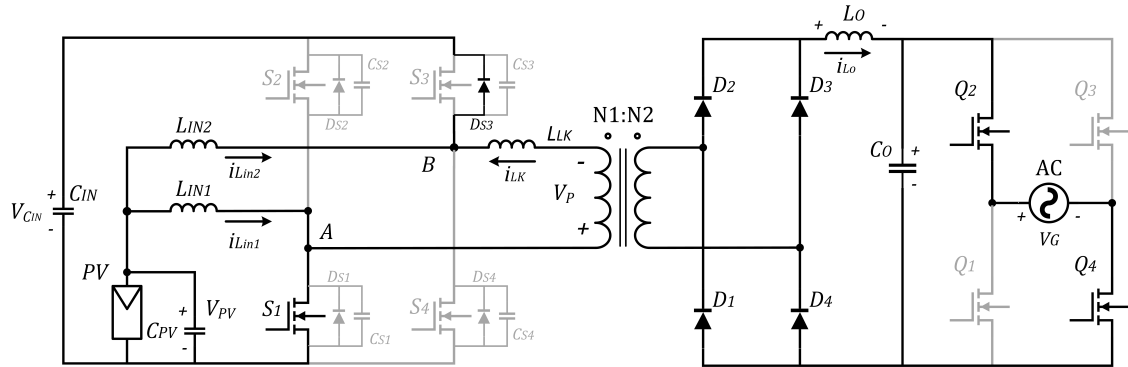
Figura 21 – Quinta etapa ZVS



Fonte: Autoria própria.

**Sexta etapa -  $t_5 < t < t_6$ :** A corrente  $i_{LK}$  torna-se negativa e decrementa até igualar-se ao valor de  $i_{Lin2}$ . A comutação sob tensão nula da chave  $S_3$  ocorre até este nivelamento entre as correntes. Etapa representada pela Figura 22.

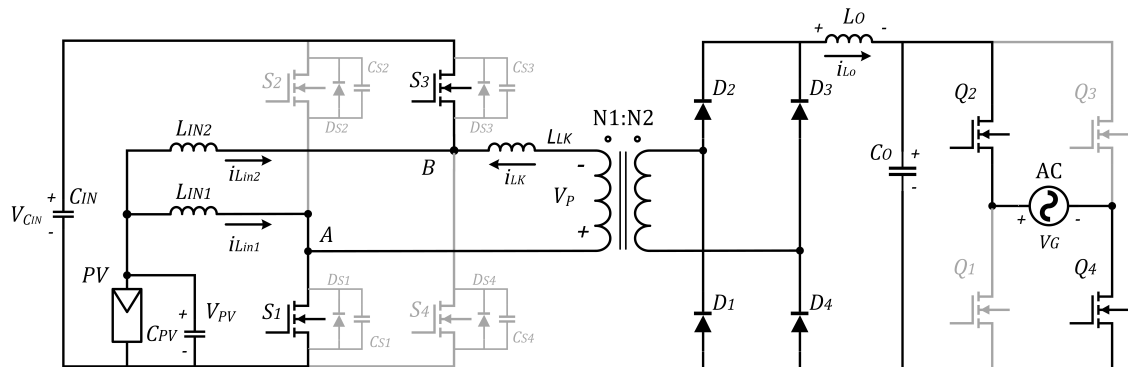
Figura 22 – Sexta etapa ZVS



Fonte: Autoria própria.

**Sétima etapa -  $t_6 < t < t_7$ :** Após o acionamento da chave  $S_3$  evidenciado através da Figura 23, a corrente  $i_{LK}$  tende a crescer negativamente.

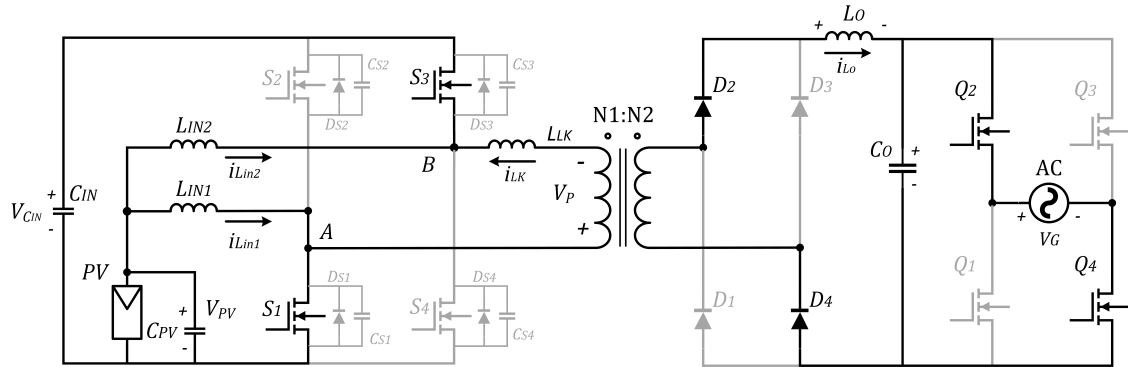
Figura 23 – Sétima etapa ZVS



Fonte: Autoria própria.

**Oitava etapa -  $t_7 < t < t_8$ :** Com o aumento da corrente em  $D_2$  e  $D_4$ , ocorre a despolarização dos diodos  $D_3$  e  $D_1$ , conforme a Figura 24, cessando assim o efeito de roda livre e restabelecendo o fluxo de energia do primário ao secundário, proveniente de  $C_{IN}$ . Estágio interrompido com a abertura da chave  $S_1$ .

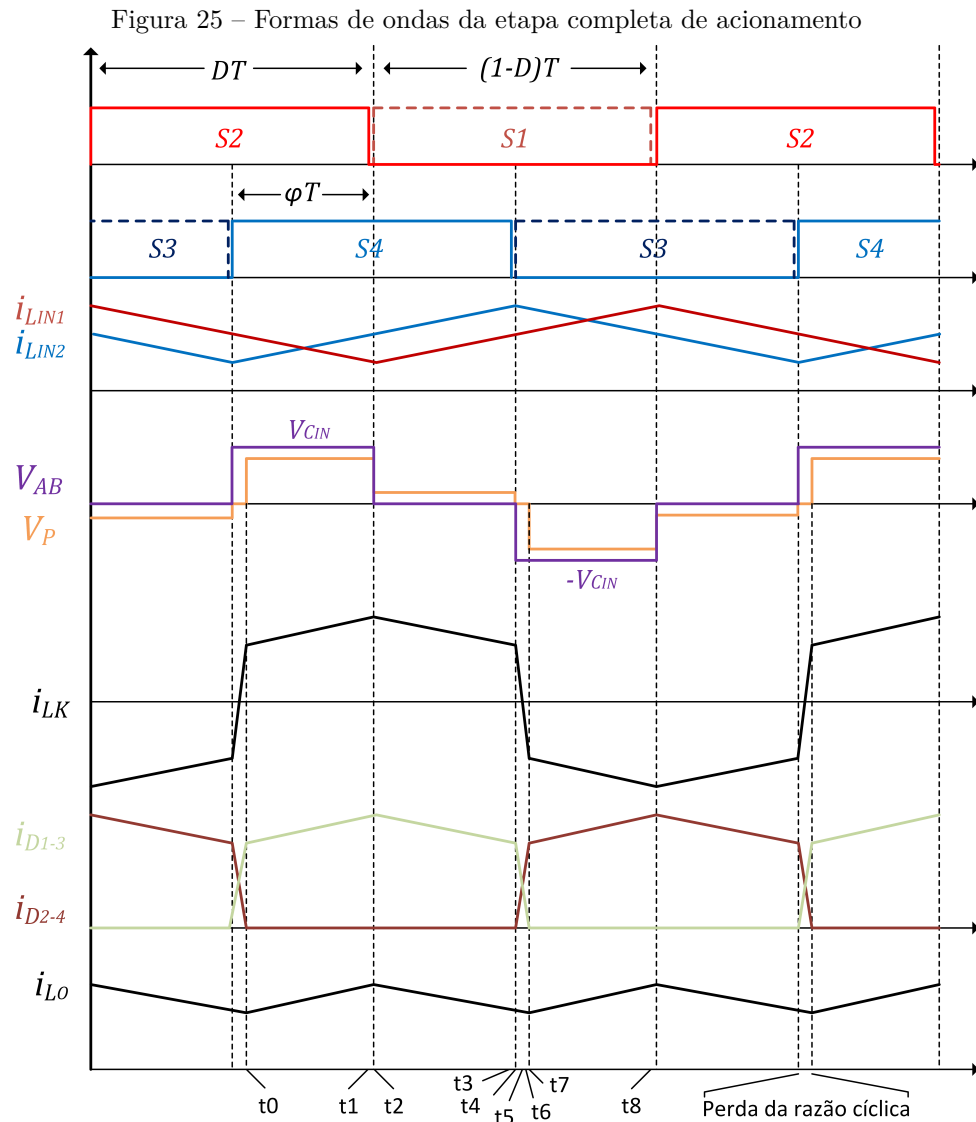
Figura 24 – Oitava etapa ZVS



Fonte: Autoria própria.

A partir da oitava etapa ocorre a similaridade das operações até o retorno de sua condição inicial, com as chaves  $S_2$  e  $S_4$  acionadas e os diodos de saída  $D_1$  e  $D_3$  conduzindo.

A Figura 25 representa as formas de onda do conversor *boost-full-bridge* contemplando suas etapas de operação. Estão representados os acionamentos das chaves, corrente dos indutores de entrada, tensão aplicada entre os pontos médios dos braços do conversor de entrada, tensão e corrente no primário do transformado, corrente nos diodos da ponte retificadora e corrente no indutor de saída.



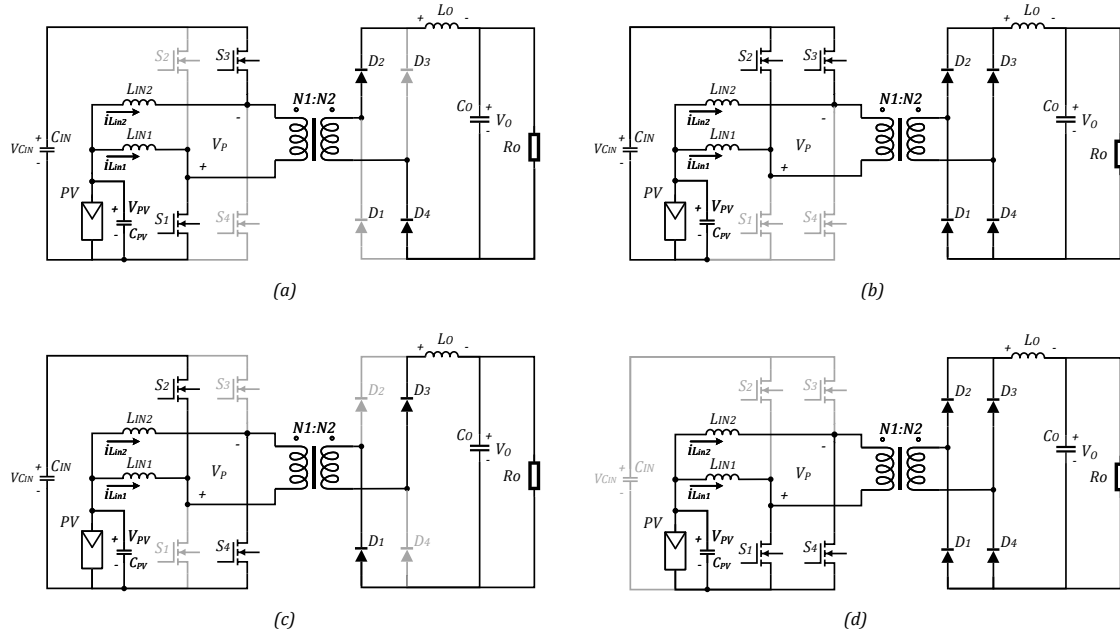
Fonte: Autoria própria.

### 3.3 GANHO ESTÁTICO DO CONVERSOR

Para análise dos ganhos e esforços sobre os elementos constituintes do conversor realiza-se a partir do modo de operação simplificado, operando em DCM e sem a parcela magnetizante do transformador, correspondendo a quatro etapas de acordo com a Figura 26.

Conforme já mencionado anteriormente, a modulação por largura de pulso é responsável pela transferência de energia proveniente da fonte primária ao barramento, não realizando o controle pela transferência de potência entre a entrada e a saída. Esta competência é oriunda do da modulação por deslocamento de fase.

Figura 26 – Etapas simplificadas - (a) Transferência de energia para o secundário, (b) transferência de energia para  $C_{IN}$ , (c) transferência de energia para o secundário e (d) armazenamento de energia em  $L_{IN1}$  e  $L_{IN2}$



Fonte: Autoria própria.

A variável de deslocamento angular ( $\varphi$ ) possui grau de liberdade de  $180^\circ$ , determinando assim o nível potência transferida. Estando em  $0^\circ$  não ocorre transferência, e em  $180^\circ$  há transferência é máxima.

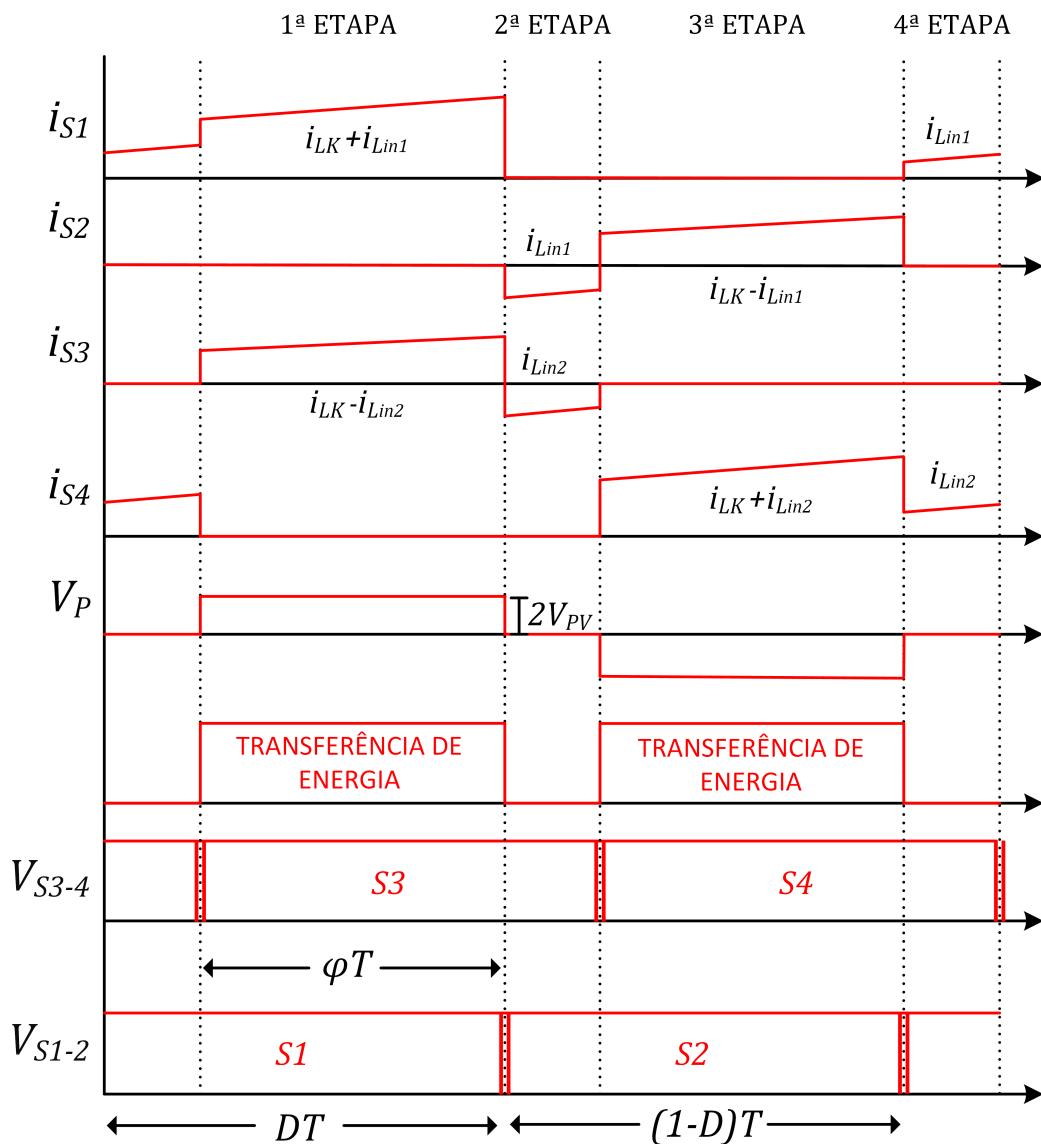
Conforme a Figura 26, as etapas estão descritas abaixo:

- Durante este estágio de operação, a tensão aplicada no primário do transformador é proveniente do barramento primário  $C_{IN}$ , possuindo um valor de  $-V_{C_{IN}}$ . A corrente equivalente na chave  $S_1$  é o reflexo da corrente do secundário ao primário mais a do indutor  $L_{IN1}$ . Na chave  $S_3$ , a corrente aplicada é a diferença entre o reflexo da corrente do secundário ao primário com a do indutor  $L_{IN2}$ .
- Nesta etapa ocorre a transferência de energia para o barramento primário, não havendo assim transferência de energia ao segundo estágio do conversor, sendo a tensão  $V_P$  nula. A corrente na chave  $S_3$  é igual a  $-i_{L_{in2}}$  e da chave  $S_2$  é igual a  $-i_{L_{in1}}$ .
- Da mesma maneira que na primeira etapa de operação, a tensão  $V_P$  é proveniente do barramento primário, possuindo agora um valor de  $V_{C_{IN}}$ . A corrente circulante por  $S_4$  é a somatória de  $i_{LK}$  e  $i_{L_{in2}}$  e a circulante por  $S_2$  é a diferença entre a  $i_{LK}$  e a  $i_{L_{in1}}$ .

- d) Por fim, a tensão  $V_P$  é nula e não há transferência de potência ao secundário. Neste estágio ambos os indutores de entrada estão no processo de armazenamento de energia. A corrente na chave  $S_4$  é igual a  $i_{L_{in2}}$  e da chave  $S_1$  é igual a  $i_{L_{in1}}$ . Após esta etapa o ciclo recomeça.

As principais formas de onda de tensão e corrente idealizadas conforme descrito nas etapas de operação acima, foram evidenciadas na Figura 27.

Figura 27 – Formas de onda para um sistema ideal



Fonte: Autoria própria.

A partir do sistema simplificado, é possível realizar seu equacionamento. A tensão média aplicada sobre as chaves obtém-se por:

$$V_S = \frac{1}{T}(V_{C_{IN}} \cdot (T - D \cdot T)) \quad (1)$$

$$V_S = V_{C_{IN}} \cdot (1 - D) \quad (2)$$

Presume-se que a tensão média sobre os indutores seja nula, portanto:

$$V_S = V_{PV} \quad (3)$$

Obtendo assim a tensão  $V_{C_{IN}}$ :

$$V_{C_{IN}} = \frac{V_{PV}}{1 - D} \quad (4)$$

Utilizando o percentual de  $D$  ideal para a modulação por deslocamento de fase em 50%:

$$V_{C_{IN}} = 2 \cdot V_{PV} \quad (5)$$

Em relação ao ponto de vista de transferência de potência ao secundário, sendo  $\varphi \cdot T$  o período desta ocorrência, obtemos a tensão aplicada no primário do transformador.

Para o período  $\varphi \cdot T$ :

$$V_P = V_{C_{IN}} = 2 \cdot V_{PV} \quad (6)$$

Para o período  $(1 - \varphi)T$ :

$$V_P = 0 \quad (7)$$

Analisando o ganho entre entrada e saída, e empregando a relação  $N1/N2$  como unitária, obtém-se:

$$V_O = \varphi \cdot |V_P| + (1 - \varphi) \cdot |V_P| \quad (8)$$

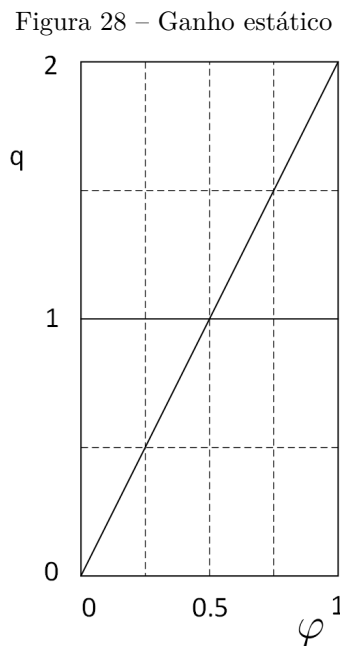
Desta maneira:

$$V_O = 2 \cdot \varphi \cdot V_{PV} \quad (9)$$

E o ganho estático:

$$q = 2 \cdot \varphi \quad (10)$$

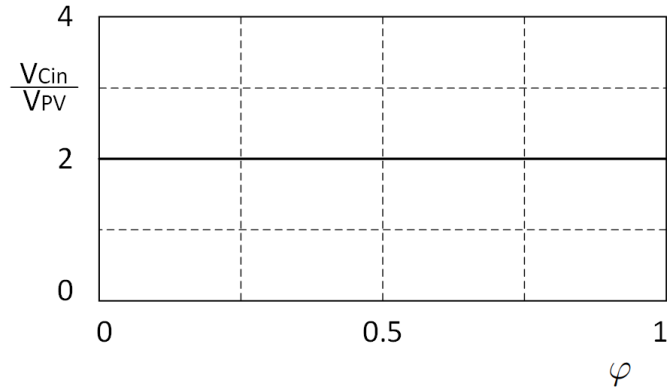
O gráfico que representa o ganho estático em função do nível de defasagem do conversor, levando-se em conta a relação de transformação unitária, está representado na Figura 28.



Fonte: Autoria própria.

Para o dimensionamento das chaves que constituem a ponte completa de entrada, utiliza-se a tensão proveniente do barramento primário, sendo este um valor independente da modulação empregada pelo deslocamento de fase. Para o modo de operação convencional, sem a utilização dos compensadores destinados a eliminação da ondulação de corrente de 120Hz da entrada, as chaves operam com razão cíclica fixa em 50%, afim de se obter uma faixa maior de operação por deslocamento de fase, desta maneira o nível de tensão no barramento primário é grampeado em duas vezes a tensão de entrada, como é demonstrado na Figura 29.



Figura 29 – Relação entre  $V_{CIN}$  e  $V_{PV}$ 

Fonte: Autoria própria.

### 3.3.1 Efeito da indutância série

Uma característica importante apresentada por este conversor está relacionada com a adição de uma indutância de dispersão, necessária principalmente para manter a comutação suave com carga reduzida. O emprego deste elemento ocasiona a perda da razão cíclica, que representa a parcela de energia que deveria estar sendo transferida ao secundário, porém, sem êxito.

Este efeito ocorre durante a mudança de polaridade da corrente no primário do transformador, e conseqüentemente nas trocas de corrente entre os diodos da ponte retificadora. Durante esta transição de estado os diodos permanecem polarizados, não havendo assim transferência de energia. Portanto, quanto maior a indutância de dispersão, maior o amortecimento da corrente aplicada, ocasionando assim um decréscimo na transferência de potência. Este efeito pode ser visualizado na Figura 25.

A determinação do tempo que leva a transição que ocasiona a redução da razão cíclica pode ser estabelecida através de:

$$t = \frac{2 \cdot L_{LK} \cdot i_{LO}}{V_{CIN}} \quad (11)$$

A partir da introdução de mais um elemento que interfere diretamente na capacidade da transferência de energia no sistema, realiza-se novamente o levantamento do ganho estático do sistema:

$$V_O = \varphi \cdot V_{CIN} - \frac{2 \cdot t}{T} \cdot V_{CIN} \quad (12)$$

$$V_O = 2 \cdot \varphi \cdot V_{PV} - \frac{4 \cdot t}{T} \cdot V_{PV} \quad (13)$$

$$\frac{V_O}{V_{PV}} = 2 \cdot \varphi - \frac{4 \cdot t}{T} \quad (14)$$

Substituindo a partir da Equação 11:

$$\frac{V_O}{V_{PV}} = 2 \cdot \varphi - \frac{4 \cdot f \cdot L_{LK} \cdot i_{L_O}}{V_{PV}} \quad (15)$$

Portanto, o ganho estático também é influenciado pela carga empregada na saída do conversor.

A partir da Equação 15, pode-se definir  $\alpha$  como uma relação direta da corrente de saída com a indutância de dispersão:

$$\alpha = \frac{f \cdot L_{LK} \cdot i_{L_O}}{V_{PV}} \quad (16)$$

Desta maneira:

$$\frac{V_O}{V_{PV}} = q = 2 \cdot \varphi - 4 \cdot \alpha \quad (17)$$

Em relação à comutação suave, esta é influenciada por algumas condições como capacitância intrínseca e tempo morto das chaves, indutância de dispersão, potência de saída do conversor e corrente dos indutores de entrada.

Para cada ciclo de operação do conversor de entrada, ocorrem duas etapas ressonantes em um dos braços, sendo que o processo de comutação suave é dependente da energia presente na indutância de dispersão, responsável pela carga e descarga dos capacitores intrínsecos das chaves. Para o outro braço ocorre a comutação não crítica, efeito resultante da comutação acontecer durante o processo de transferência de potência para o secundário, possuindo energia suficiente para ocorrência do ZVS.

O balanço energético entre a indutância de dispersão e a capacitância equivalente das chaves para a operação crítica é determinado por:

$$\frac{1}{2} \cdot L_{LK} \cdot (i_{L_O} - i_{PV})^2 = \frac{1}{2} \cdot C_{eq} \cdot \left( \frac{V_{PV}}{1 - D} \right) \quad (18)$$

### 3.4 ESFORÇOS SOBRE OS ELEMENTOS DO CONVERSOR

As correntes impostas sobre os indutores de entrada devem ser equivalentes à corrente da fonte primária.

$$i_{PV} = i_{L_{in1}} + i_{L_{in2}} \quad (19)$$

Portanto:

$$i_{L_{in1-2}} = \frac{i_{PV}}{2} \quad (20)$$

Relacionando com o ganho estático:

$$i_{L_{in1-2}} = \frac{q \cdot i_{LO}}{2} \quad (21)$$

Para os interruptores, consideram-se duas etapas de transferência de energia para o dimensionamento de seus esforços. O primeiro estágio é com  $S_1$  e  $S_3$  conduzindo e o outro com  $S_2$  e  $S_4$ . A corrente média da chave  $S_1$  que opera durante o intervalo de  $\frac{\varphi}{2}$  é:

$$i_{S1_{med}} = (i_{L_{in1}} + i_{LO}) \cdot \frac{\varphi}{2} \quad (22)$$

A partir das Equações 17 e 21 aplicando-se em 22, tem-se:

$$i_{S1_{med}} = (1 + \varphi - 2\alpha) \cdot \frac{\varphi}{2} \cdot i_{LO} \quad (23)$$

$$i_{S1_{ef}} = (1 + \varphi - 2\alpha) \cdot \sqrt{\frac{\varphi}{2}} \cdot i_{LO} \quad (24)$$

O interruptor  $S_2$  conduz durante  $\varphi$  na segunda metade do período de condução.

$$i_{S2_{med}} = (i_{LO} - i_{L_{in1}}) \cdot \frac{\varphi}{2} \quad (25)$$

A partir das Equações 17 e 21 aplicando-se em 25, tem-se:

$$i_{S2_{med}} = (1 - \varphi + 2\alpha) \cdot \frac{\varphi}{2} \cdot i_{LO} \quad (26)$$

$$i_{S_{2_{ef}}} = (1 - \varphi + 2.\alpha) \cdot \sqrt{\frac{\varphi}{2}} \cdot i_{L_O} \quad (27)$$

O interruptor  $S_3$  opera durante a primeira metade ( $\frac{T}{2}$ ) do período de condução.

$$i_{S_{3_{med}}} = (i_{L_O} - i_{L_{in2}}) \cdot \frac{1}{2} \quad (28)$$

A partir das Equações 17 e 21 aplicando-se em 28, tem-se:

$$i_{S_{3_{med}}} = (1 - \varphi + 2.\alpha) \cdot \frac{i_{L_O}}{2} \quad (29)$$

$$i_{S_{3_{ef}}} = (1 - \varphi + 2.\alpha) \cdot \frac{i_{L_O}}{\sqrt{2}} \quad (30)$$

Para o interruptor  $S_4$ , este conduz durante a segunda metade ( $\frac{T}{2}$ ) do período de condução.

$$i_{S_{4_{med}}} = (i_{L_O} + i_{L_{in2}}) \cdot \frac{1}{2} \quad (31)$$

A partir das Equações 17 e 21 aplicando-se em 31, tem-se:

$$i_{S_{4_{med}}} = (1 + \varphi - 2.\alpha) \cdot \frac{i_{L_O}}{2} \quad (32)$$

$$i_{S_{4_{ef}}} = (1 + \varphi - 2.\alpha) \cdot \frac{i_{L_O}}{\sqrt{2}} \quad (33)$$

Os diodos  $D_{S3}$  e  $D_{S4}$  participam dos estágios do conversor apenas nos momentos da comutação, não sendo necessário o dimensionamento. Os diodos  $D_{S1}$  e  $D_{S2}$  participam durante um intervalo de tempo de  $\frac{T \cdot (1 - \varphi)}{2}$ , possuindo uma corrente média de:

$$i_{D_{S1_{med}}} = (i_{L_O} - i_{L_{in1}}) \cdot \frac{1 - \varphi}{2} \quad (34)$$

$$i_{D_{S2_{med}}} = (i_{L_O} + i_{L_{in1}}) \cdot \frac{1 - \varphi}{2} \quad (35)$$

## 4 REDUÇÃO DA ONDULAÇÃO DE CORRENTE E TENSÃO DA FONTE DE ENTRADA E COMPENSADORES EMPREGADOS

### 4.1 CAPACITÂNCIA MÍNIMA DE ENTRADA

Em aplicações monofásicas, o fluxo de potência transferido para a rede varia ao longo tempo, porém, o fluxo de potência transferido do painel deve ser constante a fim de se obter a máxima captação de energia, ocorrendo assim uma incompatibilidade na potência instantânea entre a saída CA e a CC. Para minimização deste efeito é utilizado um capacitor de desacoplamento, como é descrito por Hu et al. (2013). A maioria dos microinversores utilizam capacitores eletrolíticos, devido à necessidade de elevadas capacitâncias como elemento de desacoplamento, o que impacta diretamente na perspectiva de vida útil do produto.

Nos microinversores de estágio único e nos conversores *unfolding*, o capacitor de desacoplamento ( $C_{IN}$ ) é inserido junto ao painel fotovoltaico, porém, na topologia proposta, o capacitor de desacoplamento é empregado no barramento primário, semelhante à proposta dos conversores de dois estágios. O emprego do capacitor de desacoplamento está evidenciado na Figura 30.

A utilização de capacitores em um segundo estágio de conversão infere a submissão de tensões mais elevadas, refletindo diretamente nos valores das capacitâncias, sendo uma relação quadrática entre energia e o nível de tensão, como está representado pela Equação 36 (TIPLER, 1984).

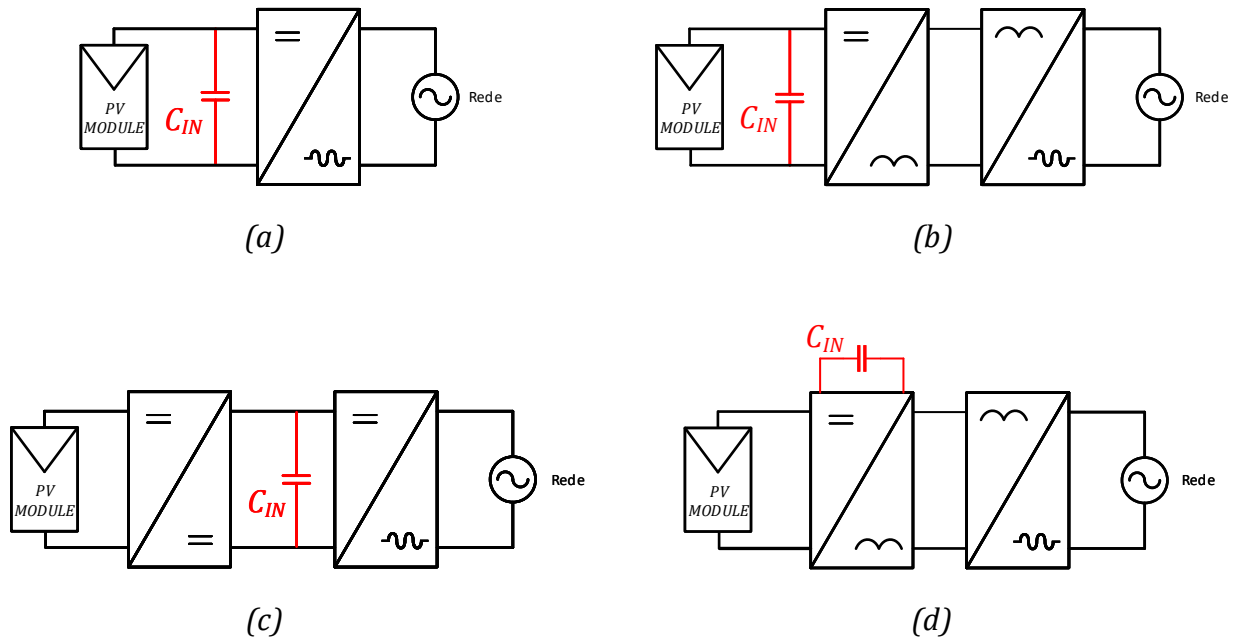
$$W = \frac{C.V^2}{2} \quad (36)$$

Desta maneira, a capacitância exigida por esta proposta é significativamente menor comparada aos microinversores de único estágio e dos conversores *unfolding* convencionais.

Como pode ser observado na Figura 30, os inversores de único estágio e conversores *unfolding* não possuem estágios de conversão entre a saída em CA e sua entrada para tratamento do fluxo de potência oscilatório, sendo o capacitor de desacoplamento responsável por esta função. Para os inversores de dois estágios, além da capacitância de desacoplamento, é possível empregar estratégias de controle no primeiro estágio de conversão para minimizar os efeitos da transferência de potência

alternada, minimizando significativamente o valor da capacitância empregada, sendo esta a metodologia de controle utilizada no trabalho proposto.

Figura 30 – Capacitor de desacoplamento ( $C_{IN}$ ) em vermelho. Conversores na configuração de (a) único estágio, (b) *unfolding* convencional, (c) dois estágio e (d) *unfolding boost-full-bridge*



Fonte: Autoria própria.

Como foi demonstrando por Hu et al. (2013), a potência instantânea de saída é dada pela Equação 37, com fator de deslocamento nulo, onde  $U$  e  $I$  são as amplitudes de tensão e corrente da rede,  $\omega$  sua frequência.

$$P_O(t) = \frac{1}{2} \cdot U \cdot I + \frac{1}{2} \cdot U \cdot I \cdot \cos(2\omega t) \quad (37)$$

A potência instantânea é dividida em dois termos:  $\frac{1}{2} \cdot U \cdot I$ , o seu termo médio e o termo variante no tempo,  $\frac{1}{2} \cdot U \cdot I \cdot \cos(2\omega t)$ . Porém o módulo fotovoltaico deve operar com tensão e corrente constantes para que seja possível se obter a máxima potência do sistema. Caso seja imposta uma referência oscilatória em seus terminais, ocorrerá uma redução do fornecimento de potência, que varia em função da amplitude da ondulação de tensão, como pode ser observado na Figura 31.

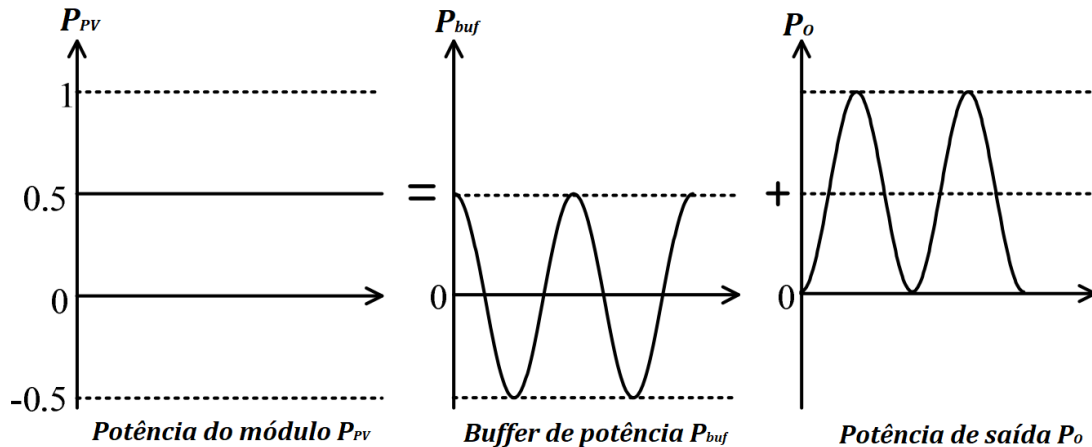
Como descrito por Kjaer et al. (2005), o valor máximo para a ondulação de tensão em torno do ponto de máxima potência imposto no módulo fotovoltaico deve ser inferior a 8,5%, para uma taxa de utilização de 98% do sistema.



A proposta básica do desacoplamento ativo de potência é realizar a transferência de energia do módulo fotovoltaico de maneira constante, carregando o capacitor de desacoplamento quando a potência do lado CC for superior ao lado CA e descarregando quando a potência do lado CC for inferior ao lado CA, como é exemplificado pela Figura 32, sendo a potência instantânea do *buffer*  $P_{buf}$  representada pela Equação 39 (Itoh et al., 2013). Essa modulação minimiza a ondulação no módulo, porém, amplifica no barramento primário.

$$P_{buf}(t) = -\frac{1}{2} \cdot U \cdot I \cdot \cos(2\omega t) \quad (39)$$

Figura 32 – Princípio da compensação do desacoplamento da potência



Fonte: Adaptado de Itoh et al. (2013).

Na Figura 33 é evidenciado o diagrama do conversor proposto e sua metodologia de desacoplamento passivo, atuando exclusivamente através da capacitância do barramento primário ( $C_{IN}$ ). Como relatado anteriormente, mesmo exigindo capacitâncias reduzidas comparado com microinversores de único estágio ou *unfolding* convencionais, esta metodologia ainda apresenta valores relativamente altos, a fim de amortecer a incompatibilidade dos fluxos de energia entre a entrada e saída.

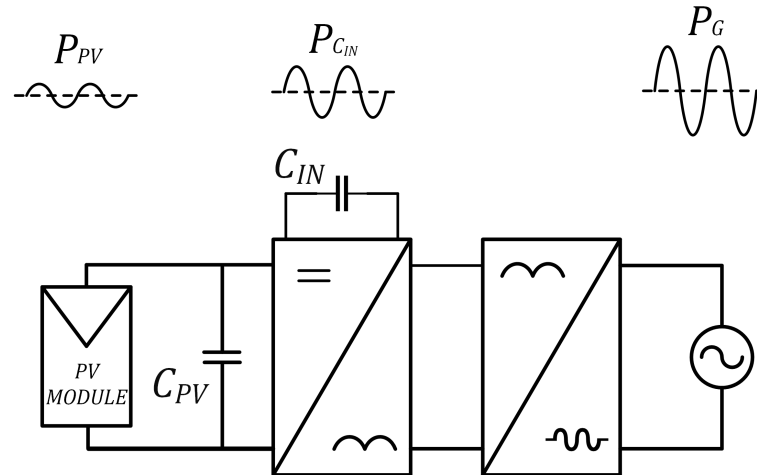
Como apresentado na Figura 33, toda componente oscilatória deveria ser absorvida pelo capacitor  $C_{IN}$ , porém, o valor da capacitância deve ser substancialmente elevado para que esta componente não seja transferida para o módulo, e este residual não prejudique o rendimento do sistema.

O efeito da aplicação do controlador voltado ao desacoplamento ativo da potência, pode ser visualizado na Figura 34 através da eliminação da ondulação de 120Hz no módulo, transferindo toda a variação de energia gerada pela saída do conversor para o capacitor



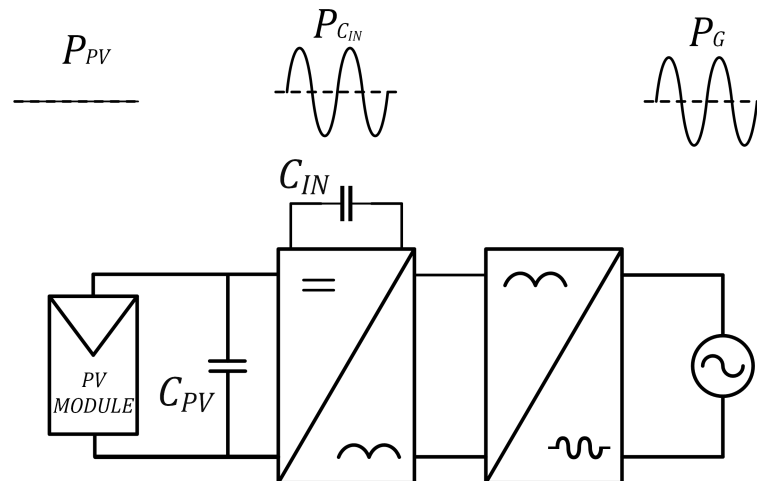
$C_{IN}$ . Teoricamente, todo o fluxo de potência alternada presente no painel é eliminado, e não apenas parcialmente pelo pelo filtro passivo.

Figura 33 – Diagrama do conversor evidenciando a ondulação de potência no módulo, no barramento primário e na etapa de saída sem adição do desacoplamento ativo



Fonte: Autoria própria.

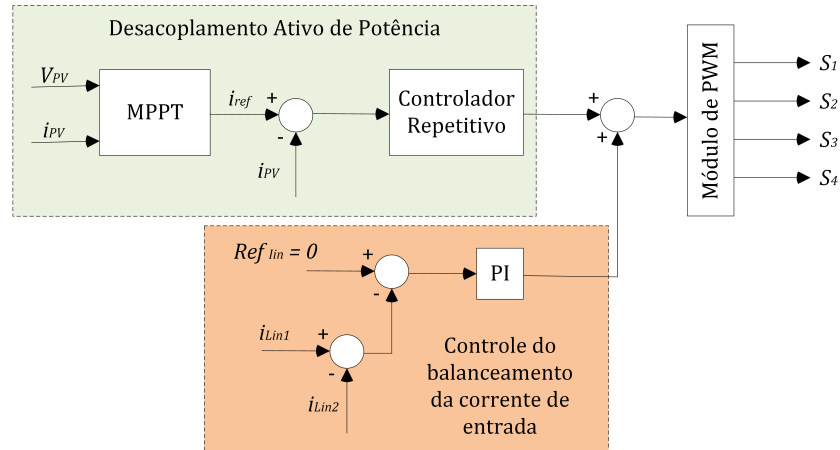
Figura 34 – Diagrama do conversor evidenciando a ondulação de potência no módulo, no barramento primário e na etapa de saída após a adição do desacoplamento ativo



Fonte: Autoria própria.

O compensador empregado como estratégia de desacoplamento ativo foi o controlador repetitivo, utilizando a corrente de entrada como referência originada a partir do algoritmo para obtenção da máxima potência do módulo, cujo diagrama de controle é apresentado na Figura 35. O repetitivo deve atuar sobre um sinal duas vezes a frequência fundamental a rede, exigindo assim um gasto computacional mais elevado comparado ao controle da corrente de saída. O barramento primário é oriundo do chaveamento da modulação por largura de pulso com razão cíclica de 50%, como descrito nas seções anteriores, sendo o compensador somado a esta parcela.

Figura 35 – Diagrama do bloco de controle para modulação por largura de pulso



Fonte: Autoria própria.

O controlador repetitivo age através da modulação por largura de pulso, alterando assim a excursão utilizada pelo deslocamento de fase que realiza a transferência de energia para etapa de saída. Desta maneira o nível de tensão do barramento primário deve apresentar valores mínimos para o funcionamento adequado do conversor, não ocasionando decréscimos na capacidade do fluxo de potência entre a entrada e saída.

Uma consideração importante em relação ao valor da capacitância de desacoplamento do barramento primário, é a de que valores substancialmente reduzidos causam o aumento da distorção da corrente de saída e a minimização da capacidade de atuação dos compensadores neste processo, assim como a limitação do desempenho do controle empregado para o desacoplamento ativo. A redução do valor desta capacitância deve ser feita de forma consciente, ponderando a qualidade de energia fornecida à rede elétrica e a eficiência do sistema.

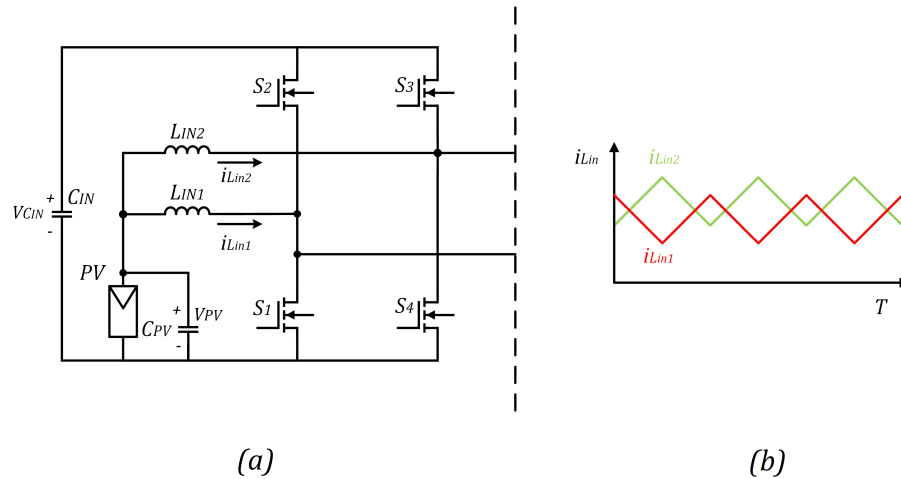
#### 4.3 BALANCEAMENTO DA CORRENTE DE ENTRADA

Pelo fato de que os componentes do conversor não possuem valores idênticos devido às suas características construtivas e composição dos materiais, principalmente valores oriundos dos indutores devido à sua manufatura, o conversor proposto pode sofrer desbalanceamento nas correntes dos braços do conversor de entrada, ocasionando também o desbalanceamento entre os esforços nos elementos, como é mostrado na Figura 36.

Outro compensador empregado na etapa de entrada do conversor é o controlador PI para balanceamento das correntes dos indutores de entrada, também evidenciado na Figura 35, atuando sobre a modulação por largura de pulso. Este é responsável

pela equalização das correntes impostas nos indutores de entrada e consequentemente os esforços nos semicondutores.

Figura 36 – (a) Etapa de potência de entrada e (b) desbalanceamento de corrente entre os indutores de entrada



Fonte: Autoria própria.

#### 4.4 COMPENSADOR DIRECIONADO À CORRENTE DE SAÍDA

Em função dos requisitos relacionados à qualidade de energia fornecida à rede direcionados aos inversores fotovoltaicos, os compensadores que atuam sobre a corrente de saída possuem papel fundamental para esta tratativa, resultando em menores distorções harmônicas e no aumento do fator de potência do sistema.

A partir da Figura 37 é possível visualizar o diagrama de blocos do controle da corrente de saída, que, como citado anteriormente, atua através deslocamento de fase no módulo do PWM. O diagrama possui dois blocos distintos para atuação do compensador, um por realimentação (*feedback*) e outro por antecipação (*feedforward*).

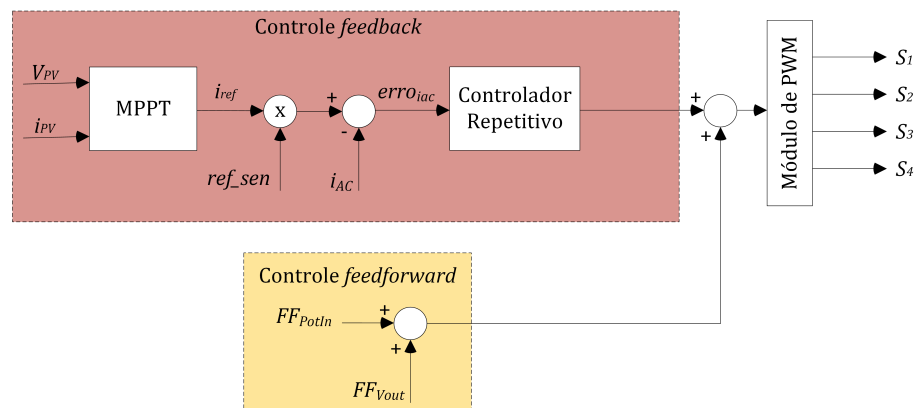
O controle *feedforward* proposto realiza a minimização tanto das variações pertinentes à capacidade do fornecimento de potência do módulo fotovoltaico quanto das oscilações de tensão presentes na rede elétrica. Com a utilização do controlador por antecipação ocorre a diminuição dos esforços relativos ao controlador por realimentação, aumentando a estabilidade e a dinâmica do sistema.

Em relação ao controle *feedback*, este atua sobre o erro gerado a partir da diferença entre um valor de referência, obtido a partir do algoritmo de MPPT, e da leitura da corrente de saída do conversor. Uma opção de compensador por realimentação empregado na corrente de saída para aplicações em inversores fotovoltaicos é o repetitivo. Este

corrige de forma eficiente distúrbios cíclicos, atenuando significativamente harmônicas de diversas ordens, porém, a velocidade de sua resposta é baixa, não sendo satisfatório quando operando de forma isolada.

A saída do compensador *feedforward*, gerado a partir dos valores da potência de entrada, tensão de saída e do ganho estático do conversor, somado à saída do compensador *feedback*, resulta em uma referencia que é aplicada ao módulo de PWM.

Figura 37 – Diagrama do bloco de controle da corrente de saída atuando no deslocamento de fase



Fonte: Autoria própria.

## 5 PROJETO DOS ELEMENTOS DE POTÊNCIA DO CONVERSOR

Conforme evidenciado na seção introdutória deste trabalho, as especificações do conversor proposto são:

- Tensão de entrada para operação é 40V.
- Potência de saída de 200W.
- Tensão de saída CA em 127V RMS e frequência 60Hz.
- Frequência de chaveamento em 50kHz

A partir das especificações, obtemos:

- Tensão de pico na saída 180V.
- Corrente na saída 1,57A RMS.
- Corrente de pico na saída 2,23A.
- Corrente da fonte de entrada 5A.

Para a determinação da relação de transformação, além de se considerar os níveis de tensão de entrada e saída do conversor, deve-se ponderar a razão cíclica de operação do conversor e os efeitos da indutância de dispersão.

Outro efeito que impacta diretamente sobre a transferência de energia é a modulação realizada para eliminação da ondulação de 120Hz na corrente de entrada. Devido esta estratégia de controle atuar sob a modulação por largura de pulso, restringindo assim a atuação da modulação por deslocamento de fase. Desta maneira deve-se prever uma relação de transformação que contemple este efeito.

A escolha adequada na relação de transformação implica sob os esforços nos semicondutores e na faixa de comutação suave que o conversor irá operar.

A relação de transformação ( $n$ ) adotada foi de 3,5 levando-se em consideração os aspectos previamente citados. Munido desta informação tem-se:

$$V_{O_{sec}} = \frac{V_{OPK}}{n} \quad (40)$$

Em que  $V_{OPK}$  é a tensão de pico na saída e  $V_{Osec}$  é a tensão na saída referida ao primário.

$$V_{Osec} = 51,4V$$

$$q = \frac{V_{Osec}}{V_{PV}} \quad (41)$$

$$q = 1,28$$

Da mesma maneira que para as tensões,  $I_{OPK}$  é a corrente de pico na saída e  $I_{Osec}$  é a corrente na saída referida ao primário, tem-se:

$$I_{Osec} = \frac{I_{OPK}}{n} \quad (42)$$

$$I_{Osec} = 7,8A$$

Conforme a Equação 16, em que  $\alpha$  corresponde a uma relação direta da corrente de saída com a indutância de dispersão, afetando desta maneira o ganho estático do conversor. Um valor muito baixo de  $\alpha$  reduz a faixa de comutação sob tensão nula da etapa de entrada, e valores elevados implicam em maiores esforços de corrente nos semicondutores. Desta maneira adota-se:

$$\alpha = 0,09$$

Determinação do deslocamento angular para o ponto de transferência de máxima potência levando-se em consideração a indutância de dispersão:

$$\varphi = \frac{4.\alpha + q}{2} \quad (43)$$

$$\varphi = 0,82$$

A indutância de dispersão é dada por:

$$L_{LK} = \frac{\alpha.V_{PV}}{f.I_{Osec}} \quad (44)$$

$$L_{LK} = 9,23\mu H$$

Para a análise de corrente de entrada, o ponto de operação crítico da corrente sobre os indutores em um método de chaveamento convencional seria na máxima tensão de saída, ocorrendo maiores níveis de corrente na entrada e conseqüentemente sobre os indutores. Com o emprego do desacoplamento ativo de potência, mesmo com capacitâncias reduzidas do barramento primário, não será necessário realizar esta análise com uma componente senoidal.

Em relação as indutâncias de entrada, aceita-se uma elevada ondulação de corrente sob os indutores em função de sua resultante sob a fonte de entrada ser reduzida pela metade. O valor atribuído para a ondulação é de 25% em relação a nominal, de forma que:

$$\Delta i_{L_{in1-2}} = 1,25A$$

A partir da equação que demonstra a ondulação de corrente de entrada vinculadas aos indutores em (MARTINS; BARBI, 2006), obtêm-se:

$$L_{IN1-2} = \frac{V_{PV}}{2 \cdot \Delta i_{L_{in1-2}} \cdot f} \quad (45)$$

Admitindo-se razão cíclica de 50% para modulação do barramento primário, encontra-se as indutâncias de entrada:

$$L_{IN1-2} = 320\mu H$$

Em relação ao cálculo da capacitância do barramento primário, onde deve-se impor ondulação de tensão inferior a 8,5% para uma taxa de utilização superior a 98% da potência máxima do sistema, baseado na Equação 38 tem-se:

$$C_{IN} = 1950\mu F$$

O resultado calculado para  $C_{IN}$  é empregado como base para sua minimização, sendo que o valor utilizado durante a implementação é a ponderação do desempenho da planta e a eficiência do algoritmo de desacoplamento ativo.

Para os aspectos construtivos a serem utilizados nos elementos magnéticos não comerciais, foi utilizado a metodologia empregada por McLyman (2017).

## 5.1 PARÂMETROS PARA DEFINIÇÃO DOS ELEMENTOS COMERCIAIS

Munido dos equacionamentos evidenciados anteriormente, são apresentados as Tabelas 1 e 2, contendo os parâmetros de operação e os valores dos elementos a serem utilizados para implementação do hardware.

Para alguns elementos, deve-se utilizar uma margem de segurança, prevendo surtos ou transitórios relacionados aos níveis de tensão ou corrente, ou até mesmo para o funcionamento adequado em uma faixa de operação maior.

Tabela 1 – Parâmetros de operação

Tensão de entrada	$V_{PV}$	40V
Tensão do barramento primário	$V_{CIN}$	80V
Tensão de saída	$V_G$	127V RMS
Frequência de saída	$f_G$	60Hz
Frequência de chaveamento	$f$	50kHz
Relação de transformação	$n$	3,5
Ganho estático	$q$	1,28
Parâmetro relativo corrente de saída	$\alpha$	0,09
Deslocamento angular para o ponto de máxima transferência	$\varphi_{mp}$	0,82

Tabela 2 – Valores obtidos para implementação do inversor

Capacitância mínima do barramento primário	1950 $\mu$ F
Indutância de entrada	300 $\mu$ H
Indutância de saída	900 $\mu$ H
Indutância de dispersão	10 $\mu$ H
Capacitância de saída	1 $\mu$ F
Tensão sobre a chave de saída	180V
Tensão sobre a chave de entrada	80V
Corrente no indutor de entrada	2,5A
Corrente no indutor de saída	1,57A



## 6 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR *BOOST-FULL-BRIDGE*

Nesta seção, serão apresentados os resultados da proposta a partir de simulações utilizando a ferramenta PSIM, que produz dados com uma boa representatividade para sistemas de eletrônica de potência, de forma fácil e eficaz. Foram realizadas adaptações em alguns elementos para que fosse possível obter resultados mais fidedignos, incluindo resistências de condução, quedas de tensão nos elementos e componentes parasitas.

O ambiente de simulação PSIM também possibilita a implementação de algoritmos em linguagem C, o que traz uma versatilidade e facilidade no desenvolvimento da simulação, principalmente elaboração de malhas de controle, se aproximando ainda mais dos resultados práticos.

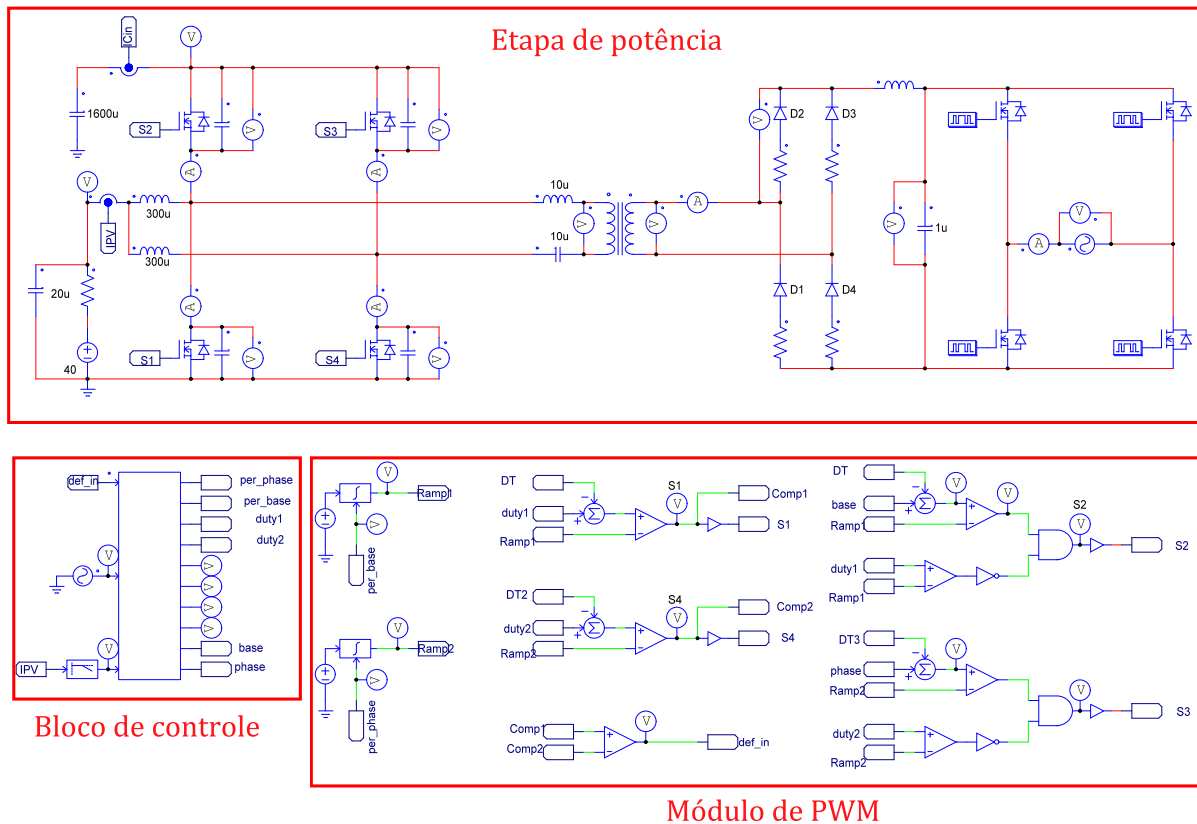
Na Figura 38, é apresentado todo o circuito utilizado para a simulação. Conforme especificado na seção 5, o sistema opera com uma potência de 200W, tensão de entrada de 40V e 127V de saída.

Como demonstrado, existem basicamente três blocos fundamentais para a operação do sistema.

- Bloco de Controle: Bloco responsável por administrar todo o funcionamento do sistema, onde são implementados os algoritmos de controle empregados no balanceamento das correntes de entrada, adequação da corrente de saída e regulação da ondulação de 120Hz na corrente de entrada. Os resultados obtidos dos compensadores e a base de tempo do sistema são encaminhados ao Módulo de PWM.
- Etapa de Potência: Responsável pelo processamento da energia proveniente da entrada CC para a saída CA, contemplando elementos parasitas e resistências intrínsecas dos componentes.
- Módulo de PWM: O nível da modulação por largura de pulso, defasamento do chaveamento entre os braços do conversor de entrada (*phase shift*) e o período do chaveamento são informações recebidas pelo Bloco de Controle e processadas pelo Módulo de PWM, assim como o tempo morto para o envio as chaves.

Conforme descrito na seção 3.2, serão realizadas algumas análises relacionadas a tensões e correntes nos elementos de comutação a fim de verificar o desempenho destas etapas, assim como verificar a resposta de todos os compensadores.

Figura 38 – Ambiente de simulação



Fonte: Autoria própria.

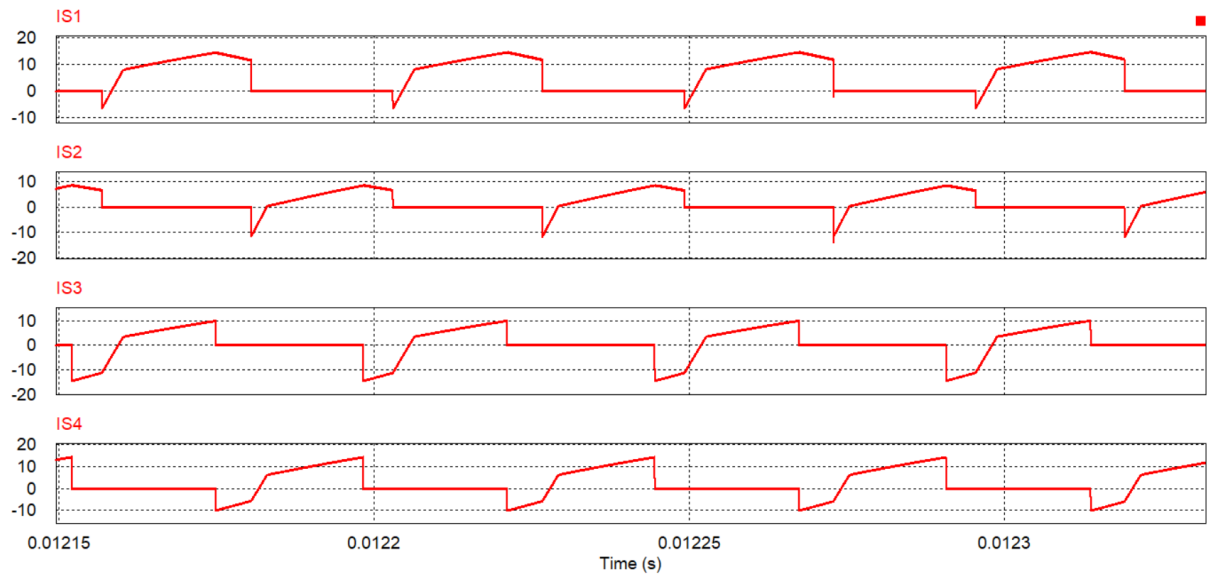
## 6.1 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO

Esta análise será realizada a partir da etapa de potência de entrada, verificando o comportamento nos instantes da comutação e validando os modos de operação propostos. Todo o levantamento será realizado no ponto da máxima tensão na saída.

Na figura 39 apresenta as correntes em cada uma das chaves, que possuem uma atuação similar. A predecessão de condução do diodo em relação a chave comprova a comutação suave, indicando que todos os componentes foram bem sintonizados, levando-se em consideração os elementos parasitas.

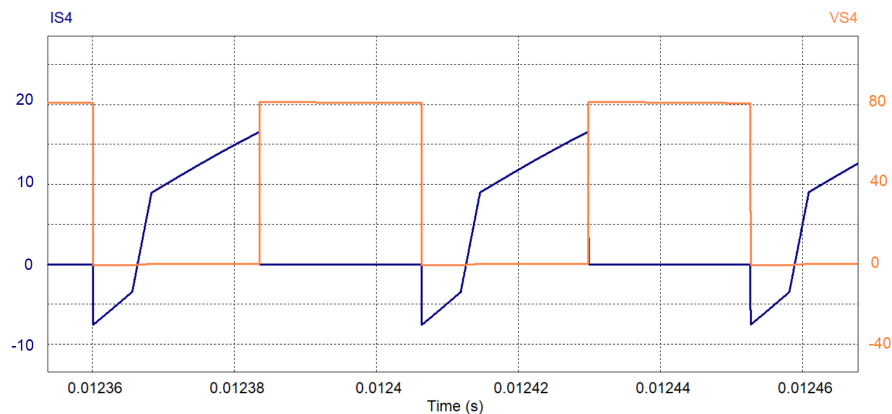
Esta etapa pode ser visualizada de forma mais clara na Figura 40, onde a parcela negativa de corrente ocorre quando há fluxo através do diodo intrínseco da chave. A partir da imagem se torna evidente que, no momento do comando do interruptor, a tensão sobre a chave é nula. É possível identificar o nível de tensão sobre esta, sendo igual à do próprio barramento primário.

Figura 39 – Corrente nas chaves da etapa de potência de entrada com comutação sob tensão nula



Fonte: Autoria própria.

Figura 40 – Tensão (laranja) e corrente (azul) na chave  $S_4$

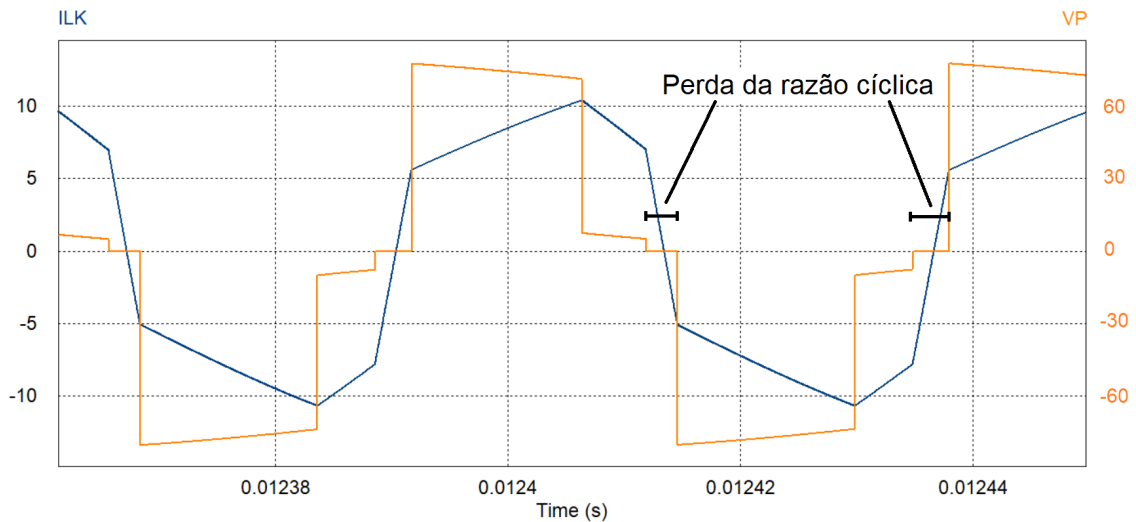


Fonte: Autoria própria.

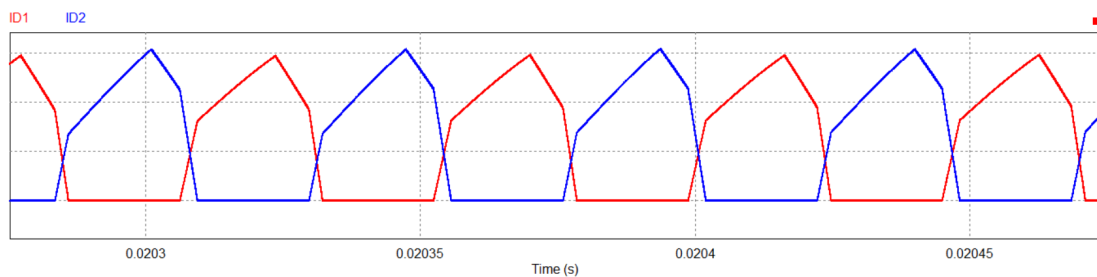
A partir da Figura 41, é apresentado o impacto da indutância de dispersão ocasiona a redução da razão cíclica, efeito ocorrido no momento em que a tensão é nula no primário do transformador, mesmo havendo transposição das chaves, como descrito na seção 3.3.1.

Na etapa de retificação na saída, os diodos operam durante a metade de um ciclo de chaveamento, como é demonstrado na Figura 42. Nesta imagem é possível verificar o momento em que os diodos  $D_1$  e  $D_2$  permanecem conduzindo ao mesmo tempo, no momento de troca da corrente de carga, impossibilitando assim a transferência de energia do primário para o secundário, como foi descrito na terceira etapa de operação.

Figura 41 – Tensão (laranja) e corrente (azul) no primário do transformador



Fonte: Autoria própria.

Figura 42 – Corrente imposta sobre a ponte retificadora da etapa de saída sobre  $D_1$  e  $D_2$ 

Fonte: Autoria própria.

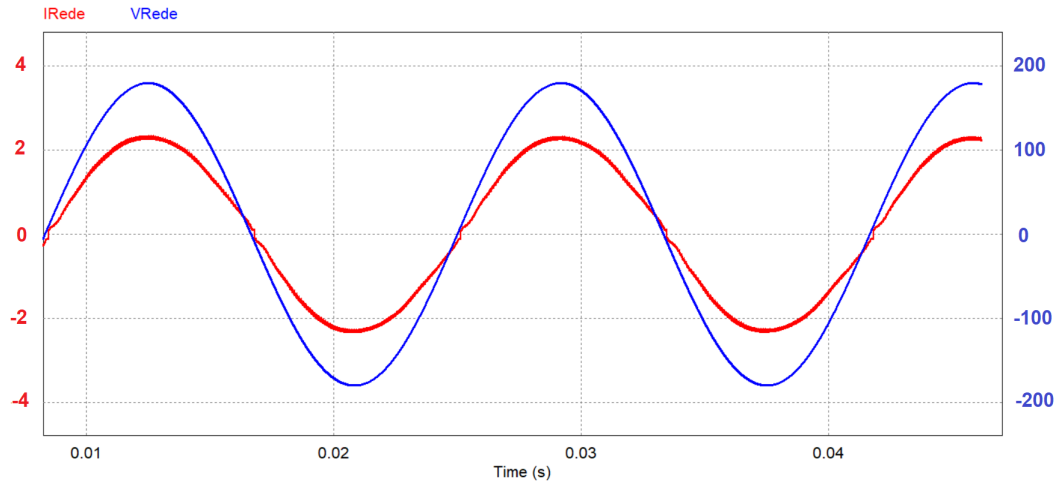
## 6.2 CONTROLE DE SAÍDA

Para análise da operação da corrente de saída, é feita uma avaliação em condição de regime utilizando alguns ciclos da rede, desconsiderando as perturbações dos primeiros instantes da simulação. Subentende-se também que o sistema já esteja em sincronismo, não sendo elaborado nenhum algoritmo para esse fim. A partir da Figura 43, é possível verificar a tensão (azul) e a corrente (vermelho) da rede operando em potência nominal. Com esta imagem pode-se constatar que ambos os sinais encontram-se em fase, apresentando um fator de potência superior a 0,99. Também obteve-se uma taxa de distorção harmônica inferior a 5%, fatores que representam uma boa qualidade de energia.

Requisitos como a qualidade de energia são indispensáveis para a integração de um gerador fotovoltaico com o sistema elétrico de potência. Considerando as simulações realizadas presume-se que a topologia proposta, vinculada a um sistema de controle adequado apresentará estas premissas.

A sintonia do controlador foi obtida a partir de respostas empíricas, demonstrando boa estabilidade quando o sistema foi submetido a transitórios. Através do emprego do *feedforward* o inversor já apresentou uma qualidade na corrente de saída, porém, foi implementado um compensador para melhoria e adequação normativa.

Figura 43 – Tensão e corrente de saída sob potência nominal



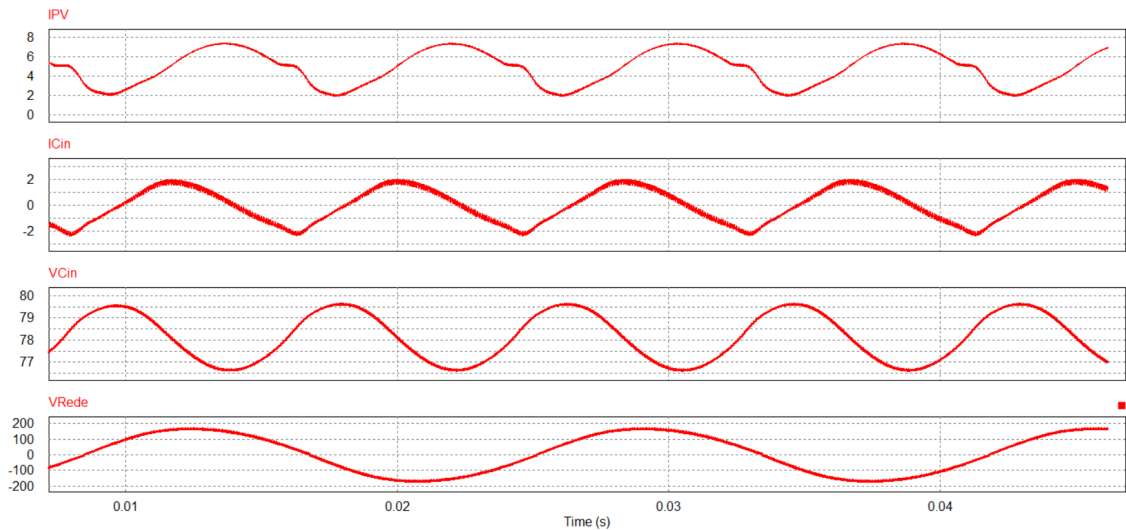
Fonte: Autoria própria.

### 6.3 MINIMIZAÇÃO DA ONDULAÇÃO DE 120HZ DE ENTRADA

A proposta deste tópico é evidenciar os resultados obtidos a partir da implementação do desacoplamento ativo de potência. Como já citado nas seções anteriores, o acoplamento CA no módulo fotovoltaico impacta significativamente no rendimento do sistema, e metodologias para a filtragem da ondulação de forma passiva implicam na adição de elementos custosos e vida útil limitada. Desta maneira, foi realizada a implementação do algoritmo para a minimização destes efeitos.

Na Figura 44 é possível visualizar a corrente da fonte de entrada e do barramento primário do microinversor, sem controlador de desacoplamento, tensão do barramento primário e a da saída para a didática e auxílio na compreensão. A corrente de entrada possui ondulação de 5,5A oscilando em 120Hz, reflexo da transferência de potência para o secundário. O valor de corrente especificado para o ponto de máxima potência do módulo é de 5A, possuindo uma oscilação em torno deste ponto e, conseqüentemente um fluxo de potência alternada em torno da máxima potência do módulo. Desta maneira há um decréscimo na energia fornecida pelo o sistema.

Figura 44 – Corrente sob a fonte de entrada, no barramento, tensão no barramento e rede



Fonte: Autoria própria.

Mesmo possuindo uma capacitância de desacoplamento no barramento primário, a corrente de entrada ainda sofre o efeito oscilatório em função do acoplamento com a saída. Metodologias convencionais fazem a adição de mais uma capacitância vinculada diretamente com o módulo fotovoltaico, inserindo os mesmos efeitos negativos como já foi citado anteriormente.

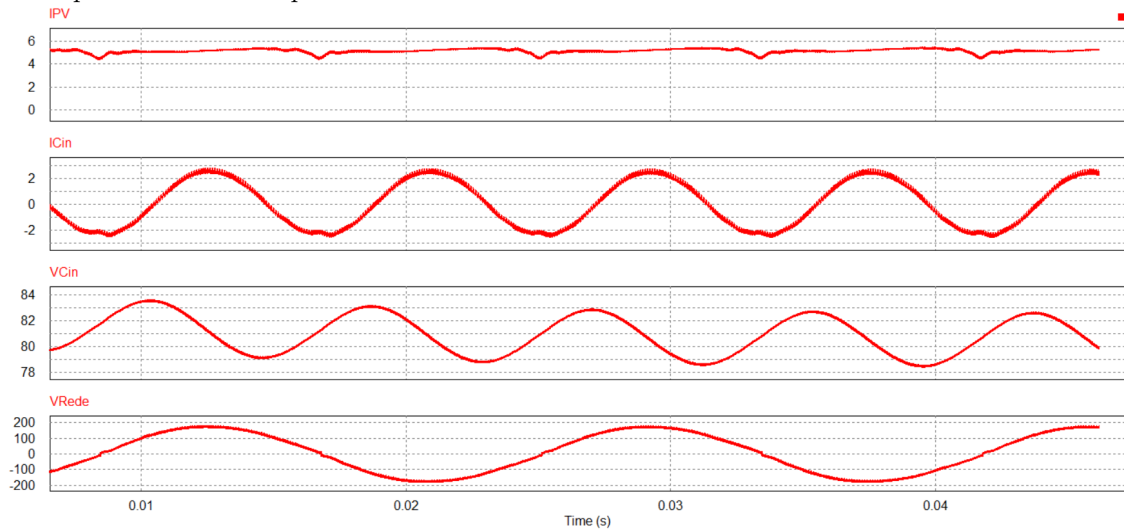
De acordo com a proposta deste trabalho, foi elaborado um algoritmo para eliminação da ondulação de 120Hz na corrente de entrada, o desacoplamento ativo de potência, e os efeitos desta implementação podem ser visualizado na Figura 45. Foi obtida uma ondulação na corrente no valor de 1,3A, 76% menor, após a adição do controlador. Para este resultado, foi inserido um controlador repetitivo, que se comportou de forma estável a variações e transitórios na saída, e seu efeito sob a modulação está evidenciado na Figura 46.

Após a implementação do algoritmo houve um acréscimo de 10% na potência transferida, mostrando o quão eficiente esta malha de controle se apresentou e a importância deste tipo de técnica para a performance do sistema, alcançando um rendimento de 99% em relação a capacidade de obtenção da máxima potência do painel.

Outra análise interessante que pode ser feita através da Figura 47, onde torna-se visível o efeito do desacoplamento sobre a capacitância do *link* DC, é a respeito de sua atuação como um *buffer* de corrente. Toda a oscilação de potência sobre o módulo fotovoltaico é transferida para o barramento primário. A consequência desta transferência refleti-se no aumento da oscilação de tensão do barramento, que impacta na corrente de

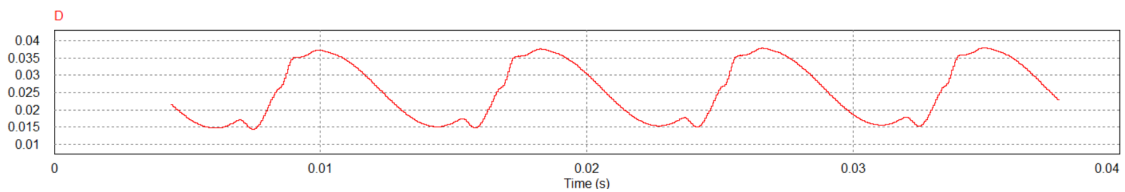
saída, aumentando a sua TDH. Os efeitos negativos ocasionados sobre a corrente de saída foram facilmente contornados através do ajuste de seu compensador.

Figura 45 – Corrente sob a fonte de entrada, no barramento, tensão no barramento e rede após adição do desacoplamento ativo de potência



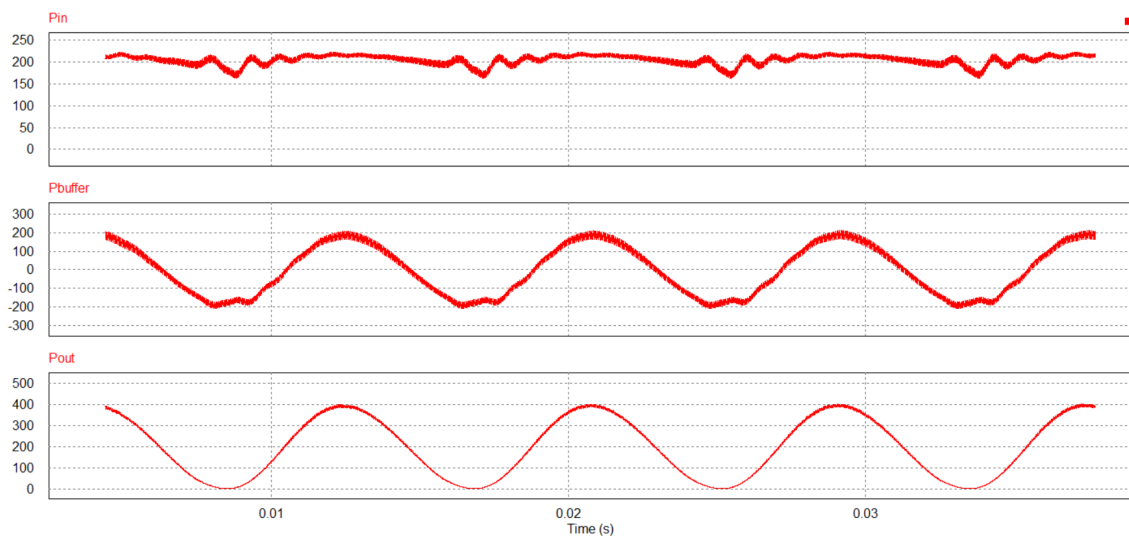
Fonte: Autoria própria.

Figura 46 – Atuação do compensador na malha de corrente da fonte de entrada



Fonte: Autoria própria.

Figura 47 – Potência de entrada, *link* DC e de saída

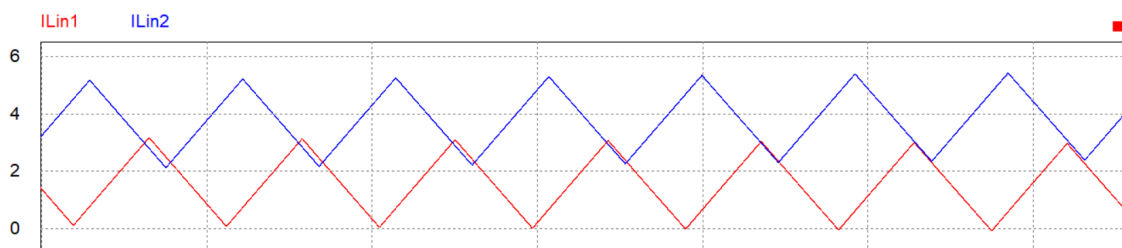


Fonte: Autoria própria.

Outra verificação realizada foi sobre a corrente imposta sobre os indutores de entrada  $L_{IN1}$  e  $L_{IN2}$ , para análise de seu desbalanceamento. A partir da Figura 48 é possível verificar que os níveis de corrente entre os indutores apresentam diferenças, ocasionando assim um aumento dos esforços em outros elementos do circuito.

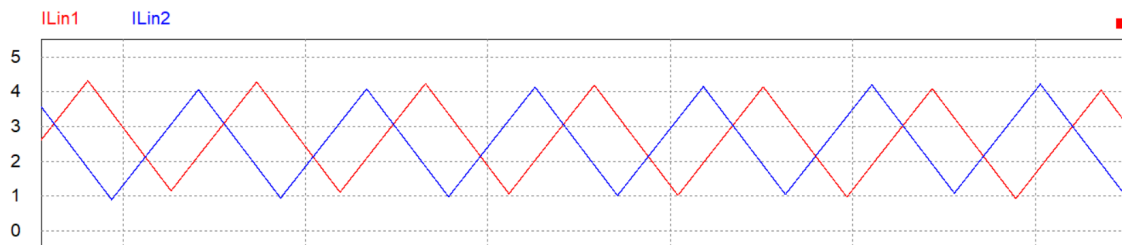
Foi elaborado um compensador PI com o intuito de mitigar o efeito do desbalanceamento, e o resultado é apresentado na Figura 49, em que foi obtida a equalização entre os níveis de corrente dos indutores.

Figura 48 – Corrente sobre os indutores de entrada  $L_{IN1}$  e  $L_{IN2}$



Fonte: Autoria própria.

Figura 49 – Corrente sob os indutores de entrada  $L_{IN1}$  e  $L_{IN2}$  após o controle do nível médio



Fonte: Autoria própria.

Ótimos resultados foram obtidos em relação a adição do desacoplamento ativo de potência, que proporcionou a eliminação de elementos passivos adicionais e a redução de capacitância do *link* DC. Também propiciou um aumento na capacidade de transferência de potência dos módulos fotovoltaicos e no rendimento relacionado à obtenção da máxima potência.

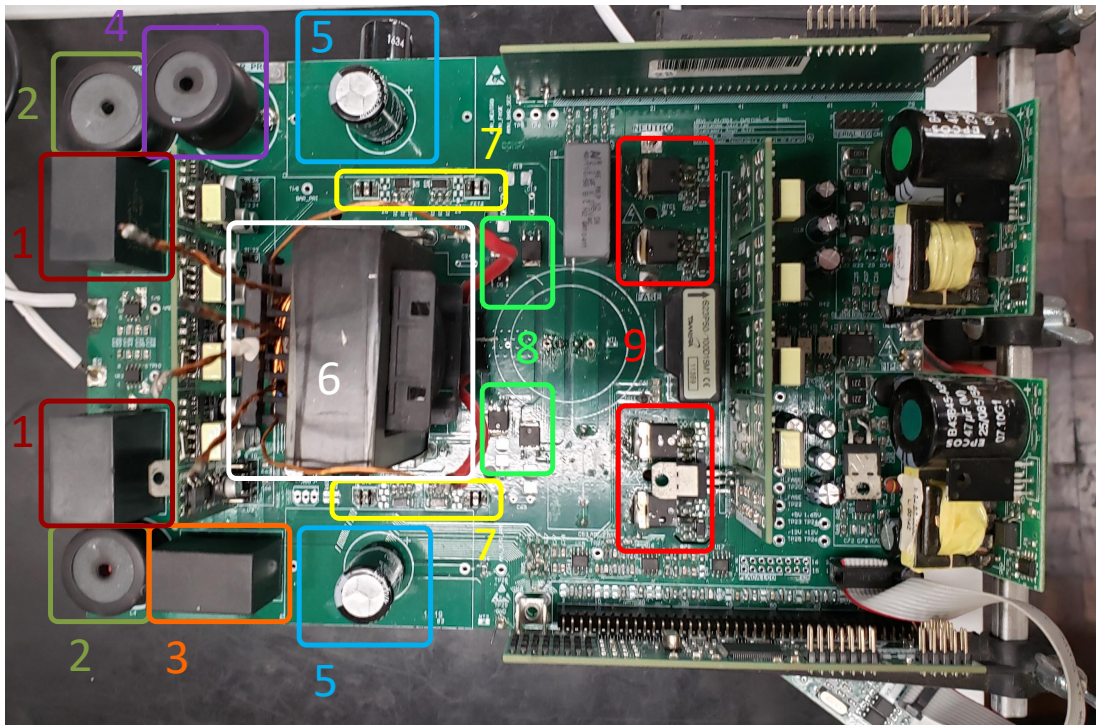


## 7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A proposta deste capítulo se dá através da validação de todos conceitos propostos, comprovando os resultados simulados e o dimensionamento dos elementos que constituem o sistema por meio de uma abordagem prática. Todo o ambiente que em foram realizados os ensaios será descrito junto com seus resultados.

O resultado do protótipo pode ser visualizado na Figura 50, e suas especificações podem ser encontradas na Tabela 3. O *layout* da placa foi projetado para poder trabalhar com frequências elevadas, possuindo boa imunidade a ruídos, preservando a qualidade dos sinais amostrados e dos sinais impostos aos semicondutores. As trilhas das etapas de potência são simétricas, evitando assim efeitos indesejados durante o processo de comutação. Cuidados com a simetria e impedância das trilhas direcionadas ao acionamento das chaves foram tomados, garantindo o acionamento destas com o mesmo atraso.

Figura 50 – Protótipo desenvolvido do inversor unfolding BFB. (1) Capacitor de filtro de entrada de alta frequência, (2) indutores de entrada, (3) capacitor série, (4) indutor série, (5) capacitores do barramento, (6) transformador, (7) interruptores de entrada, (8) diodos da ponte retificadora e (9) interruptores de saída.



Fonte: Autoria própria.

O transformador com núcleo EE e o indutor toroidal destinados à etapa de saída foram projetados de acordo com a metodologia proposta por McLyman (2017). Alguns elementos magnéticos possuíam disponibilidade comercial, sendo utilizados nos indutores de entrada e na indutância de dispersão. Suas especificações estão evidenciadas através da Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros e elementos que constituem o inversor

Frequência de comutação	$f$	50kHz
Tensão do painel (MPPT)	$V_{PV}$	40V
Corrente do painel (MPPT)	$I_{PV}$	5A
Razão cíclica nominal <i>boost</i>	$D_{nom_B}$	50%
Indutância de dispersão	$L_{LK}$	10 $\mu$ H AIRD-03-100
Relação de transformação	$n$	3,5
Primário	$N_1$	10
Secundário	$N_2$	35
Núcleo	EE	NEE-55/28/21-6500-IP12R
Capacitor painel	$C_{PV}$	20 $\mu$ F
Capacitor do <i>DC link</i>	$C_{IN}$	1600 $\mu$ F
Capacitor série	$C_S$	15 $\mu$ F
Indutor de entrada	$L_{IN1-2}$	300 $\mu$ H AIRD-03-301
Indutor de saída	$L_O$	900 $\mu$ H
Capacitor de saída	$C_O$	1 $\mu$ F

Os componentes semicondutores empregados no microinversor estão apresentados na Tabela 4, e o dimensionamento destes elementos foi realizado na seção 5. Um dos critérios para escolha dos interruptores da etapa de potência de entrada foi em função de sua resistência de condução que interfere diretamente no rendimento do sistema, apresentando um  $R_{DS(on)}$  típico de 9,3m $\Omega$ . Em relação aos diodos da ponte retificadora da etapa de saída, uma característica fundamental para esta topologia é o nível de tensão suportado, pois o dimensionamento da indutância de dispersão e o tempo da recuperação reversa do diodo irão refletir em uma sobre tensão neste elemento, sendo utilizado um diodo *Schottky* para minimização deste efeito, com uma tensão reversa de 650V.

Tabela 4 – Semicondutores utilizados

Interruptores da etapa de entrada	$S_{1-4}$	IRFB4115
Interruptores da etapa de saída	$Q_{1-4}$	IRFP4332
Diodos da ponte retificadora	$D_{1-4}$	STPSC10H065

O algoritmo foi elaborado na plataforma CodeWarrior®, sendo desenvolvido toda a lógica do sistema, configuração para acionamento das chaves, leitura e tratamento dos sinais e a implementação dos controladores. Para auxílio no desenvolvimento, foi utilizado

o *software* Freemaster®, que realiza o monitoramento a partir de uma comunicação serial das variáveis em tempo real, facilitando assim o processo de depuração.

Para o desenvolvimento da lógica do sistema foi utilizado um Controlador de Sinal Digital MC56F84789 do fabricante NXP®. Este pode operar em 100MHz de *clock*, possui 8 canais *Analog to Digital Converter* (ADC) de alta velocidade e 2 módulos com 8 canais de PWM. Para a frequência de chaveamento proposta neste trabalho, este controlador atende as necessidades, porém, caso seja necessário o aumento desta, deve-se verificar os impactos relacionados a perda da resolução do PWM.

O módulo de PWM possui diversos modos de operação, que facilitam a modulação por largura de pulso e defasagem entre os sinais. Com isto foram implementadas rotinas para o controle dos níveis de tensão no barramento primário a partir da razão cíclica em um dos módulos e o deslocamento de fase para transferência de energia ao secundário. O deslocamento de fase ocorre através da mudança cíclica do período do módulo de PWM, ocorrendo de forma transparente para o usuário. O tempo morto possui 600ns, sendo configurado via *software*. A transferência do comando de chaveamento entre a estrutura lógica e os interruptores se dá através do *driver*, que possui isolamento galvânica de alta tensão, garantindo assim a proteção do circuito de comando.

Como já citado anteriormente, um dos pontos críticos é a qualidade de energia fornecida à rede elétrica. Para que isso seja possível, o transdutor da corrente de saída deve possuir acurácia em relação ao sinal medido. Desta maneira, o controlador atuará sobre uma amostra fidedigna. Para isso, foi utilizado um sensor de corrente S23P50/100D15M1 do fabricante Tamura®, possuindo uma acurácia de  $\pm 0,25\%$  e um *drift* térmico inferior  $\pm 0,01\%/^{\circ}\text{C}$ .

As medidas relacionada à qualidade de energia foram realizadas a partir do analisador de potência Yokogawa®, modelo WT1800, verificando a taxa de distorção harmônica e fator de potência de saída para validação do sistema. Foi utilizada uma fonte CA Agilent® para emular a rede elétrica, sendo necessário empregar cargas em paralelo na saída por esta não ser bidirecional. Como emulador dos painéis fotovoltaicos, foi utilizado uma fonte CC do fabricante Supplier®.

## 7.1 RESULTADOS

O sistema foi ensaiado sob potência nominal de 200W e tensão CA emulada em 127V em sua saída. A partir destas condições foram realizadas as análises referentes a

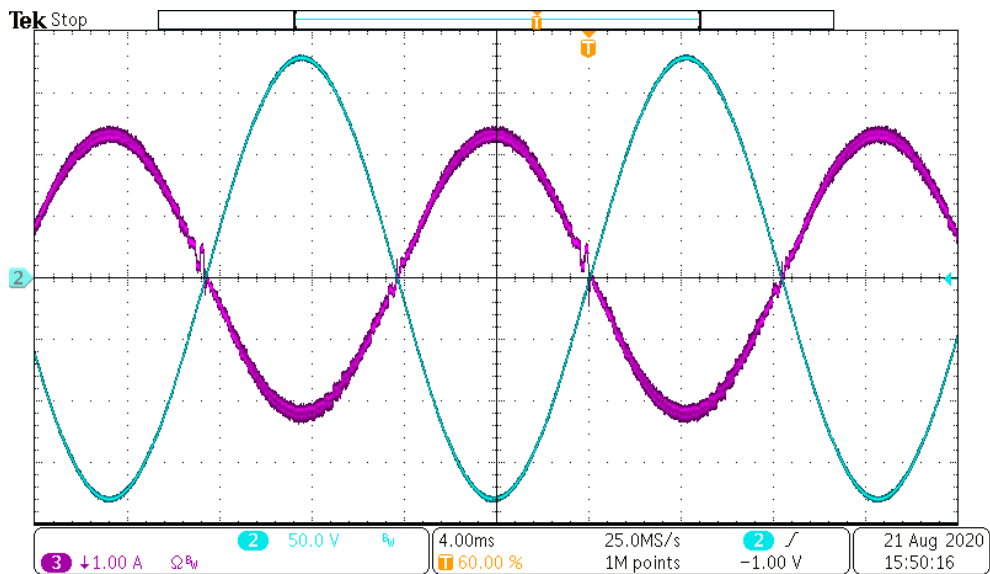
qualidade de energia fornecida à rede, performance do sistema, comportamento durante o processo de comutação da etapa de potência e desempenho dos controladores.

A metodologia de sincronismo implementada foi a *enhanced phase-locked loop* (EPLL), que se demonstrou satisfatória para aplicação, possuindo boa dinâmica e estabilidade durante a transferência de energia à rede.

### 7.1.1 Qualidade no fornecimento de energia

Um dos requisitos cruciais do projeto está relacionado à qualidade de energia fornecida à rede elétrica, desta maneira, o microinversor foi submetido a uma série de testes para sua validação. Na Figura 51 pode-se verificar o comportamento do sistema vinculado à rede, apresentando boa qualidade e estabilidade. A tensão está expressa em ciano, canal 2, e a corrente em roxo, canal 3.

Figura 51 – Tensão (ciano) e corrente (roxo) de saída do inversor sob potência nominal



Fonte: Autoria própria.

Para a obtenção destes resultados, foi implementado um *feedforward* somado ao controlador repetitivo. Inicialmente foi empregado apenas o controlador de ação instantânea, gerando uma resposta insatisfatória em relação a TDH, sendo necessário a inserção em paralelo de uma malha de controle por realimentação para adequação da qualidade da corrente.

O controlador repetitivo é responsável por atenuar grande parte das harmônicas, sendo projetado para atuar no cancelamento de erros periódicos ao longo do tempo. Desta

maneira, os resultados obtidos com a inserção do *feedforward* conciliado com o controlador repetitivo foram positivos.

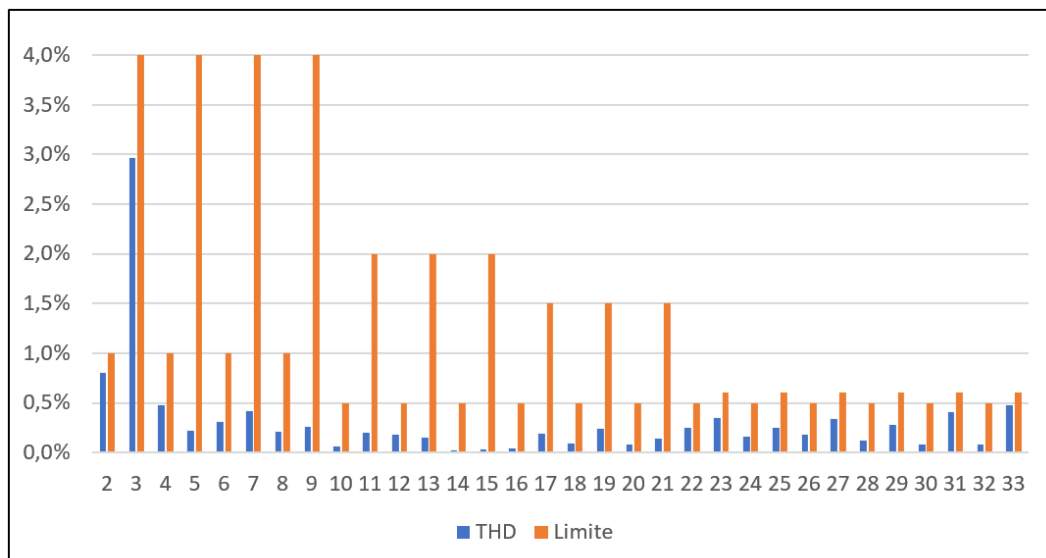
A atuação do compensador repetitivo é limitada em função da quantidade de pontos em que foi projetado, limitação gerada pela capacidade do *Digital Signal Controller* (DSC) empregado. Este tipo de metodologia de controle é onerosa em termos de processamento, sendo assim, deve-se ponderar a performance do sistema e os reais requisitos do projeto.

O fator de potência obtido é 0,99, condizente com a normativa ABNT NBR 16149 que especifica como unitário, com tolerância de trabalho na faixa de 0,98 indutivo até 0,98 capacitivo.

Em relação a TDH de corrente, o microinversor apresentou um valor de 4,11%, tendo suas componentes evidenciadas na Tabela 5. De acordo com a ABNT NBR 16149, a taxa de distorção harmônica total deve ser inferior a 5% em relação à corrente fundamental sob potência nominal, sendo que cada harmônica individual deve estar limitada aos valores representados na Tabela 6. Para uma melhor visualização dos resultados relacionados a cada componente harmônica do sistema e os limites especificados, foi gerado um gráfico contemplando as harmônicas pares e ímpares, evidenciado através da Figura 52.

Levando em consideração os dados evidenciados, é possível verificar que o microinversor atende às especificações normativas, apresentando boa qualidade no fornecimento de energia à rede elétrica.

Figura 52 – Gráfico das harmônicas pares e ímpares com os seus respectivos limites



Fonte: Autoria própria.

Tabela 5 – Medidas relacionadas às harmônicas de corrente

Ordem	TDH[%]	Ordem	TDH[%]
1	99,915	2	0,807
3	2,969	4	0,474
5	0,221	6	0,306
7	0,418	8	0,211
9	0,259	10	0,059
11	0,201	12	0,181
13	0,155	14	0,020
15	0,036	16	0,038
17	0,194	18	0,094
19	0,239	20	0,081
21	0,137	22	0,251
23	0,349	24	0,156
25	0,246	26	0,181
27	0,338	28	0,125
29	0,274	30	0,083
31	0,408	32	0,080
33	0,477	34	0,065
35	0,409	36	0,067
37	0,431	38	0,069
39	0,441	40	0,113

Tabela 6 – Limite de distorção harmônica de corrente

Harmônicas ímpares	Limite da distorção
3° a 9°	<4,0%
11° a 15°	<2,0%
17° a 21°	<1,5%
23° a 33°	<0,6%
Harmônicas pares	Limite da distorção
2° a 8°	<1,0%
10° a 32°	<0,5%

### 7.1.2 Comutação

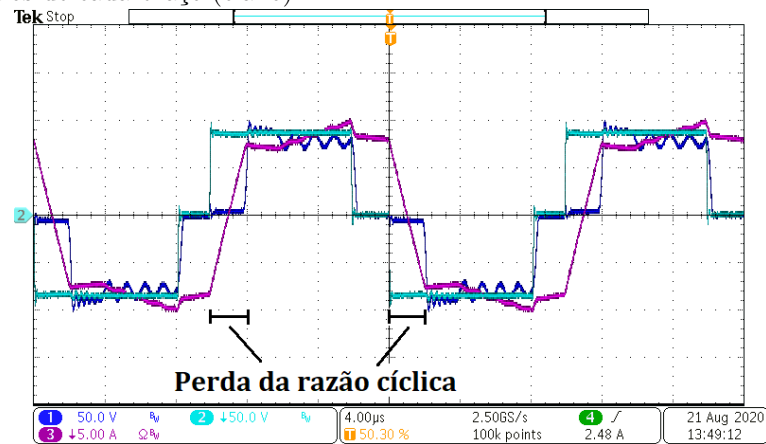
Conforme mencionado nas seções anteriores, o dimensionamento dos elementos que participam da comutação que constituem o sistema é baseado na obtenção da comutação suave através do ZVS para minimização de perdas e propagação de interferências. Para isso, levam-se em consideração elementos parasitas do sistema, que auxiliam na transferência de energia durante os períodos de transição entre o chaveamento dos interruptores de potência. A metodologia de chaveamento empregada para que ocorra a comutação sob tensão nula se dá através da modulação por deslocamento de fase, necessitando também da adição de uma indutância de dispersão para auxiliar neste processo.

Nesta seção será apresentado o comportamento do sistema durante os períodos de comutação, para validação de sua proposta. Toda a análise realizada durante o processo de comutação foi feita no ponto de máxima tensão de saída como referência.

Através da Figura 53 pode-se verificar a corrente sob a indutância de dispersão, canal 3 em roxo, garantindo-se um nível CC nulo com a inserção de uma capacitância em série com o transformador, afim de se evitar sua saturação. É possível visualizar a perda da razão cíclica do conversor originada pela adição da indutância de dispersão, em que a tensão aplica nos pontos médios de cada braço do conversor, canal 2 em ciano, é diferente da tensão sob o primário do transformador, canal 1 em azul, sendo este valor nulo durante a alteração de polaridade desta corrente.

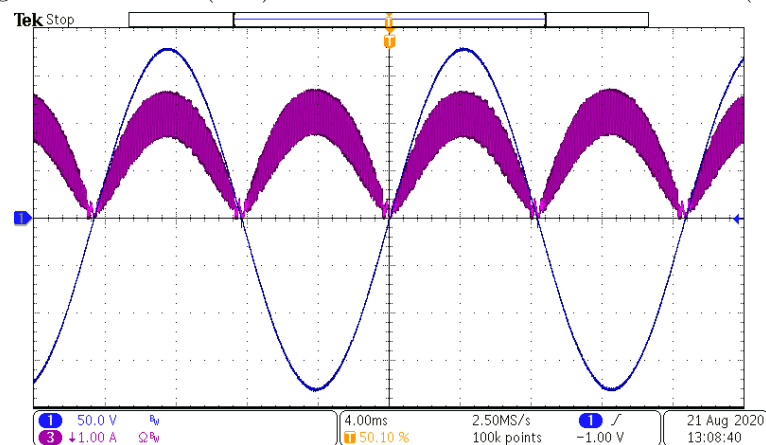
A corrente imposta sob o indutor de saída está representada nas Figuras 54 e 55, possuindo uma componente de baixa frequência em 120Hz e outra componente de alta em 100kHz. Uma característica interessante deste conversor é ondulação de corrente sob esta indutância que possui o dobro da frequência de comutação da etapa de entrada, como pode ser observado.

Figura 53 – Corrente sob a indutância série do transformador (roxo), tensão no primário (azul) e a tensão sob os pontos médios de cada braço (ciano)



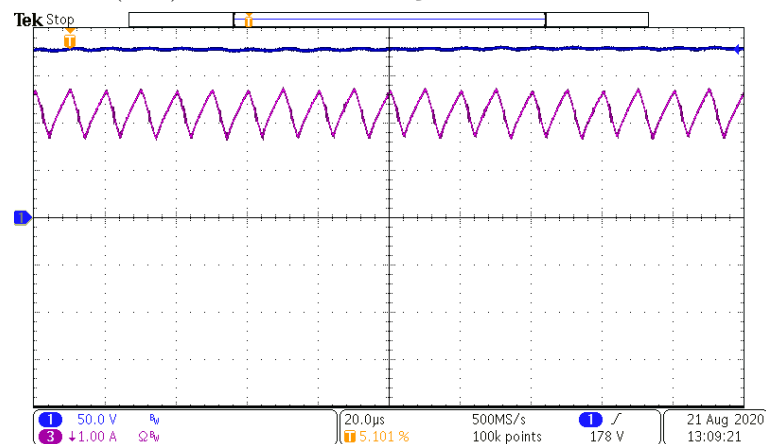
Fonte: Autoria própria.

Figura 54 – Tensão (azul) de saída e corrente no indutor de saída (roxo)



Fonte: Autoria própria.

Figura 55 – Tensão (azul) de saída e a ondulação de corrente no indutor de saída (roxo)



Fonte: Autoria própria.

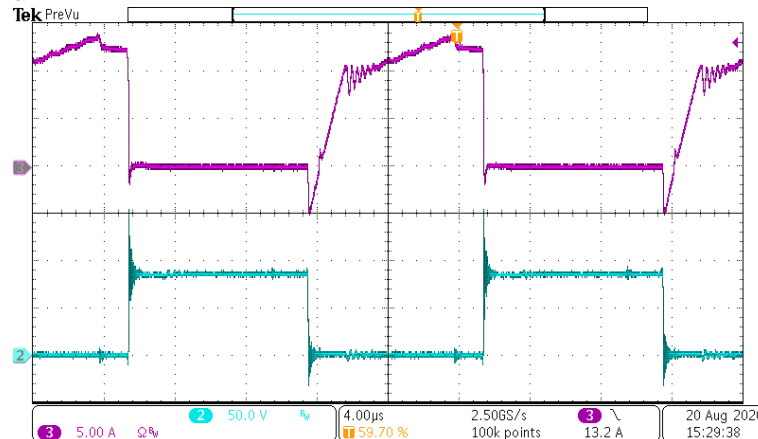


O processo de comutação da etapa de entrada do conversor está representado nas Figuras 56, 57, 58 e 59, sendo a tensão imposta sobre as chaves expressa pelo canal 2 (ciano) e a corrente expressa no canal 3 (roxo). A componente negativa da corrente implica na condução do diodo da chave evidenciando o ZVS, ou seja, no momento em que ocorre o comando da chave a tensão é nula, garantindo assim a eliminação das perdas por comutação no acionamento dos interruptores. A tensão imposta sobre as chaves é a própria tensão do barramento, aproximadamente 80V.

Para este modo de operação, o rendimento do conversor de entrada possui uma dependência maior das perdas vinculadas à condução. Desta forma o critério de escolha de um interruptor com baixo  $R_{DS(on)}$  se torna mais simples.

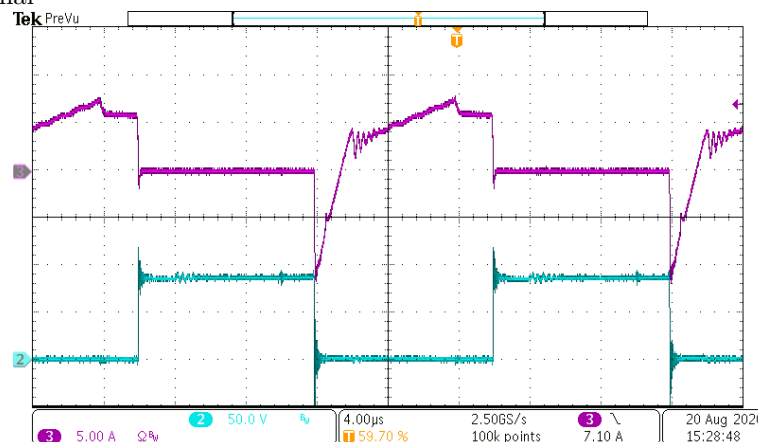
Os resultados relacionados à comutação se demonstraram satisfatórios, decorrência de um dimensionamento adequado dos componentes do sistema, vinculados aos próprios elementos parasitas.

Figura 56 – Tensão (ciano) e corrente (roxo) imposta sobre a chave  $S_1$  durante o pico da tensão de saída sob potência nominal



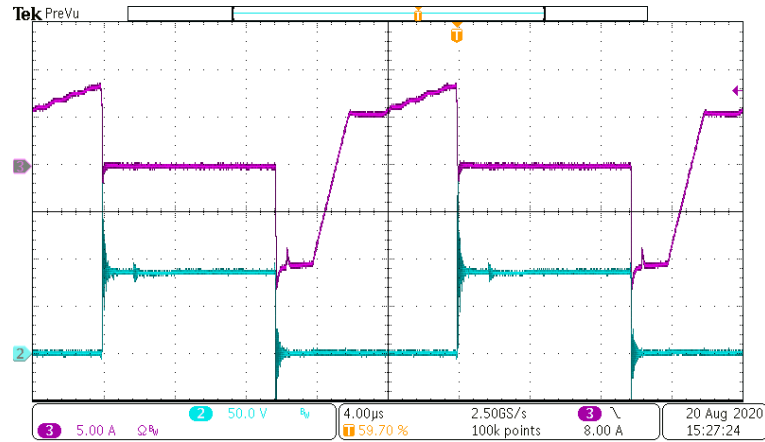
Fonte: Autoria própria.

Figura 57 – Tensão (ciano) e corrente (roxo) imposta sobre a chave  $S_2$  durante o pico da tensão de saída sob potência nominal



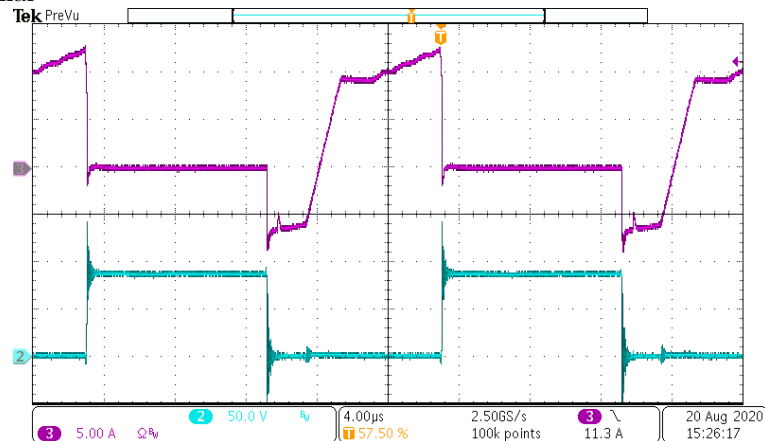
Fonte: Autoria própria.

Figura 58 – Tensão (ciano) e corrente (roxo) imposta sobre a chave  $S_3$  durante o pico da tensão de saída sob potência nominal



Fonte: Autoria própria.

Figura 59 – Tensão (ciano) e corrente (roxo) imposta sobre a chave  $S_4$  durante o pico da tensão de saída sob potência nominal

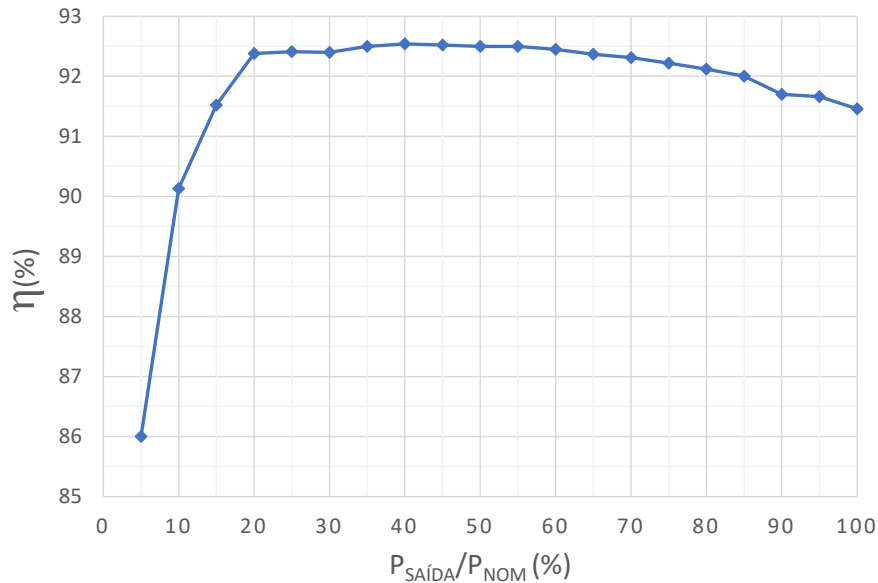


Fonte: Autoria própria.

A partir da Figura 60 é possível identificar uma ampla faixa linear do rendimento do conversor proposto *boost-full-bridge*, apresentando um decréscimo mais significativo com potências inferiores a 10% em relação a nominal.

O conversor apresentou um rendimento de pico de 92,5% em uma faixa intermediária da potência e rendimento sob potência nominal de 91,6%. Para análise da performance, empregou-se o cálculo da eficiência ponderada *California Energy Commission* (CEC), obtendo um valor de 92,3%.

Figura 60 – Rendimento do conversor proposto *boost-full-bridge* em função da potência de entrada



Fonte: Autoria própria.

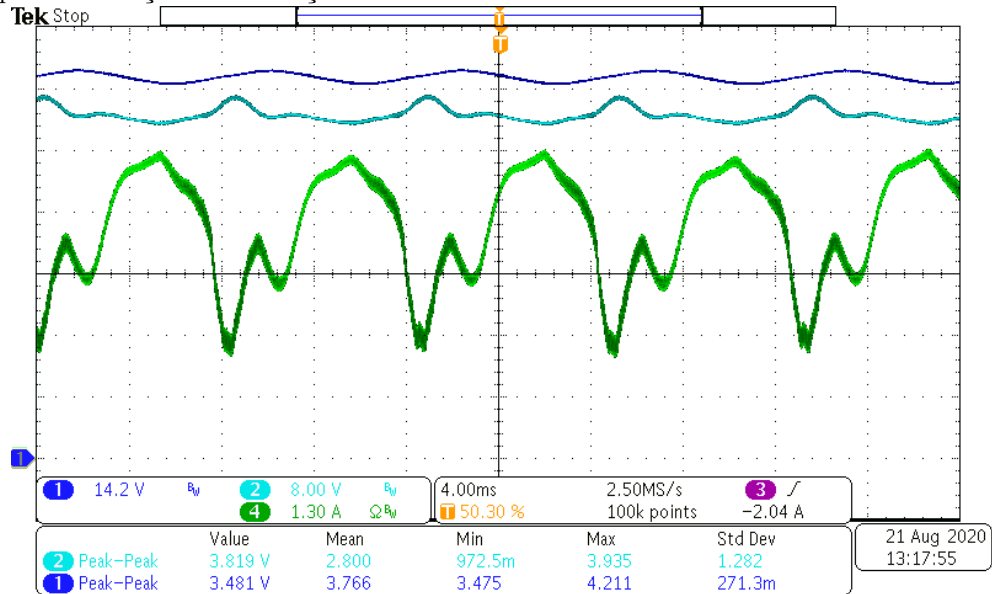
### 7.1.3 Eliminação da ondulação na corrente de entrada

Uma análise a ser realizada de acordo com a proposta do trabalho está vinculada à eliminação da ondulação de corrente de 120Hz presente no módulo fotovoltaico, característica intrínseca dos conversores de único estágio e *unfolding*, fenômeno resultante do acoplamento CA relacionado à transferência de energia na saída.

Como já mencionado, a adição de capacitâncias elevadas para a minimização deste efeito impactam de forma negativa na vida útil do conversor e em seu custo, sendo assim, a minimização deste elemento se torna apreciável. Um aspecto inerente deste conversor está relacionado aos valores da capacitância de desacoplamento menores comparados aos outros microinversores, sendo empregada uma capacitância de  $1600\mu\text{F}$  para esta finalidade. Porém, para a redução substancial deste elemento, torna-se necessária a adição de uma estratégia de controle para compensação.

A partir da Figura 61, é possível visualizar a tensão de entrada, expressa pelo canal 2 (ciano), a corrente de entrada, expressa pelo canal 4 (verde), e a tensão do barramento, expressa pelo canal 1 (azul). Como pode ser observado, há uma ondulação de corrente acentuada de 4,2A.

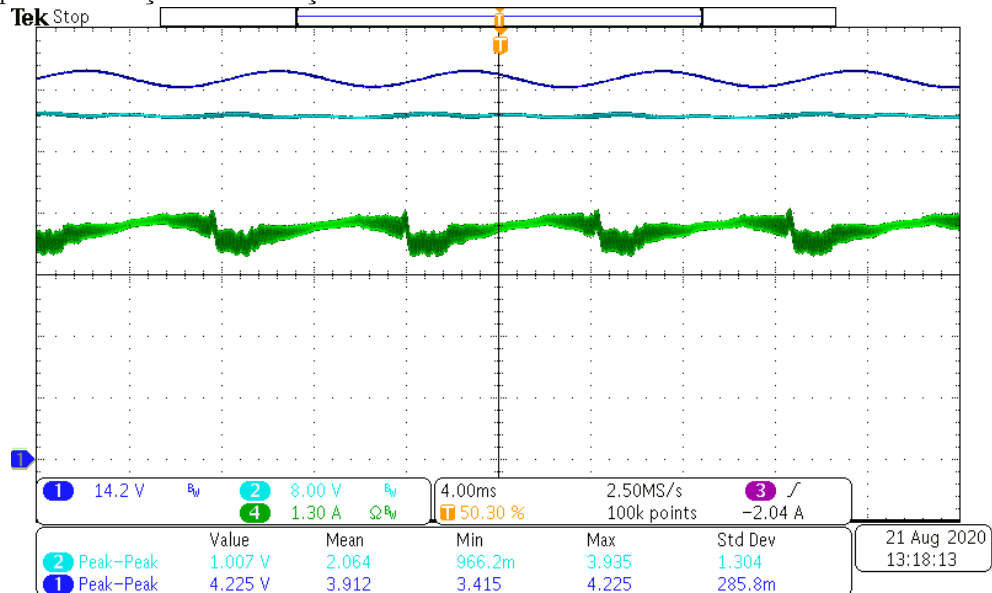
Figura 61 – Corrente (verde) e tensão (ciano) de entrada e tensão no barramento (azul) sem a adição do controle para eliminação da ondulação de 120Hz



Fonte: Autoria própria.

Para a minimização deste efeito, foi implementado um compensador, realizando o desacoplamento ativo de potência. Seguindo a mesma proposta do controle de corrente de saída do conversor, foi empregado um controlador repetitivo na corrente de entrada, projetado para atuar no cancelamento de erros periódicos. O resultado está evidenciado na Figura 62, apresentando uma ondulação menor que 1A, reduzindo a oscilação em aproximadamente 80%.

Figura 62 – Corrente (verde) e tensão (ciano) de entrada e tensão no barramento (azul) com a adição do controle para eliminação da ondulação de 120Hz



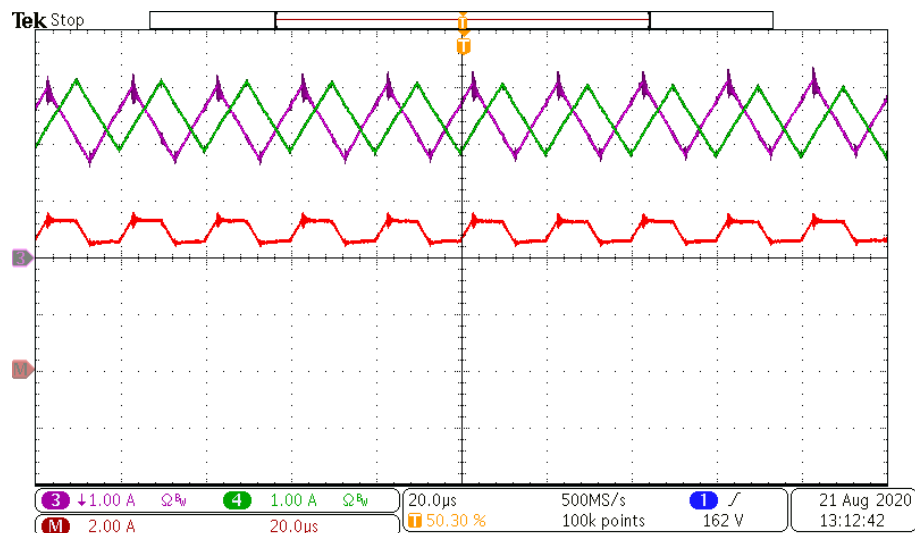
Fonte: Autoria própria.

Devido às características intrínsecas do conversor proposto, vinculadas com uma estratégia de controle, foi possível realizar a diminuição da capacitância de desacoplamento e a minimização da ondulação de 120Hz.

Um efeito previsto após a implementação do desacoplamento ativo foi o aumento na ondulação de tensão no barramento primário, atuando como *buffer* de corrente. Ajustes no compensador da corrente de saída tiveram que ser realizados, porém, foi mantido a qualidade de energia transferida á rede.

Houve a necessidade de ser implementado um compensador para balanceamento das correntes nos indutores de entrada, em função das diferenças dos níveis de corrente existentes. Nesta aplicação, foi inserido um compensador PI, obtendo-se a equalização destas correntes, refletindo de forma positiva na temperatura dos interruptores que possuíam maiores esforços. O resultado do balanceamento das correntes dos indutores de entrada pode ser visto na Figura 63, a partir dos canais 3 e 4, em que estas possuem o mesmo nível médio. Através da função matemática do osciloscópio pode-se verificar a corrente presumida aplica sob a fonte de entrada, apresentando ondulação com o dobro da frequência de comutação e metade da amplitude dos indutores.

Figura 63 – Corrente nos indutores de entrada (roxo e verde) e a resultante no módulo fotovoltaico (vermelho)



Fonte: Autoria própria.

## 8 CONCLUSÕES GERAIS

Neste trabalho foi apresentado um conversor *boost-full-bridge* isolado, com baixa ondulação de corrente de entrada, voltado para aplicação em sistemas fotovoltaicos com desacoplamento ativo de potência.

O conversor proposto é resultado da integração dos conversores *full-bridge* e do *boost-interleaved*, através do compartilhamento do mesmo grupo de chaves. A composição destes dois conversores resultou na minimização da quantidade de elementos que constituem o sistema, em comparação às estruturas convencionais, refletindo diretamente na redução das perdas nos semicondutores.

O conversor evidenciou alta versatilidade em seu modo de operação e em sua configuração, podendo ser empregado em diversas aplicações que exijam ganho estático elevado e alta capacidade de corrente em sua entrada.

Algumas características apresentadas pelo conversor são notáveis, como a capacidade de realizar o desacoplamento ativo de potência sem a adição elementos extras, sendo este um atributo inerente aos conversores de dois estágios. O sistema apresentou uma redução significativa nas capacitâncias utilizadas no desacoplamento em relação aos conversores de único estágio, mesmo antes do emprego do algoritmo desenvolvido para esta finalidade. O conversor proporciona baixa ondulação de corrente em alta frequência, tanto na entrada quanto na saída, ocasionando uma redução significativa nos filtros, em comparação com outros conversores operando sob a mesma condição.

A utilização da modulação por deslocamento de fase possibilita que o conversor opere sob comutação suave, permitindo que este trabalhe em frequências elevadas, resultando no aumento de sua densidade de potência. Em função de suas perdas de comutação serem desprezíveis, não foi necessário a utilização de ventilação forçada.

Devido à característica inerente do conversor de apresentar perda em sua razão cíclica, a escolha adequada da indutância de dispersão mostrou-se fundamental para a obtenção da comutação suave sem um comprometimento substancial na capacidade de transferência de energia do sistema. Outra característica observada neste, é a presença de uma grande oscilação de tensão sobre os diodos da ponte retificadora em função da ressonância entre a indutância de dispersão refletida no secundário e suas capacitâncias. A escolha adequada destes diodos e a utilização de *snubbers* deve ser ponderada para a minimização deste efeito.

Em função da alta sensibilidade às imperfeições no sinal de comando e variações nos componentes empregados, houve a necessidade do emprego de um controlador PI para o balanceamento das correntes de entrada, a fim de evitar esforços assimétricos no semicondutores.

Cumprindo com a proposta do trabalho, o sistema apresentou boa qualidade de energia fornecida a rede elétrica, possuindo fator de potência de 0,99 e uma taxa de distorção harmônica de 4,11%, respeitando os limites especificados pela ABNT NBR 16149. Para a obtenção destes resultados, foi empregado um controlador de ação instantânea do tipo *feedforward* conciliado a um controlador repetitivo em sua saída, apresentando boa estabilidade, mesmo quando submetido a transitórios.

Bons resultados foram obtidos relacionados ao desacoplamento ativo de potência, que proporcionou a eliminação de elementos passivos adicionais e a redução da capacitância do *link* DC. Também propiciou um aumento na capacidade de transferência de potência dos módulos fotovoltaicos e no rendimento relacionado à rastreabilidade do ponto de máxima potência.

A implementação prática provou a viabilidade do conversor, assim como a funcionalidade de todos os algoritmos de controle, resultando na eliminação da oscilação de baixa frequência na corrente de entrada e boa qualidade na transferência de energia em sua saída.

Os objetivos propostos por este trabalho foram atingidos, porém, um maior detalhamento no estudo e análise nos elementos magnéticos para aumento do rendimento, emprego de *snubbers* em função da elevada oscilação de tensão nos diodos da ponte retificadora e eliminação dos capacitores eletrolíticos são pontuados como melhorias a serem tratadas em trabalhos futuros.

## REFERÊNCIAS

- Anandakumar, V.; Ramesh, A.; Mariappane, E. Implementation of new control technique for interleaved flyback inverter based pv system. **International Journal of Engineering Research & Technology**, 2014.
- BARBI, I.; SOUZA, F. P. de. **Conversores CC-CC isolados de alta frequência com comutação suave**. Florianópolis: Edição dos Autores, 1999. 376 p.
- CHRISTIDIS, G. C.; NANAKOS, A. C.; TATAKIS, E. C. Hybrid discontinuous/boundary conduction mode of flyback microinverter for AC–PV modules. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 31, n. 6, p. 4195–4205, jun 2016.
- EPE. **Inserção da Geração Fotovoltaica Distribuída - Condicionantes e Impactos**. Nota técnica dea 19/14. Rio de Janeiro, nov. 2014. Disponível em: <<http://www.epe.gov.br>>.
- FIGUEREDO, R. **Corrente de fuga em inversores monofásicos sem transformador para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede de distribuição de energia elétrica: análise e proposta de filtro passivo integrado de modo comum e diferencial**. 2015. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — ESCOLA POLITÉCNICA DA UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO, SÃO PAULO, 2015. Disponível em: <<https://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3143/tde-20072016-092205/pt-br.php>>.
- FRISCH, M.; ERNÖ, T. **A New, Alternative Three-Level Topology for Highly Efficient, Single-Phase Solar Applications**. Biberger Str. 93, 82008 Unterhaching, Alemanha, 2014.
- Hu, H.; Harb, S.; Kutkut, N.; Batarseh, I.; Shen, Z. J. A review of power decoupling techniques for microinverters with three different decoupling capacitor locations in pv systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 6, p. 2711–2726, June 2013.
- Itoh, J.; Watanabe, H.; Koiwa, K.; Ohnuma, Y. Experimental verification of single-phase inverter with power decoupling function using boost-up chopper. In: **2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)**. 2013. p. 1–10.
- KAZIMIERCZUK, M. K. **Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters**. Wiley-Blackwell, 2015. ISBN 1119009545.
- KJÆR, S. **Design and Control of an Inverter for Photovoltaic Applications**. 2005. Tese (Doutorado) — Aalborg University, 2005.



Kjaer, S. B.; Pedersen, J. K.; Blaabjerg, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, Sep. 2005.

KYRITSIS, A.; TATAKIS, E.; PAPANIKOLAOU, N. Optimum design of the current-source flyback inverter for decentralized grid-connected photovoltaic systems. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 23, n. 1, p. 281–293, mar 2008.

LI, Y.; ORUGANTI, R. A low cost flyback CCM inverter for AC module application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 27, n. 3, p. 1295–1303, mar 2012.

MACHADO, R. **Estudo e projeto de conversor CC-CC com elo de alta frequência aplicado a máquina de soldagem a arco elétrico**. nov. 2015. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — PPGEE - UFMG, Belo Horizonte, nov. 2015.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 2nd. ed. Florianópolis: Edição dos Autores, 2006.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA**. Florianópolis: Edição dos Autores, 2008.

MAZUMDER, S. K.; BURRA, R. K.; ACHARYA, K. A ripple-mitigating and energy-efficient fuel cell power-conditioning system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 22, n. 4, p. 1437–1452, jul 2007.

MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and Inductor Design Handbook**. CRC Press, 2017.

MENESES, D.; BLAABJERG, F.; COBOS, J. A.; GARCIA, O. Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 5, p. 1305–1314, Sept 2004. ISSN 0885-8993.

MIRA, M. C.; ZHANG, Z.; KNOTT, A.; ANDERSEN, M. A. E. Analysis, design, modeling, and control of an interleaved-boost full-bridge three-port converter for hybrid renewable energy systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 32, n. 2, p. 1138–1155, feb 2017.

PINHO, J. T.; GALDINO, M. A. **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos**. Rio de Janeiro, mar. 2014.

RAMOS-PAJA, C.; BORDONS, C.; ROMERO, A.; GIRAL, R.; MARTINEZ-SALAMERO, L. Minimum fuel consumption strategy for PEM fuel cells. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 56, n. 3, p. 685–696, mar 2009.

REDL, R.; BALOGH, L.; EDWARDS, D. W. Optimum zvs full-bridge dc/dc converter with pwm phase-shift control: analysis, design considerations, and experimental results. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual**. 1994. p. 159–165 vol.1.

ROMANELI, E.; BARBI, N. New isolated phase-shift controlled non-pulsating input and output converter. In: **2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)**. IEEE, 2001.

SCHMITZ, L. **Conversores CC-CC não isolados de alto ganho e de alto rendimento destinados a aplicações fotovoltaicas e baseados no conversor boost com células de ganho**. 2015. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — UFSC - INEP, FLORIANÓPOLIS, 2015. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/158773>>.

SEGURA, M. L. **A evolução da matriz energética brasileira: O papel dos biocombustíveis e outras fontes alternativas**. jan. 2012. Disponível em: <<https://ambitojuridico.com.br/edicoes/revista-96/a-evolucao-da-matriz-energetica-brasileira-o-papel-dos-biocombustiveis-e-outras-fontes-alternativas/>>.

SHIMIZU, T.; SUZUKI, S. Control of a high-efficiency PV inverter with power decoupling function. In: **8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia**. IEEE, 2011.

SHIMIZU, T.; WADA, K.; NAKAMURA, N. A flyback-type single phase utility interactive inverter with low-frequency ripple current reduction on the dc input for an ac photovoltaic module system. In: **2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)**. 2002. v. 3, p. 1483–1488 vol.3.

SINGHAL, S. C.; KENDALL, K. **High-temperature Solid Oxide Fuel Cells: Fundamentals, Design and Applications**. Elsevier Science, 2003. ISBN 1856173879.

SOLARIZE. **Sombreamento parcial em arranjos fotovoltaicos**. fev. 2016. Disponível em: <<https://www.solarize.com.br/site-content/11-blog/114-sombreamento-parcial-em-arranjos-fotovoltaicos>>.

SOUSA, M. Produção de painéis solares. **Conferência Internacional de Energias Inteligentes - Smart Energy**, 2017.

TIPLER, P. A. **FÍSICA/2a**. 2a. ed. New York: Guanabara, 1984.