



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

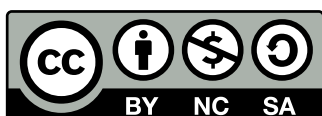
Diego Alberto Acevedo Bueno

**Sistemas de Conversão CC/CA Monofásicos Isolados com
Desacoplamento de Potência Baseados em Dupla Ponte
Ativa**

Campina Grande, Paraíba
2020

Universidade Federal de Campina Grande
Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM)
Rua Aprígio Veloso, 882
CEP 58429-140
Campina Grande, PB | Brasil

<http://www.dee.ufcg.edu.br>





Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Diego Alberto Acevedo Bueno

Sistemas de Conversão CC/CA Monofásicos Isolados com Desacoplamento de Potência Baseados em Dupla Ponte Ativa

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências, no domínio da Engenharia Elétrica.

Processamento da Energia
Área de Concentração

Prof. Edison Roberto Cabral da Silva, Dr. Ing.
Orientador

Prof. Montiê Alves Vitorino, Dr. Sc.
Orientador

Campina Grande, Paraíba
Dezembro de 2020

B928s

Bueno, Diego Alberto Acevedo.

Sistemas de conversão CC/CA monofásicos isolados com desacoplamento de potência baseados em dupla ponte ativa / Diego Alberto Acevedo Bueno. – Campina Grande, 2020.

113 f. : il. color.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2020.

“Orientação: Prof. Dr. Edison Roberto Cabral da Silva, Prof. Dr. Montiê Alves Vitorino”.

Referências.

1. Microinversor. 2. Dupla Ponte Ativa (DAB). 3. Transformador de Alta Frequência. 4. Conversores Estáticos Monofásicos. I. Silva, Edison Roberto Cabral da. II. Vitorino, Montiê Alves. III. Título.

CDU 620.315(43)



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
POS-GRADUACAO EM ENGENHARIA ELETRICA
Rua Aprígio Veloso, 882, - Bairro Universitário, Campina Grande/PB, CEP 58429-900

REGISTRO DE PRESENÇA E ASSINATURAS

REGISTRO DE PRESENÇA E ASSINATURAS

1. ATA DA DEFESA PARA CONCESSÃO DO GRAU DE DOUTOR EM CIÊNCIAS, NO DOMÍNIO DA ENGENHARIA ELÉTRICA, REALIZADA EM 01 DE DEZEMBRO DE 2020
(Nº 320)

CANDIDATO(A): **DIEGO ALBERTO ACEVEDO BUENO**. COMISSÃO EXAMINADORA: ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG, Presidente da Comissão, EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFCG, MONTIÊ ALVES VITORINO, D.Sc., UFCG, Orientadores, ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG, FERNANDO LUIZ MARCELO ANTUNES, Ph.D, UFC, DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES, D.Sc., UFPB.TÍTULO DA TESE: Sistemas de Conversão CC/CA Monofásicos Isolados com Desacoplamento de Potência Baseados em Dupla Ponte Ativa. ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Processamento da Energia. HORA DE INÍCIO: **09h00** – LOCAL: **ambiente Virtual, em virtude da suspensão de atividades na UFCG decorrente do coronavírus e de conformidade com o Art. 8º da PORTARIA PRPG/GPR Nº 003, DE 18 DE MARÇO DE 2020**.. Em sessão pública, após exposição de cerca de 45 minutos, o(a) candidato(a) foi arguido(a) oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo demonstrado suficiência de conhecimento e capacidade de sistematização, no tema de sua tese, obtendo conceito APROVADO. Face à aprovação, declara o(a) presidente da Comissão, achar-se o examinado, legalmente habilitado(a) a receber o Grau de Doutor em Ciências, no domínio da Engenharia Elétrica, cabendo a Universidade Federal de Campina Grande, como de direito, providenciar a expedição do Diploma, a que o(a) mesmo(a) faz jus. Na forma regulamentar, foi lavrada a presente ata, que é assinada por mim, ÂNGELA DE LOURDES RIBEIRO MATIAS, e os membros da Comissão Examinadora presentes. Campina Grande, 1 de Dezembro de 2020.

ÂNGELA DE LOURDES RIBEIRO MATIAS
Secretária

ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG
Presidente da Comissão e Examinador Interno

EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFCG
Orientador

MONTIÊ ALVES VITORINO, D.Sc., UFCG
Orientador

FERNANDO LUIZ MARCELO ANTUNES, Ph.D, UFCG
Examinador Externo

DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES, D.Sc., UFPB
Examinador Externo

ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Examinador Interno

DIEGO ALBERTO ACEVEDO BUENO
Candidato

2 - APROVAÇÃO

2.1. Segue a presente Ata de Defesa de Tese de Doutorado do candidato DIEGO ALBERTO ACEVEDO BUENO, assinada eletronicamente pela Comissão Examinadora acima identificada.

2.2. No caso de examinadores externos que não possuam credenciamento de usuário externo ativo no SEI, para igual assinatura eletrônica, os examinadores internos signatários **certificam** que os examinadores externos acima identificados participaram da defesa da tese e tomaram conhecimento do teor deste documento.



Documento assinado eletronicamente por **ANGELA DE LOURDES RIBEIRO MATIAS, SECRETÁRIO (A)**, em 01/12/2020, às 16:00, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).

Documento assinado eletronicamente por **DIEGO ALBERTO ACEVEDO BUENO**,



Usuário Externo, em 01/12/2020, às 16:42, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 01/12/2020, às 16:44, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 02/12/2020, às 09:10, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **MONTIE ALVES VITORINO, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 02/12/2020, às 09:47, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **Darlan Alexandria Fernandes, Usuário Externo**, em 02/12/2020, às 10:53, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site <https://sei.ufcg.edu.br/autenticidade>, informando o código verificador **1158597** e o código CRC **2BD30C34**.

Aos meus pais, Dorian e Tito.

Ao meu irmão, Javier.

Agradecimentos

A Deus pela vida e pelas oportunidades fornecidas o tempo todo.

À minha família pelo suporte e ensinamentos. À minha mãe Dorian, pelo amor e compreensão. Ao meu pai Tito, pelos conselhos e exemplaridade para enfrentar os problemas. Ao meu irmão Javier, por me dar uma visão diferente da vida.

Aos meus orientadores, Prof. Edison Roberto Cabral da Silva e Prof. Montiê Alves Vitorino, pela oportunidade dada para aprofundar meus conhecimentos, pelo apoio constante durante todos estes anos, pelos conhecimentos transmitidos, pela motivação nos instantes difíceis e pela excelente orientação no desenvolvimento desta tese. Sempre estarei em dívida por toda sua confiança.

Aos membros da banca examinadoras do exame de qualificação e da defesa final da tese: Prof. Antônio Marcus Nogueira Lima, Prof. Alexandre Cunha Oliveira, Prof. Darlan Alexandria Fernandes e Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes por terem disponibilizado seu tempo para corrigir este trabalho e participar na defesa, e pelas análises e contribuições para a melhoria do trabalho.

Aos demais professores do Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM): Prof. Cursino Brandão Jacobina e Prof. Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa pelo ensino técnico de qualidade.

Ao pessoal administrativo da COPELE, especialmente à Sr.^a Ângela de Lourdes Ribeiro Matias, pelo atendimento sempre cordial, diligente e preciso.

Aos meus grandes amigos, companheiros de pós-graduação, e de moradia em Campina Grande: Jonatas Kinas, Ruan Gomes, Marconni Gonçalves e Juliano da Silva. Agradeço pela amizade e ajuda durante minha estadia no Brasil.

Ao CNPq, à CAPES, e à COPELE, pelo suporte e financiamento durante minha pós-graduação.

*“However bad life may seem, there is always something you can do and succeed at.
Where there’s life, there’s hope.”*

Stephen Hawking

Resumo

Neste trabalho são propostos, analisados e desenvolvidos dois conversores CC/CA isolados para aplicações monofásicas (microinversores) com desacoplamento ativo da segunda harmônica de potência, os quais são concebidos a partir do conversor Dupla Ponte Ativa. O primeiro conversor possui alimentação em tensão e emprega uma ponte completa do lado CC e um cicloconversor de dois níveis do lado CA. A porta de desacoplamento é inserida no lado CC mediante a conexão de indutores nos braços da ponte e de um capacitor de desacoplamento. Uma estratégia de controle em malha aberta valida o desacoplamento da segunda harmônica de potência e a injeção de corrente na rede elétrica com alto fator de potência. O segundo conversor integra dois retificadores PWM em ponte completa mediante o acoplamento dos respectivos indutores de filtro, resultando em um sistema de quatro portas que balanceia o fluxo de potência em função das duas razões cíclicas e do ângulo de fase entre as tensões das pontes completas. A análise dos modos de operação e das expressões de potência é realizado usando a forma de onda de corrente em alta frequência. Os resultados de simulação e experimentais em condições estacionárias corroboram a exatidão desta análise. Após é implementada uma estratégia de controle em malha fechada para validar a operação como microinversor conectado à rede, permitindo avaliar o desempenho do conversor (distorção harmônica, fator de potência e eficiência) em função da potência entregue.

Palavras-chave: Microinversor; Dupla Ponte Ativa (DAB); Transformador de Alta Frequência; Conversores Estáticos Monofásicos.

Abstract

In this work, two single-phase isolated DC/AC converters with active power decoupling capabilities are proposed, analyzed and developed. These converters are based on the Dual Active Bridge converter. The first converter is a voltage-fed type and employs a full-bridge on the DC side and a two-level cycloconverter on the AC side. The decoupling port is inserted on the DC side by connecting inductors to the bridge legs and a decoupling capacitor. An open loop control strategy validates the decoupling of the power oscillation and the injection of current into the power grid with a high power factor. The second converter integrates two full-bridge PWM rectifiers by coupling the respective filter inductors, resulting in a four-port system that balances the power flow depending on the two duty cycles and the phase angle between the voltages of the full-bridges. The analysis of the operating modes and power expressions is performed using the high frequency current waveform. The simulation and experimental results in stationary conditions corroborate the accuracy of this analysis. Afterwards, a closed-loop control strategy is implemented to validate the operation as a microinverter connected to the grid, allowing the performance of the converter (harmonic distortion, power factor and efficiency) to be evaluated as a function of the delivered power.

Keywords: Microinverter; Dual Active Bridge (DAB); High-Frequency Transformer; Single-phase Static Converters.

Lista de figuras

Figura 1.1	Evolução da capacidade instalada de energia solar fotovoltaica entre 2008–2018	23
Figura 1.2	Configurações para aplicações fotovoltaicas: (a) módulo CA; (b) em cadeia; (c) modular; (d) em múltiplas cadeias; e (e) central	24
Figura 1.3	Estrutura generalizada de um sistema fotovoltaico monofásico ligado à rede com suas funções de controle	26
Figura 1.4	Estrutura simplificada de um conversor CC/CA monofásico isolado de estágio único	26
Figura 1.5	Possíveis conversores a serem usados na célula do primário de um sistema de conversão CC/CA monofásico isolado de único estágio: (a) meia ponte, (b) ponte completa, (c) inversor diferencial, (d) <i>push-pull</i> ou (e) <i>flyback</i>	27
Figura 1.6	Possíveis conversores a serem usados na célula do secundário de um sistema de conversão CC/CA monofásico isolado de único estágio: (a) cicloconversor em meia ponte, (b) cicloconversor em ponte completa, (c) cicloconversor em meia onda e (d) desdobrador	28
Figura 1.7	Topologia com ponte completa e cicloconversor conectado com transformador de alta frequência de tap central desenvolvida por Yamato et al. (1988)	28
Figura 1.8	Topologia de cicloconversor e ponte completa desenvolvida por Tazume, Aoki e Yamashita (1998)	29
Figura 1.9	Topologia de cicloconversor e ponte completa desenvolvida por Souza, Castro e Antunes (2002)	29
Figura 1.10	Topologia de dupla ponte ativa CC/CA desenvolvida por Vangen et al. (1991)	30
Figura 1.11	Topologia de cicloconversor e ponte completa desenvolvida por Norrga (2002)	30
Figura 1.12	Topologia de barramento de dupla ponte ativa com cicloconversor de dois níveis desenvolvida por Jauch e Biela (2016)	31
Figura 1.13	Topologia de barramento de alta frequência com ressonância em série desenvolvida por Krishnaswami (2011)	32

Figura 1.14	Topologia de inversor ponte completa com ressonância em série e cicloconversor de meia onda desenvolvida por Nayanāsiri, Vilathgamuwa e Maskell (2013a)	33
Figura 1.15	Topologia ponte completa ressonante e cicloconversor desenvolvida por Trubitsyn et al. (2010)	33
Figura 1.16	Estrutura simplificada de um conversor CC/CA monofásico isolado de múltiplos estágios	34
Figura 1.17	Topologia com duplo conversor ressonante em série com barramento de alta frequência e desdobrador por Savary, Nakaoka e Maruhashi (1986)	34
Figura 1.18	Topologia de dois estágios com conversor LCC em meia ponte, barramento de alta frequência e desdobrador introduzido por Bhat e Dewan (1988a)	35
Figura 1.19	Topologia de dois estágios de três portas com entrada em meia ponte modificada e desdobrador em ponte completa desenvolvida por Qian et al. (2010)	36
Figura 1.20	Topologia de dupla meia ponte ativa com inversor em meia ponte desenvolvida por Kim, Song e Nam (2011)	36
Figura 1.21	Topologia <i>boost</i> em meia ponte e inversor PWM em ponte completa desenvolvida por Jiang et al. (2012)	36
Figura 1.22	Topologia de três estágios com conversor <i>boost</i> isolado alimentado em corrente e cicloconversor de meia onda desenvolvida por Nayanāsiri, Vilathgamuwa e Maskell (2013b)	37
Figura 1.23	Fluxo de potência em um sistema de geração monofásico quando confinada a oscilação de potência no conversor	38
Figura 1.24	Classificação dos métodos de desacoplamento da potência oscilatória em sistemas de geração monofásicos	39
Figura 1.25	Topologia <i>flyback</i> de duplo transistor apresentada por Kjaer e Blaabjerg (2003)	40
Figura 1.26	Topologia <i>flyback</i> com desacoplamento da potência oscilatória usando C_x por Shimizu, Wada e Nakamura (2006)	41
Figura 1.27	Topologia de barramento de alta frequência com ressonância em série desenvolvida por Hu et al. (2012)	41
Figura 1.28	Topologia de microinversor <i>flyback</i> com desacoplamento de potência desenvolvida por Hu et al. (2013)	42
Figura 1.29	Topologia de inversor com barramento ressonante de alta frequência e amortecedor ativo multiníveis desenvolvida por Pierquet e Perreault (2013)	43
Figura 1.30	Topologia de dois estágios composta de <i>push-pull</i> ressonante e inversor PWM em ponte completa desenvolvida por Kwon et al. (2009)	43

Figura 1.31	Topologia de dupla meia ponte ativa com inversor em meia ponte desenvolvida por Itoh e Hayashi (2010)	44
Figura 1.32	Topologia de <i>forward</i> tipo <i>push-pull</i> com um desdobrador em ponte completa desenvolvida por Shimizu e Suzuki (2011)	45
Figura 1.33	Topologia de inversor com barramento ressonante de alta frequência e amortecedor ativo multiníveis desenvolvida por Chen, Afridi e Perreault (2015)	45
Figura 1.34	Estrutura simplificada proposta de um conversor CC/CA monofásico isolado de estágio único com acesso aos terminais dos capacitores . . .	46
Figura 1.35	Topologia proposta 1	48
Figura 1.36	Topologia proposta 2	48
Figura 2.1	Conversor de dupla ponte ativa (DAB) desenvolvido por Doncker, Divan e Kheraluwala (1988) formado por duas pontes completas alimentadas em tensão e um transformador de alta frequência. (a) Circuito esquemático. (b) Modelo simplificado sem perdas	53
Figura 2.2	Formas de onda referidas ao primário das tensões aplicadas pelas pontes completas e a corrente do indutor equivalente usando PSM. (a) Modo de transferência de potência positivo, $\varphi \geq 0$. (b) Modo de transferência de potência negativo, $\varphi \leq 0$. As formas de onda foram obtidas com os seguintes parâmetros: $V_1 = 30$ V, $V_2 = 280$ V, $L_T = 1,5$ μ H, $f_s = 100$ kHz, e $n_1/n_2 = 1/14$	54
Figura 2.3	Curva de potência do conversor DAB com modulação por deslocamento de fase (PSM, do inglês <i>Phase-Shift Modulation</i>) com parâmetros: $V_1 = 30$ V, $V_2 = 280$ V, $L_T = 1,5$ μ H, $f_s = 10$ kHz, e $n_1/n_2 = 1/14$. As regiões cinzas não são usadas devido a que apresentam maiores esforços de corrente e perdas	57
Figura 3.1	Sistema proposto de conversão CC/CA monofásico baseado em DAB alimentado em tensão. (a) Circuito esquemático. (b) Formas de onda principais com $\varphi \geq 0$ tomando como referência o ponto intermediário da tensão v_p . (c) Modelo equivalente refletido ao primário	59
Figura 3.2	Principais formas de onda do conversor com alimentação em tensão operando no modo externo à esquerda (MEE) no semiciclo positivo . .	61
Figura 3.3	Circuitos equivalente do conversor com alimentação em tensão operando no MEE no semiciclo positivo	62
Figura 3.4	Principais formas de onda do conversor com alimentação em tensão operando no modo externo à direita (MED) no semiciclo positivo . . .	65
Figura 3.5	Circuitos equivalente do conversor com alimentação em tensão operando no MED no semiciclo positivo	66

Figura 3.6	Principais formas de onda do conversor com alimentação em tensão operando no modo interno (MI) no semiciclo positivo	69
Figura 3.7	Circuitos equivalente do conversor com alimentação em tensão operando no MI no semiciclo positivo	70
Figura 3.8	Superfície de potência do conversor nas seguintes condições: $v_{C1} = 80$ V, $v_g = 156$ V (valor de pico de uma rede de 110 V _{rms}), $n = N_s/N_p = 11/10$, $L_{k1} = 10$ μ H, $L_{k2} = 50$ μ H e $f_s = 20$ kHz	74
Figura 3.9	Resultado de simulação em malha aberta da tensão e corrente da rede, v_g e i_g , respectivamente	76
Figura 3.10	Resultado de simulação em malha aberta da tensão no capacitor de desacoplamento v_{aux}	76
Figura 3.11	Resultado de simulação em malha aberta da corrente de entrada CC (i_{cc})	77
Figura 4.1	Sistema proposto de conversão CA/CC–CC/CA baseado em DAB	79
Figura 4.2	Modelo do conversor proposto. (a) Considerando a indutância de magnetização sem refletir. (b) Considerando a indutância de magnetização refletido ao primário. (c) Desconsiderando a indutância de magnetização refletindo ao primário devido a que $L'_{k2} \ll L_m$	80
Figura 4.3	(a) Formas de onda principais e notação para a análise dos modos de comutação em um período de comutação desconsiderando o tempo morto. (b) Modos positivos com transferência de potência do primário para o secundário. (c) Modos negativos com transferência de potência do secundário para o primário. As formas de onda restantes foram obtidas para $D_1 < D_2$ nas seguintes condições de operação: $V_{cc1} = 80$ V; $V_{cc2} = 200$ V; $R_{ca1} = R_{ca2} = 100$ Ω ; $n = N_1/N_2 = 0,4075$; $L_{k1} = 7,91$ μ H; $L_{k2} = 47,79$ μ H; $L_{ext1} = 23,4$ μ H; e $f_s = 20$ kHz.	82
Figura 4.4	Superfície de potência do conversor em função de φ e D_2 nas seguintes condições $V_{cc1} = 80$ V, $V_{cc2} = 200$ V, $n = N_1/N_2 = 0,4075$, $L_{k1} = 7,91$ μ H, $L_{k2} = 47,79$ μ H, $L_{ext1} = 23,4$ μ H, e $f_s = 20$ kHz. (a) $D_1 = 0,25$. (b) $D_1 = 0,5$. (c) $D_1 = 0,75$	85
Figura 4.5	Montagem experimental do conversor CC/CA monofásico multiporta com filtro indutivo em configuração ativa	86
Figura 4.6	Formas de onda experimentais (acima) e de simulação (abaixo) para: a tensão do primário, v_p (amarelo); a tensão do secundário, v_s (azul); a tensão da ponte completa, v_1 (roxa); e a corrente do primário, i_1 (verde). As condições de teste foram fixadas em $v_{ca1} = 50$ V, $v_{ca2} = 15$ V, $R_{cc1} = R_{cc2} = 100$ Ω , $D_1 = 0,25$, $D_2 = 0,40$, com ângulo de defasagem (a) $\varphi = -50^\circ$, (b) $\varphi = 0^\circ$ e (c) $\varphi = 50^\circ$	86

Figura 4.7	Formas de onda experimentais (acima) e de simulação (abaixo) para: a tensão do primário, v_p (amarelo); a tensão do secundário, v_s (azul); a tensão da ponte completa, v_1 (roxa); e a corrente do primário, i_1 (verde). As condições de teste foram fixadas em $v_{ca1} = 20$ V, $v_{ca2} = 10$ V, $R_{cc1} = R_{cc2} = 100$ Ω , $D_1 = 0,33$, $D_2 = 0,2$, com ângulo de defasagem (a) $\varphi = -90^\circ$ e (b) $\varphi = 90^\circ$. (c) $v_{ca1} = 50$ V, $v_{cc2} = 30$ V, $R_{cc1} = R_{ca2} = 100$ Ω , $D_1 = 0,2$, $D_2 = 0,67$ e $\varphi = 0^\circ$	87
Figura 4.8	Transferência de potência experimental entre portas para: $v_{ca1} = 20$ V; $v_{ca2} = 10$ V; e $R_{cc1} = R_{cc2} = 100$ Ω . (a) $D_1 = 0,33$; $D_2 = 0,2$. (b) $D_1 = 0,3$; $D_2 = 0,3$. (c) $D_1 = 0,2$; $D_2 = 0,33$	87
Figura 4.9	Transferência de potência experimental entre portas. (a) $v_{ca1} = 50$ V, $v_{ca2} = 15$ V, $R_{cc1} = R_{cc2} = 100$ Ω , $D_1 = 0,33$ e $D_2 = 0,2$. (b) $v_{ca1} = 50$ V, $v_{cc2} = 30$ V, $R_{cc1} = R_{ca2} = 100$ Ω , $D_1 = 0,2$ e $D_2 = 0,67$	88
Figura 4.10	Eficiência experimental nas seguintes condições $v_{ca1} = 20$ V, $v_{ca2} = 10$ V e $R_{cc1} = R_{cc2} = 100$ Ω para ciclo útil diferente	88
Figura 4.11	Sistema proposto de conversão CA/CC-CC/CA baseado em DAB configurado para aplicação de microinversor	89
Figura 4.12	Sistema de controle proposto para o conversor multiporta com filtro indutivo acoplado	90
Figura 4.13	Resposta em frequência dos filtros empregados na estratégia de controle. (a) Filtro rejeita faixa (FRF ₁). (b) Filtro passa baixa (FPB ₁)	92
Figura 4.14	Resultados de simulação (esquerda) e experimentais (direita) para aplicação de microinversor em condições de plena carga. As formas de onda comparadas são: tensão da rede, v_g (100 V/div); corrente da rede, i_g (5 A/div); tensão do barramento 2, V_{cc2} (100 V/div); e corrente de entrada, I_{cc1} (10 A/div). A base de tempo está fixada em 5 ms/div	94
Figura 4.15	Resultados de simulação da forma de onda e FFT da corrente de entrada (I_{cc1}) em condições de plena carga. (a) Fonte CC (V_{cc1}) implementada com transformador de isolamento, ponte retificadora e filtro capacitivo de 2200 μ F. (b) Fonte CC (V_{cc1}) ideal	94
Figura 4.16	Resultados de simulação (esquerda) e experimentais (direita) para aplicação de microinversor em condições de plena carga. As formas de onda comparadas são: tensão no primário, v_p (200 V/div); tensão no secundário, v_s (200 V/div); e corrente da rede, i_g (10 A/div). A base de tempo está fixada em 5 ms/div. (a) Corrente no primário, i_1 (20 A/div). (b) Corrente no secundário, i_2 (20 A/div)	95

Figura 4.17	Resultados de simulação (superior) e experimentais (inferior) para aplicação de microinversor em condições de plena carga. As formas de onda de alta frequência comparadas são: tensão no primário, v_p (200 V/div); tensão no secundário, v_s (200 V/div); corrente da rede, i_g (10 A/div); e corrente no primário, i_1 (20 A/div). A base de tempo está fixada em 20 μ s/div. (a) $4,3 \text{ ms} \leq t \leq 4,5 \text{ ms}$. (b) $7,9 \text{ ms} \leq t \leq 8,1 \text{ ms}$. (c) $13,2 \text{ ms} \leq t \leq 13,4 \text{ ms}$	96
Figura 4.18	Resultados de simulação (superior) e experimentais (inferior) para aplicação de microinversor em condições de plena carga. As formas de onda de alta frequência comparadas são: tensão no primário, v_p (200 V/div); tensão no secundário, v_s (200 V/div); corrente da rede, i_g (10 A/div); e corrente no secundário, i_2 (20 A/div). A base de tempo está fixada em 20 μ s/div. (a) $4,3 \text{ ms} \leq t \leq 4,5 \text{ ms}$. (b) $7,9 \text{ ms} \leq t \leq 8,1 \text{ ms}$. (c) $13,2 \text{ ms} \leq t \leq 13,4 \text{ ms}$	97
Figura 4.19	Comparação dos parâmetros de desempenho do sistema de conversão proposto para aplicação de microinversor na faixa de carga de 10% até 100%. (a) Fator de potência entre v_g e i_g . (b) THD da corrente da rede, i_g . (c) Eficiência	98
Figura 4.20	Resultados de simulação e experimentais do sistema de conversão proposto para aplicação de microinversor ante degrau de carga. As formas de onda comparadas são: tensão da rede, v_g (100 V/div); corrente da rede, i_g (2 A/div); tensão do barramento 2, V_{cc2} (100 V/div); e corrente de entrada, I_{cc1} (10 A/div). A base de tempo está fixada em 20 ms/div. (a) Degrau de carga de 100% para 40%. (b) Degrau de carga de 40% para 100%	99
Figura A.1	Mecanismos de comutação	112
Figura A.2	Operação da meia ponte com comutação sob tensão nula	113

Lista de tabelas

Tabela 1.1	Limite da corrente CC injetada por um sistema fotovoltaico	24
Tabela 1.2	Limite de distorção das correntes harmônicas injetadas por um sistema fotovoltaico	25
Tabela 1.3	Comparação dos sistemas de conversão isolados para aplicações monofásicos conectados à rede	47
Tabela 1.4	Especificações de projeto dos sistemas de conversão propostos	49
Tabela 2.1	Instantes de comutação para o modo positivo e o modo negativo com PSM adotando como referência a borda de subida de v_p	55
Tabela 3.1	Correntes nos instantes de comutação e potência para os três modos de operação do conversor CC/CA monofásico tipo DAB alimentado em tensão	73
Tabela 3.2	Especificações do conversor CC/CA monofásico tipo DAB alimentado em tensão	76
Tabela 4.1	Especificações do conversor CC/CA monofásico multiporta com filtro indutivo em configuração ativa operando em estado estacionário	84
Tabela 4.2	Especificações do conversor CC/CA monofásico multiporta com filtro indutivo em configuração ativa operando como microinversor	93

Lista de abreviaturas e siglas

Símbolo	Significado
AF	Alta Frequência
BF	Baixa Frequência
BJT	Transistor de junção bipolar (do inglês, <i>Bipolar Junction Transistor</i>)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DAB	Conversor dupla ponte ativa (do inglês, <i>Dual Active Bridge</i>)
FP	Fator de Potência
GD	Geração distribuída
IGBT	Transistor bipolar de porta isolada (do inglês, <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
LKT	Lei de Kirchhoff das Tensões
LUT	Tabela de pesquisa (do inglês, <i>Look-Up Table</i>)
MEB	Amortecedor Ativo Multinível (do inglês, <i>Multilevel Energy Buffer</i>)
MED	Modo Externo à Direita
MEE	Modo Externo à Esquerda
MI	Modo Interno
MOSFET	Transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (do inglês, <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
MPPT	Rastreamento do ponto de máxima potência (do inglês, <i>Maximum Power Point Tracking</i>)
PFC	Correção do fator de potência (do inglês, <i>Power Factor Correction</i>)
PI	Proporcional Integral
PLL	Malha de captura de fase (do inglês, <i>Phase-Locked Loop</i>)
PSM	Modulação por deslocamento de fase (do inglês, <i>Phase-Shift Modulation</i>)
PSPPWM	Modulação por deslocamento de fase e por largura de pulso (do inglês, <i>Phase-Shift Plus Pulse-Width Modulation</i>)
PWM	Modulação por largura de pulso (do inglês, <i>Pulse-Width Modulation</i>)
SCR	Retificador controlado de silício (do inglês, <i>Silicon Controlled Rectifier</i>)
THD	Distorção harmônica total (do inglês, <i>Total Harmonic Distorsion</i>)
UPS	Fonte de alimentação ininterrupta (do inglês, <i>Uninterruptible Power Supply</i>)
ZCS	Comutação sob corrente nula (do inglês, <i>Zero Current Switching</i>)
ZVS	Comutação sob tensão nula (do inglês, <i>Zero Voltage Switching</i>)

Lista de símbolos

Símbolo	Unidade	Significado
C_{aux}	[F]	Capacitor de desacoplamento
d	–	Razão cíclica
f_s	[Hz]	Frequência de chaveamento
φ	[rad]	Diferença de fase entre v_p e v_s
i_{cc}	[A]	Tensão instantânea da fonte CC
i_g	[A]	Corrente instantânea da rede
i_{La}	[A]	Corrente no indutor L_a
i_{Lb}	[A]	Corrente no indutor L_b
i_{Lk}	[A]	Corrente no primário
L_g	[H]	Indutância de filtro CA
L_{k1}	[H]	Indutância de dispersão do primário
L_{k2}	[H]	Indutância de dispersão do secundário
L_m	[H]	Indutância de magnetização
R_{w1}	[Ω]	Resistor do enrolamento do primário
R_{w2}	[Ω]	Resistor do enrolamento do secundário
θ	[rad]	Largura do pulso de saída da ponte do primário
T_s	[s]	Período de chaveamento
V_1	[V]	Tensão de entrada do conversor DAB
V_2	[V]	Tensão de saída do conversor DAB
v_{aux}	[V]	Tensão instantânea do capacitor de desacoplamento
v_{C1}	[V]	Tensão no capacitor C_1
v_g	[V]	Tensão instantânea da rede
V_{PV}	[V]	Tensão de saída do modulo fotovoltaico
v_p	[V]	Tensão instantânea no primário do transformador
v_s	[V]	Tensão instantânea no secundário do transformador

Sumário

1	Introdução geral	22
1.1	Contexto	22
1.1.1	Padrões para sistemas de geração distribuída conectados à rede	23
1.2	Sistemas CC/CA monofásicos isolados de estágio único e multiestágio	25
1.2.1	Sistemas CC/CA monofásicos isolados de estágio único	26
1.2.2	Sistemas CC/CA monofásicos isolados multiestágio	34
1.3	Métodos de desacoplamento da potência oscilatória em sistemas monofásicos	37
1.3.1	Desacoplamento passivo de potência	38
1.3.2	Desacoplamento ativo de potência	38
1.3.3	Sistemas CC/CA monofásicos isolados de estágio único com desacoplamento de potência	39
1.3.4	Sistemas CC/CA monofásicos isolados multiestágio com desacoplamento de potência	43
1.3.5	Discussão	45
1.4	Objetivo da tese e contribuições	47
1.5	Especificações de projeto	48
1.6	Organização do trabalho	49
1.7	Lista de publicações	50
1.7.1	Artigos de revista	50
1.7.2	Artigos de revista em revisão	50
1.7.3	Anais de congressos	50
2	Conceitos fundamentais	52
2.1	Introdução	52
2.2	Conversor de dupla ponte ativa (DAB)	52
2.2.1	Técnica de modulação por deslocamento de fase	53
2.3	Conclusão	57
3	Sistema de conversão CC/CA monofásico tipo DAB alimentado em tensão	58
3.1	Introdução	58
3.2	Princípio de operação	58
3.3	Estratégia de modulação e modos de operação	59
3.3.1	Modo externo à esquerda (MEE)	60
3.3.2	Modo externo à direita (MED)	64

3.3.3	Modo interno (MI)	68
3.3.4	Correntes nos instantes de comutação e potência	72
3.4	Estratégia controle em malha aberta	74
3.5	Resultados de simulação	75
3.6	Conclusão	77
4	Sistema de conversão CC/CA monofásico multiporta com filtro indutivo em configuração ativa	78
4.1	Introdução	78
4.2	Conversor proposto e princípio de operação	79
4.3	Modos de comutação	81
4.3.1	Modelo negligenciando a indutância de magnetização	83
4.4	Resultados de simulação e experimentais de estado estacionário	84
4.5	Aplicação de microinversor usando o sistema de conversão CC/CA monofásico multiporta em configuração ativa	88
4.6	Estratégia de controle	89
4.7	Resultados de simulação e experimentais da aplicação como microinversor	91
4.8	Conclusão	97
5	Conclusões gerais e trabalhos futuros	101
5.1	Conclusões gerais	101
5.2	Trabalhos futuros	103
	Bibliografia	104
	Apêndices	110
A	Mecanismo de comutação em semicondutores	111
A.1	Comutação sob tensão nula em braço meia ponte	112



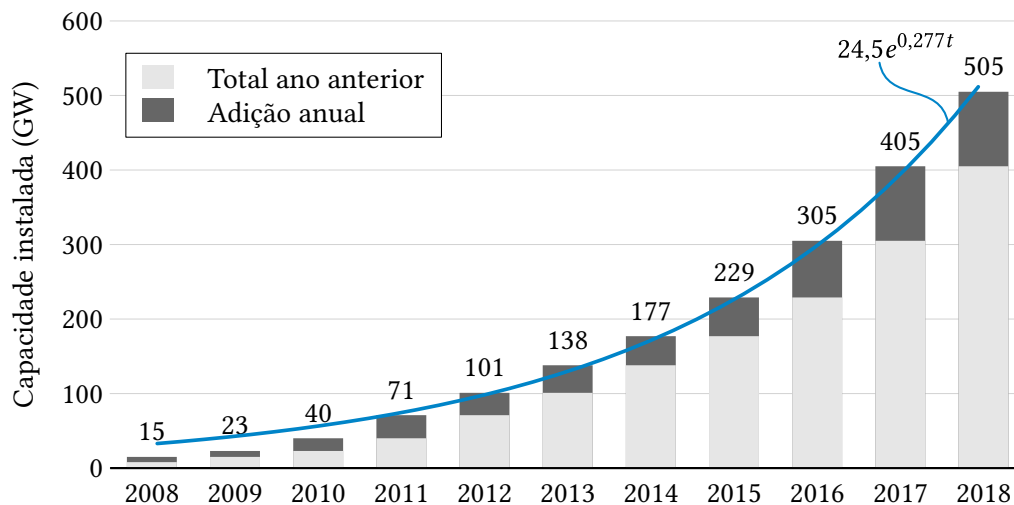
Introdução geral

1.1 Contexto

A PRODUÇÃO mundial de energia elétrica cresce com taxa média de 2,3% desde o começo do século, tendo atingido 24 345 TWh no fim de 2016. As fontes renováveis, incluindo hidroelétricas, contribuem com 24,5% desta energia e representam 61,3% do total de adições em capacidade instalada (Renewable Energy Policy Network for the 21st Century (REN21), 2019; The International Energy Agency (IEA), 2017). Essas tendências se devem aos compromissos assinados pelas nações para mitigar o impacto da mudança climática (e.g. o Protocolo de Kyoto de 1997 e o Acordo de Paris de 2015) e à necessidade de garantir segurança energética como elemento chave da qualidade de vida dos cidadãos e do desenvolvimento econômico de longo prazo nas sociedades modernas. Embora os objetivos globais pareçam estar claros, as estratégias a serem adotadas por cada nação requerem uma individualização em função de seu nível de desenvolvimento, suas necessidades prioritárias, e suas particularidades geográfica e ambientais. Assim, o equilíbrio entre os interesses econômicos e as sequelas meio ambientais consolida-se como assunto preeminente nos anos vindouros.

Para integrar efetivamente essas fontes renováveis à rede elétrica e sistemas de alimentação, são necessários desenvolvimentos científicos e técnicos em diferentes áreas como: novos materiais semicondutores (Carbeto de Silício, *SiC*, ou Nitreto de Gálio, *GaN*), tecnologias da informação (internet das coisas, *IoT*), e conversores estáticos de energia; as duas últimas especialmente indispensáveis para a consolidação das redes inteligentes (“*smart grids*”) (FARHANGI, 2010; FANG et al., 2012; IPAKCHI; ALBUYEH, 2009). Além disso, desafios subjacentes da geração distribuída, própria dos sistemas com alta penetração de fontes renováveis, precisam ser considerados, tais como a confiabilidade e a qualidade do fornecimento de energia no contexto de uma rede mais heterogênea e instável (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011).

Ante esse cenário, a energia solar fotovoltaica vem-se consolidando gradativamente com crescimento médio de 32,9% desde 2006, totalizando 505 GW de capacidade instalada como ilustrado na Figura 1.1 (Renewable Energy Policy Network for the 21st Century (REN21), 2019).

Figura 1.1. Evolução da capacidade instalada de energia solar fotovoltaica entre 2008–2018.

Fonte: Adaptada de (Renewable Energy Policy Network for the 21st Century (REN21), 2019).

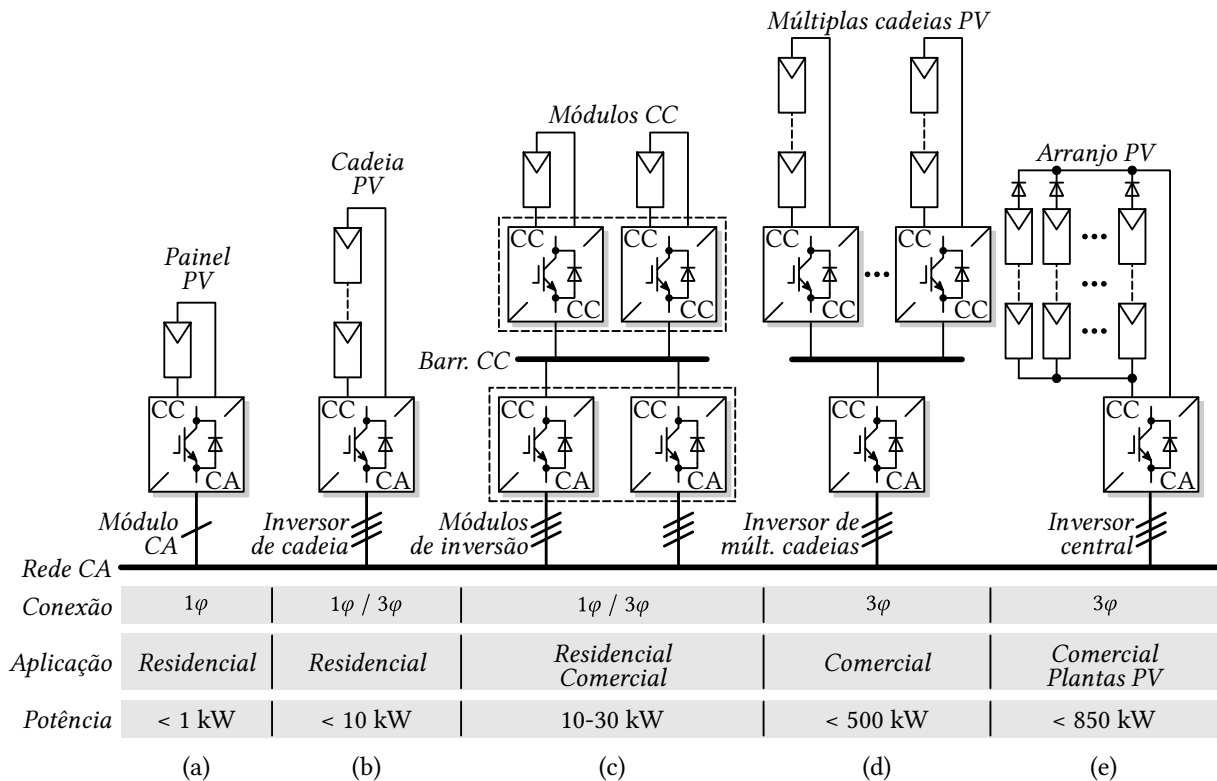
Atualmente, a China lidera a capacidade instalada, seguida de: Japão, Alemanha, Estados Unidos e Itália. Essa tendência tem sido acompanhada pela redução dos preços dos sistemas fotovoltaicos para todo tipo de aplicações. Assim, no período 2010–2017 nos Estados Unidos, o preço por watt ajustado pela inflação desceu de: 7,24 USD para 2,80 USD, em sistemas residenciais; 5,36 USD para 1,85 USD, em sistemas comerciais; 4,57 USD para 1,03 USD, em usinas de inclinação fixa; e 5,44 USD para 1,11 USD, em usinas de rastreador de único eixo (FU et al., 2017).

Na literatura técnica, cinco configurações para aplicações fotovoltaicas conectadas à rede foram estabelecidas segundo: a potência entregue, a tensão de saída da arrumação de painéis, e os conversores estáticos usados, como salientado na Figura 1.2 (ROMERO-CADAVAL et al., 2013; KOURO et al., 2015). Essas configurações são: módulo de corrente alternada (CA), empregadas em aplicações menores a 1 kW monofásicas de único painel; em cadeia, encontradas em aplicações monofásicas e trifásicas entre 1–10 kW, onde uma cadeia de painéis (conjunto de painéis conectados em série) compartilham um inversor; em múltiplas cadeias, utilizadas em aplicações monofásicas e trifásicas, onde cada cadeia possui um conversor CC/CC conectado a um barramento comum que é usado por um único inversor; modular, compartilha a filosofia da configuração em múltiplas cadeias, mas dispõe de vários inversores conectados ao barramento (ZHANG et al., 2011); e central, usadas em aplicações trifásicas acima dos 30 kW, onde um arranjo fornece energia a um único inversor de grande porte (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005).

1.1.1 Padrões para sistemas de geração distribuída conectados à rede

Enquanto o aumento no número de sistemas fotovoltaicos conectados cresce, é necessário garantir condições mínimas de segurança na operação destes sistemas quando transferem energia à rede. Entretanto, algum dos padrões são estabelecidos para sistemas de geração

Figura 1.2. Configurações para aplicações fotovoltaicas: (a) módulo CA; (b) em cadeia; (c) modular; (d) em múltiplas cadeias; e (e) central.



Fonte: O autor.

distribuída (GD). Por outro lado, devido às particularidades fixadas na normativa de alguns países europeus, mostram-se as regulamentações que abrangem à maioria destas nações sem prestar atenção nessas diferenças. Portanto, os padrões abordados são aqueles com maior reconhecimento internacional, ou seja, o IEEE 1547 e o IEC 61727 e, a nível nacional, a norma ABNT 16149 (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011; FIGUEIRA et al., 2015; WU; LIN; LIN, 2017).

1.1.1.1 Requerimentos de qualidade de energia

- *Limitação de injeção CC:* Para evitar sobreaquecimento e magnetização assimétrica nos núcleos dos transformadores, deve-se de limitar a injeção de componentes CC por parte do inversor na rede. A seguir, apresenta-se na Tabela 1.1 os limites fixados nas três normas estudadas. A ABNT 16149 define um tempo de desconexão de 1 s quando não respeitado o limite da corrente CC injetada.

Tabela 1.1. Limite da corrente CC injetada por um sistema fotovoltaico.

	IEEE 1547	IEC 61727	ABNT 16149
Limite (% Corrente Nominal)	< 0,5%	< 1,0%	< 0,5%

Fonte: O autor.

- *Distorção harmônica:* A introdução de correntes harmônicas que deterioram a qualidade de energia nos sistemas de distribuição é inerente ao uso de conversores estáticos. Portanto, limites das harmônicas de corrente são fixadas segundo mostrado na Tabela 1.2.

Tabela 1.2. Limite de distorção das correntes harmônicas injetadas por um sistema fotovoltaico.

Harmônica		IEEE 1547	IEC 61727	ABNT 16149
Ímpar	$3 \leq h \leq 9$	< 4,0%	< 4,0%	< 4,0%
	$11 \leq h \leq 15$	< 2,0%	< 2,0%	< 2,0%
	$17 \leq h \leq 21$	< 1,5%	< 1,5%	< 1,5%
	$23 \leq h \leq 33$	< 0,6%	< 0,6%	< 0,6%
	$h > 33$	< 0,3%	–	–
Par	$2 \leq h \leq 8$	Menor que 25% das respectivas harmônicas ímpares	< 1,0%	< 1,0%
	$10 \leq h \leq 32$		< 0,5%	< 0,5%
	$h > 34$		–	–
THD		< 5,0%	< 5,0%	< 5,0%

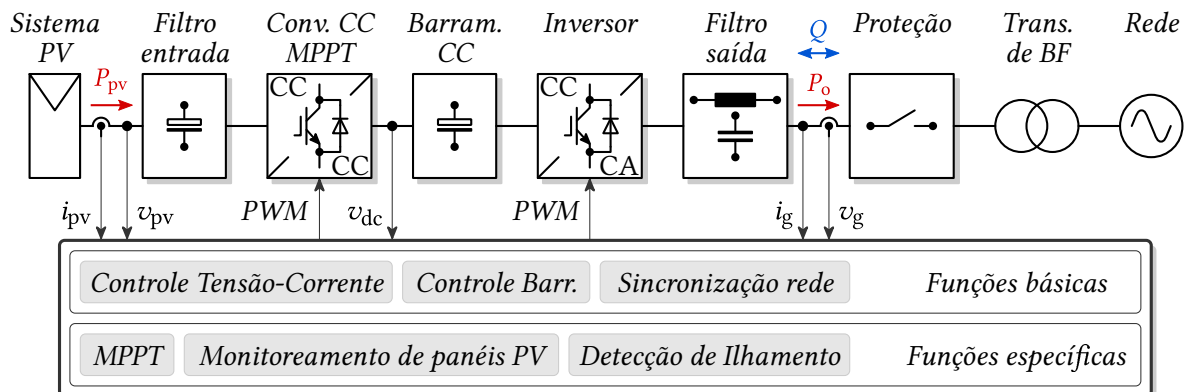
Fonte: O autor.

1.2 Sistemas CC/CA monofásicos isolados de estágio único e multiestágio

Nas configurações tipicamente monofásicas como módulo CA e em cadeia, o sistema de geração fotovoltaico apresenta uma estrutura e funções como as indicadas na Figura 1.3. Nesse caso, emprega-se como bloco de entrada um conversor CC/CC elevador não isolado, o qual é encarregado de realizar o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT, do inglês *Maximum Power Point Tracking*) e de estabelecer a tensão do barramento. Seguidamente, um inversor PWM com seu respectivo filtro de saída é usado para interagir isoladamente com a rede através de um transformador de baixa frequência (BF).

Cogitando a alta penetração de aplicações fotovoltaicas residenciais, o desenvolvimento de conversores CC/CA monofásicos isolados de alto ganho conectados à rede elétrica está no foco de pesquisa de empresas e centros acadêmicos há várias décadas. Nesta seção, revisam-se as informações disponíveis na literatura técnica considerando topologias isoladas de único estágio e multiestágio tanto com desacoplamento da componente oscilatória da potência quanto sem ele para conexão à rede. Em geral, estas topologias substituíram o volumoso e pesado transformador de BF, mostrado na Figura 1.3, por transformadores de alta frequência (AF) dando origem a sistemas do tipo CC/CA-AF/CA-BF (de estágio único) e do tipo CC/CA-AF/CC/CA-BF (estágios múltiplos). Com base neste estudo, comparam-se as características destas topologias e sua viabilidade na aplicação abordada neste trabalho.

Figura 1.3. Estrutura generalizada de um sistema fotovoltaico monofásico ligado à rede com suas funções de controle.

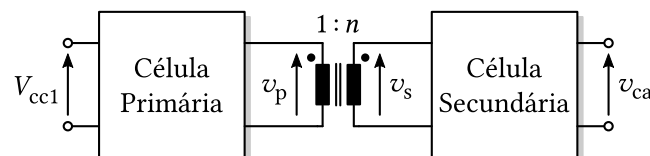


Fonte: O autor.

1.2.1 Sistemas CC/CA monofásicos isolados de estágio único

A Figura 1.4 mostra a estrutura simplificada de um conversor CC/CA monofásico isolado de estágio único, onde diferentes combinações de conversores podem ser usadas nas células do primário e do secundário.

Figura 1.4. Estrutura simplificada de um conversor CC/CA monofásico isolado de estágio único.



Fonte: O autor.

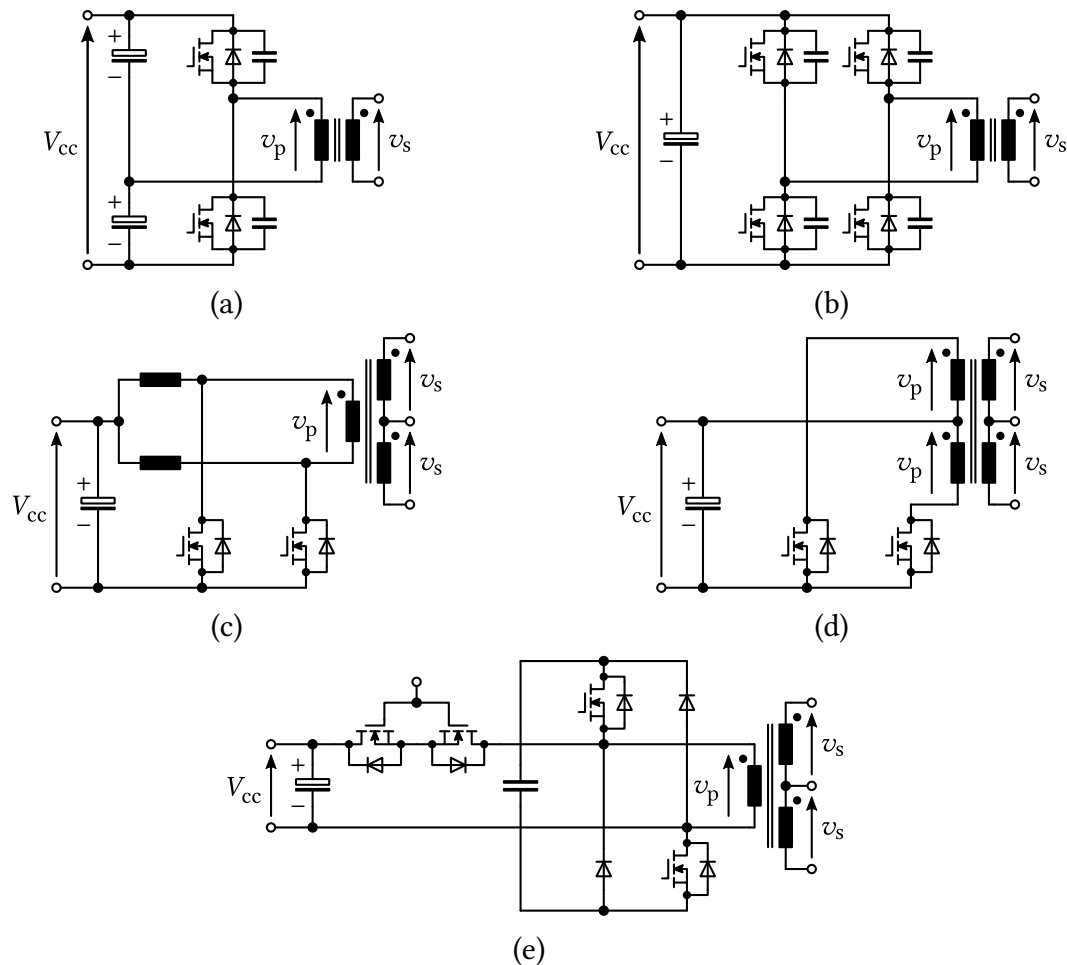
A Figura 1.5 mostra algumas possibilidades de composição do conversor primário: meia ponte, ponte completa, inversor diferencial, *push-pull* ou *flyback*. Entretanto, existem outras possibilidades (LI; XIANGLI; SMEDLEY, 2018). No conversor do secundário, a conversão CA/CA pode ser realizada por uma das topologias mostradas na Figura 1.6: cicloconversor em meia ponte, cicloconversor em ponte completa, cicloconversor em meia onda ou desdobrador.

1.2.1.1 Comutação convencional

A topologia da Figura 1.7 mostra uma configuração com barramento isolado em alta frequência e cicloconversor como etapa de saída para uma fonte de alimentação ininterrupta (UPS, do inglês *Uninterruptible Power Supply*) (YAMATO et al., 1988). O cicloconversor opera nos quatro quadrantes mediante comutação da fonte ou própria considerando as polaridades tanto de v_{ca} quanto de i_{fc} . A estratégia de controle foi implementada em lógica discreta e permitiu a identificação da região de compromisso entre os dois tipos de comutação em função da carga e das perdas nos dispositivos semicondutores.

Uma topologia semelhante àquela de Yamato et al. (1988) foi estudada por Tazume, Aoki e Yamashita (1998). A diferença na configuração usada para implementar o cicloconversor está

Figura 1.5. Possíveis conversores a serem usados na célula do primário de um sistema de conversão CC/CA monofásico isolado de único estágio: (a) meia ponte, (b) ponte completa, (c) inversor diferencial, (d) *push-pull* ou (e) *flyback*.

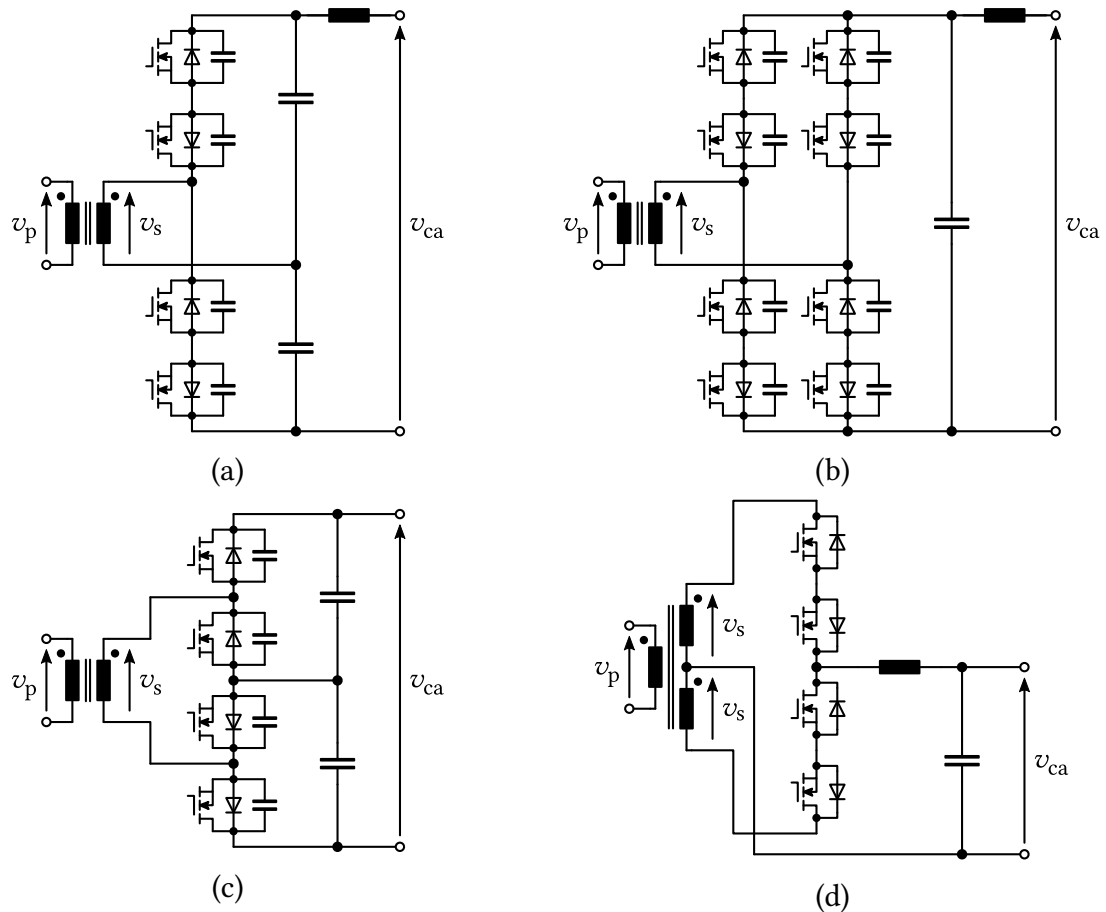


Fonte: O autor.

no fato de que os pinos fonte das chaves são compartilhados reduzindo o número de fontes independentes dos circuitos de acionamento como mostrado na Figura 1.8. Nesse trabalho, o objetivo principal era o desenvolvimento de uma técnica de modulação capaz de diminuir as sobretensões produzidas pela corrente na indutância de dispersão do transformador no comutação do cicloconversor. Os autores resolveram este problema empregando uma fonte CC e uma sequência de comutação específica na operação no segundo e no quarto quadrantes. Além disso, Deng et al. (2003) propuseram mais uma estratégia de modulação para este conversor, na qual foram detectadas as regiões de potência reativa e a polaridade da tensão de saída para acionar o cicloconversor em alta frequência com pulsos complementares com razão cíclica de 50%. Já nas regiões em que é fornecida potência ativa, os sinais de gatilho são grampeados para não incorrer em perdas por comutação.

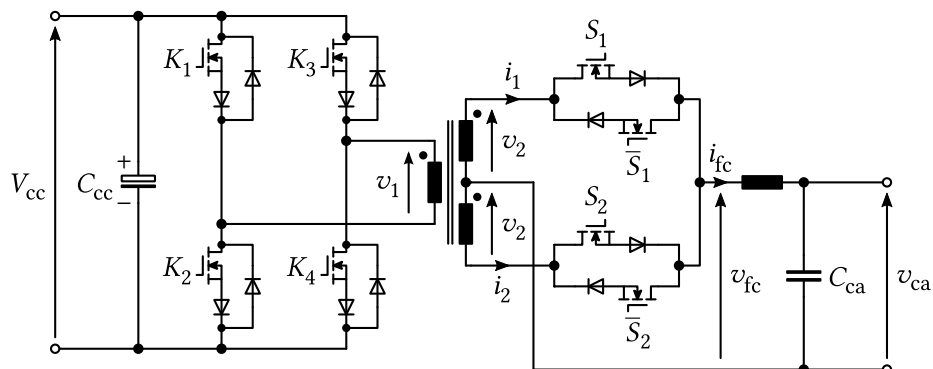
Mais uma topologia baseada em um conversor *push-pull* com isolamento mediante transformador de alta frequência e cicloconversor foi apresentada por Souza, Castro e Antunes (2002) conforme mostrado na Figura 1.9 operando tanto com razão cíclica fixa quanto com frequência

Figura 1.6. Possíveis conversores a serem usados na célula do secundário de um sistema de conversão CC/CA monofásico isolado de único estágio: (a) cicloconversor em meia ponte, (b) cicloconversor em ponte completa, (c) cicloconversor em meia onda e (d) desdobrador.



Fonte: O autor.

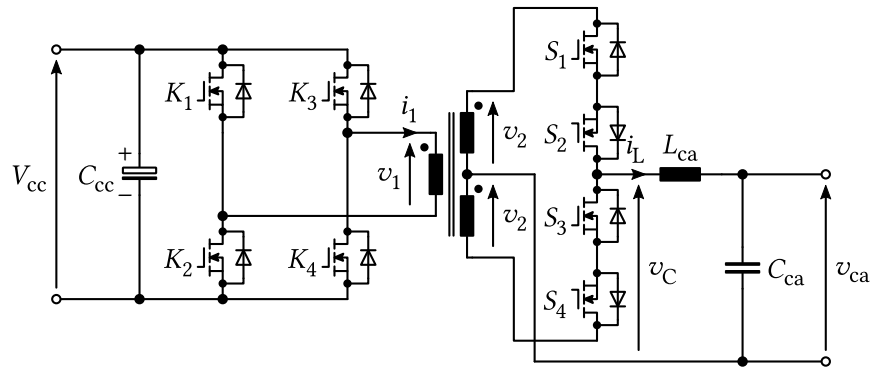
Figura 1.7. Topologia com ponte completa e cicloconversor conectado com transformador de alta frequência de tap central desenvolvida por Yamato et al. (1988).



Fonte: O autor.

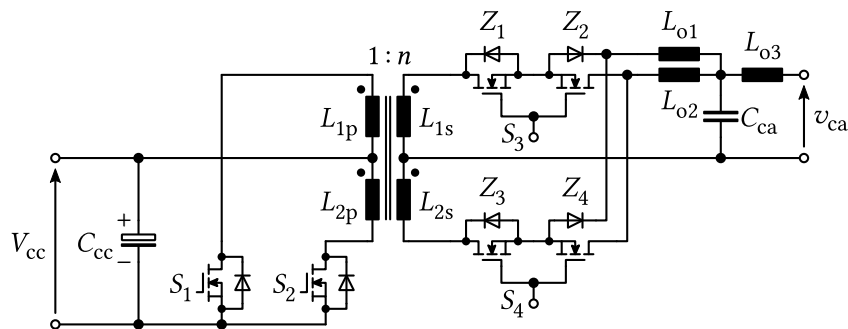
de comutação fixa. Para controlar o fluxo de potência à rede, utiliza-se o deslocamento de fase entre os sinais de gatilho do *push-pull* e os do cicloconversor. Assim, o valor médio da tensão aplicada ao filtro formado por $L_{o1,2}$ e C_{ca} muda de forma senoidal conforme a saída de um controlador proporcional integral (PI) da corrente no lado CA.

Figura 1.8. Topologia de cicloconversor e ponte completa desenvolvida por Tazume, Aoki e Yamashita (1998).



Fonte: O autor.

Figura 1.9. Topologia de cicloconversor e ponte completa desenvolvida por Souza, Castro e Antunes (2002).

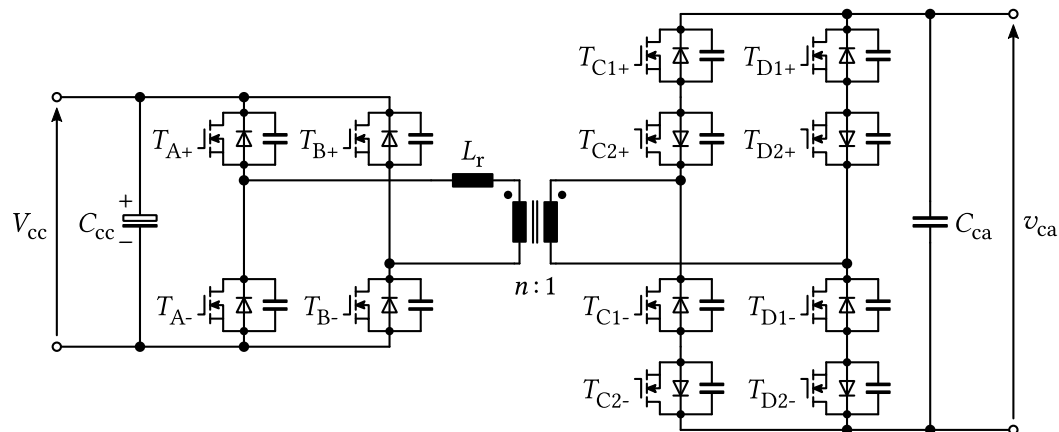


Fonte: O autor.

1.2.1.2 Comutação sob tensão nula (ZVS)

A versão CC/CA da dupla ponte ativa (DAB, do inglês *Dual Active Bridge*), mostrada na Figura 1.10, foi desenvolvida por Vangen et al. (1991). Este conversor permite fluxo bidirecional simétrico com comutação sob tensão nula (ZVS, do inglês *Zero Voltage Switching*) no disparo de todas as suas chaves. As chaves são operadas com razão cíclica (d) de 50%. O fluxo de potência é determinado por três variáveis: o ângulo φ entre a tensão do primário e o secundário, a frequência de comutação e a tensão de entrada. Devido ao aumento do estresse de corrente nas chaves, o conversor é operado na faixa $-90^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ$. Dois modos de operação, interno e externo, foram definidos segundo a sequência e os ângulos de disparo das chaves. A estratégia de controle proposta empregou uma tabela de pesquisa (LUT, do inglês *Look-Up Table*) com a tensão e a corrente de carga como parâmetros de entrada e os ângulos de disparo como saída (VANGEN; MELAA; ADNANES, 1992).

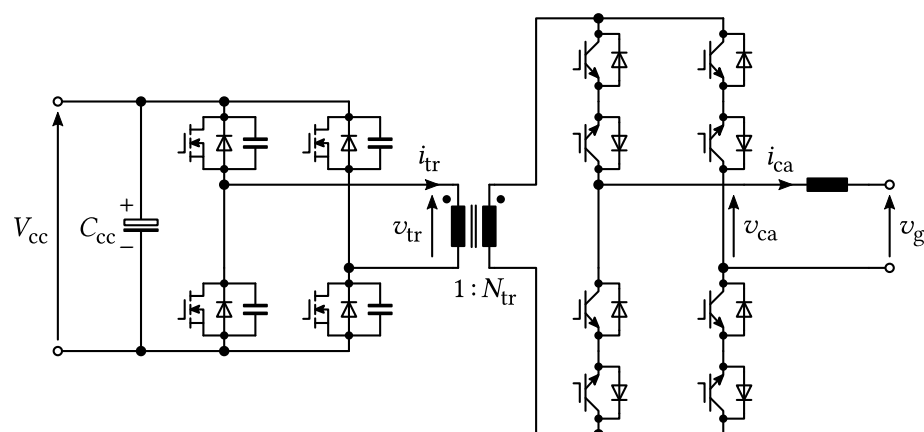
Em (WEISE et al., 2014), foi introduzida mais uma técnica de modulação para a topologia da Figura 1.10, cujas principais vantagens são: comutação com tensão nula em todas as chaves do lado CC; comutação com corrente nula das chaves do cicloconversor para uma ampla faixa de carga; operação com fator de potência unitário sem controle de malha fechada; e controle de potência proporcional ao deslocamento de fase. Essa técnica impõe uma tensão de dois

Figura 1.10. Topologia de dupla ponte ativa CC/CA desenvolvida por Vangen et al. (1991).

Fonte: O autor.

níveis com razão cíclica de 50% na ponte do lado CA enquanto aplica uma tensão de três níveis no lado CC cuja largura é fixada pela relação entre a tensão CA refletida para o primário e a tensão CC. Além disso, o deslocamento de fase é limitado para que a largura do pulso do lado CC não ultrapasse a metade do período de comutação.

Em (NORRGA, 2002), foi apresentada a topologia bidirecional mostrada na Figura 1.11 para aplicações de meia frequência com um cicloconversor operado com modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse-Width Modulation*) de três níveis em ponte completa. A estratégia de modulação especificamente desenvolvida permite a operação com comutação com tensão nula ou corrente nula em todos os dispositivos semicondutores. Além disso, o autor propôs um modo de comutação quase-ressonante em condições de baixa carga para melhorar o desempenho. O projeto do transformador para esta topologia foi abordado a partir dos modelos elétrico, magnético e térmico levando em consideração as perdas: de condução e por componentes parasitas nos enrolamentos; no núcleo; e na isolamento (KJELLQVIST; NORRGA; OSTLUND, 2004).

Figura 1.11. Topologia de cicloconversor e ponte completa desenvolvida por Norrga (2002).

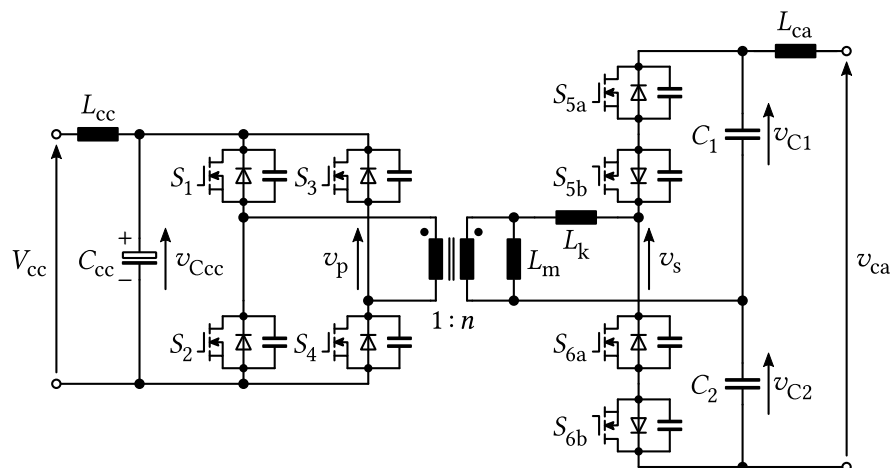
Fonte: O autor.

Em (BERISTAIN et al., 2003), foi analisada minuciosamente a sequência de comutação do

cicloconversor da Figura 1.11 considerando a polaridade da tensão no secundário, a polaridade da tensão de saída v_{ca} , e a função de comutação (valor instantâneo do modulador PWM). A sequência de comutação entre cada uma das chaves bidirecionais foi estabelecida usando máquina de estados tomando como entrada de controle também a corrente no filtro indutivo de saída permitindo comutação suave tanto ZVS quanto comutação sob corrente nula (ZCS, do inglês *Zero Current Switching*) dependendo dos estados usados. Mediante a modelagem de pequenos e grandes sinais, desenvolveu-se uma estratégia de controle em malha fechada usando um controlador quadrático linear que resultou em alta velocidade de resposta sem *overshoot*. No entanto, no cruzamento por zero observou-se uma distorção considerável (não quantificada) na corrente do lado CA.

Jauch e Biela (2016) propuseram o conversor com correção do fator de potência (PFC, do inglês *Power Factor Correction*) para aplicação em carregadores de baterias em veículos elétricos com potência nominal de 3,3 kW como salientado na Figura 1.12. Este conversor compõe-se de uma ponte completa no lado CC e um cicloconversor em meia ponte no lado CA permitindo fluxo bidirecional de potência segundo o ângulo de deslocamento entre as tensões de primário e secundário. Os autores restringem os parâmetros associados com a largura da tensão de três níveis e o ângulo relativo para garantir uma forma de onda da corrente que garanta a operação de comutação sob tensão nula. Devido às restrições, os autores inseriram mais um grau de liberdade, a frequência de comutação, para ajustar a potência transferida. Posteriormente, os tempos mortos e a influência na região ZVS foram considerados. Além disso, um algoritmo de otimização foi utilizado para minimizar a corrente do transformador considerando os três parâmetros de controle disponíveis. Por fim, uma estratégia de controle da corrente CA foi implementada mediante o ajuste da frequência de comutação. A eficiência máxima alcançada com este conversor foi de 97% e para melhorar a densidade de potência e a vida útil do protótipo foram empregados capacitores de filme em vez de eletrolíticos.

Figura 1.12. Topologia de barramento de dupla ponte ativa com cicloconversor de dois níveis desenvolvida por Jauch e Biela (2016).

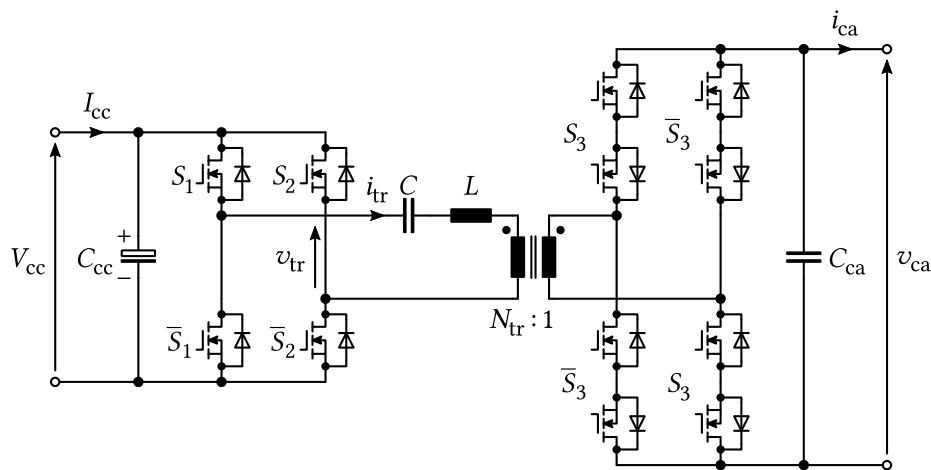


Fonte: O autor.

1.2.1.3 Comutação por ressonância

Em (KRISHNASWAMI, 2011), apresentou-se um sistema de conversão baseado no conversor dupla ponte ativa CC/CA com circuito ressonante como ilustrado na Figura 1.13. Este sistema opera acima da frequência de ressonância garantindo comutação suave em todos os dispositivos semicondutores. A potência entregue à rede é controlada mediante uma técnica de deslocamento de fase entre a tensão de três níveis aplicada no primário e a tensão de dois níveis aplicada no secundário. Devido ao efeito de filtragem do tanque ressonante, o autor empregou uma aproximação pela fundamental no cálculo das correntes o que produz erro menor do que 5% entre a análise teórica e as simulações.

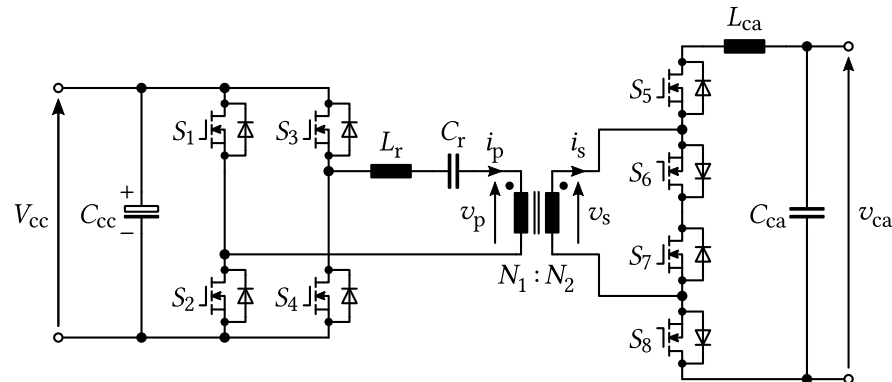
Figura 1.13. Topologia de barramento de alta frequência com ressonância em série desenvolvida por Krishnaswami (2011).



Fonte: O autor.

Em (NAYANASIRI; VILATHGAMUWA; MASKELL, 2013a), apresentou-se o microinversor de barramento de alta frequência formado por uma ponte completa, um circuito ressonante LC em série e um cicloconversor de meia onda segundo mostrado na Figura 1.14. O conversor opera com frequência de comutação constante acima da ressonância do circuito tanque e com razão cíclica constante de 50%. Desta forma, a corrente ressonante fica em atraso com respeito à tensão da ponte permitindo o acionamento das chaves sob tensão nula. Já para o cicloconversor, a condição que garante ZVS nas respectivas chaves é que a corrente ressonante deve estar adiantado com respeito à tensão do secundário, v_s . As duas variáveis de controle do fluxo de potência são: o ângulo da tensão da ponte completa e o ângulo entre esta tensão e a do cicloconversor. No entanto, mais dois parâmetros afetam diretamente à potência entregue: o fator de qualidade do circuito ressonante e a relação entre tensão de entrada e de saída. A estratégia de controle da corrente CA injetada possui um rendimento baixo devido à perda de linearidade na proximidade do pico. Resultados da eficiência experimental não foram fornecidos.

Figura 1.14. Topologia de inversor ponte completa com ressonância em série e cicloconversor de meia onda desenvolvida por Nayanansiri, Vilathgamuwa e Maskell (2013a).

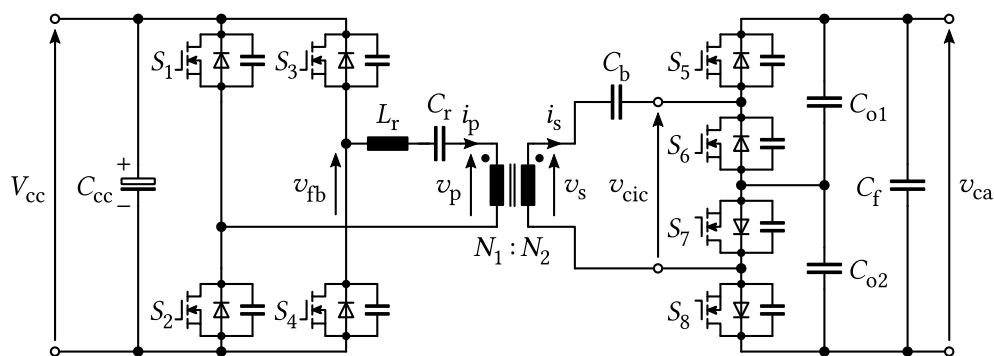


Fonte: O autor.

1.2.1.4 Comutação híbrida

A topologia mostrada na Figura 1.15 é constituída por um inversor ressonante em série e um cicloconversor de meia onda (TRUBITSYN et al., 2010). Os braços da ponte completa são acionados com razão cíclica de 0,5 permitindo a operação com ZVS usando modulação por frequência variável e por deslocamento de fase. A tensão aplicada pelo cicloconversor (v_{cic}) assume valores entre 0 e a tensão instantânea da fonte CA com razão cíclica de 0,5. Para estabelecer a potência entregue à rede, os autores empregaram a aproximação da fundamental para as tensões de primário e secundário e da corrente i_s . Para atingir uma operação com alta eficiência, uma função de otimização das perdas considerando os efeitos de frequência de comutação e do valor *rms* da corrente foi avaliada usando como parâmetros de controle: as fases entre os braços da ponte, a fase entre a tensão da ponte completa (v_{fb}) e a tensão do cicloconversor (v_{cic}), e a frequência de comutação. Desta forma, os autores reportaram uma eficiência máxima de 95,9% ponderando diferentes condições de carga.

Figura 1.15. Topologia ponte completa ressonante e cicloconversor desenvolvida por Trubitsyn et al. (2010).

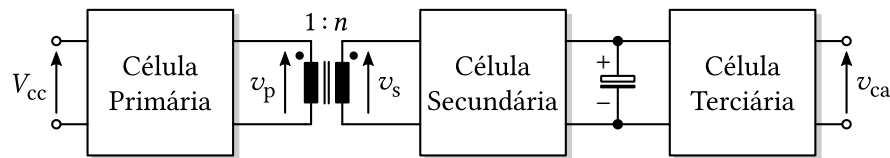


Fonte: O autor.

1.2.2 Sistemas CC/CA monofásicos isolados multiestágio

A Figura 1.16 mostra a estrutura simplificada de um conversor CC/CA monofásico isolado de múltiplos estágios.

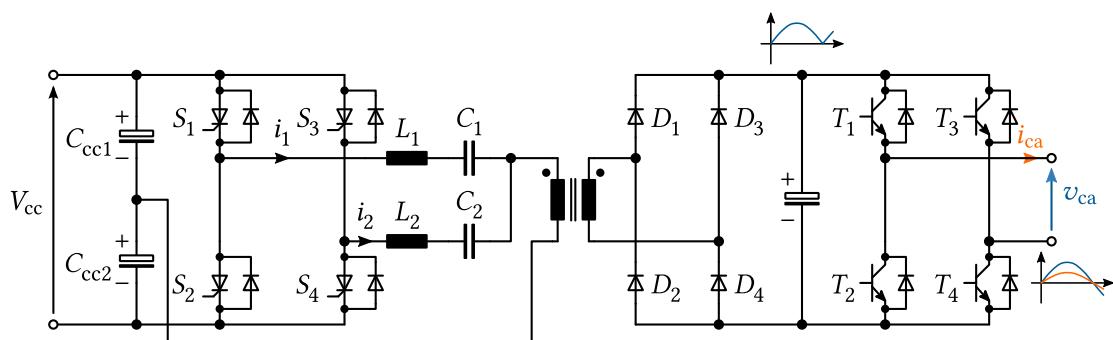
Figura 1.16. Estrutura simplificada de um conversor CC/CA monofásico isolado de múltiplos estágios.



Fonte: O autor.

Savary, Nakaoka e Maruhashi (1986) introduziram um sistema de conversão de dois estágios com barramento de alta frequência (do inglês, *HF Link*) formado por um inversor ressonante duplo com conexão de entrada e saída compartilhada, encarregado da transferência de potência a partir do painel e do casamento tensão/frequência com a rede, e um desdobrador operado em baixa frequência. A topologia é mostrada na Figura 1.17. O controle de potência é realizado mediante a modulação adequada da diferença de fase entre os dois braços. Assim, a corrente entregue ao transformador se estabelece em função das correntes em cada circuito ressonante e sua fase relativa. No entanto, cabe mencionar que os esforços de corrente dos dois braços não são simétricos. Em adição, considerações na seleção da frequência de operação (menor do que a frequência de ressonância) foram realizadas para a implementação com retificador controlado de silício (SCR, do inglês *Silicon Controlled Rectifier*) assimétrico. Posteriormente, em outro estudo, transistores de junção bipolar (BJTs, do inglês *Bipolar Junction Transistor*) substituíram os tiristores do estágio CC operando com frequência de comutação fixa acima da de ressonância (RAJAGOPALAN et al., 1990).

Figura 1.17. Topologia com duplo conversor ressonante em série com barramento de alta frequência e desdobrador por Savary, Nakaoka e Maruhashi (1986).

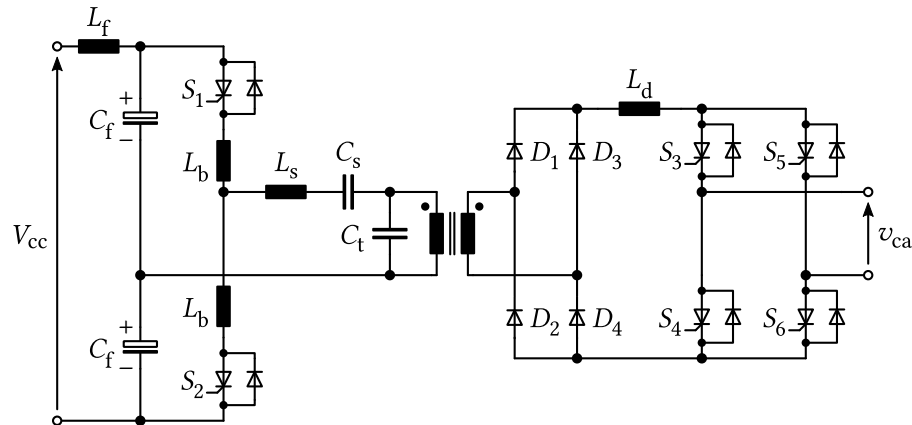


Fonte: O autor.

Sistemas de dois estágios com barramento de alta frequência podem empregar diversos conversores de entrada. Assim, Bhat e Dewan (1988a) adotaram um conversor ressonante LCC com barramento indutivo conforme indicado na Figura 1.18. Este conversor oferece uma ampla faixa de controle de potência sob variação limitada de frequência e proteção de curto circuito.

Os modos de operação com corrente contínua e descontínua, a análise em estado estacionário e o procedimento de projeto foram discutidos e constatados experimentalmente em (BHAT; DEWAN, 1988b).

Figura 1.18. Topologia de dois estágios com conversor LCC em meia ponte, barramento de alta frequência e desdoblador introduzido por Bhat e Dewan (1988a).



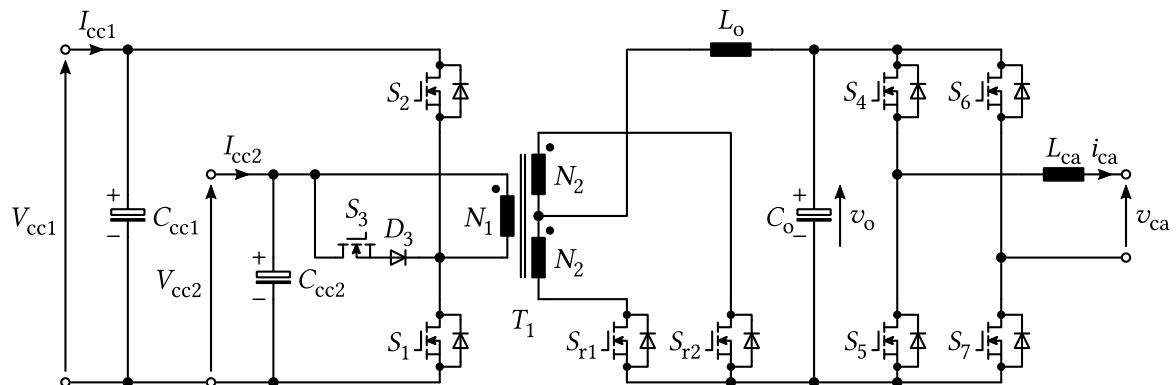
Fonte: O autor.

Em (QIAN et al., 2010), foi apresentada uma nova arquitetura de conversor para integrar uma fonte fotovoltaica e uma bateria em uma aplicação com conexão à rede segundo mostrado na Figura 1.19. Este conversor permite a conexão da bateria através de uma mudança na meia ponte de entrada. Assim, estabelecem-se três estágios de operação no circuito do primário que permite aplicar tensão positiva, negativa ou nula no primário do transformador quando S_1 , S_2 e S_3 conduzem, respectivamente. Já no secundário adota-se um retificador síncrono para permitir operação com diferentes fatores de potência, maior eficiência e uma simplificação na estrutura de controle. Dependendo das condições de carga (i_{L_o}), S_1 e S_2 podem ser disparadas em ZVS enquanto S_3 sempre é acionada sob condições de comutação suave. A transferência de potência entre as portas se estabelece segundo a potência disponível no painel permitindo tanto a carga da bateria e o fornecimento da rede quando a irradiância for alta o suficiente. Em outras condições de operação, o painel e a bateria fornecem de forma compartilhada à rede.

Um conversor de dois estágios constituído por uma meia ponte ativa seguida por um inversor meia ponte é apresentado na Figura 1.20 (KIM; SONG; NAM, 2011). Para equilibrar as tensões de $C_{s,1}$ e $C_{s,2}$, os autores controlaram a razão cíclica das chaves do secundário da meia ponte ativa considerando o efeito da modulação na carga e descarga dos dois capacitores. Assim, o deslocamento de fase foi linearizado para fornecer exatamente a potência requerida pelo lado CA no caso do perfil de corrente na indutância de dispersão for distorcido pelo efeito do ajuste do razão cíclica do secundário.

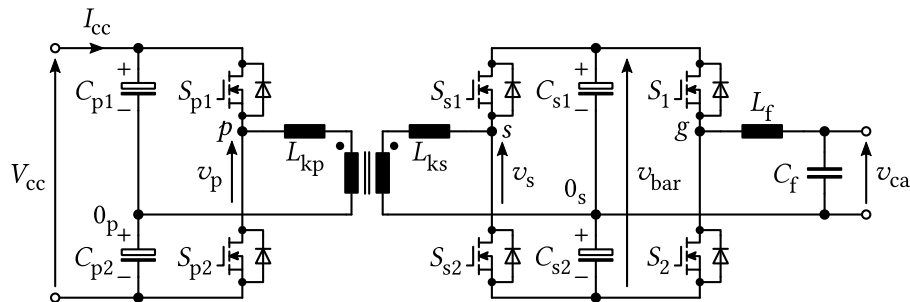
Outra topologia de dois estágios baseada em um conversor *boost* em meia ponte unidirecional e um inversor PWM em ponte completa é mostrada na Figura 1.21 (JIANG et al., 2012). O formato da corrente do transformador (i_{t1}) muda conforme as tensões dos capacitores $C_1 - C_4$ as quais respeitam o balanço volt-seg tanto no primário quanto no secundário. Embora, os

Figura 1.19. Topologia de dois estágios de três portas com entrada em meia ponte modificada e desdobrador em ponte completa desenvolvida por Qian et al. (2010).



Fonte: O autor.

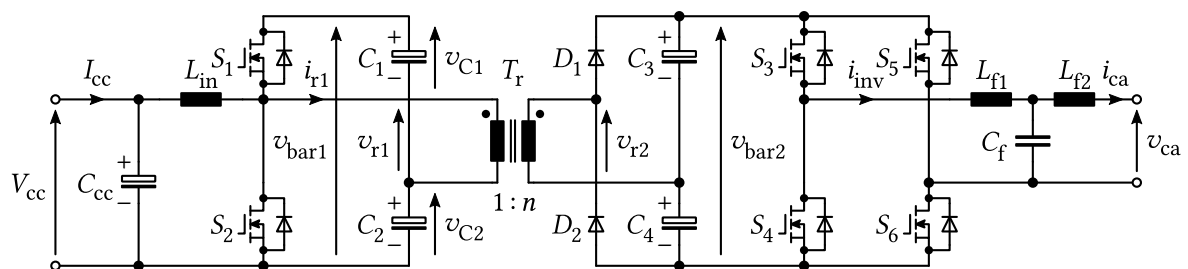
Figura 1.20. Topologia de dupla meia ponte ativa com inversor em meia ponte desenvolvida por Kim, Song e Nam (2011).



Fonte: O autor.

autores tenham operado o conversor com comutação dissipativa, a seleção da indutância de dispersão e do tempo morto permite que as chaves sejam disparadas sob tensão nula (CAO et al., 2012). Para evitar a saturação do núcleo em cenários dinâmicos, a taxa de troca de energia entre os capacitores superiores ou os inferiores deve se limitar mediante uma malha de controle de fluxo ou uma regulação na referência da tensão de entrada. A injeção de corrente na rede foi controlada usando uma estratégia de controle repetitivo totalmente digital garantindo $PF > 0,99$ e $THD < 2,9\%$ em uma faixa ampla de carga.

Figura 1.21. Topologia *boost* em meia ponte e inversor PWM em ponte completa desenvolvida por Jiang et al. (2012).

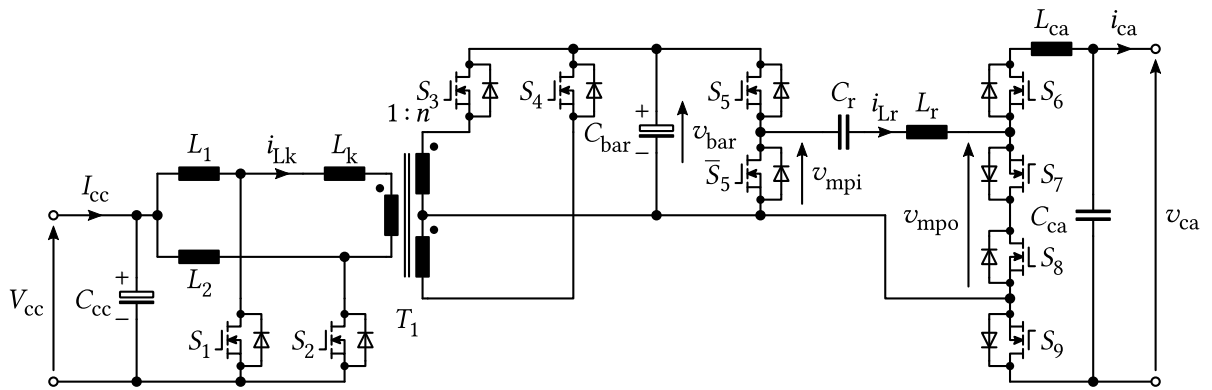


Fonte: O autor.

Nayanasiri, Vilathgamuwa e Maskell (2013b) desenvolveram a topologia de três estágios

mostrada na Figura 1.22, operada com frequência de comutação constante em todos os seus estágios. O primeiro estágio consiste em um conversor *boost* isolado alimentado em corrente e cuja saída é a tensão do barramento (v_{bar}), que se controla mediante PWM. O segundo e terceiro estágio são formados por um inversor ressonante em série e um cicloconversor de meia onda, respectivamente. Estes dois estágios são operados com razão cíclica constante de 50% e o controle no fluxo de potência estabelece-se através do deslocamento de fase entre as tensões $v_{\text{mp},i}$ e $v_{\text{mp},o}$. Assim, obtém-se comutação com tensão nula nestes dois estágios sempre que a corrente i_{L_r} esteja em atraso com respeito à tensão $v_{\text{mp},i}$ e adiantado com respeito a $v_{\text{mp},o}$.

Figura 1.22. Topologia de três estágios com conversor *boost* isolado alimentado em corrente e cicloconversor de meia onda desenvolvida por Nayanisiri, Vilathgamuwa e Maskell (2013b).



Fonte: O autor.

1.3 Métodos de desacoplamento da potência oscilatória em sistemas monofásicos

Os sistemas de geração monofásicos conectados à rede, com tensão v_g e corrente i_g , apresentam uma oscilação da potência com o dobro da frequência da rede segundo (1.1)–(1.3).

$$v_g(t) = V_g \sin(\omega t) \quad (1.1)$$

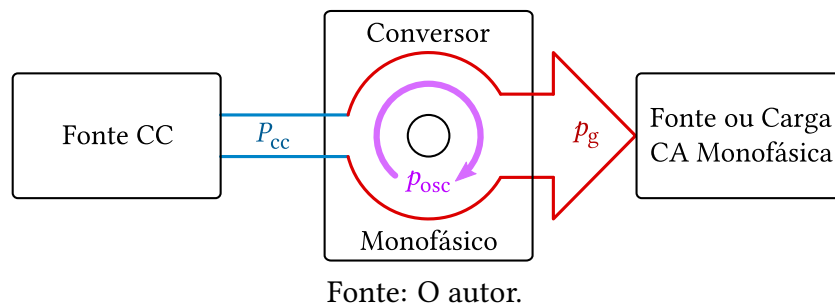
$$i_g(t) = I_g \sin(\omega t - \phi) \quad (1.2)$$

$$\begin{aligned} p_g(t) &= P_{cc} + p_{osc}(t) \\ &= \frac{V_g I_g}{2} \cos(\phi) - \frac{V_g I_g}{2} \cos(2\omega t - \phi) \end{aligned} \quad (1.3)$$

onde, V_g é o valor de pico da tensão, I_g é o valor de pico da corrente, ω é a frequência expressa em rad/s e ϕ é o ângulo entre a tensão e a corrente instantânea. Esta oscilação não se confina no lado CA do sistema de geração, mas se reflete nas tensões e correntes do lado corrente contínua (CC) ou das etapas intermediárias. No caso do sistemas de geração fotovoltaica, essa oscilação perturba a tensão V_{PV} e incide negativamente no desempenho geral do sistema, já que os módulos fotovoltaicos fornecem potência constante sob condições estáveis de irradiância e temperatura. Como consequência, a eficiência do MPPT depende diretamente da estabilidade

de V_{PV} (VITORINO; CORREA, 2011). Portanto, um circuito de desacoplamento (integrado ou externo) torna-se essencial na mitigação dessa oscilação no lado CC durante a operação do conversor conforme ilustrado na Figura 1.23. Diferentes métodos de desacoplamento da potência oscilatória em sistemas de geração monofásicos têm sido propostos na literatura técnica, a partir da qual se apresenta a classificação proposta na Figura 1.24, segundo a posição e o tipo de conexão no sistema.

Figura 1.23. Fluxo de potência em um sistema de geração monofásico quando confinada a oscilação de potência no conversor.



1.3.1 Desacoplamento passivo de potência

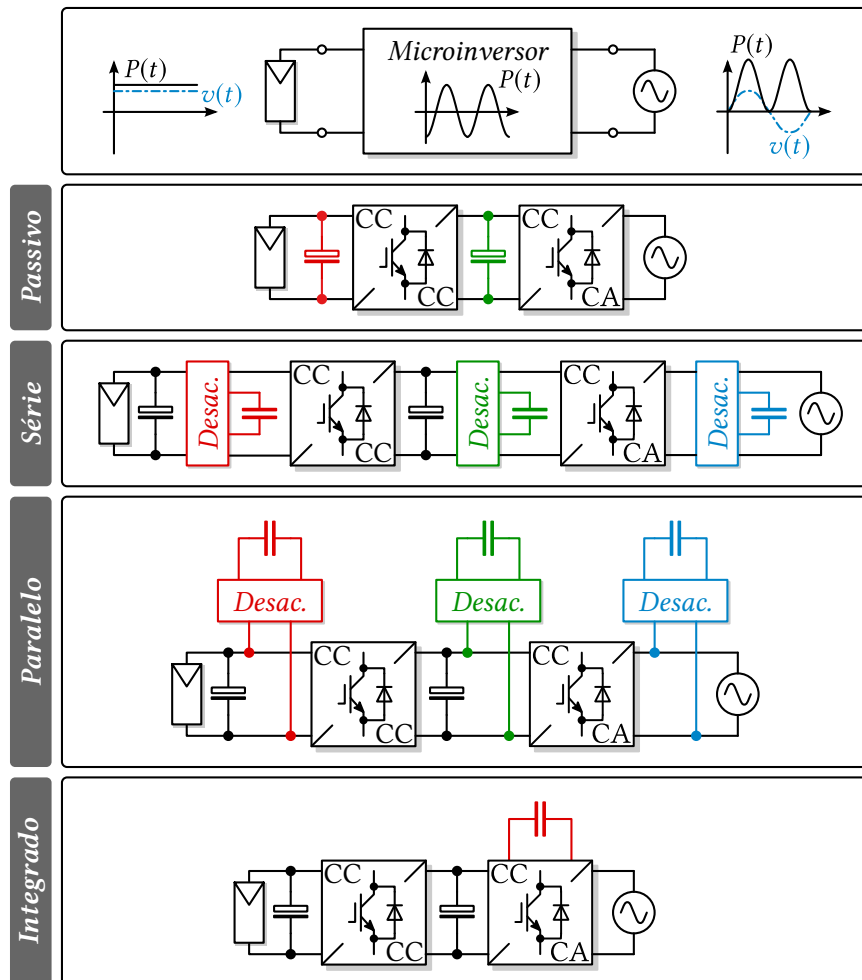
Capacitores eletrolíticos volumosos, posicionados na fonte CC ou no barramento intermediário, são empregados principalmente para se conseguir o desacoplamento passivo de potência oscilatória. Assim, valores de capacitância superiores a $2000 \mu\text{F}$ são comuns quando colocados no lado CC para assegurar um desempenho razoável no MPPT. Para sistemas com barramento intermediário, valores de capacitância inferiores de $200 \mu\text{F}$ são admissíveis sempre que usadas adequadas estratégias de controle e modulação, as quais toleram flutuações na tensão do barramento de até 25% (RODRIGUEZ; AMARATUNGA, 2008). Desta forma, o valor *rms* da corrente fluindo no capacitor diminui e, como consequência, suas perdas.

1.3.2 Desacoplamento ativo de potência

O desacoplamento ativo implica no uso de dispositivos semicondutores da mesma topologia, ou exclusivos para controlar a transferência de energia em um elemento reativo, normalmente um capacitor, pela sua maior densidade de energia. Em termos gerais, os métodos ativos de desacoplamento encaixam-se em três grandes tipos sem considerar a posição no sistema de geração: série, paralelo e integrado (LEUENBERGER, 2016).

- ▶ *Desacoplamento ativo em série:* Neste caso, o circuito de desacoplamento é inserido em série entre os outros estágios do microinversor e, portanto, está sujeito a potência total fornecida pela fonte CC antes de ser entregue à carga como mostrado na Figura 1.24.
- ▶ *Desacoplamento ativo em paralelo:* Esta variante de desacoplamento armazena ou entrega a energia excedente ou deficitária em um elemento reativo. Neste caso, o conversor conecta-se em paralelo com quaisquer dos estágios evitando o manuseio da potência total fornecida pela fonte CC segundo salientado na Figura 1.24.

Figura 1.24. Classificação dos métodos de desacoplamento da potência oscilatória em sistemas de geração monofásicos.



Fonte: O autor.

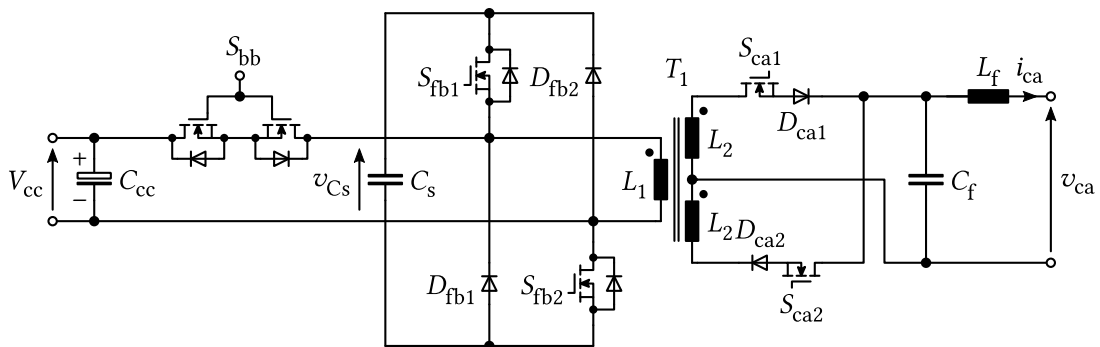
- *Desacoplamento ativo integrado*: No tipo integrado, a etapa CC/CA emprega uma terceira porta que manipula parte da energia entregue pela fonte CC de maneira semelhante àquela do desacoplamento em paralelo, como mostrado na Figura 1.24. A vantagem do desacoplamento integrado está no fato da troca de reativos ser feita diretamente com a porta CA evitando um processamento em múltiplas vezes da energia.

1.3.3 Sistemas CC/CA monofásicos isolados de estágio único com desacoplamento de potência

Baseada na topologia *flyback*, Kjaer e Blaabjerg (2003) desenvolveram a topologia mostrada na Figura 1.25 chamada de *flyback* de duplo transistor. Esta topologia possui cinco estágios de operação em um período de comutação, começando com a carga da indutância de magnetização do transformador através da chave S_{bb} até atingir um ponto determinado pela potência e a tensão fornecida pela fonte CC. A seguir, uma das chaves do lado CA é disparada segundo a polaridade da rede enquanto a chave S_{bb} é bloqueada e a corrente circula pelos diodos ($D_{fb,1}$,

$D_{fb,2}$) permitindo o disparo das chaves ($S_{fb,1}$, $S_{fb,2}$) em ZVS antes de mudar a direção da corrente de magnetização. Adicionalmente, deve-se observar que no tempo de condução dos diodos o capacitor intermediário C_s é carregado pela corrente de magnetização. Posteriormente, a energia armazenada em C_s é transferida para a indutância de magnetização pelas chaves $S_{fb,1}$ e $S_{fb,2}$ até satisfazer a demanda da rede. Finalmente, a chave do lado CA, fechada anteriormente, fornece a energia à rede enquanto as chaves do primário são bloqueadas com comutação dissipativa. As considerações sobre os tempos de condução das chaves determina a tensão sobre o capacitor C_s que permite o desacoplamento da componente oscilatória. O projeto e os testes realizados no protótipo validaram esta proposta obtendo uma eficiência de 81,8%.

Figura 1.25. Topologia *flyback* de duplo transistor apresentada por Kjaer e Blaabjerg (2003).

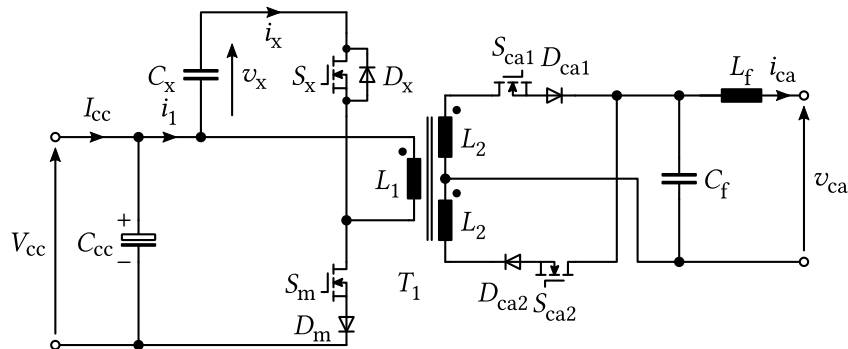


Fonte: O autor.

A topologia *flyback* em modo de condução descontínua da Figura 1.26 possui dois elementos adicionais (C_x , D_x) para desacoplar a componente oscilatória da potência monofásica permitindo o uso de uma capacitância relativamente pequena na sua entrada CC (SHIMIZU; WADA; NAKAMURA, 2006). Sua operação está dividida em quatro estágios para um período de comutação. A sequência de operação consiste no carregamento da indutância de magnetização a partir da fonte CC através de S_m , o tempo de condução desta chave é determinado em função da corrente I_{cc} desejada. A seguir, a chave S_m é bloqueada e a corrente da indutância de magnetização flui pelo D_x e C_x , motivo pelo qual a chave S_x e uma das chaves do secundário são disparadas em ZVS. Logo, a corrente muda de sentido e cresce até um valor pico definido pela referência de corrente. Nesse instante, S_x é aberta e a corrente é conduzida por algumas das chaves do secundário à carga. Para conseguir o desacoplamento de potência, a tensão do capacitor é regulada em função da amplitude da componente oscilatória da potência. Portanto, esta topologia se destaca por sua simplicidade, robustez, baixo número de chaves e alto desempenho.

Hu et al. (2012) propuseram o conversor *flyback* mostrado na Figura 1.27 com duplo enrolamento no primário para desacoplar a potência oscilatória da rede em C_{dec} . Este capacitor atua como *snubber* recuperando energia da indutância de dispersão mediante os diodos D_1 e D_2 . Dois modos de operação foram definidos dependendo da diferença entre a potência instantânea do lado CA e do lado CC. Assim, quando a potência do lado CC ultrapassa a potência do lado CA opera em modo I, e caso contrário, em modo II. Nos dois modos existem 4 estágios

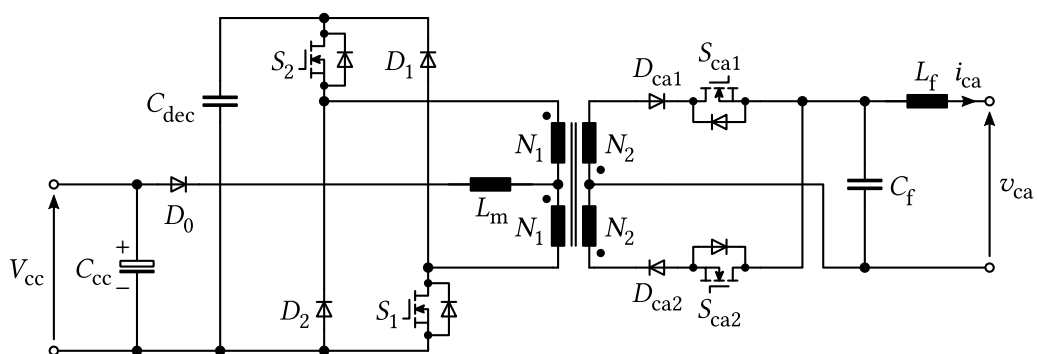
Figura 1.26. Topologia *flyback* com desacoplamento da potência oscilatória usando C_x por Shimizu, Wada e Nakamura (2006).



Fonte: O autor.

cada. Considerando o modo I, inicialmente a chave S_1 é fechada para carregar a indutância de magnetização aplicando a tensão V_{cc} . Logo, a chave S_1 é bloqueada permitindo a transferência de energia da indutância de magnetização ao capacitor de desacoplamento pelos diodos D_1 e D_2 até deixar a energia demandada pela rede, a qual é entregue por uma das chaves do secundário em função da polaridade da tensão CA. Finalmente, todas as chaves são bloqueadas enquanto o filtro fornece energia à rede. Por sua vez, o modo II compartilha o primeiro estágio no qual se transfere energia da fonte CC à indutância de magnetização por S_1 (potência constante). A seguir, ativa-se S_2 deixando os diodos D_1 e D_2 bloqueados. Nesse estágio, continua a carga da indutância de magnetização por efeito de D_{dec} até se conseguir a energia requerida pela rede, quando bloqueadas as chaves do primário simultaneamente enquanto ativa a respectiva chave do secundário. Os autores reportaram 90,6% de eficiência máxima no protótipo considerando os circuitos auxiliares.

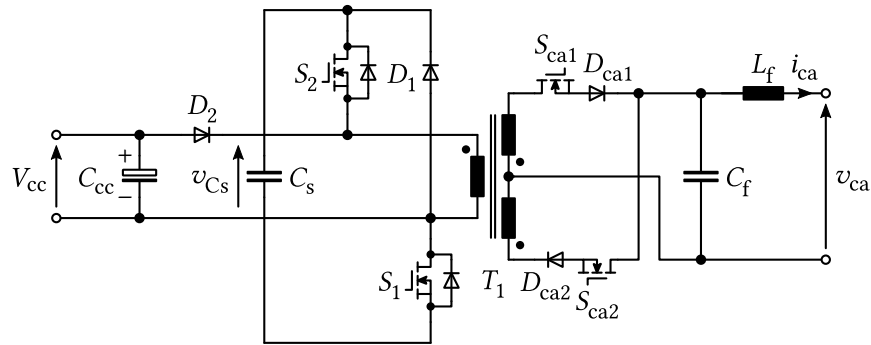
Figura 1.27. Topologia de barramento de alta frequência com ressonância em série desenvolvida por Hu et al. (2012).



Fonte: O autor.

A topologia do microinversor *flyback* com desacoplamento de potência da Figura 1.28 compartilha o princípio de operação com outras apresentadas previamente. No entanto, nela só duas chaves operam em alta frequência e o capacitor de desacoplamento recupera parte da energia armazenada na indutância de magnetização do transformador (HU et al., 2013). Existem dois modos de operação segundo o estado de carga do capacitor de desacoplamento:

Figura 1.28. Topologia de microinversor *flyback* com desacoplamento de potência desenvolvida por Hu et al. (2013).

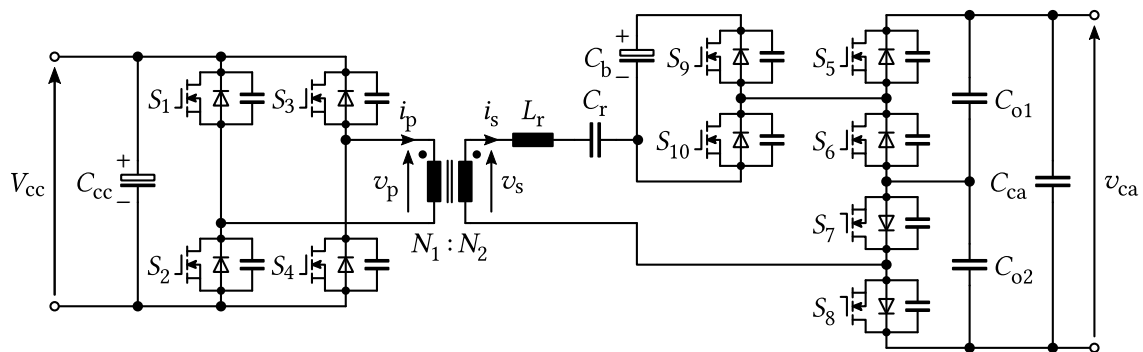


Fonte: O autor.

carregamento (modo I) e descarregamento (modo II). O modo I é dividido em quatro etapas: carregamento linear da indutância de magnetização através de S_1 até um valor pico que garante corrente constante da fonte CC; a seguir, a chave é bloqueada e o capacitor C_s carrega-se pelo diodo D_1 ; posteriormente, uma das chaves do secundário (S_{ac1} ou S_{ac2}) é acionada para fornecer energia à rede; enfim, nenhum dispositivo conduz e espera-se o período de comutação seguinte. O cálculo dos tempos de condução das chaves e do diodo são calculados empregando os parâmetros do transformador (L_m) e as tensões instantâneas de entrada e do capacitor de desacoplamento (V_{cc} e v_{Cs}). De igual forma que o Modo I, o Modo II também possui 4 etapas e compartilha duas destas mantendo sempre conduzindo uma das chaves CA. A diferença entre os dois modos está no disparo de S_2 e bloqueio de D_2 após carregar a indutância de magnetização por S_1 com um valor pico constante, diferente do que é necessário no outro modo. Para evitar a influência das variações nos parâmetros ou dos desvios no circuito de sensoriamento, os autores propuseram uma estratégia de controle híbrida com um controlador preditivo e um controlador repetitivo, que demonstrou adequado desempenho dinâmico ante mudanças de carga. O protótipo de 100 W atingiu uma eficiência pico de 90,2% com 40% de carga e de 89% com carga nominal.

Pierquet e Perreault (2013) desenvolveram a topologia de inversor ressonante em série com cicloconversor de meia onda mostrada na Figura 1.29. Embora esta topologia tenha sido discutida previamente, a novidade reside na incorporação de um circuito *buffer* em série com a tensão do cicloconversor e, portanto, compartilhando a mesma corrente ressonante. A amplitude desta corrente é controlada mediante a razão cíclica e a fase das tensões do inversor, do *buffer* e do cicloconversor, além da frequência de comutação. Desta forma, a potência absorvida ou fornecida por cada bloco depende do padrão de comutação com relação à corrente ressonante. Para otimizar o rendimento do conversor, utiliza-se um algoritmo de minimização das perdas, escolhendo-se seis parâmetros (duas razões cíclicas, três ângulos de fase e a frequência de comutação) para reduzir a amplitude da corrente e operar as chaves sob comutação suave (PIERQUET, 2011). A eficiência máxima atingida experimentalmente foi de 95,3%.

Figura 1.29. Topologia de inversor com barramento ressonante de alta frequência e amortecedor ativo multiníveis desenvolvida por Pierquet e Perreault (2013).

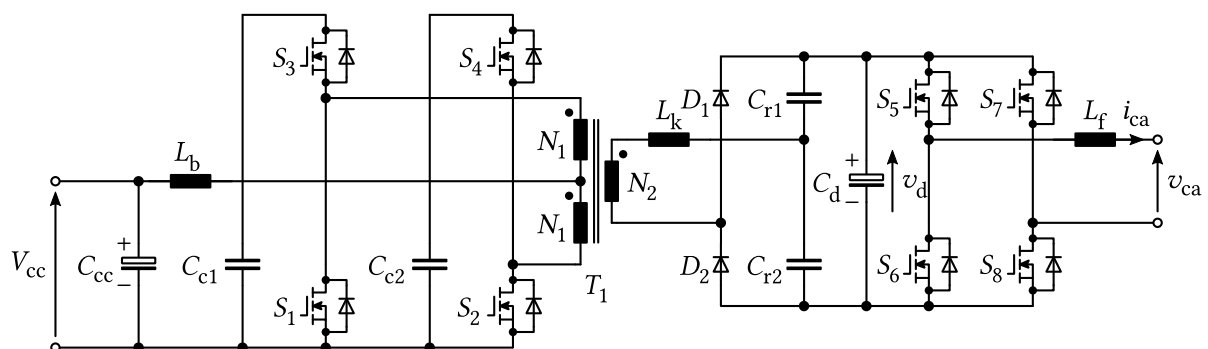


Fonte: O autor.

1.3.4 Sistemas CC/CA monofásicos isolados multiestágio com desacoplamento de potência

Depois de analisadas as desvantagens do conversor *push-pull* como estágio de entrada em um sistema de condicionamento de energia, Kwon et al. (2009) propuseram um conversor *push-pull* com grampeamento ativo e circuito ressonante para facilitar a comutação suave dos diodos do retificador em configuração de dobrador de tensão e um inversor PWM em ponte completa, tal como salientado na Figura 1.30. O equacionamento apresentado descreve as correntes de ressonância no secundário tanto no modo de operação normal ($D < 0,5$) quanto no modo de sobreposição ($D \geq 0,5$) e demonstram a operação ZCS dos diodos do retificador e o disparo em ZVS das chaves do circuito de grampeamento ativo. Os autores reportaram eficiência na faixa de 92% até 94% no protótipo sob estudo de 1,5 kW com tensão de entrada entre 30–70 V.

Figura 1.30. Topologia de dois estágios composta de *push-pull* ressonante e inversor PWM em ponte completa desenvolvida por Kwon et al. (2009).

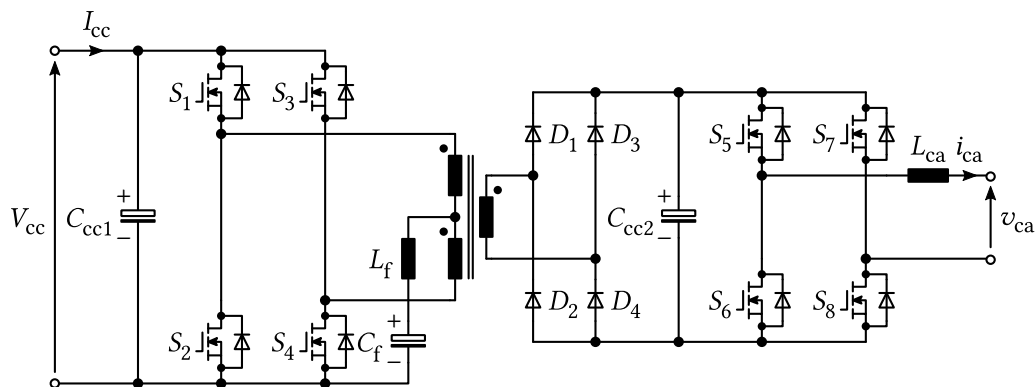


Fonte: O autor.

Para desacoplar a componente oscilatória da potência, Itoh e Hayashi (2010) propuseram uma mudança na topologia clássica de duas etapas composta por um conversor CC em ponte completa e um inversor PWM em ponte completa usando um capacitor de desacoplamento (C_f) conectado no tap central de um transformador com primário dividido como se ilustra na

Figura 1.31. A tensão deste capacitor é controlada mediante a tensão de modo comum do conversor CC, que é aplicada pelos vetores nulos. Desta forma, reportou-se ser necessário apenas 25% da capacitância de entrada nominal para operar o conversor, tornando maior sua densidade de potência.

Figura 1.31. Topologia de dupla meia ponte ativa com inversor em meia ponte desenvolvida por Itoh e Hayashi (2010).

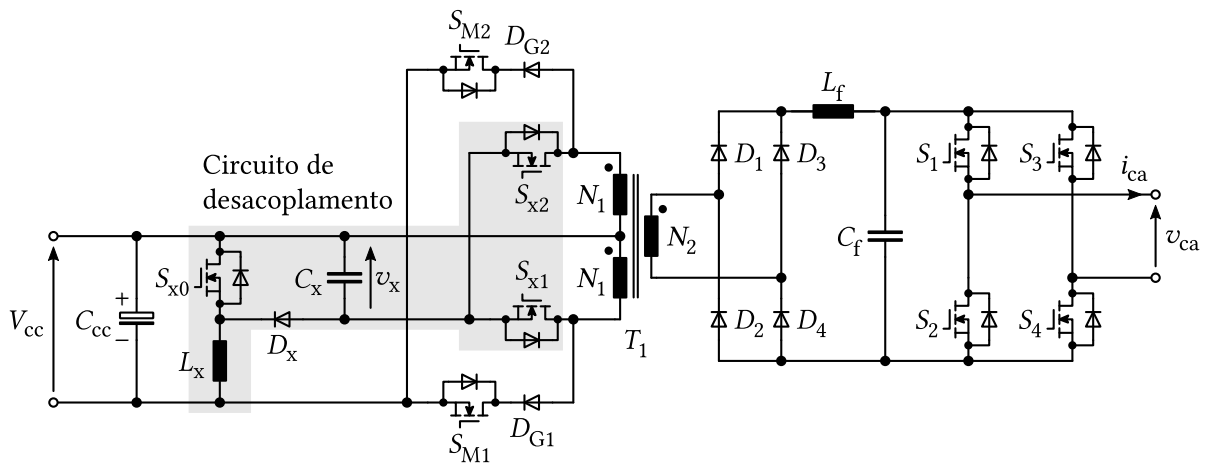


Fonte: O autor.

Em (SHIMIZU; SUZUKI, 2011), o sistema composto por um conversor *forward* tipo *push-pull* com um desdobrador em ponte completa como ilustrado na Figura 1.32. Para desacoplar a componente oscilatória da potência é usado o circuito composto por: o capacitor (C_x), o indutor (L_x), o diodo (D_x) e as chaves (S_{x0} , S_{x1} e S_{x2}). Quando a potência da fonte CC excede à da fonte CA, C_x é carregado mediante S_{x0} enquanto S_{M1} e S_{M2} transfere potência ao secundário. Já no caso que a fonte CC não consegue fornecer energia suficiente à fonte CA, as chaves S_{x1} e S_{x2} permitem transferir potência armazenada no capacitor previamente de forma intercalada com as chaves principais. Os autores reportaram uma eficiência máxima de 94% na faixa de 100–500 W e uma redução de 50% no volume do capacitor eletrolítico de entrada (C_{cc}) quando substituído por capacitores de filme (C_{cc} e C_x) e pelo indutor L_x .

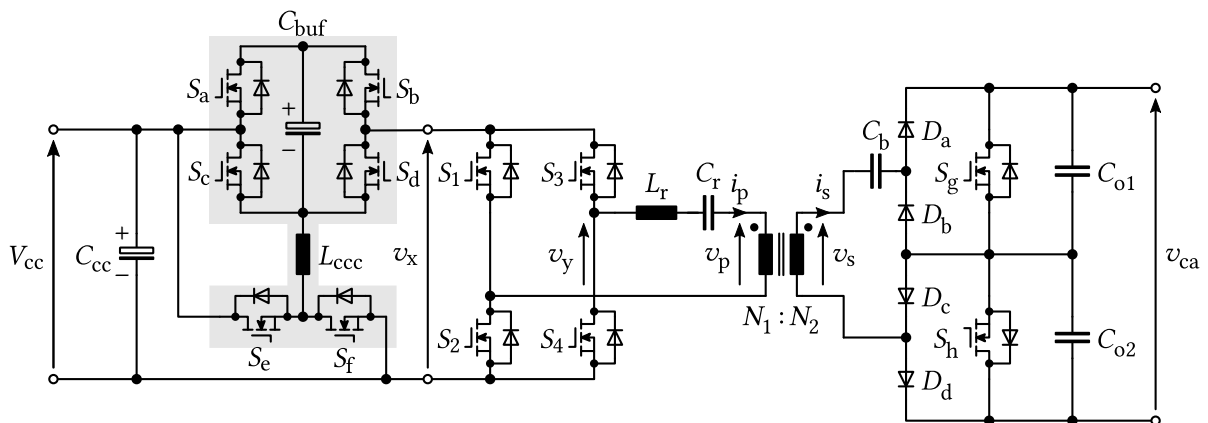
A topologia da Figura 1.33 apresenta um circuito amortecedor ativo multinível (MEB, do inglês *Multilevel Energy Buffer*) e um modulador de tensão como etapa de entrada para desacoplar a componente oscilatória de potência e estabilizar o ganho de tensão para a etapa subsequente de conversão CC/CA propriamente dita (CHEN; AFRIDI; PERREAULT, 2015). O MEB modula v_x em BF conforme o ângulo da tensão de rede para evitar variações fortes do ganho do inversor. Ele atua como uma terceira porta permitindo armazenar uma quantidade menor de energia com respeito a um barramento convencional com capacitor eletrolítico, e reduz o estresse de corrente no primário. No entanto, o MEB não consegue aplicar tensão na região próxima do cruzamento por zero da tensão da rede ($0^\circ - 6^\circ$; $174^\circ - 180^\circ$), elevando significativamente a distorção harmônica total (THD, do inglês *Total Harmonic Distorsion*) da corrente injetada. Para regular v_{Cbuf} , emprega-se o circuito controlador de carregamento formado por S_e , S_f e L_{ccc} . O inversor ressonante controla o fluxo de potência para a rede usando modulação por frequência e por fase, permitindo a comutação com tensão nula das chaves da

Figura 1.32. Topologia de *forward* tipo *push-pull* com um desdobrador em ponte completa desenvolvida por Shimizu e Suzuki (2011).



Fonte: O autor.

Figura 1.33. Topologia de inversor com barramento ressonante de alta frequência e amortecedor ativo multiníveis desenvolvida por Chen, Afridi e Perreault (2015).



Fonte: O autor.

ponte completa. Devido ao efeito do MEB, o inversor tem uma faixa de variação menor na frequência de comutação com respeito à topologia sem esta etapa. A eficiência reportada em condições de carga nominal (70 W) foi de 94% usando uma implementação com chaves de *GaN* e diodos de *SiC*.

1.3.5 Discussão

Em termos gerais, as topologias acima examinadas, de único estágio, possuem um inversor em ponte que aplica uma tensão simétrica no primário de um transformador de alta frequência, seja com circuito ressonante ou não, enquanto a tensão aplicada no secundário provém de um cicloconversor ou de um retificador conectado ao filtro de saída do lado CA. Por sua vez, as topologias de dois estágios empregam a etapa CC/CC isolada para formar: um barramento fixo com um inversor PWM ou um barramento pulsado com um circuito desdobrador em ponte completa. Em ambos os casos é possível gerar portas adicionais que são utilizadas com

diferentes finalidades, tais como armazenamento de energia (Figura 1.19), grampeamento de tensão (Figura 1.30), entre outras.

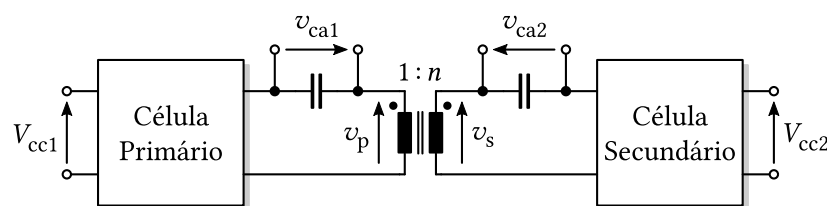
Por outro lado, portas adicionais podem ser utilizadas para o desacoplamento da potência de frequência dupla, com conseqüente melhoria no desempenho do conversor. Foram apresentados casos de extensão da estrutura de conversores *flyback*, ou suas variações (Figuras 1.25–1.28), de extensão de um inversor *push-pull* (Figura 1.32), de conexão do capacitor de desacoplamento a partir do ponto intermediário do transformador AF (Figura 1.31) e de inserção de tensão de entrada variável no inversor do lado CC (Figura 1.33) ou do lado CA (Figura 1.29).

Na Tabela 1.3, é apresentada uma comparação de algumas características dos sistemas de conversão isolados, mencionados anteriormente, para aplicações monofásicas. Escolheu-se como parâmetro principal de comparação a eficiência, devido a que os sistemas foram projetados para potência nominal de entrada, tensão de entrada, tensão de saída e frequência de comutação diferentes. Por este fato, outras figuras de mérito como, por exemplo, a densidade de potência ou perdas totais resultam pouco representativas.

A topologia da Figura 1.12 é especialmente atraente por sua alta eficiência e pelo número de graus de liberdade oferecidos para controlar simultaneamente diferentes parâmetros de operação (duplo deslocamento de fase e frequência de comutação). Além disso, pesquisas anteriores sobre a versão CC/CC desse conversor demonstraram a viabilidade de integração de uma terceira porta (XIAO; XIE, 2008; SUN et al., 2014). Portanto, decidiu-se investigar no estudo desta topologia com os respectivos ajustes para obter o desacoplamento de potência através da porta adicional localizada no lado CC.

Entretanto, todas essas topologias se encaixam dentro do modelo clássico para este tipo de sistemas de conversão CC/CA. A revisão bibliográfica efetuada, leva a uma pergunta. É possível realizar esta conversão utilizando conversores em ponte em vez de cicloconversores? Uma possível resposta a esta pergunta pode estar na busca da possibilidade de gerar portas adicionais utilizando conceitos diferentes dos até aqui investigados. A Figura 1.34 a seguir permite a geração de portas adicionais se for dado acesso aos terminais a capacitores utilizados em série com os enrolamentos do transformador de AF.

Figura 1.34. Estrutura simplificada proposta de um conversor CC/CA monofásico isolado de estágio único com acesso aos terminais dos capacitores.



Fonte: O autor.

Tabela 1.3. Comparação dos sistemas de conversão isolados para aplicações monofásicos conectados à rede.

Topologia	Desacoplamento	Número de estágios	Número de chaves/diodos	Eficiência máxima (%)
Figura 1.7	Não	1	6 / 12	–
Figura 1.8	Não	1	8 / 8	–
Figura 1.9	Não	1	6 / 6	–
Figura 1.10	Não	1	12 / 12	83,5
Figura 1.11	Não	1	12 / 12	–
Figura 1.12	Não	1	8 / 8	97,0
Figura 1.13	Não	1	12 / 12	–
Figura 1.14	Não	1	8 / 8	–
Figura 1.15	Não	1	8 / 8	95,9
Figura 1.17	Não	2	8 / 12	–
Figura 1.18	Não	2	6 / 10	83,0
Figura 1.19	Não	2	9 / 9	–
Figura 1.20	Não	2	6 / 6	–
Figura 1.21	Não	2	6 / 8	95,6
Figura 1.22	Não	2	10 / 10	–
Figura 1.25	Sim	1	6 / 8	86,7
Figura 1.26	Sim	1	4 / 4	–
Figura 1.27	Sim	1	4 / 8	90,6
Figura 1.28	Sim	1	4 / 6	90,2
Figura 1.29	Sim	1	10 / 10	95,3
Figura 1.30	Sim	2	8 / 10	92,5
Figura 1.31	Sim	2	8 / 12	91,0
Figura 1.32	Sim	2	9 / 14	94,0
Figura 1.33	Sim	2	12 / 16	94,0

Fonte: O autor.

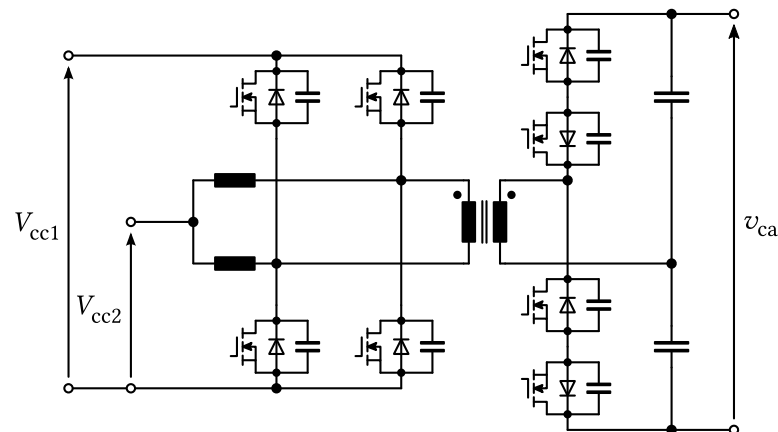
1.4 Objetivo da tese e contribuições

O objetivo principal desta tese é propor, analisar e desenvolver conversores CC/CA isolados para aplicações monofásicas com desacoplamento ativo da segunda harmônica de potência. Estes conversores baseiam-se em variações do conversor DAB devido à: sua alta eficiência, flexibilidade de operação, e graus de liberdade.

Como objetivos específicos, este trabalho se propõe a:

- Demonstrar a viabilidade, por meio de simulação, da topologia indicada na Figura 1.35 como conversor CC/CA com capacidade de desacoplar a componente oscilatória da potência monofásica em uma porta adicional no lado CC.

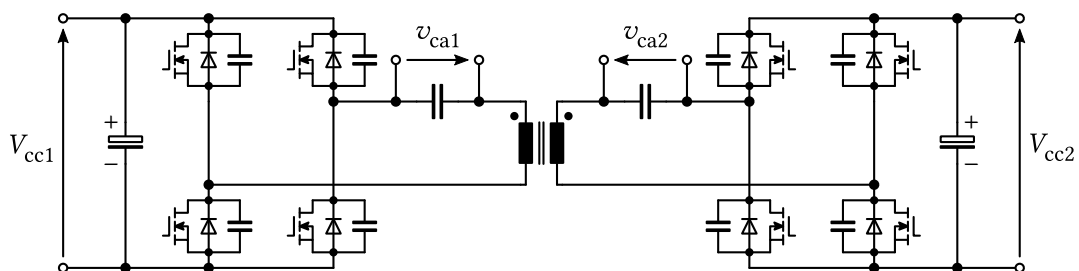
Figura 1.35. Topologia proposta 1.



Fonte: O autor.

- Investigar a aplicação da estrutura original da Figura 1.36 como sistema de conversão CC/CA monofásico multiporta com desacoplamento da componente oscilatória da potência avaliando o desempenho com base na distorção harmônica da corrente injetada na rede, o fator de potência e a eficiência.

Figura 1.36. Topologia proposta 2.



Fonte: O autor.

O presente trabalho contribuiu no estudo de duas topologias CC/CA isoladas para aplicações monofásicas com desacoplamento ativo da segunda harmônica de potência. Para a topologia da Figura 1.35, os modos de operação e as expressões de potência são deduzidos a partir da curva de corrente em um período de comutação. Uma estratégia de controle em malha aberta é apresentada e simulada satisfatoriamente. Já para a topologia da Figura 1.36, é seguida uma abordagem semelhante para encontrar os quatro modos de operação e as expressões de potência quando operadas as pontes mediante modulação bipolar com deslocamento de fase. Para implementar a aplicação de microinversor, uma estratégia de controle é adequadamente desenvolvida e validada tanto em simulação quanto experimentalmente.

1.5 Especificações de projeto

Os sistemas de conversão isolados propostos para aplicações monofásicas são analisados no presente documento. Estes sistemas são comparados sob as mesmas condições partindo das especificações listadas na Tabela 1.4.

Tabela 1.4. Especificações de projeto dos sistemas de conversão propostos.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência nominal	P_o	250 W
Tensão de entrada	V_{in}	70 – 90 V
Tensão de entrada nominal	$V_{in,nom}$	80 V
Tensão de saída	V_g	110 V \pm 10%
Frequência de saída	f_g	60 Hz

Fonte: O autor.

1.6 Organização do trabalho

De acordo com os objetivos e contribuições mencionadas acima, o conteúdo desta tese está organizado em cinco capítulos, incluindo este, de carácter introdutório.

- ▶ **Capítulo 2** aborda os conceitos fundamentais do conversor DAB, especificamente, o mecanismo de fluxo de potência entre as portas mediante a modulação de deslocamento de fase e as expressões para o cálculo de correntes nas portas. Além disso, são discutidos os mecanismos de comutação em semicondutores, dando ênfase ao ZVS em um braço meia ponte.
- ▶ **Capítulo 3** apresenta um sistema de conversão CC/CA monofásico tipo DAB alimentado em tensão com a interface do lado CA sendo implementada por um cicloconversor de dois níveis operado com razão cíclica fixa de 50%. Três modos de operação são identificados para esta topologia. Para cada modo é analisada a forma de onda da corrente de AF no transformador para obter as respectivas expressões de potência. A simulação em malha aberta valida o desacoplamento da segunda harmônica usando a razão cíclica da ponte do primário enquanto é injetada corrente com baixa THD e alto fator de potência (FP) na rede usando a diferença de fase entre a tensão do primário e a tensão do secundário.
- ▶ **Capítulo 4** aborda uma topologia com duas pontes ativas cujos filtros indutivos de entrada encontram-se acoplados como elemento de transferência de potência entre as quatro portas disponíveis. Seguindo a mesma metodologia de análise empregada com a topologia anterior, são identificados os modos de operação em um período de comutação e suas expressões de potência em estado estacionário. A partir deste desenvolvimento, é proposta uma estratégia de controle para uma aplicação como microinversor isolado. Simulações e medições experimentais são fornecidas para verificar a exatidão das expressões de potência deduzidas e a operação em malha fechada na aplicação de microinversor.
- ▶ **Capítulo 5** discute as conclusões gerais da pesquisa realizada nesta tese e introduz as linhas principais que podem ser exploradas tendo como base este trabalho.

1.7 Lista de publicações

Algumas partes desta pesquisa e temas relacionados com o desenvolvimento dela foram publicados em anais de congressos e revistas científicas internacionais. A seguir, mostra-se a lista destas publicações.

1.7.1 Artigos de revista

- ▶ GOMES, R. C. M.; VITORINO, M. A.; ACEVEDO-BUENO, D. A.; CORRÊA, M. B. R. Multi-Phase Resonant Inverter with Coupled Coils for AC/AC Induction Heating Application. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 56, n. 1, p. 551–560, jan 2020. ISSN 1939-9367.

1.7.2 Artigos de revista em revisão

- ▶ ACEVEDO-BUENO, D. A.; VITORINO, M. A.; SILVA, E. R. C.; KINAS, J. R.; GOMES, R. C. M. Four-port Single Stage Dual Active Bridge Based Converter for Microinverter Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- ▶ GOMES, R. C. M.; VITORINO, M. A.; ACEVEDO-BUENO, D. A.; CORRÊA, M. B. R. Three-Phase AC-AC Converter with Diode Rectifier for Induction Heating Application with Improved Input Current Quality and Coil Modeling. *IEEE Transactions on Industry Applications*.

1.7.3 Anais de congressos

- ▶ ACEVEDO-BUENO, D. A.; SILVA, J. D. G.; KINAS, J. R.; VITORINO, M. A.; LIMA, A. M. N.; SILVA, E. R. C., OLIVEIRA, A. C. Four-Port AC/DC-DC/AC Dual Active Bridge Based Converter. In: *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*. 2019. p. P.1–P.9.
- ▶ GOMES, R. C. M.; VITORINO, M. A.; ACEVEDO-BUENO, D. A.; CORRÊA, M. B. R. Three-Phase Integrated PFC AC-AC Resonant Inverter with Weak Coupled Coils for Induction Heating Application. In: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2019. p. 5720–5725. ISSN 2329-3721.
- ▶ GOMES, R. C. M.; VITORINO, M. A.; ACEVEDO-BUENO, D. A.; CORRÊA, M. B. R. Two Half-Bridge Resonant Inverters with Coupled Coils for AC/AC Induction Heating Application. In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2018. p. 928–935. ISSN 2329-3748.
- ▶ KINAS, J. R.; ACEVEDO-BUENO, D. A.; RODRIGUES, G. S. L.; VITORINO, M. A.; OLIVEIRA, A. C.; LIMA, A. M. N. Comparative evaluation of modulation strategies for a single-phase PV micro-inverter with high-frequency transformer. In: *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2018. p. 3238–3243.

-
- ▶ DIAS, T. A.; CORRÊA, M. B. R.; VITORINO, M. A.; ACEVEDO-BUENO, D. A.; SILVA, E. R. C. Estratégias de controle aplicadas a sistemas fotovoltaicos com baterias conectados à rede elétrica. In: *XXI Congresso Brasileiro de Automática - CBA2016*. Vitória, ES, 2016. p. 2914 – 2919.

2

Conceitos fundamentais

2.1 Introdução

ESTE capítulo aborda o princípio de operação, as estratégias de modulação e as condições de comutação suave do conversor DAB, que representa a topologia fundamental da qual se derivam os conversores propostos nesta tese.

2.2 Conversor de dupla ponte ativa (DAB)

O conversor DAB foi concebido para aplicações CC/CC isoladas bidirecionais de alta eficiência e alta densidade de potência com resposta dinâmica rápida e foi introduzido inicialmente por Doncker, Divan e Kheraluwala (1988). Este conversor CC/CC emprega duas pontes completas ativas alimentadas em tensão conectadas através de um transformador de alta frequência, cuja indutância de dispersão atua como elemento de intercâmbio de potência entre as duas fontes. Um indutor externo pode ser inserido em série, no primário ou no secundário, para limitar a potência transferida quando necessário. Na Figura 2.1(a), a representação esquemática do conversor é indicada usando-se um dispositivo de comutação genérico, que pode ser substituído por transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (MOSFET, do inglês *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) ou transistor bipolar de porta isolada (IGBT, do inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor*). No caso da ponte do secundário ser substituída por um cicloconversor como na Figura 1.10, obtém-se a versão CC/CA do DAB que compartilha os mesmos princípios e modos de operação que sua contraparte CC/CC. Por este motivo, preferiu-se abordar o estudo da topologia original.

Na análise ideal do conversor considera-se que as duas pontes completas aplicam tensões quadradas (dois níveis) nos enrolamentos do transformador de alta frequência, nomeadas de v_p e v_s com amplitudes V_1 e V_2 , respectivamente. No modelo do transformador, desconsideram-se as perdas resistivas dos enrolamentos ($R_{w1} = R_{w2} = 0$) e no núcleo ($R_m = \infty$). Adicionalmente, despreza-se a indutância de magnetização ($L_m = \infty$) e as capacitâncias parasitas entre os enrolamentos. Assim, os únicos elementos considerados do modelo do transformador são as

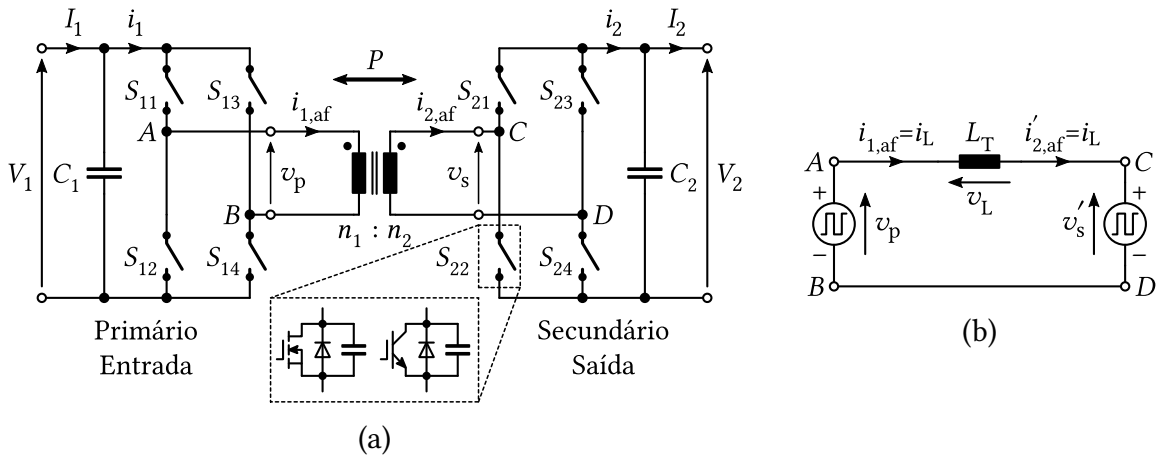
indutâncias de dispersão do primário e do secundário, L_{k1} e L_{k2} . Com estas considerações, o modelo simplificado do conversor DAB refletido ao primário se reduz a um circuito de três elementos, como salientado na Figura 2.1(b), no qual a tensão aplicada pela ponte do secundário é dada por

$$v'_s = \frac{n_1}{n_2} v_s, \quad (2.1)$$

e a indutância equivalente L_T é:

$$L_T \approx L_{k1} + \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 L_{k2}. \quad (2.2)$$

Figura 2.1. Conversor de dupla ponte ativa (DAB) desenvolvido por Doncker, Divan e Kheraluwala (1988) formado por duas pontes completas alimentadas em tensão e um transformador de alta frequência. (a) Circuito esquemático. (b) Modelo simplificado sem perdas.



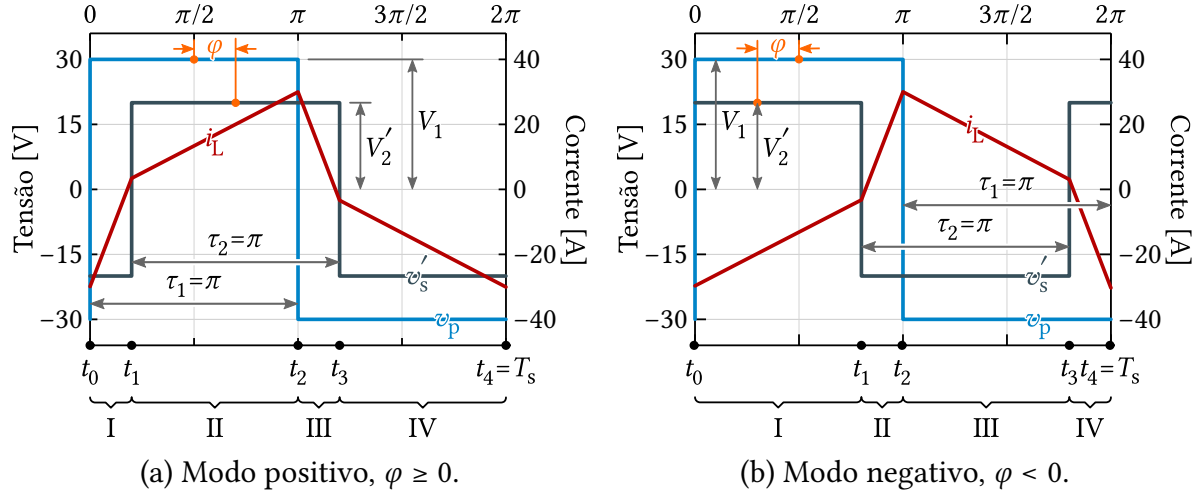
Fonte: O autor.

2.2.1 Técnica de modulação por deslocamento de fase

A técnica de PSM com razão cíclica (d) e frequência de comutação (f_s) constantes foi usada inicialmente no desenvolvimento do conversor DAB. Nesta técnica, as tensões moduladas pelas pontes completas, v_p e v_s , têm razão cíclica de 0,5 desfasadas em um ângulo φ . A variação de φ controla a potência transferida entre as duas fontes durante um período de comutação (T_s). Este ângulo é definido entre os pontos intermediários das tensões aplicadas pelas pontes completas conforme mostrado na Figura 2.2, tomando como referência v_p . Deste modo, estabelece-se que φ é positivo quando v_s está em atraso, Figura 2.2(a), e negativo quando em adiantamento, Figura 2.2(b). Para manter concordância com os trabalhos pioneiros sobre o conversor DAB, assume-se a análise usando radianos no resto do documento. Assim, os ângulos PWM de v_p e v_s são dados por $\tau_1 = \tau_2 = (T_s/2) \omega_s = \pi$, considerando o período de comutação como $T_s = 1/f_s$ e a frequência de comutação angular como $\omega_s = 2\pi f_s$.

Como observado na Figura 2.2, o ângulo φ determina a sequência de aplicação das tensões

Figura 2.2. Formas de onda referidas ao primário das tensões aplicadas pelas pontes completas e a corrente do indutor equivalente usando PSM. (a) Modo de transferência de potência positivo, $\varphi \geq 0$. (b) Modo de transferência de potência negativo, $\varphi \leq 0$. As formas de onda foram obtidas com os seguintes parâmetros: $V_1 = 30$ V, $V_2 = 280$ V, $L_T = 1,5$ μ H, $f_s = 100$ kHz, e $n_1/n_2 = 1/14$.



Fonte: O autor.

v_p e v_s dentro de um período de comutação para cada um dos modos, estabelecendo quatro intervalos de operação (I–IV). Os instantes de comutação das tensões definem os limites destes intervalos. A Tabela 2.1 apresenta estes instantes para ambos os modos. Da mesma maneira, o perfil da corrente i_L se altera em cada intervalo segundo a expressão:

$$\frac{d}{dt} i_L = \frac{v_L}{L_T} = \frac{v_p - v'_s}{L_T} = \frac{v_p - \frac{n_1}{n_2} v_s}{L_T}. \quad (2.3)$$

A partir de 2.3, encontra-se a corrente i_L nos diferentes instantes de comutação:

$$i_L(t_j) = i_L(t_{j-1}) + \frac{1}{L_T} \int_{t_{j-1}}^{t_j} v_L(t) dt \quad \forall \quad t_{j-1} \leq t_j \quad (2.4)$$

Considerando a operação em regime permanente, V_1 , V_2 e φ permanecem constantes durante o período de comutação e, desta maneira, as formas de onda das tensões (v_p , v_s e v_L) e da corrente (i_L) apresentam um padrão simétrico rebatido a cada $T_s/2$. Assim, obtêm-se as seguintes expressões para a corrente nos dois modos.

Tabela 2.1. Instantes de comutação para o modo positivo e o modo negativo com PSM adotando como referência a borda de subida de v_p .

Instante	Modo positivo	Modo Negativo
t_0	0	0
t_1	$\frac{\varphi}{\omega_s}$	$\frac{\pi - \varphi }{\omega_s}$
t_2	$\frac{\pi}{\omega_s} = \frac{T_s}{2}$	$\frac{\pi}{\omega_s} = \frac{T_s}{2}$
t_3	$\frac{\varphi}{\omega_s} + \frac{T_s}{2}$	$\frac{\pi - \varphi }{\omega_s} + \frac{T_s}{2}$
t_4	$\frac{2\pi}{\omega_s} = T_s$	$\frac{2\pi}{\omega_s} = T_s$

Modo positivo:

$$i_L(t_1) = \frac{\left(V_1 + \frac{n_1}{n_2}V_2\right)}{L_T} \frac{|\varphi|}{\omega_s} + i_L(t_0) \quad (2.5a)$$

$$i_L(t_2) = \frac{\left(V_1 - \frac{n_1}{n_2}V_2\right)}{L_T} \frac{(\pi - |\varphi|)}{\omega_s} + i_L(t_1) \quad (2.5b)$$

$$i_L(t_2) = -i_L(t_0). \quad (2.5c)$$

Modo negativo:

$$i_L(t_1) = \frac{\left(V_1 - \frac{n_1}{n_2}V_2\right)}{L_T} \frac{(\pi - |\varphi|)}{\omega_s} + i_L(t_0) \quad (2.6a)$$

$$i_L(t_2) = \frac{\left(V_1 + \frac{n_1}{n_2}V_2\right)}{L_T} \frac{|\varphi|}{\omega_s} + i_L(t_1) \quad (2.6b)$$

$$i_L(t_2) = -i_L(t_0). \quad (2.6c)$$

Substituindo sucessivamente (2.5) e (2.6), encontra-se que a expressão do valor inicial de i_L para ambos os modos é

$$i_L(t_0) = \frac{-\pi V_1 + (\pi - 2|\varphi|) \frac{n_1}{n_2} V_2}{2\omega_s L_T}. \quad (2.7)$$

Por outro lado, a corrente no instante t_1 para o modo positivo é dada por

$$i_L(t_1) = \frac{-(\pi - 2|\varphi|)V_1 + \pi \frac{n_1}{n_2} V_2}{2\omega_s L_T}, \quad (2.8)$$

e para o modo negativo por,

$$i_L(t_1) = \frac{(\pi - 2|\varphi|)V_1 - \pi \frac{n_1}{n_2} V_2}{2\omega_s L_T}. \quad (2.9)$$

Com as expressões de corrente para cada intervalo encontradas, o cálculo da potência transferida resulta trivial:

$$P_1 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} p_1(t) dt \quad (2.10a)$$

$$= \frac{2V_1}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_L(t) dt \quad (2.10b)$$

$$= \frac{\frac{n_1}{n_2} V_1 V_2 \varphi (\pi - |\varphi|)}{\pi \omega_s L_T}, \quad (2.10c)$$

cujos valores máximo e mínimo são obtidos considerando-se $dP/d\varphi = 0$, assim:

$$P_{1,\max} = \frac{\frac{n_1}{n_2} V_1 V_2}{8f_s L_T} \quad \varphi = \frac{\pi}{2}, \quad (2.11a)$$

$$P_{1,\min} = -\frac{\frac{n_1}{n_2} V_1 V_2}{8f_s L_T} \quad \varphi = -\frac{\pi}{2}, \quad (2.11b)$$

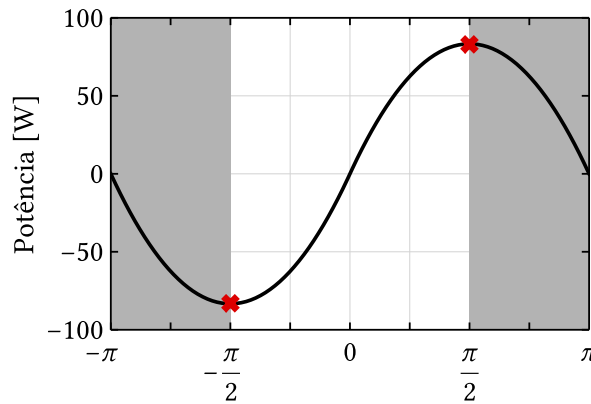
sendo a curva de potência representada na Figura 2.3.

Considerando a operação do conversor, procede reescrever (2.10c) em função da variável de controle, φ , da seguinte forma:

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - \frac{4\pi\omega_s L_T P_1}{\frac{n_1}{n_2} V_1 V_2}}. \quad (2.12)$$

Evidentemente, esta modulação permite controlar a transferência de potência de forma direta, sob operação com frequência de comutação fixa, em configurações tanto em ponte completa quanto em meia ponte. Porém, dois fatores afetam o rendimento do conversor DAB quando usada a PSM: uma faixa de comutação suave restringida, especialmente em condições de baixa carga; e elevadas correntes de circulação (potência reativa) quando operado com uma relação de tensões significativamente diferente da unitária ($V_1 \gg (n_1/n_2) V_2$ ou $V_1 \ll (n_1/n_2) V_2$) (WANG;

Figura 2.3. Curva de potência do conversor DAB com PSM com parâmetros: $V_1 = 30$ V, $V_2 = 280$ V, $L_T = 1,5$ μ H, $f_s = 10$ kHz, e $n_1/n_2 = 1/14$. As regiões cinzas não são usadas devido a que apresentam maiores esforços de corrente e perdas.



Fonte: O autor.

HAAN; FERREIRA, 2009; KRISMER; KOLAR, 2012; CHO et al., 2016). Este último fator é crítico para aplicações CC/CA conectadas à rede devido à variação instantânea da tensão da rede.

Existem duas principais alternativas baseadas em DAB para aplicações CC/CA. A primeira consiste em adicionar um retificador *front-end* síncrono no ponto em que o DAB regula a tensão como um seno retificado. Para se ter alto desempenho, as estratégias de modulação devem considerar a maneira como a corrente evolui sob diferentes tensões e potências instantâneas (EVERTS, 2014). A segunda alternativa é a de se utilizar um ciclo-conversor de três níveis no lugar de uma das pontes. Esse tipo de conversor também permite fluxo de potência bi-direcional e comutação suave (VANGEN et al., 1991).

2.3 Conclusão

O conversor Dupla Ponte Ativa resulta em uma escolha conveniente para o tipo de aplicação proposto devido à simplicidade no seu modelo de transferência de potência, o que possibilita fluxo de potência bidirecional e operação ZVS/ZCS, em dependência da técnica de modulação utilizada. A partir do estudo do DAB, optou-se pela metodologia de análise da corrente da indutância de dispersão usando uma aproximação linear por partes para determinar as expressões de potência em alta frequência; esta metodologia será adaptada para o estudo de dois conversores baseados no DAB abordados nos capítulos a seguir: o primeiro emprega um cicloconversor de dois níveis como estágio de saída, o que continua a permitir fluxo de potência bidirecional e comutação suave; o segundo mantém a estrutura de duas pontes mas busca alternativas de aproveitamento de multiportas através de capacitores de desacoplamento.

3

Sistema de conversão CC/CA monofásico tipo DAB alimentado em tensão

3.1 Introdução

COMO visto nos capítulos anteriores, a substituição de uma das pontes do DAB por um cicloconversor de três níveis também permite fluxo de potência bi-direcional e comutação suave (VANGEN et al., 1991). Também foi visto resulta vantajoso que a energia seja processada por um único estágio em vez de por múltiplas estágios como no caso topologias de dupla etapa com conversor boost e inversor PWM, que sofrem de perdas elevadas por chaveamento. Ainda, é de interesse que a topologia opere em condições de comutação suave.

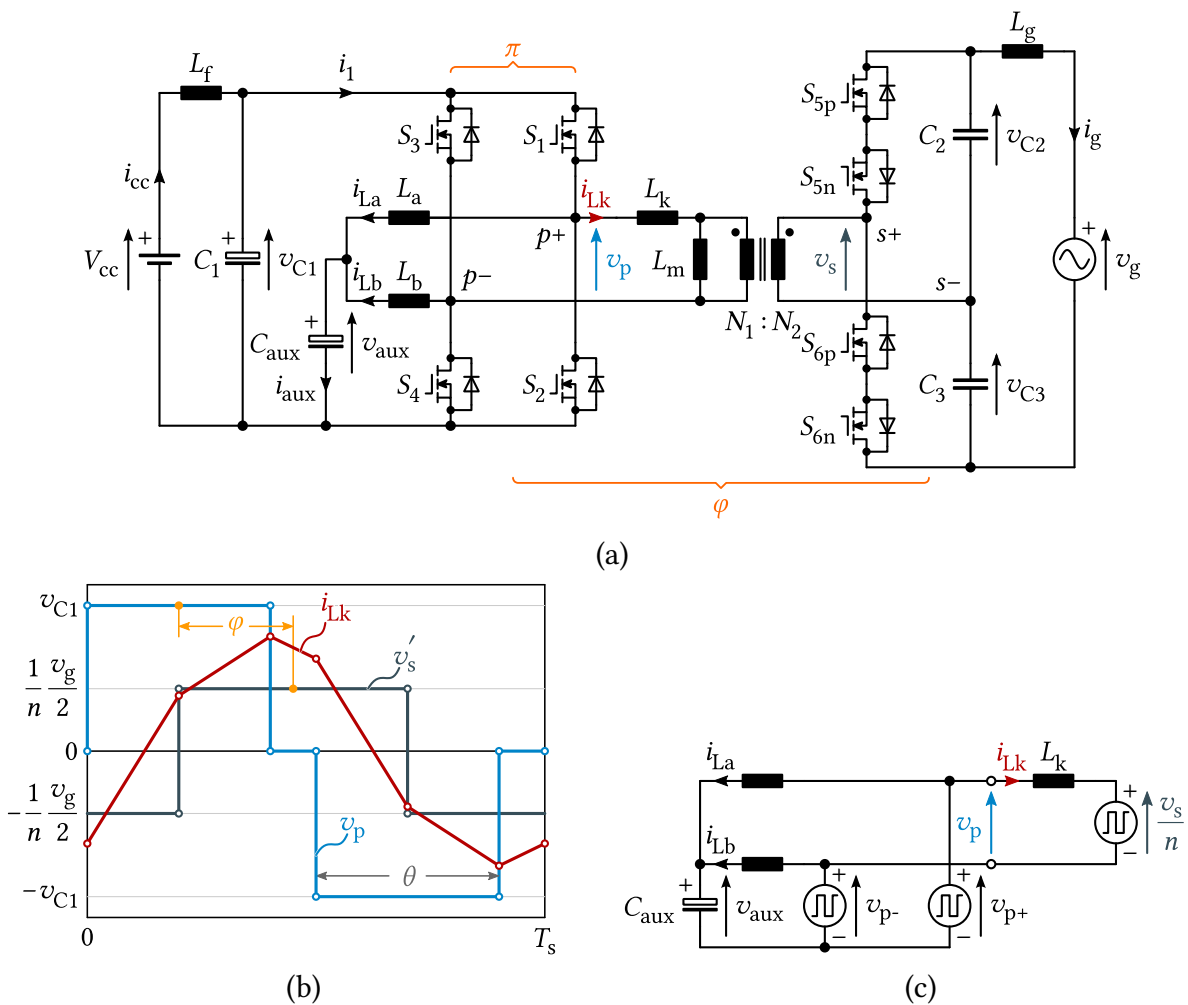
Este capítulo investiga a topologia apresentada na Figura 3.1(a), um sistema de conversão CC/CA monofásico alimentado em tensão baseado na dupla ponte ativa com cicloconversor do lado CA. Para mitigar o efeito da oscilação de potência (segunda harmônica) na porta CC, aproveitam-se os dois braços da ponte para integrar uma terceira porta mediante indutores e um capacitor de desacoplamento. Deste modo, a energia é processada por um único estágio enquanto a potência ativa é fornecida diretamente à rede e a componente oscilatória interage exclusivamente com a porta auxiliar e a porta CA. O princípio e os modos de operação (inclusive a operação em comutação suave) são abordados em profundidade de forma analítica e, depois, verificados mediante simulação.

3.2 Princípio de operação

O sistema proposto de conversão CC/CA monofásico tipo DAB alimentado em tensão é ilustrado na Figura 3.1(a). Os dois braços da ponte ($S_1 - S_2$ e $S_3 - S_4$) operam com portadoras desfasadas de 180° e mesma razão cíclica para, desta forma, controlar a tensão do capacitor de desacoplamento. Por sua vez, isto produz uma tensão de três níveis no primário do transformador de alta frequência (v_p). Já, no secundário, o cicloconversor aplica uma tensão simétrica de dois níveis (v_s), cuja amplitude é aproximadamente a metade da tensão da rede ($v_g/2$). A indutância de

dispersão do transformador atua como elemento intermediário para permitir a transferência de potência entre primário e secundário, sendo o formato da sua corrente (i_{Lk}) determinado pela diferença entre v_p e v_s . A transferência de potência entre as três portas é estabelecida mediante a combinação de três parâmetros: a razão cíclica (d); o ângulo φ entre v_p e v_s ; e a frequência de comutação (f_s).

Figura 3.1. Sistema proposto de conversão CC/CA monofásico baseado em DAB alimentado em tensão. (a) Circuito esquemático. (b) Formas de onda principais com $\varphi \geq 0$ tomando como referência o ponto intermediário da tensão v_p . (c) Modelo equivalente refletido ao primário.



Fonte: O autor.

3.3 Estratégia de modulação e modos de operação

O conversor emprega uma técnica de modulação por deslocamento de fase e por largura de pulso, nomeada de PSPPWM (do inglês, *Phase-Shift Plus Pulse-Width Modulation*). A diferença de fase (φ) é definida tendo como referência os pontos intermediários da tensão de três níveis no primário, v_p , e da tensão dois níveis no secundário refletida ao primário, v'_s . Assim, adota-se como fase positiva ($\varphi \geq 0$) quando o ponto intermediário da tensão do cicloconversor (v'_s) estiver à direita do ponto intermediário da tensão da ponte v_p . No caso contrário, a fase é

definida como negativa ($\varphi < 0$) se o ponto intermediário da tensão do cicloconversor (v'_s) estiver à esquerda. A definição destes parâmetros é indicada na Figura 3.1(b). Para simplificar a análise, supõe-se que a oscilação da tensão v_{C1} é desprezível, pelo que pode ser assumido que $v_{C1}(t) = V_{cc}$. A tensão na porta de desacoplamento, v_{aux} , é regulada pela razão cíclica das chaves superiores da ponte (S_1, S_3). Devido à configuração de único barramento é aplicada a mesma razão cíclica nos dois braços com portadoras desfasadas de 180° , ou seja, em modo intercalado. Com estas considerações, θ define a largura do pulso de saída da ponte do primário, sendo $\theta = \min(d, 1 - d)$. Por outro lado, as chaves do cicloconversor são operadas com razão cíclica constante de 0,5 em função da tensão da rede (S_{5p} e S_{6p} no semiciclo positivo; e as outras duas chaves no semiciclo negativo) conseguindo-se desta forma o equilíbrio das tensões v_{C2} e v_{C3} , já que a tensão no indutor da rede, v_{Lg} , é desprezível. Portanto, estas tensões em um ciclo de comutação são dadas por:

$$v_{C2}(t) = v_{C3}(t) = \frac{V_g}{2} \sin(\omega t) \quad (3.1)$$

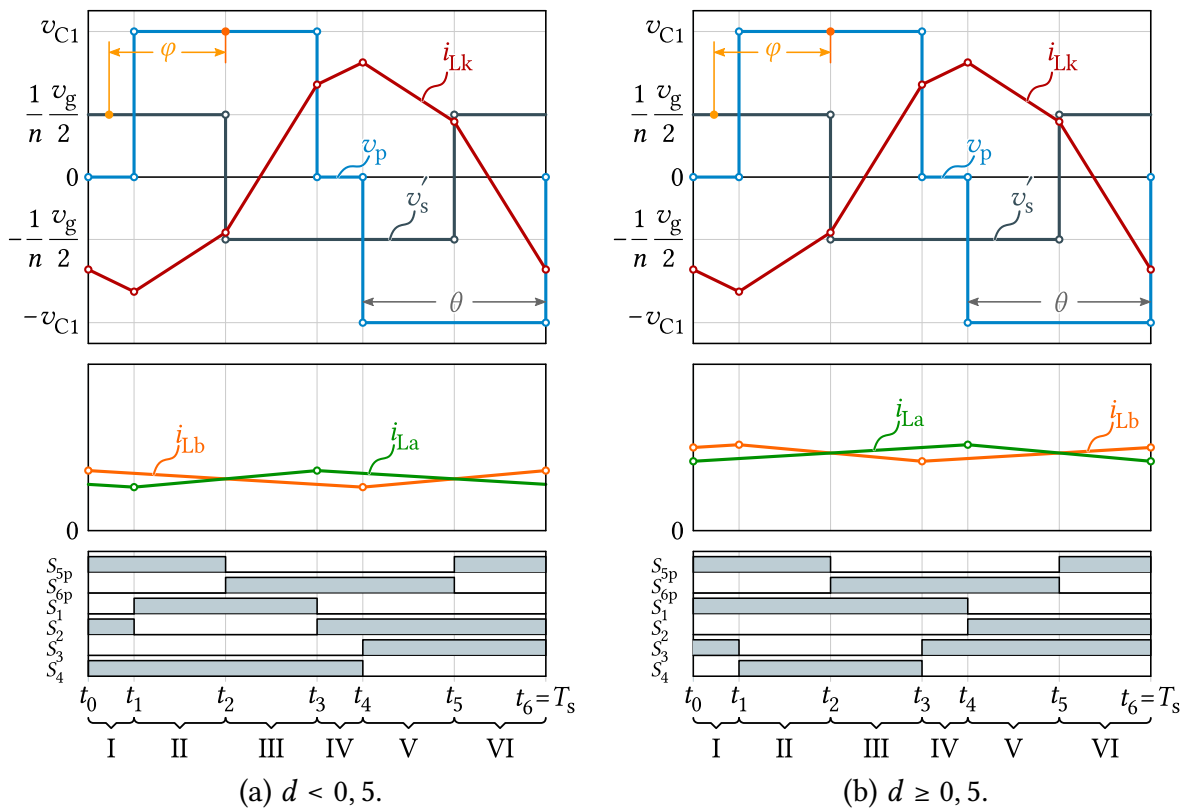
O formato da corrente do primário varia em função da fase e da amplitude da tensão de dois níveis refletida e da porta de desacoplamento. Deste modo, disponibilizam-se três modos de operação: externo à direita; externo à esquerda; e interno. O modelo simplificado desta topologia é ilustrado na Figura 3.1(c) e permite o estudo das formas de onda mais relevantes do conversor. Para não tornar a apresentação dos modos repetitiva com os casos de $d < 0,5$ e $d \geq 0,5$, só será discutido o primeiro caso já que as expressões de potência transferida e o formato de corrente resultam inalterados. Por sua vez, as mudanças estão relacionadas com a sequência de disparo das chaves no período de comutação e as condições necessárias para conseguir uma comutação suave. A seguir, estudam-se os três modos de operação com suas respectivas disposições.

3.3.1 Modo externo à esquerda (MEE)

O Modo Externo à Esquerda (MEE) é ilustrado na Figura 3.2 e permite a transferência de energia do lado CA para o lado CC. Para analisar o comportamento do conversor com $d < 0,5$, toma-se um período de comutação em estado estacionário operando em um único ponto da curva de tensão v_g como mostrado na Figura 3.2(a).

- **Etapa I** ($t_0 - t_1$): Antes de t_0 , conduzem as chaves S_2, S_3 e S_{5p} . Logo de retirado o sinal de gatilho de S_3 , a capacitância parasita de S_4 começa descarregar enquanto a da chave S_3 carrega como salientado na Figura 3.3(a) enquanto permanece conduzindo S_{5p} . Finalizado este processo, o diodo em antiparalelo de S_4 entra em condução, se respeitada a condição $i_{Lk} - i_{Lb} < 0$, permitindo o acionamento com ZVS posteriormente segundo ilustrado na Figura 3.3(b). Assim, aplica-se tensão nula no primário do transformador, v_p , forçando à corrente no primário (i_{Lk}) a continuar diminuindo com outra inclinação. Também, a corrente no indutor L_a e a corrente no indutor L_b decrescem como no buck convencional.

Figura 3.2. Principais formas de onda do conversor com alimentação em tensão operando no MEE no semiciclo positivo.



Fonte: O autor.

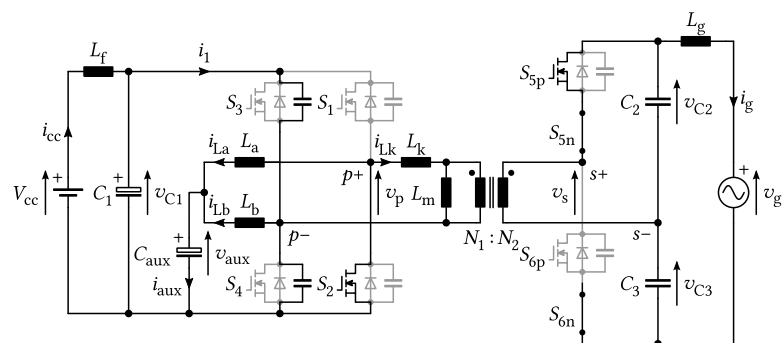
- ▶ **Etapa II** ($t_1 - t_2$): No instante t_1 , o sinal de gatilho de S_2 é retirado. Isto implica que a capacitância parasita de S_2 se carrega ao mesmo tempo que a de S_1 é descarregada como mostrado na Figura 3.3(c). Quando completado esse processo, o diodo em antiparalelo de S_1 conduz sempre que $i_{Lk} + i_{La} < 0$ como ilustrado na Figura 3.3(d), permitindo depois o disparo ZVS desta chave. Assim, a tensão v_{C1} é aplicada no primário enquanto v_s permanece inalterado, motivo pelo que i_{Lk} muda sua inclinação e começa crescer. Por sua vez, i_{La} agora aumenta transferindo energia do barramento ao capacitor C_{aux} . Durante este intervalo, i_{Lb} mantém se reduzindo.
- ▶ **Etapa III** ($t_2 - t_3$): Em t_2 , o sinal de gatilho de S_{5p} é retirado e sua capacitância parasita começa se carregar. Ao contrário, a capacitância de S_{6p} se descarrega como indicado na Figura 3.3(e). Quando a tensão sobre S_{6p} for 0 e $i_{Lk} < 0$, o diodo em antiparalelo entra em condução aplicando $-v_g/2$ no secundário do transformador como ilustrado no Figura 3.3(f). Portanto, a chave S_{6p} pode ser disparada com ZVS. Por enquanto, i_{La} e i_{Lb} conservam o comportamento da etapa anterior.

Devido à simetria da tensão três níveis de v_p e à razão cíclica de 0,5 de v_s , estabelece-se que $i_{Lk}(t_0) = i_{Lk}(t_3)$ e, portanto, as três etapas restantes apresentam claras semelhanças com as três descritas até agora como se comprova observando a Figura 3.3(a) e (g). Por este motivo, não

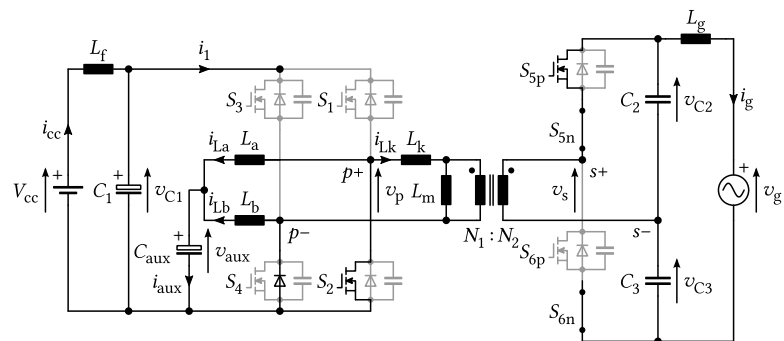
são discutidas as etapas restantes. Estas apreciações aplicam-se igualmente para os outros dois modos (MED e MI).

Comparando 3.2(a) e (b), observa-se que as formas de onda de v_p , v_s e i_{Lk} são iguais devido à simetria com respeito a $d = 0,5$. Entretanto, as correntes i_{La} e i_{Lb} mudam seu valor médio e a sequência de comutação exibe diferenças que devem ser revistas para propiciar a comutação suave nas diferentes chaves. Estas considerações não são abordadas explicitamente no texto devido a que seguem o mesmo raciocínio apresentado previamente. Nas análises de MED e MI, também comprovam-se que estas observações são válidas.

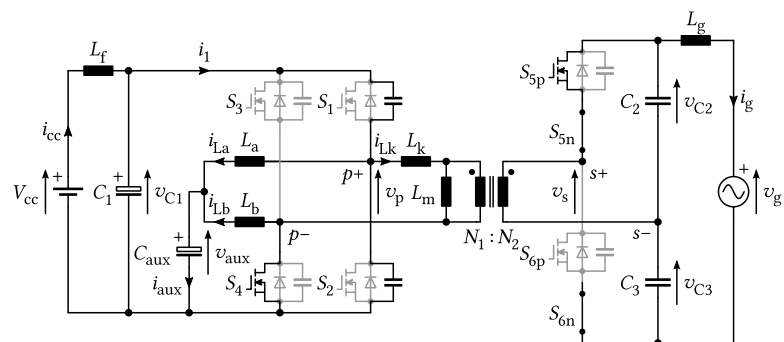
Figura 3.3. Circuitos equivalente do conversor com alimentação em tensão operando no MEE no semiciclo positivo.



(a)



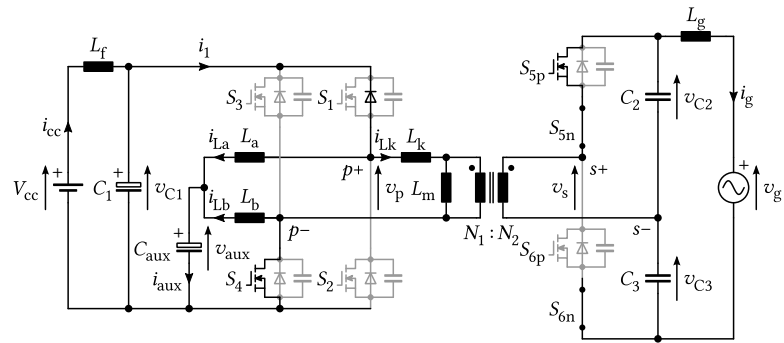
(b)



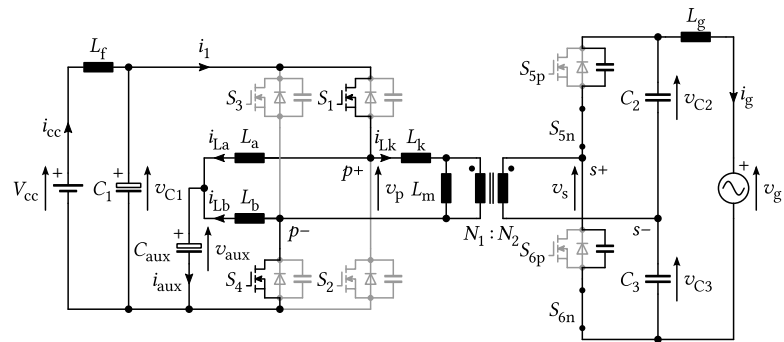
(c)

(Cont.)

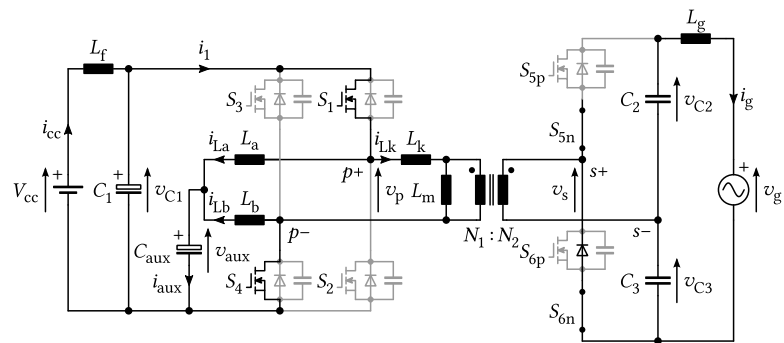
(Cont.)



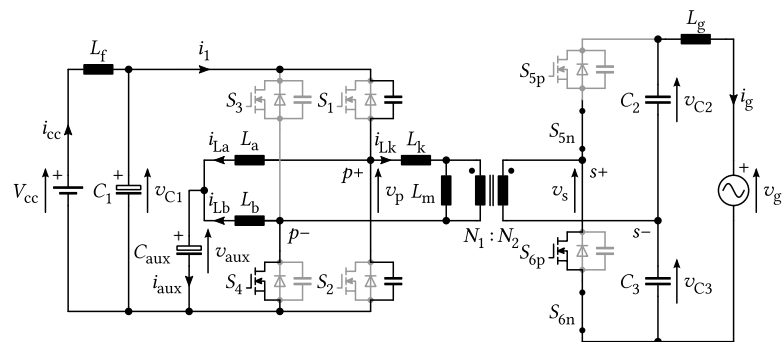
(d)



(e)



(f)



(g)

Fonte: O autor.

A partir das etapas descritas acima, o perfil da corrente no MEE é determinado por (3.2) para cada um dos intervalos no período de comutação. Esta corrente se define com uma função linear por partes cuja inclinação depende das tensões aplicadas no primário e no secundário do

transformado da maneira a seguir:

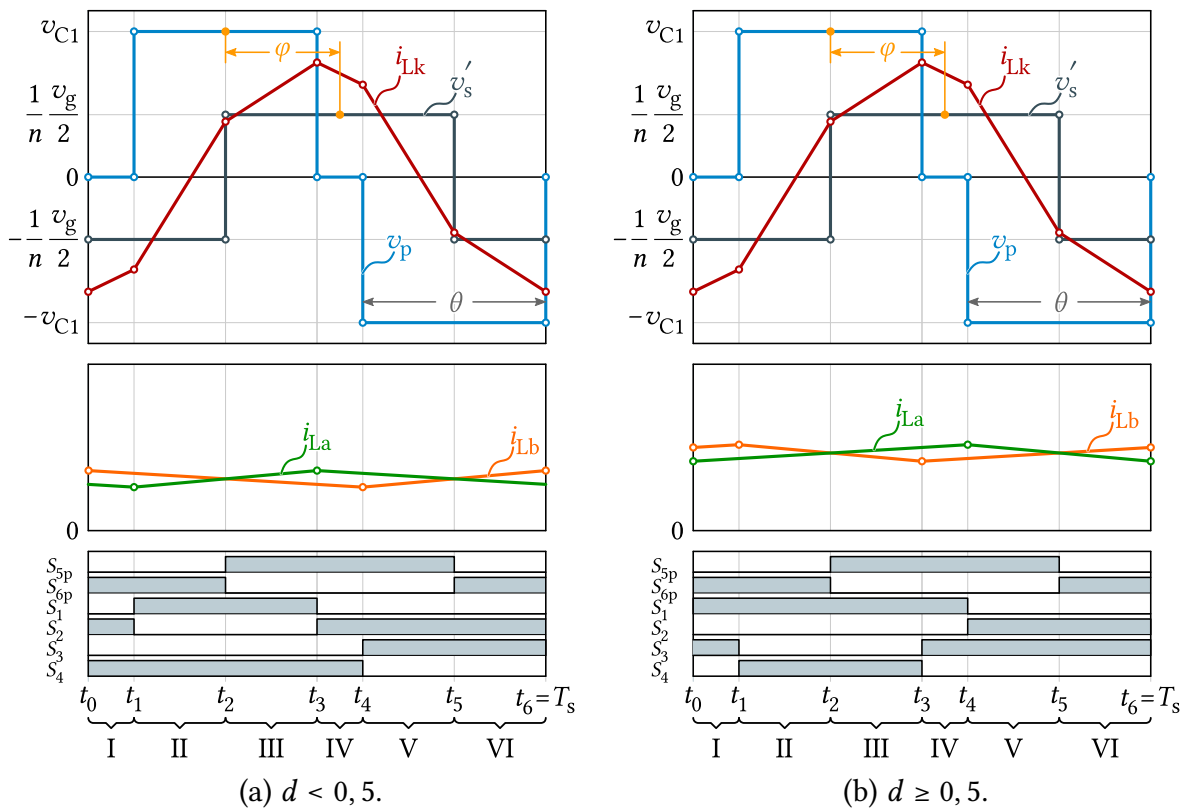
$$i_{Lk}(t) = \begin{cases} \frac{1}{L_k} \left[\frac{1}{n} \frac{|v_g|}{2} (t - t_0) + i_{Lk}(t_0) \right] & t_0 \leq t < t_1 \\ \frac{v_{C1} - \frac{1}{n} \frac{|v_g|}{2}}{L_k} (t - t_1) + i_{Lk}(t_1) & t_1 \leq t < t_2 \\ \frac{v_{C1} + \frac{1}{n} \frac{|v_g|}{2}}{L_k} (t - t_2) + i_{Lk}(t_2) & t_2 \leq t < t_3 \\ \frac{1}{L_k} \left[\frac{1}{n} \frac{|v_g|}{2} (t - t_3) + i_{Lk}(t_3) \right] & t_3 \leq t < t_4 \\ \frac{-v_{C1} + \frac{1}{n} \frac{|v_g|}{2}}{L_k} (t - t_4) + i_{Lk}(t_4) & t_4 \leq t < t_5 \\ \frac{-v_{C1} - \frac{1}{n} \frac{|v_g|}{2}}{L_k} (t - t_5) + i_{Lk}(t_5) & t_5 \leq t < t_6 = T_s \end{cases} \quad (3.2)$$

3.3.2 Modo externo à direita (MED)

O Modo Externo à Direita (MED) é ilustrado na Figura 3.4 e permite a transferência de energia do lado CC para o lado CA. A seguir, explica-se a operação do conversor em um período de comutação considerando v_g positivo.

- **Etapa I** ($t_0 - t_1$): Antes de t_0 , conduzem as chaves S_2 , S_3 e S_{5p} . Logo, o sinal de gatilho de S_3 é retirado e a chave bloqueia quando sua capacitância parasita se carrega totalmente como mostrado na Figura 3.5(a). No caso de $i_{Lk} - i_{Lb} < 0$, o diodo em antiparalelo de S_4 entra em condução permitindo a ZVS como indicado na Figura 3.5(b). Caso contrário, é necessário disparar a chave com comutação dissipativo. Desta maneira, a tensão v_p é zerada e a corrente i_{Lk} deixa de diminuir já que o diodo em antiparalelo de S_{6p} (o disparo com comutação suave pode ocorrer nesta etapa) permanece conduzindo aplicando $-v_g/2$ no secundário. A corrente i_{La} se mantém decrescendo enquanto a corrente i_{Lb} muda de inclinação e começa a diminuir.
- **Etapa II** ($t_1 - t_2$): Em t_1 , remove-se o sinal de gatilho de S_2 forçando sua capacitância parasita a carregar enquanto a de S_1 descarrega como ilustrado na Figura 3.5(c). O diodo em antiparalelo de S_1 conduz se respeitada a condição de $i_{Lk} + i_{La} < 0$ permitindo a ZVS como mostrado na Figura 3.5(d). Nesse instante, a corrente i_{La} começa a crescer transferindo energia da fonte CC para a porta de desacoplamento, C_{aux} . Ao mesmo tempo, i_{Lb} mantém o mesmo comportamento da etapa anterior. Assim, no primário aparece uma tensão de v_{C1} enquanto v_s se mantém em $-v_g/2$, já que S_{6p} continua conduzindo. Isto aumenta a taxa de crescimento de i_{Lk} .

Figura 3.4. Principais formas de onda do conversor com alimentação em tensão operando no MED no semiciclo positivo.

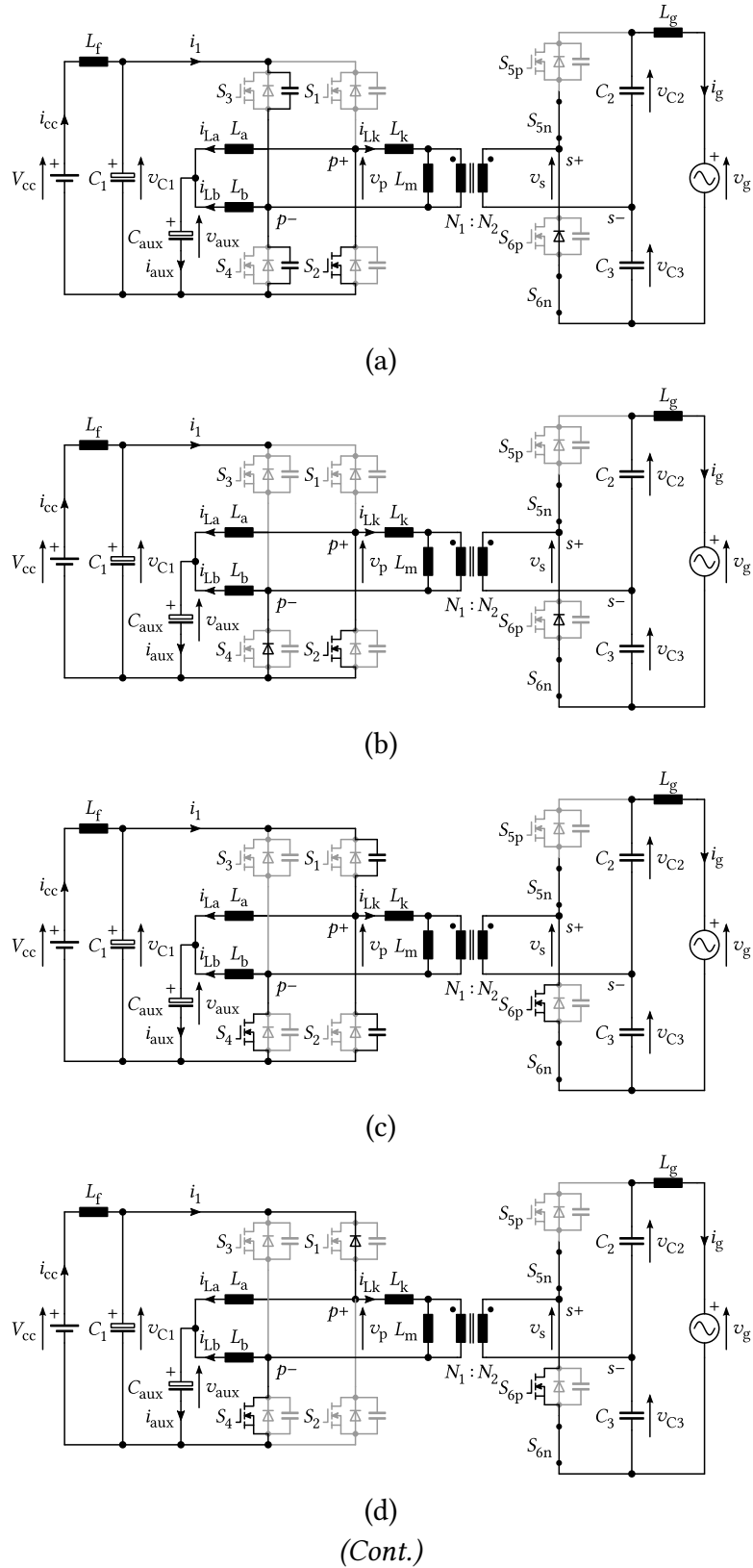


Fonte: O autor.

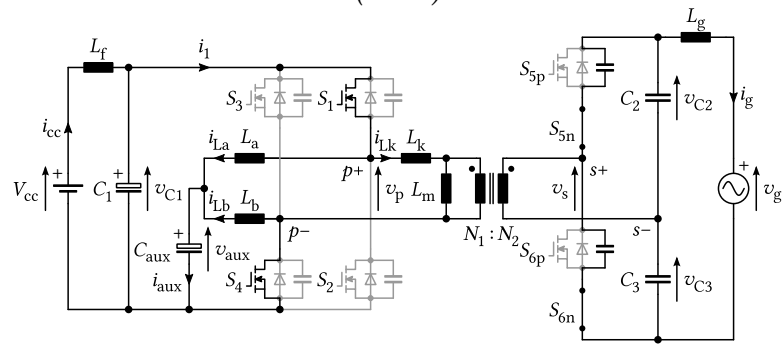
- **Etapa III** ($t_2 - t_3$): No instante t_2 , o sinal de gatilho da chave S_{6p} é retirado começando o carregamento da sua capacitância parasita e o descarregamento da capacitância de S_{5p} como indicado na Figura 3.5(e). Posteriormente, o diodo em antiparalelo de S_{5p} permitindo o disparo em condições de ZVS como ilustrado na Figura 3.5(f). O comportamento das correntes i_{La} e i_{Lb} se mantém inalterado com relação à etapa anterior. A inclinação de i_{Lk} se reduz mas permanece crescendo devido a que se aplica $v_g/2$ no secundário enquanto v_p permanece em v_{C1} .

Como dito na análise do modo anterior, as condições de simetria permitem extrapolar o raciocínio para os outro três modos. Isto fica manifesto quando comparada as Figuras 3.5(a) e (g).

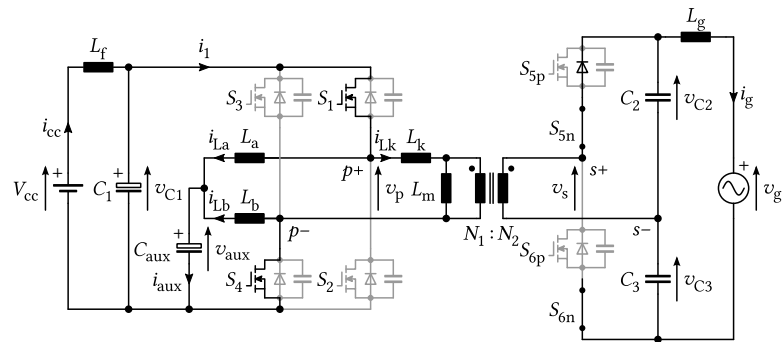
Figura 3.5. Circuitos equivalente do conversor com alimentação em tensão operando no MED no semiciclo positivo.



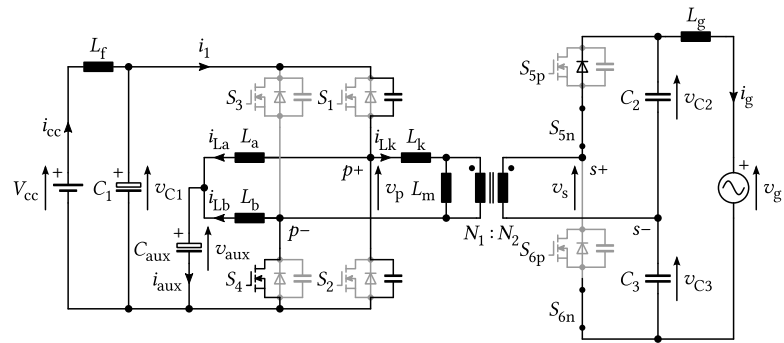
(Cont.)



(e)



(f)



(g)

Fonte: O autor.

A partir das etapas descritas acima, o perfil da corrente no MED é determinado por (3.3) para cada um dos intervalos no período de comutação.

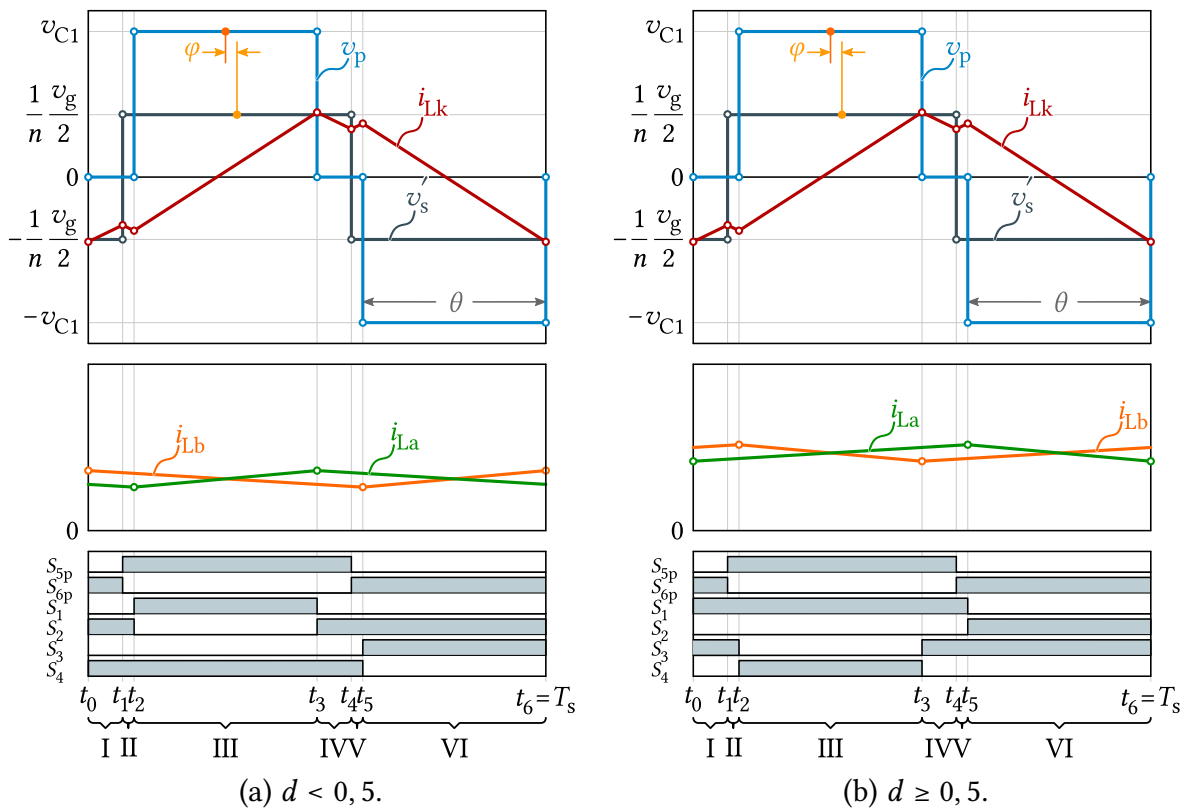
$$i_{Lk}(t) = \begin{cases} \frac{1}{L_k} \left[\frac{|v_g|}{2} (t - t_0) + i_{Lk}(t_0) \right] & t_0 \leq t < t_1 \\ \frac{v_{C1} + \frac{|v_g|}{2}}{L_k} (t - t_1) + i_{Lk}(t_1) & t_1 \leq t < t_2 \\ \frac{v_{C1} - \frac{|v_g|}{2}}{L_k} (t - t_2) + i_{Lk}(t_2) & t_2 \leq t < t_3 \\ -\frac{1}{L_k} \left[\frac{|v_g|}{2} (t - t_3) + i_{Lk}(t_3) \right] & t_3 \leq t < t_4 \\ \frac{-v_{C1} - \frac{|v_g|}{2}}{L_k} (t - t_4) + i_{Lk}(t_4) & t_4 \leq t < t_5 \\ \frac{-v_{C1} + \frac{|v_g|}{2}}{L_k} (t - t_5) + i_{Lk}(t_5) & t_5 \leq t < t_6 = T_s \end{cases} \quad (3.3)$$

3.3.3 Modo interno (MI)

O Modo Interno (MI) é ilustrado na Figura 3.6 e permite a transferência de energia nos dois sentidos. Assim, quando $\varphi \geq 0$ a transferência se produz do lado CC para o lado CA, e quando $\varphi < 0$ no sentido contrário. A seguir descrevem-se as três etapas iniciais de operação, as etapas restantes seguem o mesmo princípio e não serão tratadas neste texto.

- **Etapa I** ($t_0 - t_1$): Antes de t_0 , conduzem as chaves S_2 , S_3 e S_{6p} . No instante t_0 , a chave S_3 é bloqueada obrigando o carregamento de sua capacitância parasita enquanto a de S_2 descarrega como mostrado na Figura 3.7(a). A ZVS indicada na Figura 3.5(b) ocorre se o diodo em antiparalelo de S_4 entrar em condução pois a condição de $i_{Lk} - i_{Lb} < 0$ é alcançada. Por sua vez, a comutação dissipativa acontecerá se não for cumprida esta condição. Assim, v_p torna-se nula enquanto $-v_g/2$ continua sendo aplicado no secundário pela chave S_{6p} . Isto obriga o crescimento de i_{Lk} . As correntes i_{La} e i_{Lb} decrescem durante esta etapa
- **Etapa II** ($t_1 - t_2$): Em t_1 , retira-se o sinal de gatilho de S_{6p} permitindo que sua capacitância parasita carregue enquanto a da chave S_{5p} descarrega como indicado na Figura 3.5(c). A condição requerida para disparar S_{5p} com ZVS é $i_{Lk} > 0$ obtendo-se o circuito equivalente da Figura 3.5(d). Nesta etapa, i_{Lk} decresce já que a tensão no primário permanece nula enquanto a tensão aplicada no secundário é de $v_g/2$. Por outro lado, As correntes i_{La} e i_{Lb}

Figura 3.6. Principais formas de onda do conversor com alimentação em tensão operando no MI no semiciclo positivo.



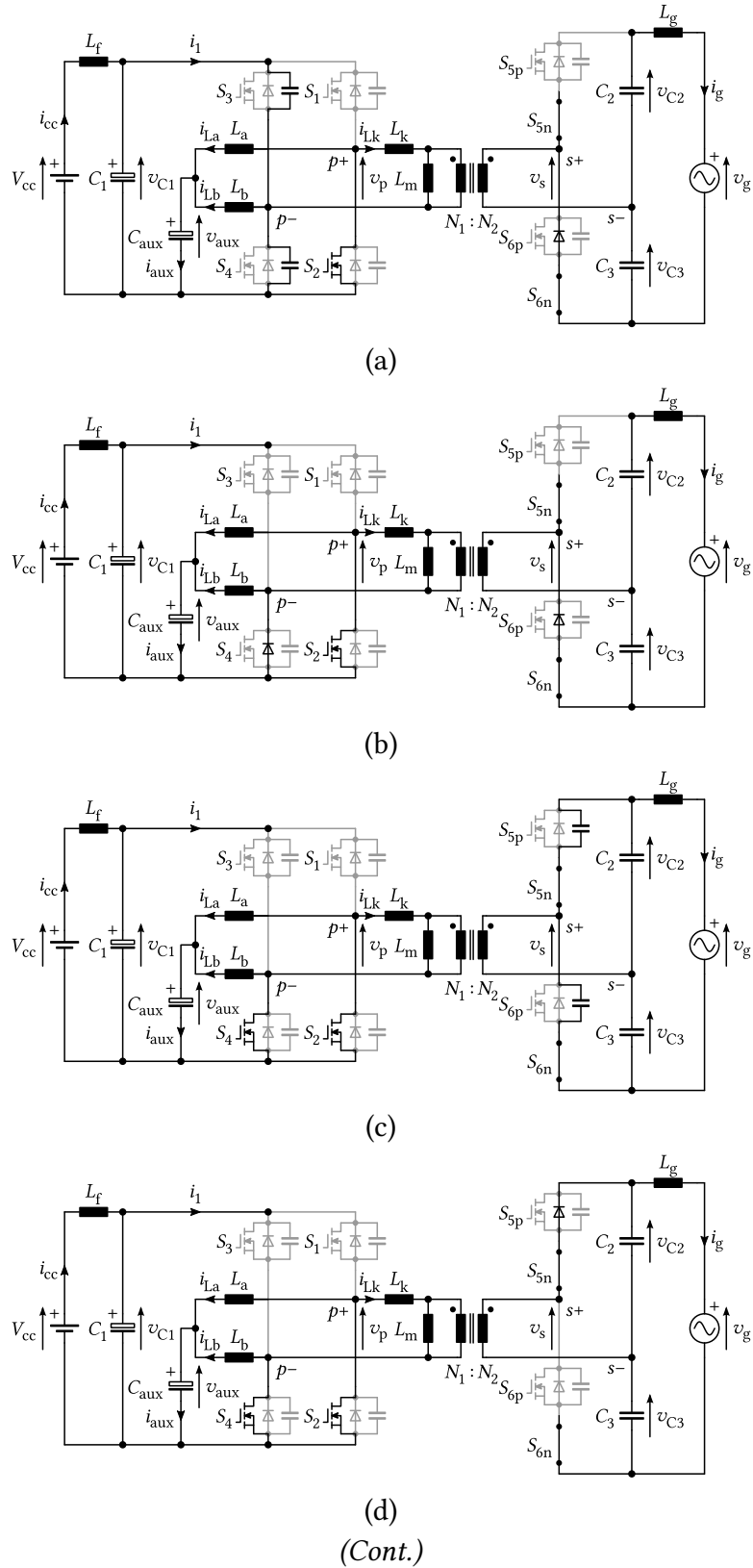
Fonte: O autor.

continuam diminuindo como na etapa anterior;

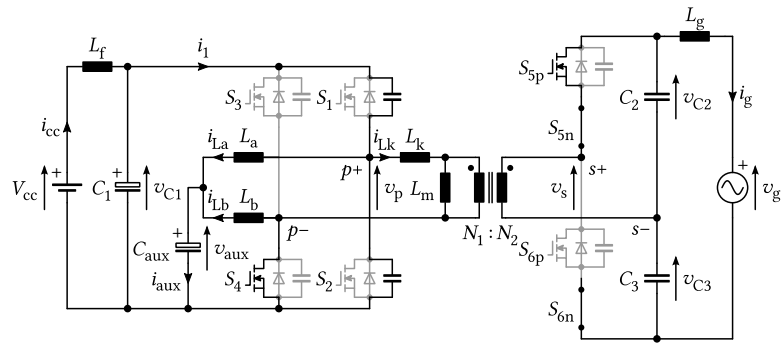
- **Etapa III** ($t_2 - t_3$): No instante t_2 , S_2 é bloqueada fazendo com que sua capacitância parasita seja carregada e de S_1 descarregada como salientado na Figura 3.5(e). Para disparar com ZVS a chave S_1 , o diodo em antiparalelo deve de cumprir o requerimento $i_{Lk} - i_{Lb} < 0$ como mostrado na Figura 3.5(f). Desta forma, i_{Lk} cresce devido a que a tensão v_{C1} é aplicada no primário enquanto v_s permanece constante em $v_g/2$. Nesta etapa, i_{La} aumenta carregando a indutância L_a enquanto i_{Lb} se mantém diminuindo.

Como explicado anteriormente, as etapas restantes seguem o mesmo princípio como pode ser comprovado após o exame das Figuras 3.5(a) e (g).

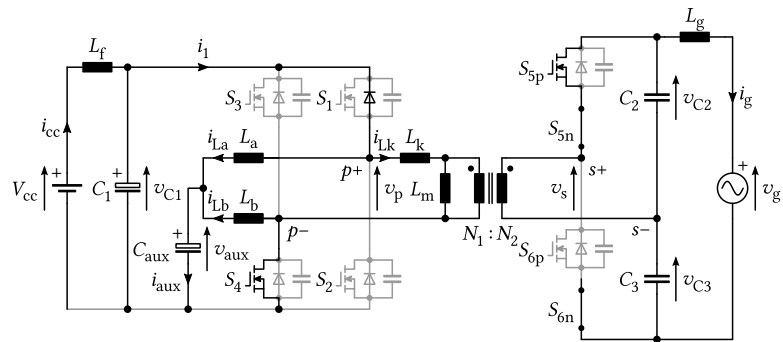
Figura 3.7. Circuitos equivalente do conversor com alimentação em tensão operando no MI no semiciclo positivo.



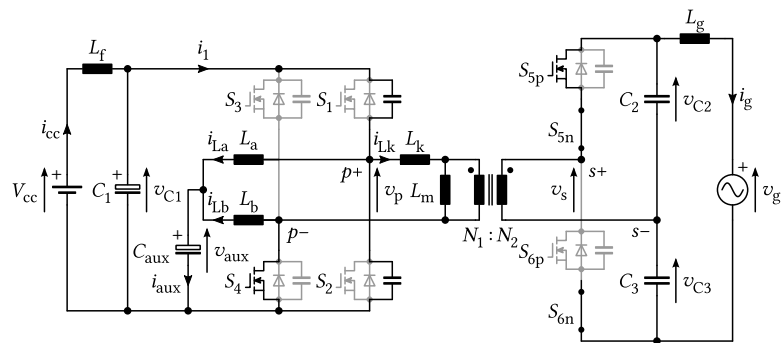
(Cont.)



(e)



(f)



(g)

Fonte: O autor.

Assim, o perfil da corrente no MI é determinado por (3.4) para cada um dos intervalos no período de comutação.

$$i_{Lk}(t) = \begin{cases} \frac{1}{L_k} \frac{|v_g|}{n-2} (t - t_0) + i_{Lk}(t_0) & t_0 \leq t < t_1 \\ -\frac{1}{L_k} \frac{|v_g|}{n-2} (t - t_1) + i_{Lk}(t_1) & t_1 \leq t < t_2 \\ v_{C1} - \frac{1}{L_k} \frac{|v_g|}{n-2} (t - t_2) + i_{Lk}(t_2) & t_2 \leq t < t_3 \\ -\frac{1}{L_k} \frac{|v_g|}{n-2} (t - t_3) + i_{Lk}(t_3) & t_3 \leq t < t_4 \\ +\frac{1}{L_k} \frac{|v_g|}{n-2} (t - t_4) + i_{Lk}(t_4) & t_4 \leq t < t_5 \\ -v_{C1} + \frac{1}{L_k} \frac{|v_g|}{n-2} (t - t_5) + i_{Lk}(t_5) & t_5 \leq t < t_6 = T_s \end{cases} \quad (3.4)$$

3.3.4 Correntes nos instantes de comutação e potência

A partir das equações (3.2)-(3.4) e cogitando a condição de simetria $i_{Lk}(t_0) = -i_{Lk}(t_3)$, estabelecem-se, para os três modos de operação, as expressões das correntes nos instantes de comutação e de potência transferida em um período de comutação mediante a integral desta corrente e da tensão de dois níveis do lado CA conforme indicado na Tabela 3.1.

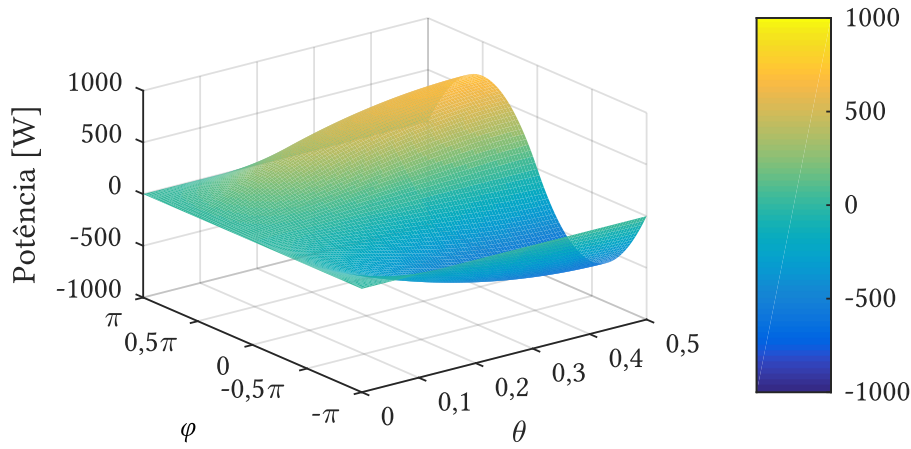
Baseado nas expressões de potências da Tabela 3.1, foi traçada a superfície de potência transferida como função de θ e φ como mostrado na Figura 3.8. Constata-se que o sentido de fluxo é determinado mediante φ e que a potência máxima transferida ocorre para $\theta = 0,5$ (operação em dois níveis no lado CC) com $\varphi = 0,5\pi$ (máximo) e $\varphi = -0,5\pi$ (mínimo).

Tabela 3.1. Correntes nos instantes de comutação e potência para os três modos de operação do conversor CC/CA monofásico tipo DAB alimentado em tensão.

Parâmetro	Modo Externo à Esquerda (MEE)	Modo Interno (MI)	Modo Externo à Direita (MED)
$i_{Lk}(t_0)$	$\frac{-\theta v_{C1} - (2\varphi + \theta - 1) \frac{1 v_g }{n \cdot 2}}{2L_k f_s}$	$\frac{-\theta v_{C1} - (2\varphi - \theta) \frac{1 v_g }{n \cdot 2}}{2L_k f_s}$	$\frac{-\theta v_{C1} - (2\varphi - \theta) \frac{1 v_g }{n \cdot 2}}{2L_k f_s}$
$i_{Lk}(t_1)$	$\frac{-\theta v_{C1} - (2\varphi - \theta) \frac{1 v_g }{n \cdot 2}}{2L_k f_s}$	$\frac{-2\theta v_{C1} + \frac{1 v_g }{n \cdot 2}}{4L_k f_s}$	$\frac{-\theta v_{C1} - (2\varphi + \theta - 1) \frac{1 v_g }{n \cdot 2}}{2L_k f_s}$
$i_{Lk}(t_2)$	$\frac{-(4\varphi - 1) v_{C1} - \frac{1 v_g }{n \cdot 2}}{4L_k f_s}$	$\frac{-\theta v_{C1} + (2\varphi + \theta) \frac{1 v_g }{n \cdot 2}}{2L_k f_s}$	$\frac{(4\theta - 1) v_{C1} + \frac{1 v_g }{n \cdot 2}}{4L_k f_s}$
$i_{Lk}(t_3)$	$\frac{\theta v_{C1} + (2\varphi + \theta - 1) \frac{1 v_g }{n \cdot 2}}{4\pi L_k f_s}$	$\frac{\theta v_{C1} + (2\varphi - \theta) \frac{1 v_g }{n \cdot 2}}{2L_k f_s}$	$\frac{\theta v_{C1} + (2\varphi - \theta) \frac{1 v_g }{n \cdot 2}}{2L_k f_s}$
p_t	$\frac{(16\varphi^2 - 8\varphi + 4\theta^2 - 4\theta + 1) v_{C1} \frac{1 v_g }{n \cdot 2}}{8L_k f_s}$	$\frac{2\theta\theta v_{C1} \frac{1 v_g }{n \cdot 2}}{L_k f_s}$	$\frac{-(16\varphi^2 - 8\varphi + 4\theta^2 - 4\theta + 1) v_{C1} \frac{1 v_g }{n \cdot 2}}{8L_k f_s}$

Fonte: O autor.

Figura 3.8. Superfície de potência do conversor nas seguintes condições: $v_{C1} = 80$ V, $v_g = 156$ V (valor de pico de uma rede de 110 V_{rms}), $n = N_s/N_p = 11/10$, $L_{k1} = 10$ μ H, $L_{k2} = 50$ μ H e $f_s = 20$ kHz.



Fonte: O autor.

3.4 Estratégia controle em malha aberta

Para avaliar a viabilidade do conversor, implementou-se um controle em malha aberta operando com fator de potência unitário, já que previamente determinou-se a forma de onda da tensão no capacitor de desacoplamento (C_{aux}) e da potência transferida entre primário e secundário. Portanto, a razão cíclica foi inicialmente fixada para rastrear a referência de v_{aux} e, na sequência, determinou-se o ângulo φ de forma iterativa considerando as limitações de frequência de comutação fixadas.

A referência de potência transferida, p_t^* , entre os enrolamentos do transformador considerando a potência reativa dos capacitores de filtro (C_2 , C_3) e desprezando a do indutor de filtro CA (L_g) é dada por:

$$p_t^*(t) = \frac{V_g I_g^*}{2} - \frac{V_g I_g^*}{2} \cos(2\omega t) - \frac{\omega(C_2 + C_3)V_g^2}{4} \sin(\omega t) \cos(\omega t). \quad (3.5)$$

Para controlar o desacoplamento de potência no capacitor C_{aux} , considera-se a parte dependente do tempo de (3.5) da seguinte maneira:

$$p_{C_{aux}}^*(t) = \frac{V_g I_g^*}{2} \cos(2\omega t) + \frac{\omega(C_2 + C_3)V_g^2}{4} \sin(\omega t) \cos(\omega t) \quad (3.6)$$

$$v_{aux}(t) \cdot C_{aux} \frac{d}{dt} v_{aux}(t) = \frac{V_g I_g^*}{2} \cos(2\omega t) + \frac{\omega(C_2 + C_3)V_g^2}{8} \sin(2\omega t). \quad (3.7)$$

Resolvendo a equação diferencial (3.7), obtém-se que a tensão v_{aux} é da forma:

$$v_{aux}^*(t) = \sqrt{K_v - \frac{A}{\omega C_{aux}} \cos(2\omega t + \beta)} \quad (3.8)$$

com:

$$A = \sqrt{\left(\frac{V_g I_g^*}{2}\right)^2 + \left(\frac{\omega C_2 V_g^2}{4}\right)^2}, \quad (3.9)$$

$$\beta = \sin^{-1} \left(\frac{\frac{V_g I_g^*}{2}}{\sqrt{\left(\frac{V_g I_g^*}{2}\right)^2 + \left(\frac{\omega C_2 V_g^2}{4}\right)^2}} \right), \quad (3.10)$$

e

$$K_v \geq \frac{A}{\omega C_{aux}}. \quad (3.11)$$

3.5 Resultados de simulação

As especificações do conversor CC/CA monofásico tipo DAB alimentado em tensão são resumidas na Tabela 3.2. A simulação foi realizada usando o software PSIM 9.1 empregando uma rotina em linguagem C para calcular o ângulo φ conforme a referência de potência p^* e os parâmetros de operação θ , f_s , v_{c1} e v_g . O conversor foi operado com frequência de comutação variável segundo a expressão a seguir

$$f_{s,\min} \leq f_s = \frac{f_{s,\min} P_o}{|p^*|} \leq f_{s,\max}. \quad (3.12)$$

Desta maneira, a frequência de comutação é grampeada em $f_{s,\min}$ (50 kHz) quando a potência de referência é elevada enquanto é limitada a $f_{s,\max}$ (100 kHz) nas regiões de baixa potência, especialmente àquelas próximas ao cruzamento por zero, o que permite uma redução no valor rms da corrente de circulação e, em consequência, as perdas nos dispositivos magnéticos.

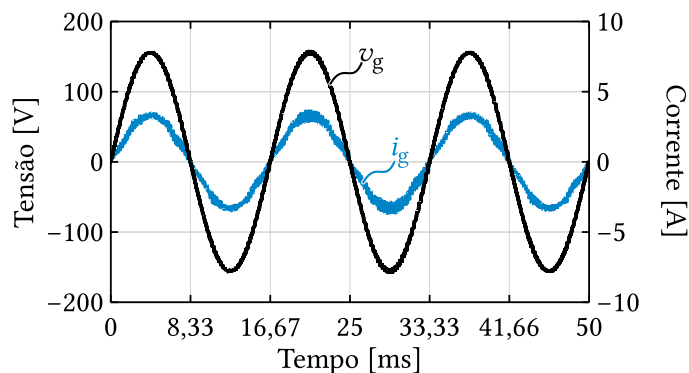
Considerando os modos de operação e as equações (3.5) e (3.8), foi simulado o conversor em condições de plena carga injetando corrente na rede com fator de potência de 0,996 como indicado na Figura 3.9. No entanto, a THD da corrente injetada (i_g) é de 7,21% ultrapassando os limites de controle harmônico impostos pelo padrão IEEE 519-2014, estabelecido em 5%.

Para comprovar o descoplamento da segunda harmônica da potência na porta auxiliar, o perfil da tensão no capacitor de desacoplamento é mostrado na Figura 3.10. Por consequência, a componente oscilatória da corrente fornecida pela fonte CC diminui significativamente como indicado na Figura 3.11. Nesta condição de operação, a amplitude da componente CC é de 3,50 A enquanto a da segunda harmônica representa 12,9% desse valor, ou seja, 0,452 A.

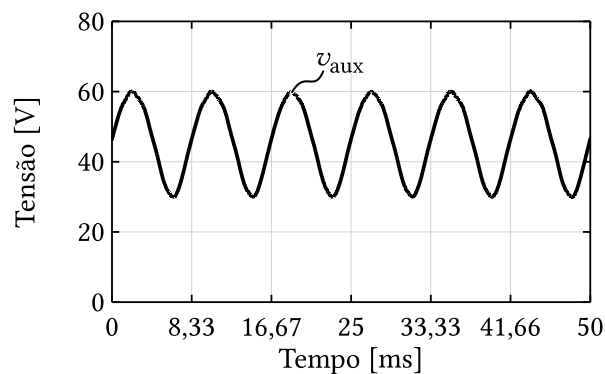
Tabela 3.2. Especificações do conversor CC/CA monofásico tipo DAB alimentado em tensão.

Parâmetro	Etiqueta	Valor
Potência nominal	P_o	250 W
Tensão de entrada	V_{in}	70 – 90 V
Tensão de entrada nominal	$V_{in,nom}$	80 V
Tensão de saída	V_g	110 V \pm 10%
Frequência de saída	f_g	60 Hz
Frequência de comutação	f_s	50–100 kHz
Capacitores do barramento CC	C_1	200 μ F
Indutor de filtro do lado da fonte CC @ $f = 10$ kHz	L_f	20 μ H
Capacitor de filtro CA	$C_2; C_3$	10 μ F
Indutor de filtro do lado da rede @ $f = 10$ kHz	L_g	250 μ H
Capacitor de desacoplamento	C_{aux}	560 μ F
Indutores de desacoplamento @ $f = 10$ kHz	L_a, L_b	150 μ H
Transformador de alta frequência @ $f = 10$ kHz		
Relação de transformação	$n = N_1/N_2$	0,5
Indutância de dispersão refletida no primário	L_k	10 μ H
Indutância de magnetização	L_m	1,5 mH

Fonte: O autor.

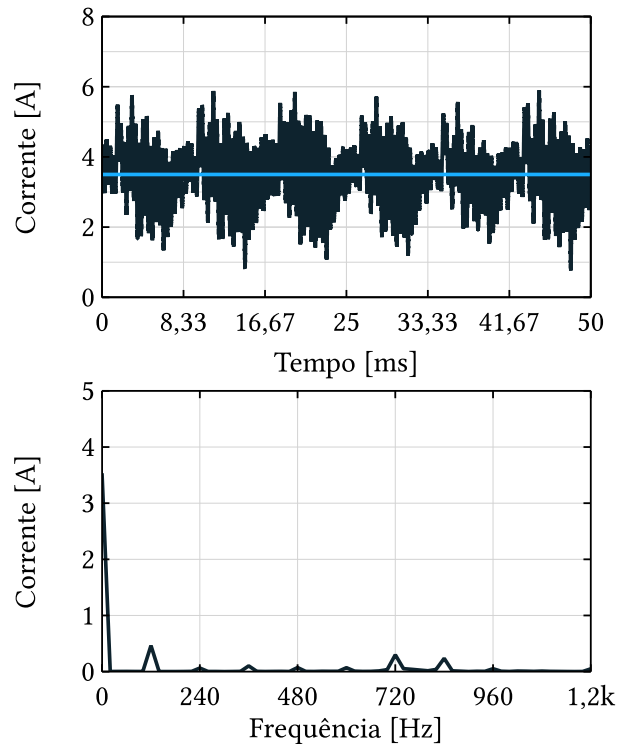
Figura 3.9. Resultado de simulação em malha aberta da tensão e corrente da rede, v_g e i_g , respetivamente.

Fonte: O autor.

Figura 3.10. Resultado de simulação em malha aberta da tensão no capacitor de desacoplamento v_{aux} .

Fonte: O autor.

Figura 3.11. Resultado de simulação em malha aberta da corrente de entrada CC (i_{cc}).



Fonte: O autor.

3.6 Conclusão

Este capítulo tratou de um conversor de único estágio alimentado em tensão que utiliza um cicloconversor de dois níveis como interface com a rede. Esta solução demonstrou ser adequada para este tipo de aplicação já que mantém baixo o número de semicondutores controlados, limitando-se a um único estágio. Além disso, do ponto de vista da implementação, o cicloconversor oferece a vantagem de precisar da metade do fontes isoladas para os *drivers*, já que tanto as chaves $S_{5p} - S_{5n}$ quanto as chaves $S_{6p} - S_{6n}$ compartilham o pino da fonte (*source*). Ainda, o esforço máximo de tensão das chaves do cicloconversor é determinado pela tensão de pico da rede. Também, a adição de uma porta no lado CC para o desacoplamento da segunda harmônica de potência efetivamente mitigou a oscilação de corrente da fonte CC mediante uma estratégia de controle em malha aberta. No entanto, deve-se notar que com este arranjo de portas, o transformador de alta frequência transfere tanto a componente de potência ativa como a componente oscilatória, de forma que em seu dimensionamento é necessário considerar o dobro da potência nominal do sistema como parâmetro de projeto. No capítulo seguinte, será abordada a possibilidade de transferir apenas a potência ativa através do transformador.

4

Sistema de conversão CC/CA monofásico multiporta com filtro indutivo em configuração ativa

4.1 Introdução

COMO visto, anteriormente, o conversor de Dupla Ponte Ativa (DAB) é considerado como uma alternativa robusta para aplicações CC/CA possibilitando o uso de diferente portas. Para integração de multiportas, como em sistemas de geração de energias renováveis com armazenamento de energia em baterias (BES), foram desenvolvidos métodos utilizando transformadores multi-enrolamento baseados em meia ponte (LIU; LI, 2006; TAO; DUARTE; HENDRIX, 2008) e em pontes completas (ZHAO; ROUND; KOLAR, 2008; TAO et al., 2008). Essas técnicas possuem isolamento galvânico entre as portas às custas de processos complexos de fabricação de transformadores. Por outro lado, é possível utilizar topologias, sem isolamento completa, em que a ponte é configurada como um circuito buck-boost intercalado duplo usando um indutor em cada um dos braços permitindo a conexão de uma fonte extra ou de um capacitor como componente de armazenamento de energia. Na realidade, a substituição de uma das fontes por um capacitor torna possível equalizar as tensões aplicadas no indutor de dispersão do transformador (considerando a relação de transformação), o que reduz significativamente o estresse de corrente e aumenta a região de comutação suave (DING et al., 2014). Além do mais, em aplicações em que o isolamento entre todas as portas não é mandatório, os conversores com múltiplas entradas não isoladas são considerados suficientemente robustos (SUN et al., 2014). Note-se, ainda, que enquanto no caso de fontes isoladas o fluxo de potência entre os dois lados do transformador depende da diferença de fase e da razão-cíclica, no caso de configurações sem isolamento, as fontes não-isoladas são casadas através da razão-cíclica.

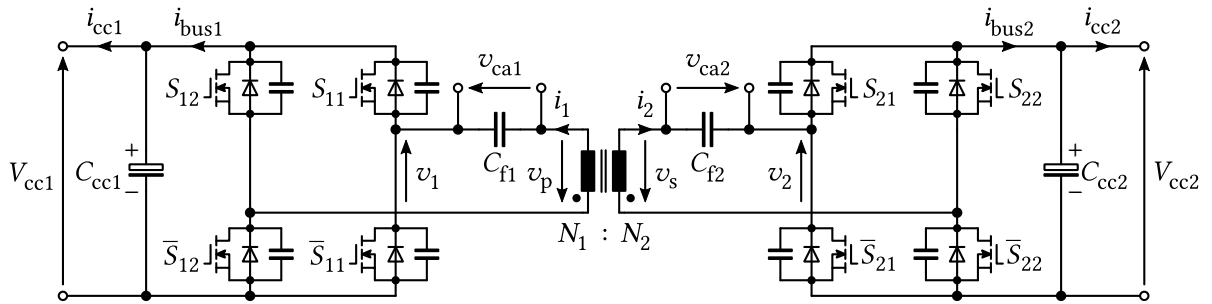
Neste capítulo, um sistema CA/CC-CC/CA com quatro portas é introduzido para aplicações que não necessitem de isolamento completo entre as mesmas. Este estudo avalia as equações de corrente e potência nas entradas, tanto em condições estacionárias, isto é, usando valores

constantes para as tensões de alimentação, como em condições dinâmicas.

4.2 Conversor proposto e princípio de operação

O conversor proposto é apresentado na Figura 4.1 (ACEVEDO-BUENO et al., 2019). Diferentemente da estrutura investigada anteriormente, a nova topologia investigada consiste em duas pontes monofásicas acopladas por um transformador de alta frequência. Observa-se, entretanto, a utilização de capacitores em série com os dois enrolamentos do transformador. Em vez desses capacitores serem destinados apenas a eliminar o nível CC, eles agora são utilizados como portas adicionais e permitem a injeção de uma componente de baixa frequência no circuito. Além disso, a indutância própria dos enrolamentos do transformador é aproveitada para casar cada ponte com sua respectiva fonte CA, permitindo um fluxo de potência (não isolada) controlado por PWM. Simultaneamente, a indutância de dispersão do transformador continua a permitir transferência de potência (isolada) mediante o deslocamento de fase entre as tensões de alta frequência aplicadas no primário e no secundário. Deve-se notar que o valor médio em um período de comutação das tensões aplicadas aos enrolamentos é quase nulo, $\langle v_L \approx 0 \rangle$.

Figura 4.1. Sistema proposto de conversão CA/CC–CC/CA baseado em DAB.



Fonte: O autor.

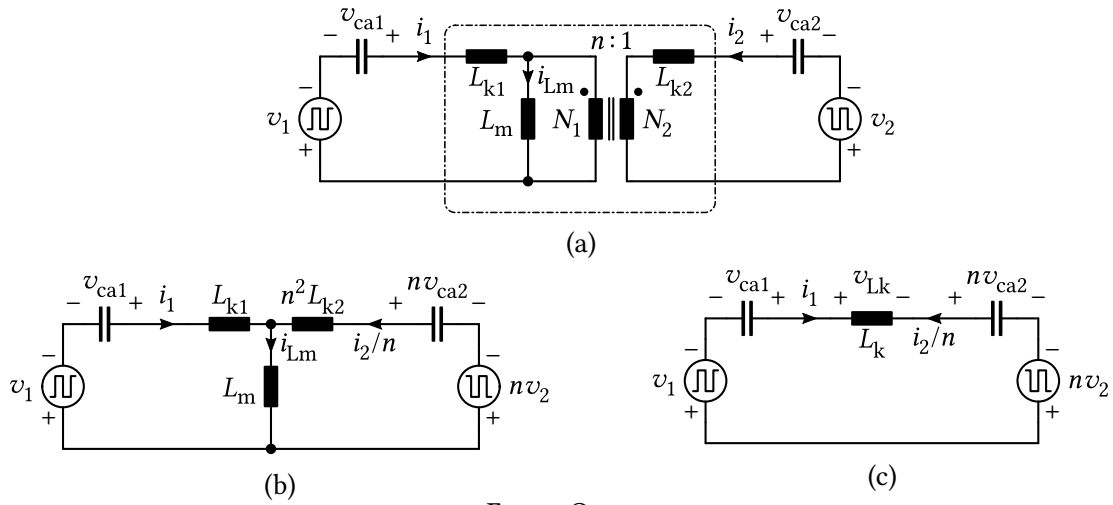
Cada ponte transfere potência entre suas portas CA e CC mediante a operação PWM, como um retificador convencional, segundo:

$$v_{caj} = r_j i_j + L_j \frac{d}{dt} i_j + v_j \quad (4.1)$$

em que r_j e L_j representam a resistência e a indutância do enrolamento do transformador, respectivamente, v_j indica a tensão da ponte completa e i_j simboliza a corrente fluindo no enrolamento correspondente. O subscrito $j = 1, 2$ denota a ponte correspondente.

Em termos gerais, i_j está formada por uma componente de baixa frequência mais uma componente de alta frequência determinadas pela razão cíclica e a fase entre as tensões aplicadas aos enrolamentos do transformador. Para caracterizar a operação do conversor, é estudado inicialmente o comportamento estacionário alimentando as portas CA com tensão CC e operando as pontes com razão cíclica constante. Com estas considerações e o modelo simplificado da Figura 4.2, as correntes i_j podem ser equacionadas.

Figura 4.2. Modelo do conversor proposto. (a) Considerando a indutância de magnetização sem refletir. (b) Considerando a indutância de magnetização refletido ao primário. (c) Desconsiderando a indutância de magnetização refletindo ao primário devido a que $L'_{k2} \ll L_m$.



Fonte: O autor.

A partir da Figura 4.2(b), as equações (4.2)-(4.3) podem ser estabelecidas pelo uso da lei de Kirchhoff das tensões (LKT), ou seja,

$$v_1 - v_{ca1} + L_{k1} \frac{d}{dt} i_1(t) + L_m \frac{d}{dt} i_{Lm}(t) = 0, \quad (4.2)$$

$$- L_m \frac{d}{dt} i_{Lm}(t) - L'_{k2} \frac{d}{dt} i'_2(t) + v'_{ca2} - v'_2 = 0, \quad (4.3)$$

em que L_{k1} e L_{k2} representam as indutâncias de dispersão dos enrolamentos primário e do secundário, respectivamente, e L_m corresponde à indutância de magnetização do transformador. O apóstrofo indica que a quantidade é referida ao primário e i_{Lm} representa a corrente na indutância de magnetização. A relação entre as correntes nos enrolamentos e a de magnetização é expressa conforme (4.4).

$$i_1(t) + i'_2(t) = i_{Lm}(t). \quad (4.4)$$

Após manipulação de (4.2)-(4.4), obtém-se

$$\frac{d}{dt} i_1(t) = \frac{(L_m + L'_{k2})(v_{ca1} - v_1) - L_m(v'_{ca2} - v'_2)}{L_m(L_{k1} + L'_{k2}) + L_{k1}L'_{k2}}, \quad (4.5)$$

$$\frac{d}{dt} i'_2(t) = \frac{-L_m(v_{ca1} - v_1) + (L_m + L_{k1})(v'_{ca2} - v'_2)}{L_m(L_{k1} + L'_{k2}) + L_{k1}L'_{k2}}. \quad (4.6)$$

A fim de determinar a forma de onda da corrente durante um intervalo de comutação, deve ser consideradas as tensões aplicadas por ambas as pontes como indicado na Figura 4.3(a). A corrente é formada por segmentos cujas inclinações dependem das tensões aplicadas. Como a

operação é em regime permanente $i_1(t_0) = i_1(t_4)$. Então,

$$i_{L1}(t_m) = \frac{(L_m + L'_{k2})(v_{ca1} - v_1) - L_m(v'_{ca2} - v'_2)}{L_m(L_{k1} + L'_{k2}) + L_{k1}L'_{k2}} [t_m - t_{m-1}] + i_{L1}(t_{m-1}). \quad (4.7)$$

Em que $m - 1$ e m denotam a operação do estágio nos instantes inicial e final dentro de um intervalo de comutação, respectivamente.

4.3 Modos de comutação

O conversor opera em diferentes modos dependendo da razão cíclica das pontes e do ângulo de deslocamento entre as tensões dos enrolamentos (φ), tomando como referência o ponto intermediário superior de v_p em relação ao ponto intermediário superior de v'_s , conforme a Figura 4.3(a). Observe-se que foram considerados apenas os casos dos modos de operação bipolar, embora seja possível operar uma ou as duas pontes em três níveis, casos no tratados neste estudo. Com a definição de φ como indicado na Figura 4.3(a) faz com que a potência transferida entre os conversores apresente um comportamento simétrico e as condições limites podendo ser facilmente definidas. Por isto, as razões cíclicas D_1 e D_2 são escolhidas considerando-se as tensões de enrolamento e não de v_1 e v_2 diretamente. Nas Figuras 4.3(b)-4.3(c), as formas de onda (v_p , v_s e i_1) de quatro modos são comparadas para razões cíclicas fixas e ângulo de deslocamento variável. As letras “p” e “n” designam os modos para $\varphi > 0$ e $\varphi < 0$, respectivamente. Após exame dessas figuras, constata-se que modos adicionais podem ser estabelecidos (1) por mudança do valor relativo das razões cíclicas e (2) pelo uso de razões cíclicas superiores a 0,5, embora esses modos não sejam apresentados, eles podem ser obtidos pela análise da forma de onda da corrente em cada intervalo. Considerando-se as Figuras 4.3(b)-4.3(g), a potência transferida entre o primário e o secundário, para $D_1 < D_2$, é fornecida por

Modo 1. Condições de contorno: $\frac{D_1 - D_2}{2} \leq \varphi \leq -\frac{D_1 - D_2}{2}$

$$p_{12} = \frac{4D_1(1 - D_2)\varphi L_m V_{cc1} n V_{cc2}}{[L_m(L_{k1} + L'_{k2}) + L_{k1}L'_{k2}] f_s}. \quad (4.8)$$

Modo 2. Condições de contorno: $-\frac{D_1 + D_2}{2} \leq \varphi < \frac{D_1 - D_2}{2}$ ou $-\frac{D_1 - D_2}{2} < \varphi \leq \frac{D_1 + D_2}{2}$.

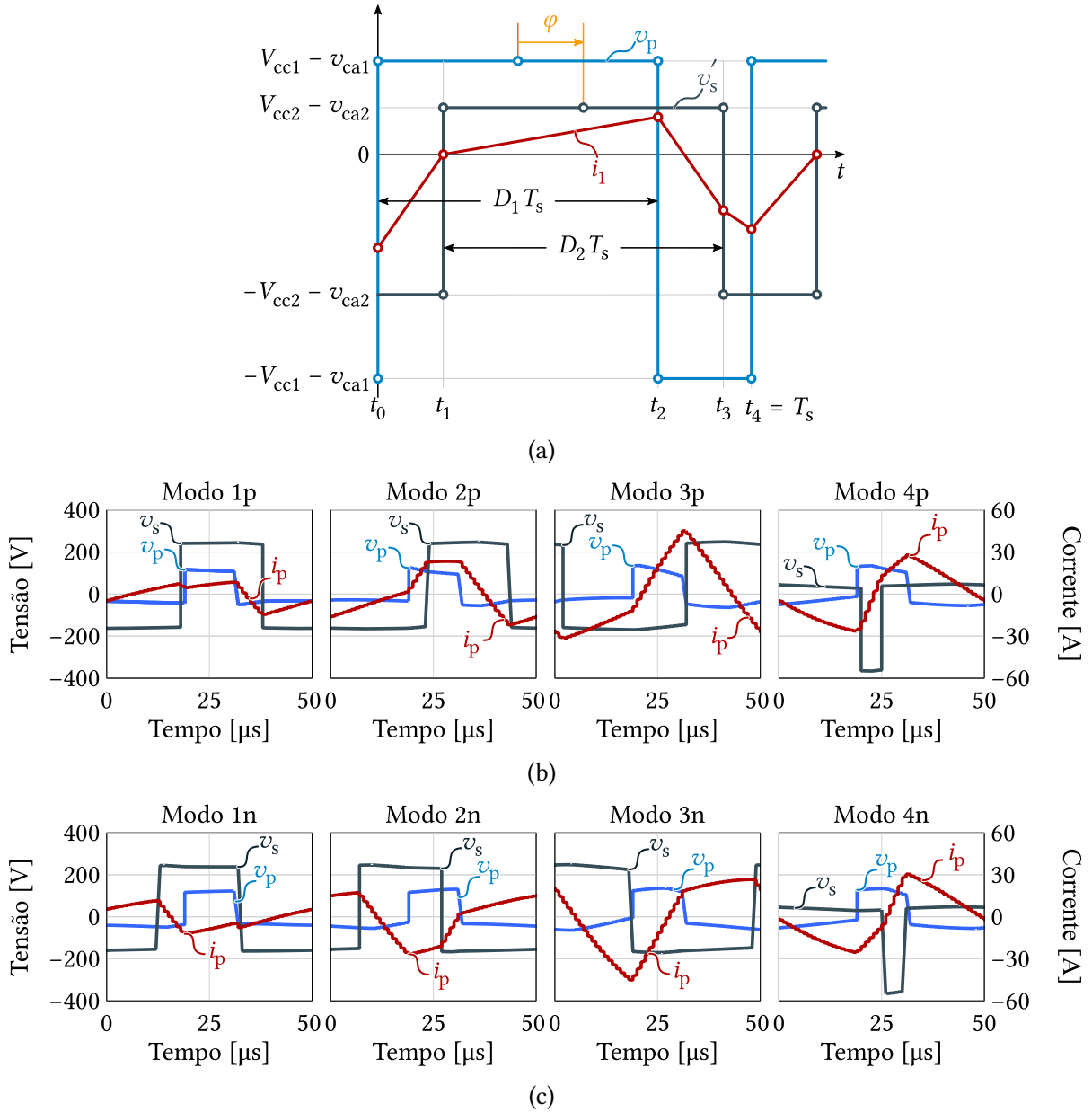
$$p_{12} = -\text{sgn}(\varphi) \frac{[(D_1 - D_2)^2 - 4|\varphi|(D_1 + D_2 - 2D_1D_2) + 4\varphi^2] L_m V_{cc1} n V_{cc2}}{2 [L_m(L_{k1} + L'_{k2}) + L_{k1}L'_{k2}] f_s} \quad (4.9)$$

Modo 3. Condições de contorno: $\frac{-2 + D_1 + D_2}{2} \leq \varphi < -\frac{D_1 + D_2}{2}$ ou $\frac{D_1 + D_2}{2} < \varphi \leq \frac{2 - D_1 - D_2}{2}$.

$$p_{12} = -\text{sgn}(\varphi) \frac{2D_1D_2(2|\varphi| - 1)L_m V_{cc1} n V_{cc2}}{[L_m(L_{k1} + L'_{k2}) + L_{k1}L'_{k2}] f_s} \quad (4.10)$$

Modo 4. Condições de contorno: $-\frac{1}{2} \leq \varphi < \frac{-2 + D_1 + D_2}{2}$ ou $\frac{2 - D_1 - D_2}{2} < \varphi \leq \frac{1}{2}$.

Figura 4.3. (a) Formas de onda principais e notação para a análise dos modos de comutação em um período de comutação desconsiderando o tempo morto. (b) Modos positivos com transferência de potência do primário para o secundário. (c) Modos negativos com transferência de potência do secundário para o primário. As formas de onda restantes foram obtidas para $D_1 < D_2$ nas seguintes condições de operação: $V_{cc1} = 80 \text{ V}$; $V_{cc2} = 200 \text{ V}$; $R_{ca1} = R_{ca2} = 100 \ \Omega$; $n = N_1/N_2 = 0,4075$; $L_{k1} = 7,91 \ \mu\text{H}$; $L_{k2} = 47,79 \ \mu\text{H}$; $L_{ext1} = 23,4 \ \mu\text{H}$; e $f_s = 20 \text{ kHz}$.



Fonte: O autor.

$$p_{12} = -\text{sgn}(\varphi) \frac{2(1 - D_1)(1 - D_2)(2|\varphi| - 1)L_m V_{cc1} n V_{cc2}}{[L_m (L_{k1} + L'_{k2}) + L_{k1} L'_{k2}] f_s} \quad (4.11)$$

Por outro lado, para $D_1 > D_2$, a potência transferida é dada por

Modo 1. Condições de contorno: $-\frac{D_1 - D_2}{2} \leq \varphi \leq \frac{D_1 - D_2}{2}$

$$p_{12} = \frac{4(1 - D_1)D_2\varphi L_m V_{cc1} n V_{cc2}}{[L_m (L_{k1} + L'_{k2}) + L_{k1} L'_{k2}] f_s} \quad (4.12)$$

Para os modos 2, 3 e 4, as condições limites e as expressões de potência são as mesmas utilizadas no caso $D_1 < D_2$, ou seja, (4.9) e (4.11).

4.3.1 Modelo negligenciando a indutância de magnetização

Considerando-se o modelo mostrado na Figura 4.2(b), a análise anterior pode ser simplificada para a condição $L_{k1} \ll L_m$ e $L_{k2} \ll L_m$. Assim, a indutância total de dispersão é calculada através de $L_k = L_{k1} + L_{k2}$ e o modelo é simplificado como na Figura 4.2(c). O fluxo de potência entre os conversores é realizado pela dinâmica da corrente na indutância de dispersão equivalente, como descrito em (4.13) e (4.14):

$$\frac{d}{dt} i_{Lk}(t) = \frac{(v_{ca1} - v_1) - n(v_{ca2} - v_2)}{L_k}, \quad (4.13)$$

$$i_{Lk}(t_m) = \frac{(v_{ca1} - v_1) - n(v_{ca2} - v_2)}{L_k} (t_m - t_{m-1}) + i_{Lk}(t_{m-1}). \quad (4.14)$$

O mesmo raciocínio pode ser utilizado para os modos no caso $D_1 < D_2$ (as condições de contorno não são alteradas), ou seja,

Modo 1.

$$p_{12} = \frac{4D_1(1 - D_2)\varphi V_{cc1} n V_{cc2}}{L_k f_s}, \quad (4.15)$$

Modo 2.

$$p_{12} = -\text{sgn}(\varphi) \frac{[(D_1 - D_2)^2 - 4|\varphi|(D_1 + D_2 - 2D_1D_2) + 4\varphi^2] V_{cc1} n V_{cc2}}{2L_k f_s}, \quad (4.16)$$

Modo 3.

$$p_{12} = -\text{sgn}(\varphi) \frac{2D_1D_2(2|\varphi| - 1) V_{cc1} n V_{cc2}}{L_k f_s}, \quad (4.17)$$

Modo 4.

$$p_{12} = -\text{sgn}(\varphi) \frac{2(1 - D_1)(1 - D_2)(2|\varphi| - 1) V_{cc1} n V_{cc2}}{L_k f_s}. \quad (4.18)$$

Baseado nas equações (4.15)–(4.18), é traçado um conjunto de superfícies de potência em função de φ e D_2 para diferentes D_1 como mostrado na Figura 4.4. Nestas superfícies, observa-se que o sentido do fluxo de potência é determinado pelo φ . Assim, o sistema transfere potência da ponte 1 para a ponte 2 quando $\varphi \geq 0$ e, no sentido contrário, para $\varphi < 0$. Além disso, percebe-se

que a transferência máxima de potência ocorre no caso de $D_1 = 0,5$ e que há um comportamento simétrico nas superfícies de potência com respeito a esse valor. Devido à flexibilidade do sistema, resulta vantajoso trabalhar em uma única superfície ($D_1 = 0,5$) para encontrar um φ adequado que permita satisfazer uma referência de potência com o D_2 correspondente.

4.4 Resultados de simulação e experimentais de estado estacionário

Os resultados experimentais foram obtidos usando o protótipo da Figura 4.5 cujas especificações são mostradas na Tabela 4.1. As simulações foram realizadas usando o software PSIM 9.1 com os mesmos parâmetros, sem considerar saturação magnética. Como estabelecido, esta seção é focada no comportamento estacionário do sistema, sendo as entradas alimentadas por fontes CC.

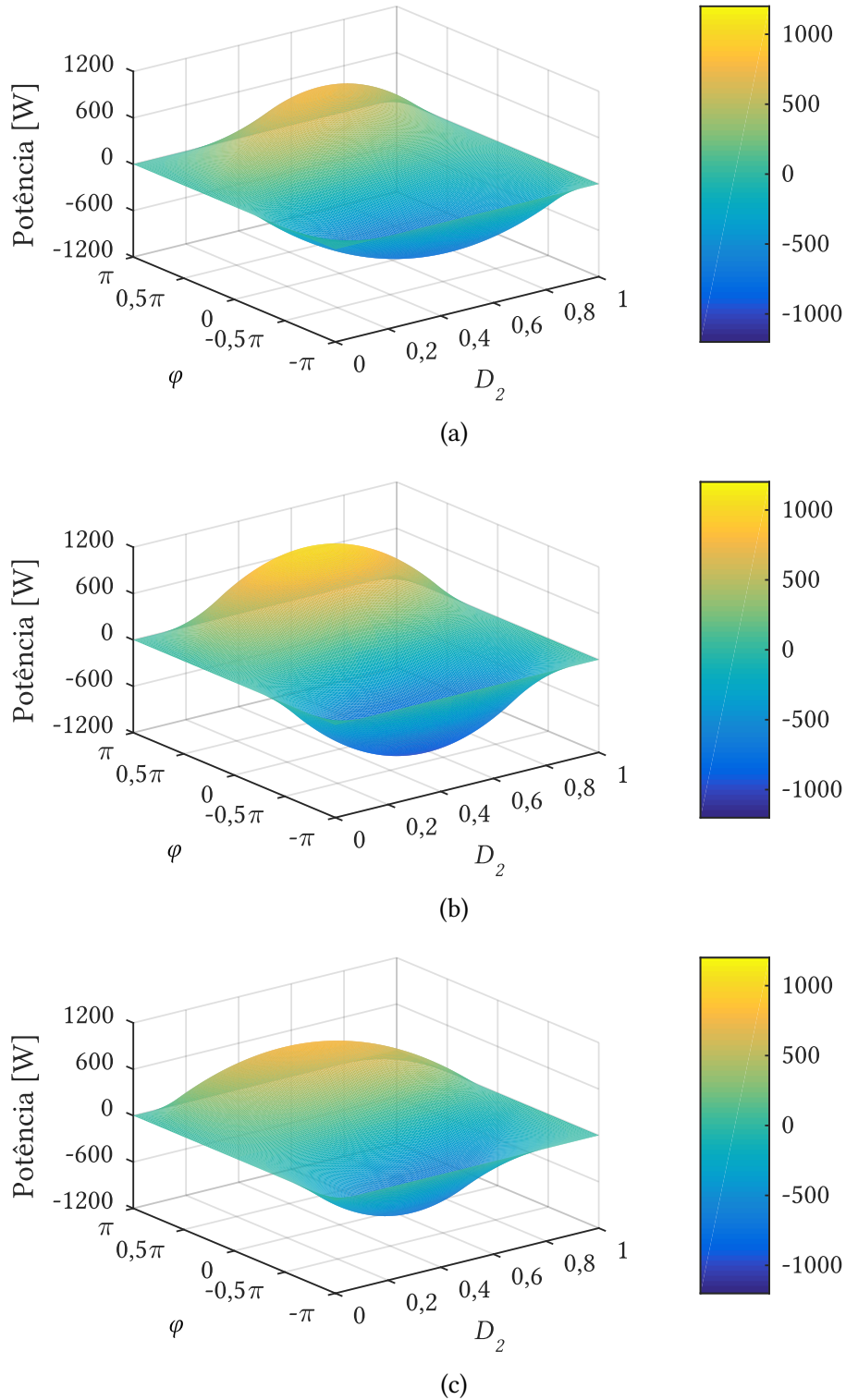
Inicialmente, v_{ca1} e v_{ca2} foram fixados em 50 V e 15 V, respectivamente. Nas portas restantes foram conectadas cargas de 100 Ω e as razões cíclicas definidas como $D_1 = 0,25$ e $D_1 = 0,40$. O conjunto magnético 1 (ver a Tabela 4.1) foi utilizado com um indutor externo conectado no secundário para validar o modelo ilustrado na Figura 4.2(b). Nestas condições, os resultados de simulação e experimentais foram comparados para diferentes ângulos de defasagem (φ) como mostrado na Figura 4.6. Foi comprovado, então, que as formas de onda da corrente no enrolamento primário coincidem nos quatro pontos onde ocorrem mudanças de inclinação

Tabela 4.1. Especificações do conversor CC/CA monofásico multiporta com filtro indutivo em configuração ativa operando em estado estacionário.

Parâmetro	Etiqueta	Valor
Frequência de comutação	f_s	25 kHz
Capacitor de filtro CA	C_{f1}, C_{f2}	15 μ F
Capacitores do barramento CC	C_{cc1}, C_{cc2}	600 μ F
Conjunto magnético 1 @ $f = 10$ kHz		
Indutância própria do primário e do secundário	L_1, L_2	1,094 mH, 6,58 mH
Relação de transformação	$n = N_1/N_2$	0,4075
Indutância de dispersão do primário e do secundário	L_{k1}, L_{k2}	7,91 μ H, 47,79 μ H
Indutância de magnetização	L_m	1,086 mH
Indutor externo		111,0 μ H
Conjunto magnético 2 @ $f = 10$ kHz		
Indutância própria do primário e do secundário	L_1, L_2	1,185 mH, 39,6 μ H
Relação de transformação	$n = N_1/N_2$	5,46
Indutância de dispersão do primário e do secundário	L_{k1}, L_{k2}	47,50 μ H, 1,59 μ H
Indutância de magnetização	L_m	1,137 mH
Indutor externo		40,0 μ H
Módulos de ponte completa		SK45GH063
Microcontrolador		TMS320F28379D

Fonte: O autor.

Figura 4.4. Superfície de potência do conversor em função de φ e D_2 nas seguintes condições $V_{cc1} = 80$ V, $V_{cc2} = 200$ V, $n = N_1/N_2 = 0,4075$, $L_{k1} = 7,91$ μ H, $L_{k2} = 47,79$ μ H, $L_{ext1} = 23,4$ μ H, e $f_s = 20$ kHz.
 (a) $D_1 = 0,25$. (b) $D_1 = 0,5$. (c) $D_1 = 0,75$.

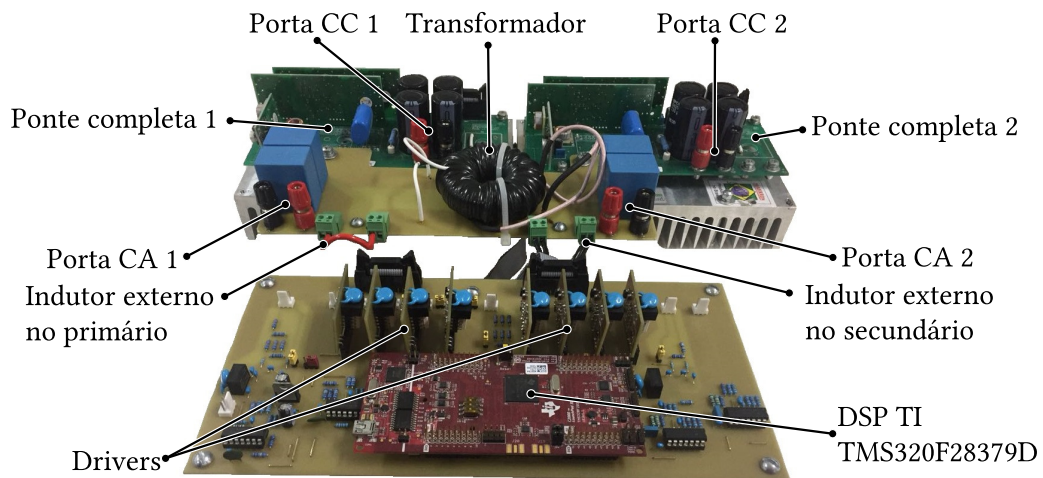


Fonte: O autor.

determinadas por v_1 e v_2 .

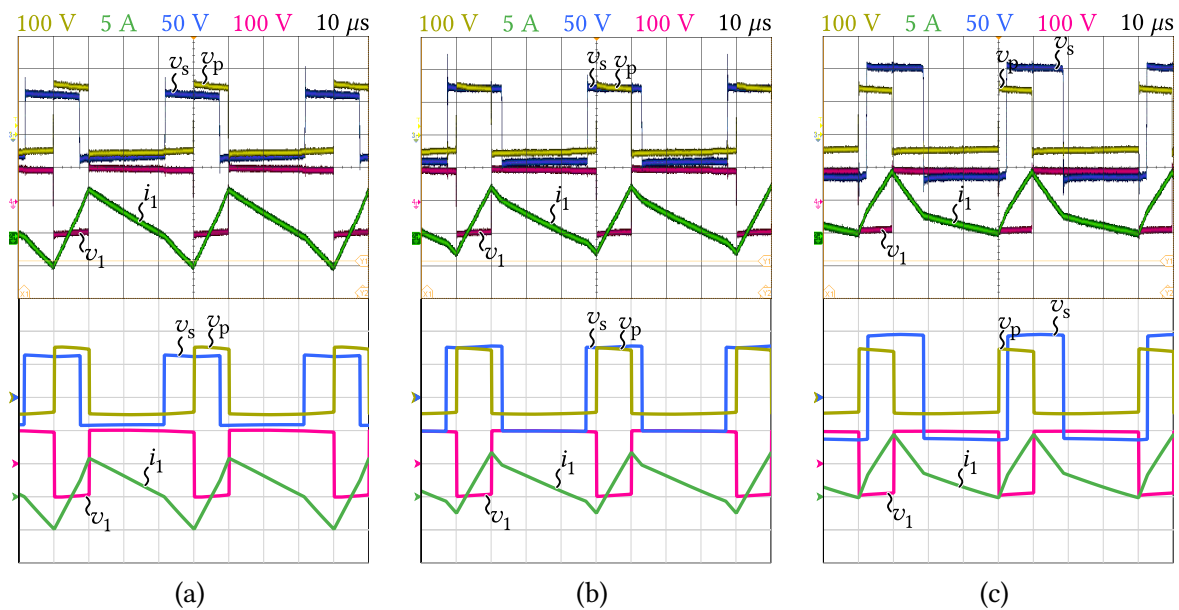
Posteriormente, o conjunto magnético 1 foi substituído pelo conjunto magnético 2, mantendo-

Figura 4.5. Montagem experimental do conversor CC/CA monofásico multiporta com filtro indutivo em configuração ativa.



Fonte: O autor.

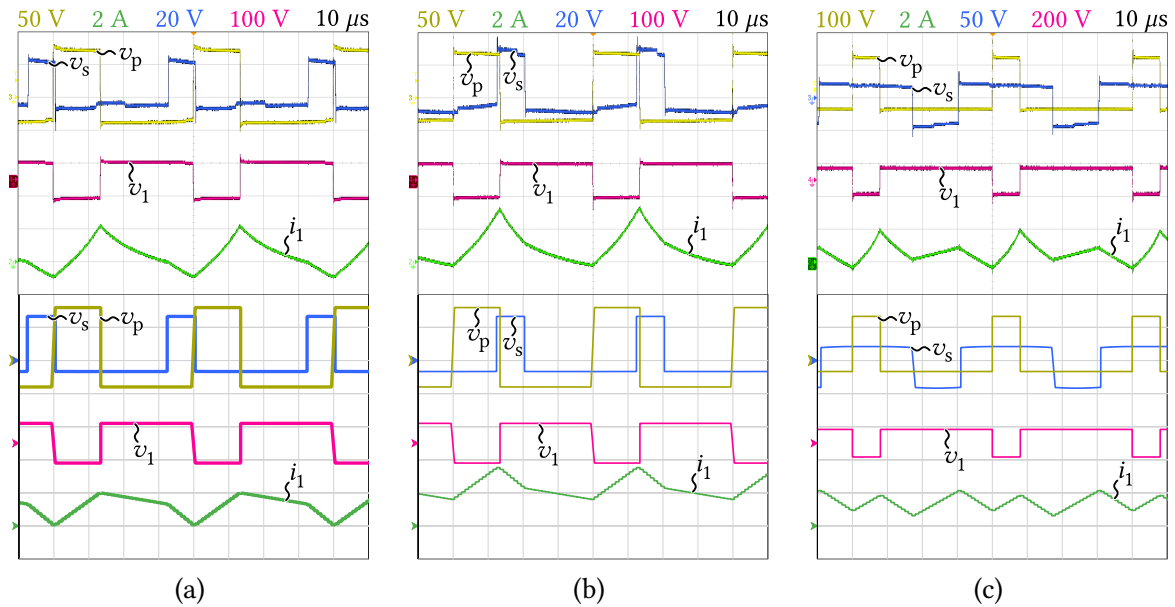
Figura 4.6. Formas de onda experimentais (acima) e de simulação (abaixo) para: a tensão do primário, v_p (amarelo); a tensão do secundário, v_s (azul); a tensão da ponte completa, v_1 (roxa); e a corrente do primário, i_1 (verde). As condições de teste foram fixadas em $v_{ca1} = 50$ V, $v_{ca2} = 15$ V, $R_{cc1} = R_{cc2} = 100$ Ω , $D_1 = 0,25$, $D_2 = 0,40$, com ângulo de defasagem (a) $\varphi = -50^\circ$, (b) $\varphi = 0^\circ$ e (c) $\varphi = 50^\circ$.



Fonte: O autor.

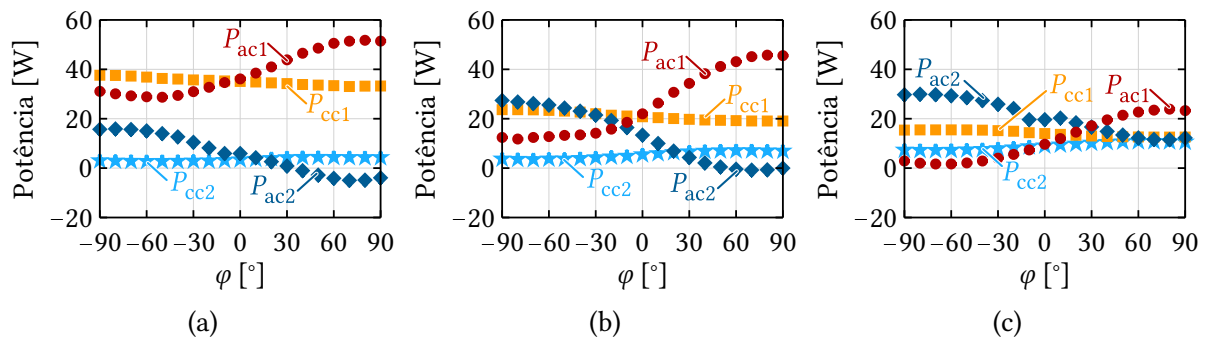
se o indutor externo conectado no secundário (ver Tabela 4.1). Além disso, v_{ca1} e v_{ca2} foram ajustados em 20 V e 10 V, respectivamente. As portas restantes foram consideradas com cargas de 100 Ω e as razões cíclicas definidas como $D_1 = 0,25$ e $D_2 = 0,40$. As comparações entre os resultados de simulação e experimentais da Figura 4.7, mostram que existem diferenças evidentes no formato da corrente do primário causadas pela saturação do núcleo de algum dos componentes magnéticos.

Figura 4.7. Formas de onda experimentais (acima) e de simulação (abaixo) para: a tensão do primário, v_p (amarelo); a tensão do secundário, v_s (azul); a tensão da ponte completa, v_1 (roxa); e a corrente do primário, i_1 (verde). As condições de teste foram fixadas em $v_{ca1} = 20$ V, $v_{ca2} = 10$ V, $R_{cc1} = R_{cc2} = 100$ Ω , $D_1 = 0,33$, $D_2 = 0,2$, com ângulo de defasagem (a) $\varphi = -90^\circ$ e (b) $\varphi = 90^\circ$. (c) $v_{ca1} = 50$ V, $v_{cc2} = 30$ V, $R_{cc1} = R_{ca2} = 100$ Ω , $D_1 = 0,2$, $D_2 = 0,67$ e $\varphi = 0^\circ$.



Fonte: O autor.

Figura 4.8. Transferência de potência experimental entre portas para: $v_{ca1} = 20$ V; $v_{ca2} = 10$ V; e $R_{cc1} = R_{cc2} = 100$ Ω . (a) $D_1 = 0,33$; $D_2 = 0,2$. (b) $D_1 = 0,3$; $D_2 = 0,3$. (c) $D_1 = 0,2$; $D_2 = 0,33$.

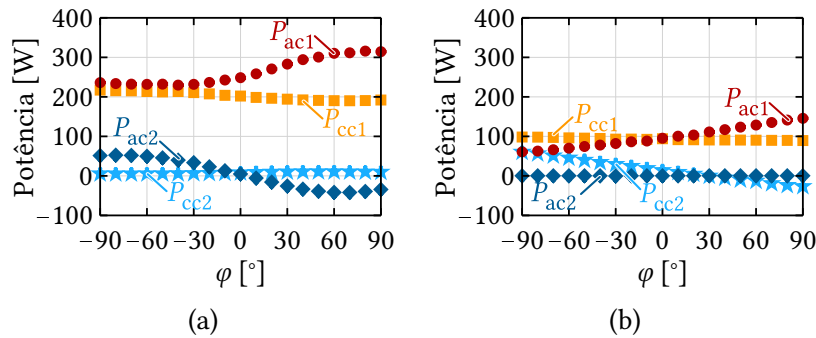


Fonte: O autor.

Usando-se o conjunto magnético 1, foram traçados, na Figura 4.8 e na Figura 4.9, vários perfis de potência em função de φ . Por exemplo, a Figura 4.8(a) mostra duas fontes fornecendo potência para as cargas para $\varphi < 30$ e desde ali v_{ca2} absorve potência de v_{ca1} . Por outro lado, as fontes fornecem potência com diferentes valores nominais, como função de φ na faixa inteira, como ilustrado nas Figuras 4.8(b)-(c). Como esperado, a potência transferida depende das tensões do barramento CC (V_{cc1} e V_{cc2}). Assim, níveis de potência são substancialmente diferentes dependendo das condições de operação como mostrado na Figura 4.8(a) e Figura 4.9(a).

A fim de demonstrar a característica de todas as entradas, V_{cc2} foi fixada em 30 V enquanto que v_{ca2} se tornou sumidouro com potência quase nula como ilustrado na Figura 4.9(b). Nestas condições, v_{ca1} fornece potência para a porta V_{cc1} (carga) e V_{cc2} para $\varphi > 30^\circ$.

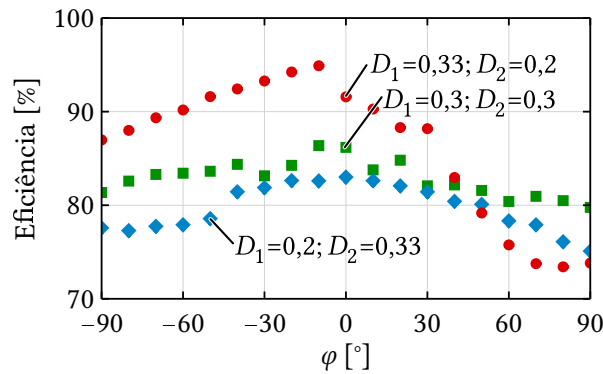
Figura 4.9. Transferência de potência experimental entre portas. (a) $v_{ca1} = 50$ V, $v_{ca2} = 15$ V, $R_{cc1} = R_{cc2} = 100 \Omega$, $D_1 = 0,33$ e $D_2 = 0,2$. (b) $v_{ca1} = 50$ V, $V_{cc2} = 30$ V, $R_{cc1} = R_{ca2} = 100 \Omega$, $D_1 = 0,2$ e $D_2 = 0,67$.



Fonte: O autor.

Finalmente, o rendimento experimental foi comparado na Figura 4.10 para as mesmas tensões de entrada e condições de carga com diferentes razões cíclicas em função de φ . A eficiência máxima reportada foi de 94,9% com $D_1 = 0,33$, $D_2 = 0,2$ e $\varphi = 10^\circ$ para $v_{ca1} = 20$ V, $v_{ca2} = 10$ V e $R_{cc1} = R_{cc2} = 100 \Omega$. Observe-se que o protótipo não foi otimizado para operação em comutação suave em toda sua faixa operacional.

Figura 4.10. Eficiência experimental nas seguintes condições $v_{ca1} = 20$ V, $v_{ca2} = 10$ V e $R_{cc1} = R_{cc2} = 100 \Omega$ para ciclo útil diferente.

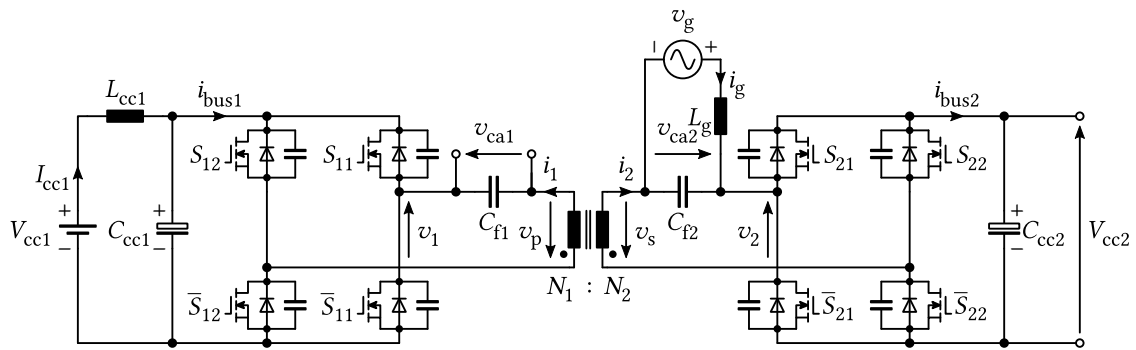


Fonte: O autor.

4.5 Aplicação de microinversor usando o sistema de conversão CC/CA monofásico multiporta em configuração ativa

A flexibilidade oferecida pelo sistema de conversão proposto permite empregá-lo em diferentes aplicações em função da configuração das portas, sejam fontes ou cargas. Assim, é possível integrar duas microrredes CC, usando as duas portas CC, com uma rede CA mediante uma das portas CA, e. g. (v_{ca1}). Nesta configuração, o sistema estabelece um fluxo de potência bidirecional tanto de forma isolada quanto não isolada.

Figura 4.11. Sistema proposto de conversão CA/CC–CC/CA baseado em DAB configurado para aplicação de microinversor.



Fonte: O autor.

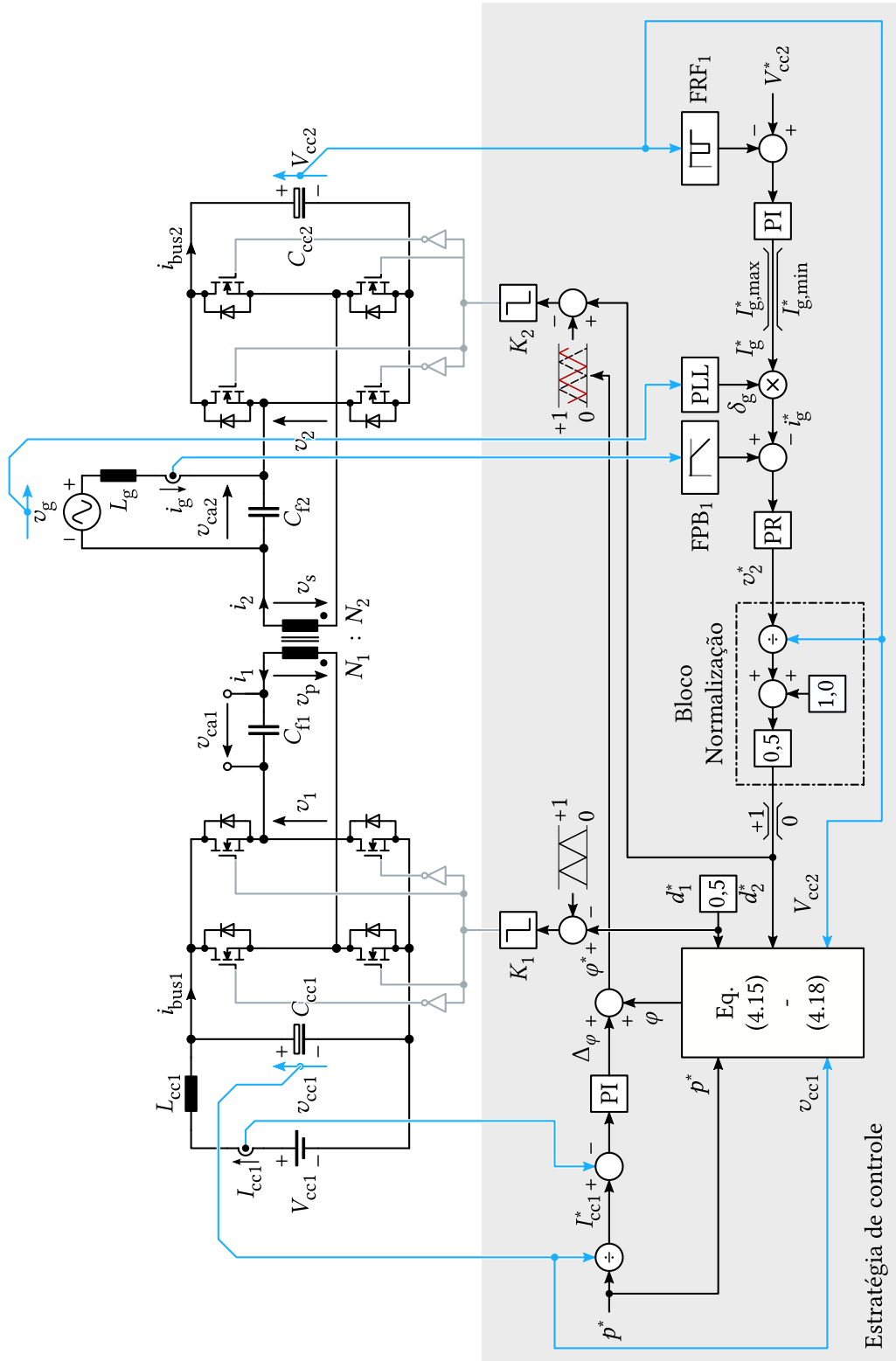
O sistema de conversão proposto pode também ser configurado como microinversor isolado quando conectadas as portas cruzadas, ou seja, V_{cc1} com v_{ca2} ou V_{cc2} com v_{ca1} . Na Figura 4.11, é mostrada esta configuração com filtro LCL na saída, o qual aproveita a indutância própria do secundário do transformador, L_2 .

4.6 Estratégia de controle

A estratégia de controle proposta para a aplicação como microinversor pretende garantir que a porta CC1 forneça potência constante mantendo uma razão cíclica D_1 de 0,5, já que este valor permite a transferência de potência máxima como mostrado na Figura 4.4(b). Seria possível utilizar uma razão cíclica variável para acrescentar a região de operação sob tensão, mas isto levaria a uma implementação mais complexa. Por sua vez, a potência manuseada pelo transformador de alta frequência também deve permanecer constante. Para isto, deve haver uma busca de um valor do ângulo de defasagem entre as pontes, φ , adequado cogitando as expressões de potência (4.15)-(4.18) dos quatro modos identificados. Ao mesmo tempo, a segunda ponte deve assegurar tanto uma corrente senoidal com FP unitário na porta CA2 como o desacoplamento, de forma indireta, da componente oscilatória da potência na porta CC2.

O diagrama de blocos de controle do conversor é mostrado na Figura 4.12. Este é constituído de três malhas. A primeira delas é encarregada de regular a tensão na porta CC2, V_{cc2} , mediante uma malha interna da corrente injetada na porta CA2, i_g . Para isto, o erro obtido pela comparação da referência da tensão do barramento CC2 com seu valor medido ($V_{cc2}^* - V_{cc2}$) é regulado através de um controlador PI, cuja saída gera a referência da amplitude de corrente, I_g^* . Antes de comparado, V_{cc2} é filtrado para eliminar a componente em $2f_g$ mediante um filtro rejeita-faixa de segunda ordem (FRF₁) com uma banda de rejeição de 20 Hz, cuja resposta em frequência é mostrada na Figura 4.13(a). A saída do controlador PI é limitada usando um saturador simétrico, cujos valores máximo e mínimo são indicados como $I_{g,max}^*$ e $I_{g,min}^*$, respectivamente. Cogitando que I_g^* em condições nominais é de 3,21 A, foi estabelecida como saída máxima desse controlador em valor absoluto 8 A, o que representa menos de 20% da corrente nominal das chaves empregadas.

Figura 4.12. Sistema de controle proposto para o conversor multiporta com filtro indutivo acoplado.



Fonte: O autor.

A segunda malha recebe a referência da amplitude de corrente, I_g^* , e gera uma referência senoidal de corrente, i_g^* , desfasada de 180° com respeito à tensão da rede, v_g , usando uma malha de captura de fase (PLL, do inglês *Phase-Locked Loop*). Antes de ser calculado o erro entre $i_g - i_g^*$, a corrente mensurada é filtrada através de um filtro passa-baixas (FPB₁) de segunda ordem com frequência de corte de 1,2 kHz e fator de amortecimento (ζ) de 0,7, cuja resposta em frequência é mostrada na Figura 4.13(b). Já o erro de corrente obtido passa por um controlador proporcional-ressonante (PR), o que garante erro nulo na frequência da rede. A saída desse controlador gera a tensão de referência da ponte 2 (v_2^*) a qual é normalizada para obter a razão cíclica de referência desta ponte (d_2^*). Esta razão cíclica está limitada a valores entre 0 e 1 através de um saturador conforme mostrado na Figura 4.12, para evitar erros numéricos na busca de φ . A implementação do controlador PR foi feita a partir de:

$$PR(s) = K_p + K_i \frac{2\omega_b s}{s^2 + 2\omega_b s + \omega_c^2} \quad (4.19)$$

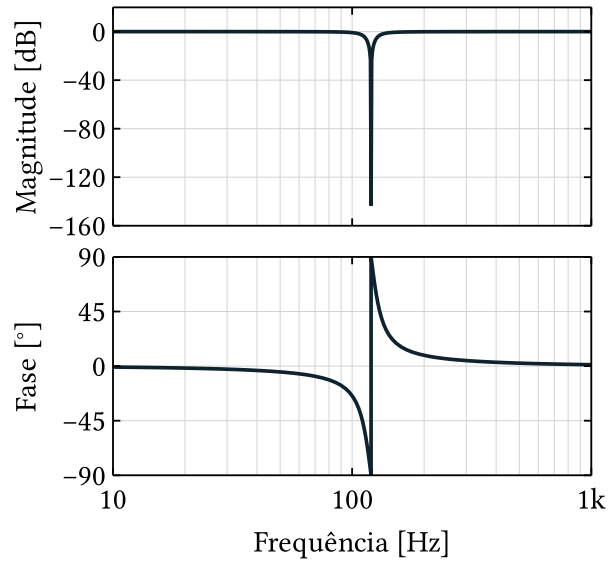
onde, ω_b é o zero do controlado PI equivalente (ZMOOD; HOLMES, 2003), ω_c é a frequência da perturbação que se deseja rejeitar (frequência da rede), e K_p e K_i são o ganho proporcional e o ganho integral do controlador, respectivamente. Esta implementação apresenta ganho finito na frequência ω_c . Uma das vantagens oferecidas por este tipo de controlador é que possível sua associação em paralelo para eliminar harmônicas de baixa ordem (BEZERRA, 2013).

A partir das razões cíclicas das duas pontes, d_1^* e d_2^* , das tensões de barramento, v_{cc1} e V_{cc2} , e da potência de referência, p^* , encontra-se o valor adequado de φ empregando as equações (4.15)-(4.18). Deve-se notar que para o cálculo de φ é usada a tensão sobre o capacitor C_{cc1} , ao invés da tensão da fonte V_{cc1} devido à presença do filtro de entrada. A terceira malha é responsável pela regulação da corrente fornecida pela fonte CC1, I_{cc1} . A regulação, através de um controlador PI, do erro entre a corrente de referência e seu valor medido define a variação de φ , Δ_φ , que deve ser adicionada ao φ original, com o objetivo de corrigir o ângulo de defasagem a ser imposto entre as pontes. Este ângulo (φ^*), juntamente com as razões cíclicas das duas pontes, determinam o padrão dos pulsos de disparo dos interruptores.

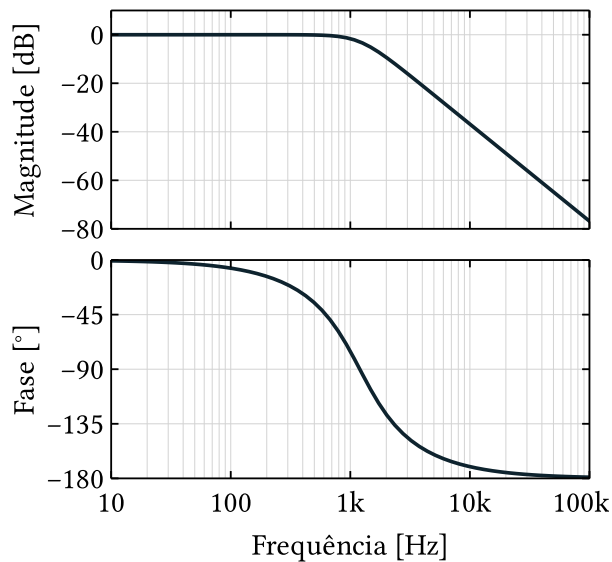
4.7 Resultados de simulação e experimentais da aplicação como microinversor

As simulações desta seção foram realizadas usando o software PSIM 9.1. O sistema de controle foi discretizado usando a transformação bilinear (Tustin) com tempo de amostragem igual à frequência de comutação ($f_s = 20$ kHz) e implementado utilizando um bloco DLL, programado em linguagem C. Para obter resultados de simulação mais consistentes, foram realizadas as seguintes considerações: o resistor equivalente em série (ESR) dos capacitores adotando os valores reportados nos *datasheets*; o resistor equivalente em série (ESR) dos indutores e dos enrolamentos do transformador conforme os valores mensurados usando uma ponte RLC Agilent 4263B; e v_g composto por $V_g = 110 V_{rms}$ (amplitude da fundamental), 8% da terceira

Figura 4.13. Resposta em frequência dos filtros empregados na estratégia de controle. (a) Filtro rejeita faixa (FRF₁). (b) Filtro passa baixa (FPB₁).



(a)



(b)

Fonte: O autor.

harmônica, 5% da quinta harmônica e 2% da sétima harmônica. Além disso, foram inseridas as características dos semicondutores (IGBT e diodo em antiparalelo) do módulo SK45GH063 da SEMIKRON empregando o módulo térmico fornecido pelo software para o cálculo de perdas. Outrossim, foi cogitado um tempo morto de 300 ns no acionamento dos braços para evitar curto circuito nos barramentos. A fonte CC (V_{cc1}) foi implementada usando um transformador de isolamento com relação 1:0,5, uma ponte de diodos monofásica e um capacitor eletrolítico de 2200 μF . As especificações do conversor na aplicação como microinversor são resumidas na Tabela 4.2.

Na Figura 4.14, são contrastados os resultados de simulação e experimentais, em particular,

Tabela 4.2. Especificações do conversor CC/CA monofásico multiporta com filtro indutivo em configuração ativa operando como microinversor.

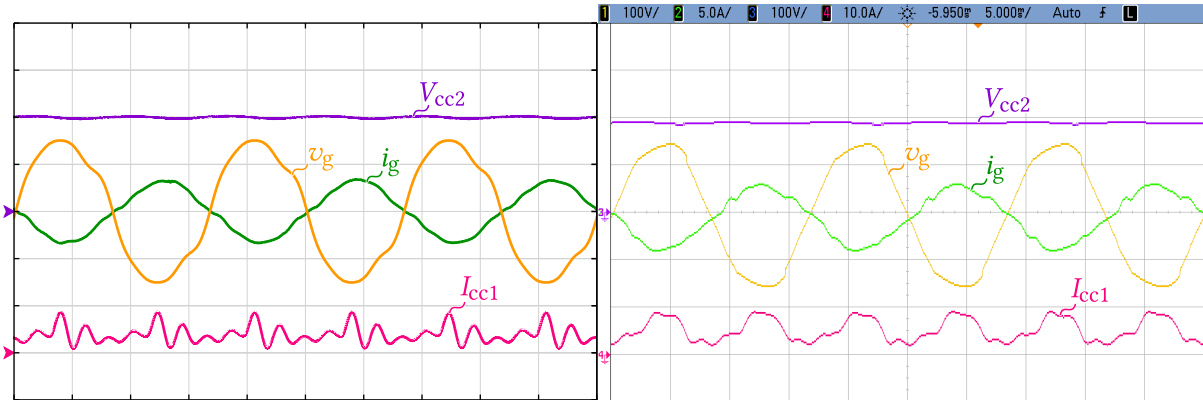
Parâmetro	Etiqueta	Valor
Potência nominal	P_o	250 W
Tensão de entrada	V_{in}	70 – 90 V
Tensão de entrada nominal	$V_{in,nom}$	80 V
Tensão de saída	V_g	110 V \pm 10%
Frequência de saída	f_g	60 Hz
Frequência de comutação	f_s	20 kHz
Capacitor de filtro CA	$C_{f1}; C_{f2}$	165 μ F; 7,5 μ F
Capacitores do barramento CC	$C_{cc1}; C_{cc2}$	600 μ F
Indutor de filtro do lado da rede @ $f = 10$ kHz	L_g	7 mH
Conjunto magnético @ $f = 10$ kHz		
Indutância própria do primário e do secundário	$L_1; L_2$	1,094 mH; 6,58 mH
Relação de transformação	$n = N_1/N_2$	0,4075
Indutância de dispersão do primário e do secundário	$L_{k1}; L_{k2}$	7,91 μ H; 47,79 μ H
Indutância de magnetização	L_m	1,086 mH
Indutor externo no primário		23,4 μ H
Módulos de ponte completa		SK45GH063
Microcontrolador		TMS320F28379D

Fonte: O autor.

os principais sinais de tensão e corrente nas diferentes portas do sistema de conversão. Observa-se que a corrente da rede, i_g , está em oposição de fase com a tensão da rede, v_g , seguindo a convenção adotada na Figura 4.11. A distorção existente nessa corrente foi interpretada como sendo devida à não compensação da corrente que circula pelo capacitor do filtro de saída LCL. A tensão do barramento 2 (V_{cc2}) foi controlada em 200 V e apresenta uma oscilação em $2f_g$ típica de um sistema monofásico porque esta porta é usada para desacoplar parcialmente a componente oscilatória da potência. Porém, observa-se que a tensão medida experimentalmente é ligeiramente menor que 200 V; este resultado não se deve a uma falta de regulação, mas a um erro de calibração no sensor de tensão correspondente no momento da medição. A corrente de entrada (I_{cc1}) possui uma componente CC e uma notável oscilação devido à ressonância do filtro LC de entrada. Na comparação entre os resultados de simulação e experimentais, percebe-se que nesses últimos a ressonância é reduzida pelo efeito de possíveis elementos parasitas não considerados na simulação.

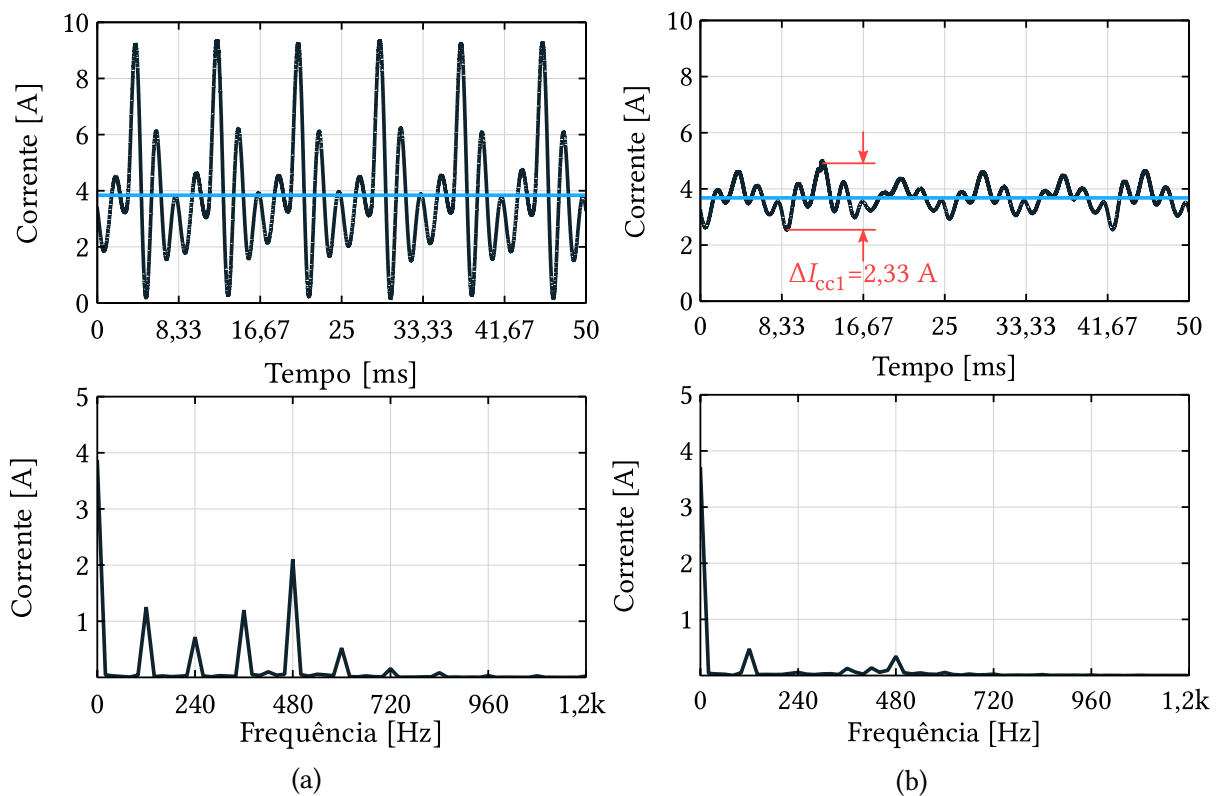
Devido às particularidades da implementação da fonte CC (um arranjo formado por um transformador de isolamento, uma ponte retificadora monofásica e um capacitor de filtro de 2200 μ F), não foi observado o desacoplamento da segunda harmônica de potência na corrente I_{cc1} , já que aparecem mais harmônicas pares como evidenciado na Figura 4.15(a). Para comprovar que o conversor efetivamente mitiga a aparição desta componente oscilatória no lado CC, foi substituído o arranjo empregado por uma fonte de tensão CC ideal na simulação. Desta maneira,

Figura 4.14. Resultados de simulação (esquerda) e experimentais (direita) para aplicação de microinversor em condições de plena carga. As formas de onda comparadas são: tensão da rede, v_g (100 V/div); corrente da rede, i_g (5 A/div); tensão do barramento 2, V_{cc2} (100 V/div); e corrente de entrada, I_{cc1} (10 A/div). A base de tempo está fixada em 5 ms/div.



Fonte: O autor.

Figura 4.15. Resultados de simulação da forma de onda e FFT da corrente de entrada (I_{cc1}) em condições de plena carga. (a) Fonte CC (V_{cc1}) implementada com transformador de isolamento, ponte retificadora e filtro capacitivo de 2200 μF . (b) Fonte CC (V_{cc1}) ideal.



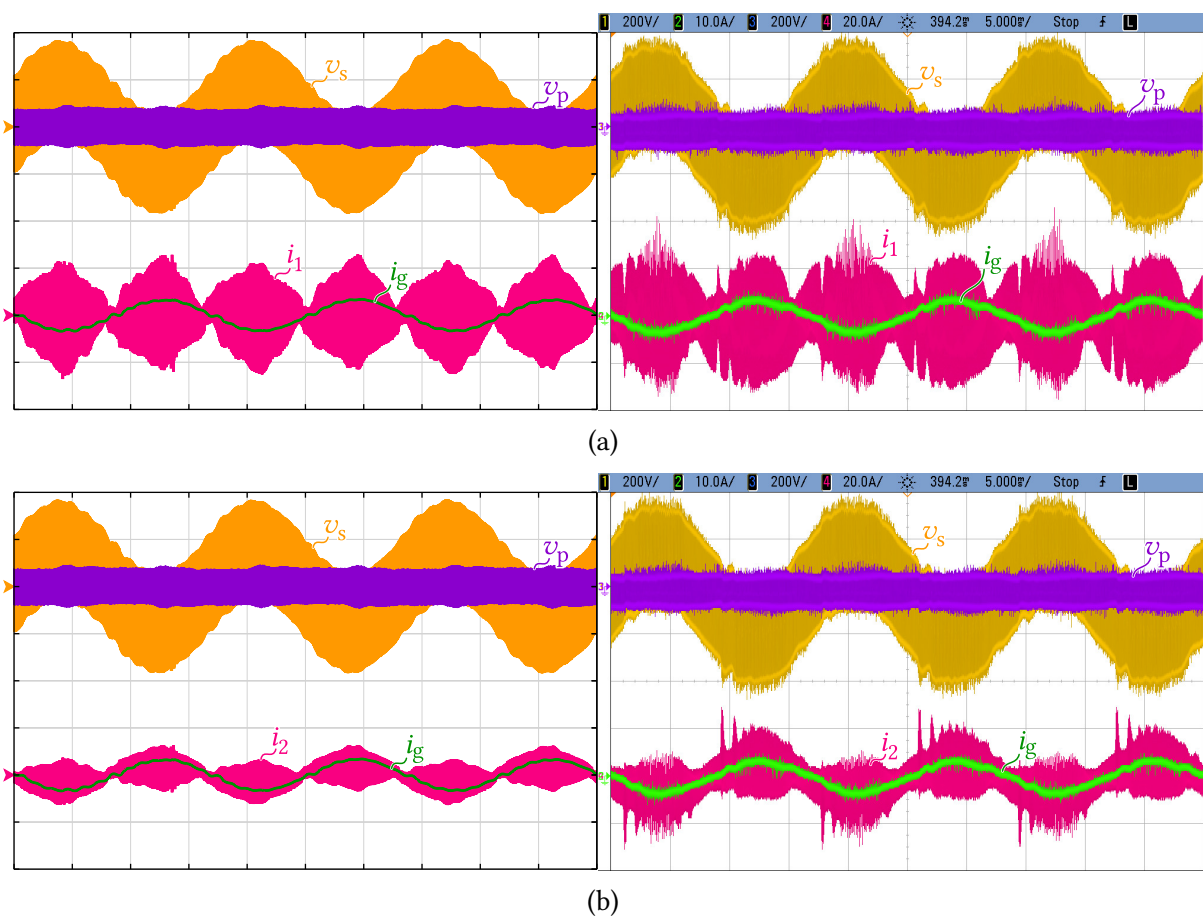
Fonte: O autor.

nota-se que a componente CC é dominante sobre as componentes das harmônicas como indicado na Figura 4.15(b). Especificamente, a amplitude da componente CC é de 3,68 A enquanto a da segunda harmônica representa 12,9% desse valor, ou seja, 0,475 A.

Os sinais de alta frequência mais significativos na operação do transformador do sistema

de conversão proposto são apresentados na Figura 4.16. Quando examinados os resultados de simulação e experimentais, observa-se que as correntes do primário (i_1) e do secundário (i_2) no experimento provocam a saturação do núcleo do transformador e, portanto, a perda de linearidade. Para esclarecer o que está ocorrendo com estas correntes (i_1 e i_2) foram analisados quatro períodos de comutação quando a corrente da rede é mínima, próxima de zero e máxima como mostrado nas Figuras 4.17 e 4.18.

Figura 4.16. Resultados de simulação (esquerda) e experimentais (direita) para aplicação de microinversor em condições de plena carga. As formas de onda comparadas são: tensão no primário, v_p (200 V/div); tensão no secundário, v_s (200 V/div); e corrente da rede, i_g (10 A/div). A base de tempo está fixada em 5 ms/div. (a) Corrente no primário, i_1 (20 A/div). (b) Corrente no secundário, i_2 (20 A/div).



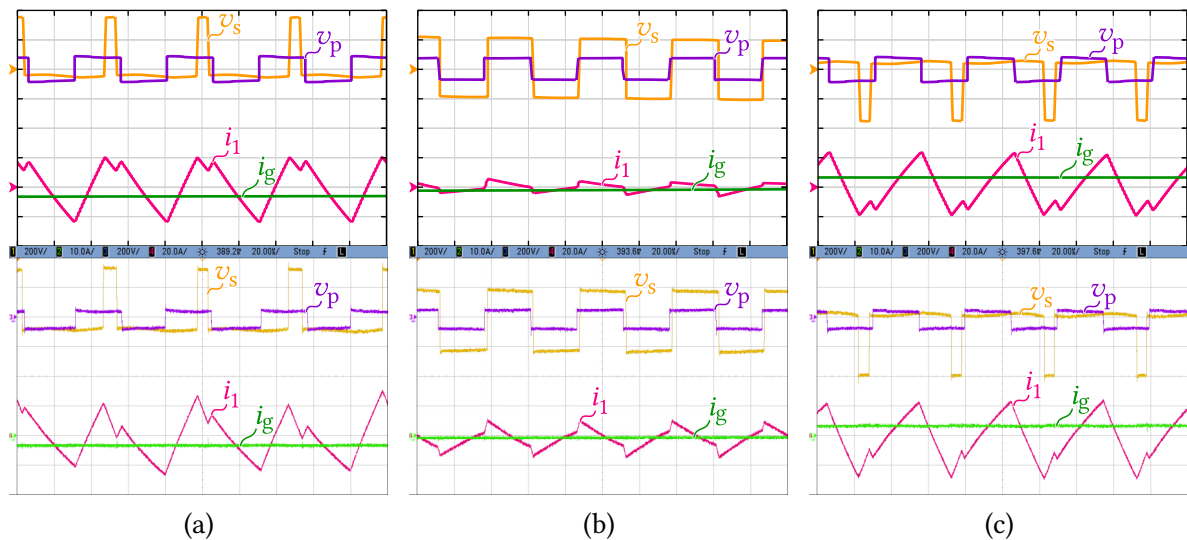
Fonte: O autor.

Comparando a corrente no primário (i_1) dos resultados de simulação e experimentais da Figura 4.17, repara-se que ela possui o mesmo formato; entretanto, a inclinação com a que cresce ou diminui é diferente e, em consequência, a amplitude da corrente nos instantes em que mudam as tensões v_p e v_s não se correspondem. Esta diferença é devida à divergência da tensão aplicada no secundário do transformador no experimento. Também, observa-se que a corrente i_1 apresenta comportamento linear nas três faixas de tempo avaliadas. Em contraste, a corrente no secundário (i_2) demonstra um comportamento não linear (saturação) como indicado na

Figura 4.18(a) e (c).

Observando as Figuras 4.17 e 4.18, percebe-se que o conversor opera nos modos 1p (tanto com $d_1 > d_2$ quanto com $d_2 > d_1$) e 2p já que está transferindo potência da ponte 1 para a ponte 2. Na operação no modo 1p indicado na Figura 4.17(a) e (c), valida-se que a corrente do primário (i_1) é suficiente para carregar as capacitâncias parasitas e permitir o disparo ZVS de todas as chaves da ponte 1. Em contraposição, na operação no modo 2p mostrado na Figura 4.17(b), comprova-se que o sentido da corrente do primário não é adequado para acionar as chaves da ponte 1 sob comutação suave. Por sua vez, a operação no modo 1p não garante a comutação suave em todas as chaves da ponte 2. Desta maneira, as chaves S_{22} e \bar{S}_{21} são disparadas com ZVS para as condições mostradas na Figura 4.18(a); e as chaves S_{21} e \bar{S}_{22} apresentam disparo ZVS nas condições ilustradas na Figura 4.18(c). No que se refere ao disparo das chaves da ponte 2 no modo 2p, evidencia-se que todas as chaves são acionadas em ZVS segundo indicado na Figura 4.18(b).

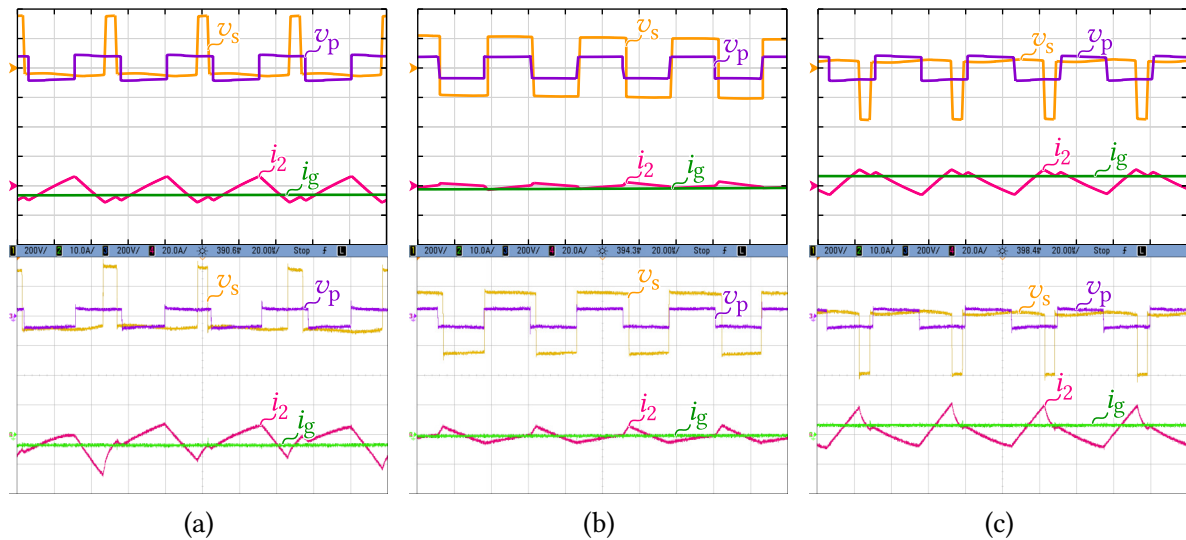
Figura 4.17. Resultados de simulação (superior) e experimentais (inferior) para aplicação de microinversor em condições de plena carga. As formas de onda de alta frequência comparadas são: tensão no primário, v_p (200 V/div); tensão no secundário, v_s (200 V/div); corrente da rede, i_g (10 A/div); e corrente no primário, i_1 (20 A/div). A base de tempo está fixada em 20 μ s/div. (a) 4,3 ms \leq t \leq 4,5 ms. (b) 7,9 ms \leq t \leq 8,1 ms. (c) 13,2 ms \leq t \leq 13,4 ms.



Fonte: O autor.

O sistema de conversão proposto demonstrou que opera com FP superior de 0,9 para cargas acima de 50 W (20% da carga nominal) como mostrado na Figura 4.19(a). Já a THD da corrente injetada na rede (i_g) permanece em baixo de 20% para potência acima de 75 W, ou seja, de 30% da potência nominal como indicado na Figura 4.19(b). O rendimento harmônico do sistema pode ser melhorado mediante a implementação de uma estrutura de controle mais complexa compensando a corrente que flui pelo capacitor do filtro LCL (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). A eficiência da simulação e experimental é apresentada na Figura 4.19(c). A

Figura 4.18. Resultados de simulação (superior) e experimentais (inferior) para aplicação de microinversor em condições de plena carga. As formas de onda de alta frequência comparadas são: tensão no primário, v_p (200 V/div); tensão no secundário, v_s (200 V/div); corrente da rede, i_g (10 A/div); e corrente no secundário, i_2 (20 A/div). A base de tempo está fixada em 20 μ s/div. (a) 4,3 ms $\leq t \leq$ 4,5 ms. (b) 7,9 ms $\leq t \leq$ 8,1 ms. (c) 13,2 ms $\leq t \leq$ 13,4 ms.



Fonte: O autor.

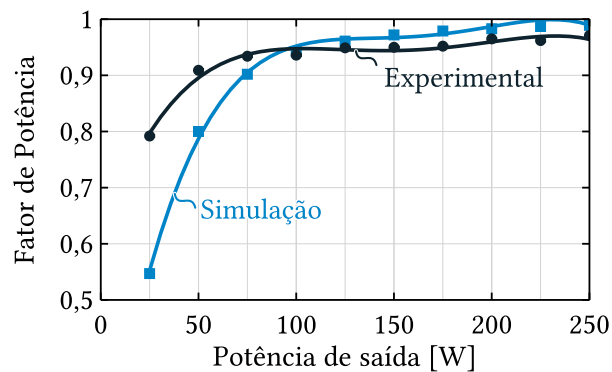
eficiência experimental em condições de plena carga foi de 80,7%. Como esperado, a eficiência da simulação foi superior já que as perdas nos componentes magnéticos não são consideradas no software utilizado. Devido a que o protótipo foi construído empregando só componentes disponíveis no laboratório com o propósito de validar o funcionamento da topologia, é possível acrescentar a eficiência mediante: a seleção adequada dos MOSFETs em função das tensões e correntes aplicadas pelas pontes; e o projeto dos componentes magnéticos (transformador e filtro LCL). As medições experimentais de FP, THD e eficiência foram realizadas usando o osciloscópio DSOX4034A da Keysight.

Enfim, foi comprovado que a estratégia de controle proposta responde satisfatoriamente a degraus de carga conforme indicado na Figura 4.20. Inicialmente, foi aplicado um degrau de carga de 100% para 40% e, como esperado, o controlador PI do barramento diminui a amplitude da corrente de referência para equilibrar a potência recebida e entregue pelo conversor enquanto a tensão média da porta CC2, V_{cc2} , mantém-se regulada em 200 V como mostrado na Figura 4.20(a). Posteriormente, foi aplicado um degrau de carga de 40% para 100%, sendo novamente coerente a resposta do controlador PI que acrescentou a amplitude da corrente injetada na rede (i_g) preservando a tensão V_{cc2} corretamente controlada. A partir do comportamento observado, verificou-se que a estratégia de controle responde adequadamente às mudanças de carga.

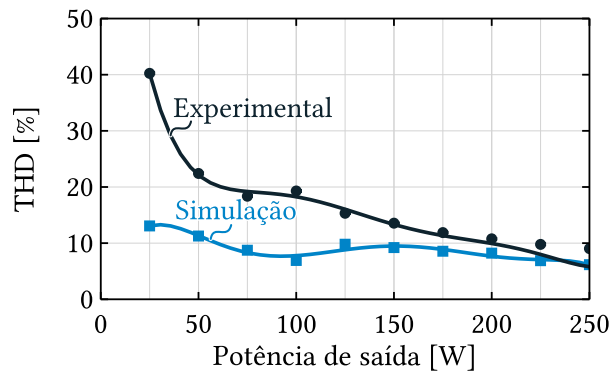
4.8 Conclusão

Neste capítulo foi investigado, inicialmente, um sistema CA/CC–CC/CA, inédito, com quatro portas usando duas pontes completas que pode ser utilizado para aplicações que não necessitem

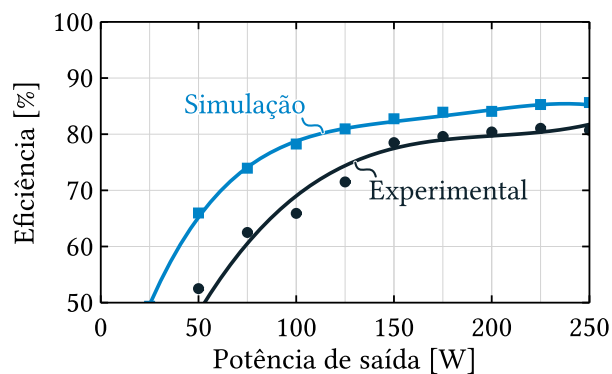
Figura 4.19. Comparação dos parâmetros de desempenho do sistema de conversão proposto para aplicação de microinversor na faixa de carga de 10% até 100%. (a) Fator de potência entre v_g e i_g . (b) THD da corrente da rede, i_g . (c) Eficiência.



(a)



(b)

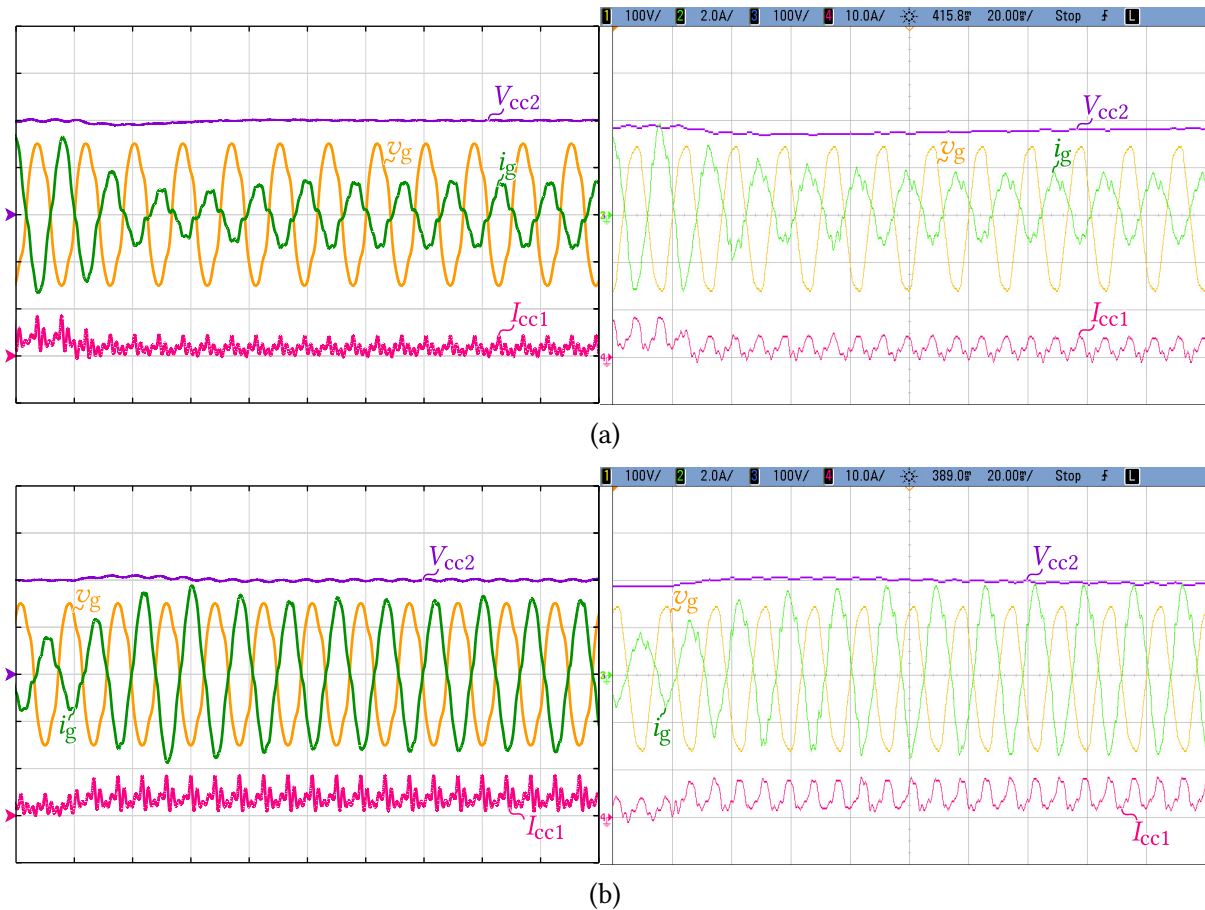


(c)

Fonte: O autor.

de isolamento completo entre as mesmas. Como no caso do DAB convencional, este sistema se destaca pela sua modularidade sendo possível o uso de módulos integrados de ponte completa; isto permite uma grande disponibilidade comercial e uma substituição rápida no caso de falha. No estudo, foi apresentada uma análise detalhada de quatro possíveis modos de operação do referido sistema, sendo determinado, através de gráficos, que o ponto máximo de transmissão de potência sempre ocorre quando $D_1 = 0,5$ para diferentes valores de D_2 . Observou-se, entretanto que o máximo absoluto ocorre para o valor $D_2 = 0,5$. O comportamento estacionário do

Figura 4.20. Resultados de simulação e experimentais do sistema de conversão proposto para aplicação de microinversor ante degrau de carga. As formas de onda comparadas são: tensão da rede, v_g (100 V/div); corrente da rede, i_g (2 A/div); tensão do barramento 2, V_{cc2} (100 V/div); e corrente de entrada, I_{cc1} (10 A/div). A base de tempo está fixada em 20 ms/div. (a) Degrau de carga de 100% para 40%. (b) Degrau de carga de 40% para 100%.



Fonte: O autor.

conversor foi avaliado tanto mediante simulação como experimentalmente utilizando dois conjuntos magnéticos diferentes (transformador de alta frequência mais indutor externo) para validar as expressões de potência deduzidas para cada modo de operação. A partir destes resultados também foi comprovado que o conversor pode operar com comutação suave (ZVS), permitindo alcançar uma eficiência na faixa de 73,4% até 94,9% em função dos parâmetros de operação D_1 , D_2 , f_s , V_{cc1} e V_{cc2} .

Especificamente, o sistema de conversão proposto foi configurado como microinversor isolado alimentado através da porta CC1 e conectado à rede mediante a porta CA2 usando um filtro LCL. A estratégia de controle desenvolvida para esta aplicação permitiu regular a tensão V_{cc2} e injetar corrente na rede com alto FP (maior de 0,9 a partir do 20% da carga nominal). A eficiência máxima atingida experimentalmente foi de 80,7% em condições de plena carga. Além disso, foi comprovado que a estratégia de controle respondeu adequadamente a degraus de carga. Nesta configuração, comprovou-se, ainda, que o transformador de alta frequência só

transfere a potência ativa enquanto que a componente oscilatória permanece confinada à ponte conectada à rede.

5

Conclusões gerais e trabalhos futuros

5.1 Conclusões gerais

O ESTUDO da literatura técnica sobre sistemas CC/CA, realizado neste trabalho, mostrou que os conversores monofásicos isolados de estágio único possuem capacidade de desacoplamento da potência oscilatória que ocorrem nos mesmos. Também, apresentam características atraentes para seu uso em microinversores, quando comparados aos de multiestágio: são mais baratos e possuem melhor rendimento. Assim, neste trabalho, foram propostos, analisados e desenvolvidos dois conversores CC/CA isolados, monofásicos e de estágio único, para operarem como microinversores com desacoplamento ativo da segunda harmônica de potência. Ambos são baseados no conversor Dupla Ponte Ativa. Os resultados do estudo mostraram que essa escolha foi conveniente para o tipo de aplicação proposta, isso devido à simplicidade de seu modelo de transferência de potência, à possibilidade de fluxo de potência bidirecional e ao número de graus de liberdade oferecidos. Além disso, o DAB oferece condições de comutação suave dependendo da modulação empregada. O estudo da Dupla Ponte Ativa em sua configuração mais elementar, ou seja, operando as pontes com tensões dois níveis com razão cíclica de 0,5 desfasadas de um ângulo φ , permitiu selecionar uma metodologia de análise da corrente na indutância de dispersão usando uma aproximação linear por partes para determinar as expressões de potência em alta frequência. A técnica foi adaptada à análise das duas topologias propostas, que empregam uma técnica de modulação por deslocamento de fase e por largura de pulso (PSPPWM) para controlar o fluxo de potência através de um transformador de alta frequência.

O primeiro sistema investigado, aqui chamado de Estrutura A, consistiu de um conversor alimentado em tensão com ponte completa do lado CC e de um cicloconversor de dois níveis como estágio de saída, o que permite fluxo de potência bidirecional, tendo sido confirmada sua operação em comutação suave. Do ponto de vista da implementação, o cicloconversor ofereceu a vantagem de precisar da metade de fontes isoladas para os *drivers*, já que as chaves bidirecionais compartilham o pino da fonte. Além disso, mostrou-se que o esforço máximo de

tensão das chaves do cicloconversor é determinado pela tensão de pico da rede. A adição de uma porta no lado CC para o desacoplamento da segunda harmônica de potência efetivamente mitigou a oscilação de corrente da fonte CC mediante uma estratégia de controle em malha aberta. No entanto, deve-se notar que com este arranjo de portas, o transformador de alta frequência transfere a componente de potência ativa e a componente oscilatória, de forma que, no seu dimensionamento, é necessário considerar o dobro da potência nominal do sistema como parâmetro de projeto. O sistema operou em ZVS. Entretanto, há necessidade de um melhor mapeamento das condições para operação em comutação suave nos diferentes modos.

Resultados de simulação da estratégia de controle em malha aberta mostraram a viabilidade desde conversor permitindo a injeção de corrente na rede elétrica com conteúdo harmônico aceitável, desacoplamento parcial da potência oscilatória, já que a corrente fornecida pela fonte CC ainda possui uma componente da segunda harmônica. O fato de não ter sido fechada a malha de controle não permitiu uma melhor análise do desempenho da estrutura.

A concepção do segundo sistema investigado, aqui chamado de Estrutura B, é inédita. Ele manteve o arranjo utilizando duas pontes, mas explorou alternativas de aproveitamento de multiportas, incluindo os capacitores de desacoplamento com portas em potência. Inicialmente, foi estudado o sistema em sua forma básica. Trata-se de um sistema CA/CC-CC/CA com quatro portas usando duas pontes completas que foi concebido para aplicações que não necessitam de isolamento completo entre as mesmas. Como no caso do DAB convencional, este sistema destaca pela sua modularidade sendo possível o uso de módulos integrados de ponte completa, os quais permitem uma substituição rápida, em caso de necessidade, devido à sua disponibilidade comercial. No estudo, foi apresentada uma análise detalhada de quatro possíveis modos de operação do referido sistema, tendo sido determinado, através de gráficos, que o ponto máximo de transmissão de potência sempre ocorre quando $D_1 = 0,5$ para diferentes valores de D_2 . Observou-se, entretanto que o máximo absoluto ocorre para o valor $D_2 = 0,5$. O comportamento estacionário do conversor foi avaliado tanto por simulação como experimentalmente utilizando dois conjuntos magnéticos diferentes (transformador de alta frequência mais indutor externo) para validar as expressões de potência deduzidas para cada modo de operação. A partir destes resultados também foi comprovado que o conversor pode operar com comutação suave (ZVS), permitindo alcançar uma eficiência na faixa de 73,4% até 94,9%. Entretanto, é possível que se possa melhorar esta eficiência a partir do relacionamento entre as regiões de comutação suave e as diferentes potências. Há também a possibilidade de uma ou as duas pontes operarem em três níveis. Este sistema básico permite várias configurações entre as quais foi realizada a de um microinversor isolado alimentado através da porta da ponte retificadora primária e conectado à rede mediante uma porta constituída por um capacitor, parte principal de um filtro LCL. A estratégia de controle desenvolvida para esta aplicação permitiu regular a tensão do barramento da ponte conectada à rede e injetar corrente na rede com alto fator de potência (maior que 0,9 a partir do 20% da carga nominal) enquanto desacoplava a potência oscilatória indiretamente. A eficiência máxima atingida experimentalmente foi de 80,7% em condições de plena carga e a

estratégia de controle respondeu adequadamente a degraus de carga. Verificou-se, ainda, que o desempenho harmônico foi afetado principalmente pelas harmônicas da fonte CA.

Uma comparação entre as duas estruturas, em termos de perdas, fica prejudicada pelo fato de não ter sido fechada a malha de controle na Estrutura A. Já, quanto à distorção harmônica, pode-se dizer que é de aproximadamente de 8% a plena carga, nos dois casos. Também, com ambas as estruturas foi obtido um fator de potência em torno de 0,9. Além da Estrutura A poder ser utilizada quando há necessidade de isolamento entre as portas, uma diferença a se notar é que, nela, a razão cíclica é variável, o que lhe permite utilizar todos os graus de liberdade quando em operação. Embora isto também seja possível na Estrutura B, a sua implementação seria más complexa. Ainda, a Estrutura A é favorecida pelo fato de que as chaves de seu circuito secundário operam com tensão máxima igual à da rede.

Por outro lado, uma diferença fundamental, é que na Estrutura A, o projeto do transformador de alta frequência deve ser feito levando-se em conta o fato de que o mesmo transfere a potência ativa mais a potência reativa, o que leva à necessidade de um transformador de maior potência. Já na Estrutura B, que pode ser utilizada em aplicações em que não há necessidade de isolamento entre todas as portas, o transformador de alta frequência transfere apenas a potência ativa enquanto a componente oscilatória fica confinada na ponte conectada à rede, o que a torna vantajosa, neste aspecto. Além disso, a Estrutura B é modular o que simplifica sua manutenção. Como se vê, a escolha entre as duas estruturas depende do objetivo de sua utilização sendo o uso da Estrutura A limitado ao de microinversor com desacoplamento de potência enquanto a Estrutura B permite maior flexibilidade possibilitando, por exemplo, a conexão de uma carga CC adicional alimentada conjuntamente pelas outras portas disponíveis.

5.2 Trabalhos futuros

Com respeito Estrutura A se considera necessário o desenvolvimento de uma estratégia de controle em malha fechada para poder realizar a análise de desempenho do conversor (distorção harmônica, fator de potência e eficiência). Além disso, é requerido o mapeamento das regiões de chaveamento suave para a escolha de pontos de operação mais eficiente em diferentes condições de carga.

A Estrutura B oferece diferentes alternativas de operação pelo que é recomendado continuar a pesquisa dos seguintes aspectos: os modos de operação e o equacionamento das expressões de potência e das correntes quando uma das pontes opera em três níveis e quando as duas pontes operam em três níveis. Este estudo permitirá analisar completamente a potencialidade desta topologia já que serão disponibilizados todos os graus de liberdade para o controle no fluxo de potência entre as portas e as regiões de operação com comutação suave. Diante dessas novas formas de operação, é necessária uma revisão do projeto dos componentes magnéticos para que trabalhem em faixas seguras de temperatura e de corrente.

Em ambos os casos, torna-se necessário fazer um projeto mais detalhado com a finalidade de melhoria de desempenho, dando especial ênfase ao projeto do transformador de alta frequência.

Bibliografia

ACEVEDO-BUENO, D. A. et al. Four-Port AC/DC-DC/AC Dual Active Bridge Based Converter. In: *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. P.1–P.9.

BERISTAIN, J. et al. Synthesis and modulation of a single phase DC/AC converter with high-frequency isolation in photovoltaic energy applications. In: *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 3, p. 1191–1196 vol.3. ISSN 0275-9306.

BEZERRA, P. A. M. *Inversor Trifásico PWM Fonte de Tensão com Integração de Interruptores em Delta*. 253 p. Tese (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina, 2013.

BHAT, A. K. S.; DEWAN, S. B. A novel utility interfaced high-frequency link photovoltaic power conditioning system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 35, n. 1, p. 153–159, feb 1988. ISSN 0278-0046.

BHAT, A. K. S.; DEWAN, S. B. Steady-state analysis of a LCC-type load commutated high-frequency inverter. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1988. p. 1220–1227 vol.2.

CAO, D. et al. Low cost transformer isolated boost half-bridge micro-inverter for single-phase grid-connected photovoltaic system. In: *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 71–78. ISSN 1048-2334.

CHEN, M.; AFRIDI, K. K.; PERREAULT, D. J. A Multilevel Energy Buffer and Voltage Modulator for Grid-Interfaced Microinverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 3, p. 1203–1219, mar 2015. ISSN 0885-8993.

CHO, Y. W. et al. High-Efficiency Bidirectional DAB Inverter Using a Novel Hybrid Modulation for Stand-Alone Power Generating System With Low Input Voltage. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 6, p. 4138–4147, jun 2016. ISSN 0885-8993.

DENG, S. et al. A new control scheme for high-frequency link inverter design. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, p. 512–517 vol.1.

DIAS, T. A. et al. Estratégias de controle aplicadas a sistemas fotovoltaicos com baterias conectados à rede elétrica. In: *XXI Congresso Brasileiro de Automática - CBA2016*. Vitória, ES: [s.n.], 2016. p. 2914 – 2919.

DING, Z. et al. A Novel Soft-Switching Multiport Bidirectional DC–DC Converter for Hybrid Energy Storage System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 4, p. 1595–1609, 2014. ISSN 0885-8993.

- DONCKER, R. W. D.; DIVAN, D. M.; KHERALUWALA, M. H. A three-phase soft-switched high power density DC/DC converter for high power applications. In: *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1988. p. 796–805 vol.1.
- EVERTS, J. *Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge AC-DC Converter Topologies*. 332 p. Tese (Doutorado) — KU Leuven, 2014.
- FANG, X. et al. Smart Grid – The New and Improved Power Grid: A Survey. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 14, n. 4, p. 944–980, 2012. ISSN 1553-877X.
- FARHANGI, H. The path of the smart grid. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 8, n. 1, p. 18–28, jan 2010. ISSN 1540-7977.
- FIGUEIRA, H. H. et al. Brazilian grid-connected photovoltaic inverters standards: A comparison with IEC and IEEE. In: *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1104–1109. ISSN 2163-5137.
- FU, R. et al. *U.S. Solar Photovoltaic System Cost Benchmark: Q1 2017*. [S.l.], 2017. 59 p.
- GOMES, R. C. M. et al. Two Half-Bridge Resonant Inverters with Coupled Coils for AC/AC Induction Heating Application. In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 928–935. ISSN 2329-3748.
- GOMES, R. C. M. et al. Three-Phase Integrated PFC AC-AC Resonant Inverter with Weak Coupled Coils for Induction Heating Application. In: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 5720–5725. ISSN 2329-3721.
- GOMES, R. C. M. et al. Multiphase Resonant Inverter With Coupled Coils for AC–AC Induction Heating Application. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 56, n. 1, p. 551–560, jan 2020. ISSN 1939-9367.
- HOEK, H. van. *Design and Operation Considerations of Three-Phase Dual Active Bridge Converters for Low-Power Applications with Wide Voltage Ranges*. 242 p. Tese (Doutorado) — RWTH Aachen University, 2017.
- HU, H. et al. A Three-port Flyback for PV Microinverter Applications With Power Pulsation Decoupling Capability. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 27, n. 9, p. 3953–3964, sep 2012. ISSN 0885-8993.
- HU, H. et al. A Single-Stage Microinverter Without Using Electrolytic Capacitors. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 6, p. 2677–2687, 2013. ISSN 0885-8993.
- IPAKCHI, A.; ALBUYEH, F. Grid of the future. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 7, n. 2, p. 52–62, mar 2009. ISSN 1540-7977.
- ITOH, J.-I.; HAYASHI, F. Ripple Current Reduction of a Fuel Cell for a Single-Phase Isolated Converter Using a DC Active Filter With a Center Tap. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 3, p. 550–556, mar 2010. ISSN 0885-8993.
- JAUCH, F.; BIELA, J. Combined Phase-Shift and Frequency Modulation of a Dual-Active-Bridge AC-DC Converter With PFC. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 12, p. 8387–8397, dec 2016. ISSN 0885-8993.

- JIANG, S. et al. Grid-Connected Boost-Half-Bridge Photovoltaic Microinverter System Using Repetitive Current Control and Maximum Power Point Tracking. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 27, n. 11, p. 4711–4722, nov 2012. ISSN 0885-8993.
- KIM, J.; SONG, H. S.; NAM, K. Asymmetric Duty Control of a Dual-Half-Bridge DC/DC Converter for Single-Phase Distributed Generators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 3, p. 973–982, mar 2011. ISSN 0885-8993.
- KINAS, J. R. et al. Comparative evaluation of modulation strategies for a single-phase PV micro-inverter with high-frequency transformer. In: *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 3238–3243.
- KJAER, S. B.; BLAABJERG, F. Design optimization of a single phase inverter for photovoltaic applications. In: *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 3, p. 1183–1190. ISSN 0275-9306.
- KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, 2005. ISSN 0093-9994.
- KJELLQVIST, T.; NORRGA, S.; OSTLUND, S. Design considerations for a medium frequency transformer in a line side power conversion system. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 704–710 Vol.1. ISSN 0275-9306.
- KOURO, S. et al. Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 9, n. 1, p. 47–61, 2015. ISSN 1932-4529.
- KRISHNASWAMI, H. Photovoltaic microinverter using single-stage isolated high-frequency link series resonant topology. In: *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 495–500. ISSN 2329-3721.
- KRISMER, F.; KOLAR, J. W. Closed Form Solution for Minimum Conduction Loss Modulation of DAB Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 1, p. 174–188, jan 2012. ISSN 0885-8993.
- KWON, J. M. et al. High-Efficiency Fuel Cell Power Conditioning System With Input Current Ripple Reduction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 3, p. 826–834, mar 2009. ISSN 0278-0046.
- LEUENBERGER, D. *Multi-Input Module-Integrated PV Inverter Applying GaN Devices*. 251 p. Tese (Doutorado) – ETH Zurich, 2016.
- LI, S.; XIANGLI, K.; SMEDLEY, K. M. Analysis and Design of a Family of Two-Level PWM Plus Phase-Shift-Modulated DC–DC Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 6, p. 4650–4660, jun 2018. ISSN 1557-9948.
- LIU, D.; LI, H. A ZVS Bi-Directional DC-DC Converter for Multiple Energy Storage Elements. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 5, p. 1513–1517, sep 2006. ISSN 0885-8993.

- NAYANASIRI, D. R.; VILATHGAMUWA, D. M.; MASKELL, D. L. Half-Wave Cycloconverter-Based Photovoltaic Microinverter Topology With Phase-Shift Power Modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 6, p. 2700–2710, 2013. ISSN 0885-8993.
- NAYANASIRI, D. R.; VILATHGAMUWA, D. M.; MASKELL, D. L. High-frequency-link micro-inverter with front-end current-fed half-bridge boost converter and half-wave cycloconverter. In: *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 6987–6992. ISSN 1553-572X.
- NORRGA, S. A soft-switched bi-directional isolated AC/DC converter for AC-fed railway propulsion applications. In: *2002 International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (Conf. Publ. No. 487)*. [S.l.: s.n.], 2002. p. 433–438. ISSN 0537-9989.
- PIERQUET, B. J. *Designs for Ultra-High Efficiency Grid-Connected Power Conversion*. 215 p. Tese (Doutorado) – Massachusetts Institute of Technology, 2011.
- PIERQUET, B. J.; PERREAULT, D. J. A Single-Phase Photovoltaic Inverter Topology With a Series-Connected Energy Buffer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 10, p. 4603–4611, 2013. ISSN 0885-8993.
- QIAN, Z. et al. An integrated three-port inverter for stand-alone PV applications. In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1471–1478. ISSN 2329-3721.
- RAJAGOPALAN, V. et al. Analysis and design of a dual series resonant converter for utility interface. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 26, n. 1, p. 80–87, jan 1990. ISSN 0093-9994.
- Renewable Energy Policy Network for the 21st Century (REN21). *Renewables 2019*. Paris; France, 2019. 335 p.
- RODRIGUEZ, C.; AMARATUNGA, G. Long-Lifetime Power Inverter for Photovoltaic AC Modules. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 55, n. 7, p. 2593–2601, 2008. ISSN 0278-0046.
- ROMERO-CADAVAL, E. et al. Grid-Connected Photovoltaic Generation Plants: Components and Operation. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 7, n. 3, p. 6–20, 2013. ISSN 1932-4529.
- SAVARY, P.; NAKAOKA, M.; MARUHASHI, T. Novel type of high-frequency link inverter for photovoltaic residential applications. *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, v. 133, n. 4, p. 279–284, jul 1986. ISSN 0143-7038.
- SHIMIZU, T.; SUZUKI, S. Control of a high-efficiency PV inverter with power decoupling function. In: *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1533–1539. ISSN 2150-6078.
- SHIMIZU, T.; WADA, K.; NAKAMURA, N. Flyback-Type Single-Phase Utility Interactive Inverter With Power Pulsation Decoupling on the DC Input for an AC Photovoltaic Module System. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 21, n. 5, p. 1264–1272, sep 2006. ISSN 0885-8993.
- SOUZA, K. C. A. de; CASTRO, M. R. de; ANTUNES, F. A DC/AC converter for single-phase grid-connected photovoltaic systems. In: *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 4, p. 3268–3273 vol.4.

- SUN, X. et al. Research on dual Buck/Boost integrated three-port bidirectional DC/DC converter. In: *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.
- TAO, H.; DUARTE, J. L.; HENDRIX, M. A. M. Three-Port Triple-Half-Bridge Bidirectional Converter With Zero-Voltage Switching. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 2, p. 782–792, mar 2008. ISSN 0885-8993.
- TAO, H. et al. Transformer-Coupled Multiport ZVS Bidirectional DC-DC Converter With Wide Input Range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 2, p. 771–781, mar 2008. ISSN 0885-8993.
- TAZUME, K.; AOKI, T.; YAMASHITA, T. Novel method for controlling a high-frequency link inverter using cycloconverter techniques. In: *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196)*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 1, p. 497–502. ISSN 0275-9306.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, J. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Primeira. Chichester, West Sussex, UK: John Wiley & Sons, Ltd., 2011.
- The International Energy Agency (IEA). *A Snapshot of Global PV (1992-2016)*. [S.l.], 2017. 15 p.
- TRUBITSYN, A. et al. High-efficiency inverter for photovoltaic applications. In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2803–2810. ISSN 2329-3721.
- VANGEN, K.; MELAA, T.; ADNANES, A. K. Soft-switched high-frequency, high power DC/AC converter with IGBT. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 26–33 vol.1.
- VANGEN, K. et al. Efficient high-frequency soft-switched power converter with signal processor control. In: *Proceedings of INTELEC 91. 13th International Telecommunications Energy Conference*. [S.l.: s.n.], 1991. p. 631–639.
- VITORINO, M. A.; CORREA, M. B. de R. Compensation of DC link oscillation in single-phase VSI and CSI converters for photovoltaic grid connection. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 2007–2014.
- WANG, Y.; HAAN, S. W. H. de; FERREIRA, J. A. Optimal operating ranges of three modulation methods in dual active bridge converters. In: *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1397–1401.
- WEISE, N. D. et al. A Single-Stage Dual-Active-Bridge-Based Soft Switched AC-DC Converter With Open-Loop Power Factor Correction and Other Advanced Features. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 8, p. 4007–4016, aug 2014. ISSN 0885-8993.
- WU, Y.; LIN, J.; LIN, H. Standards and Guidelines for Grid-Connected Photovoltaic Generation Systems: A Review and Comparison. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 4, p. 3205–3216, 2017. ISSN 1939-9367.
- XIAO, H.; XIE, S. A ZVS Bidirectional DC-DC Converter with Phase-Shift Plus PWM Control Scheme. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 2, p. 813–823, 2008. ISSN 0885-8993.

YAMATO, I. et al. New conversion system for UPS using high frequency link. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1988. p. 658–663 vol.2.

ZHANG, L. et al. A Modular Grid-Connected Photovoltaic Generation System Based on DC Bus. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 2, p. 523–531, 2011. ISSN 0885-8993.

ZHAO, C.; ROUND, S. D.; KOLAR, J. W. An Isolated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter With Decoupled Power Flow Management. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 5, p. 2443–2453, sep 2008. ISSN 0885-8993.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 18, n. 3, p. 814–822, 2003. ISSN 0885-8993.

Apêndices



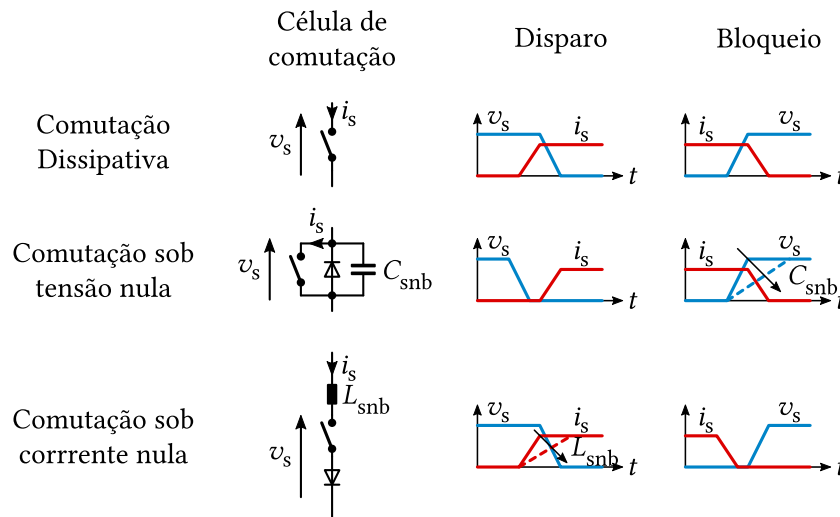
Mecanismo de comutação em semicondutores

AS TRANSIÇÕES entre estados de condução dos dispositivos semicondutores (comutação) se identificam segundo as condições às que estão submetidos. Embora, essas transições classifiquem-se de maneira diferente, neste documento segue-se àquela desenvolvida em (HOEK, 2017).

- ▶ **Comutação dissipativa:** Neste tipo de comutação, ocorre uma transição rápida entre o bloqueio da tensão operacional e a condução da corrente operacional (*disparo*) e vice-versa (*bloqueio*). No disparo, a chave conduz a corrente de carga antes da tensão cair. Analogamente, no bloqueio acontece que a tensão é bloqueada antes da corrente decair. Dessa forma, nessas transições se produzem sobreposições de tensão e corrente e, portanto, aparecem as perdas de comutação.
- ▶ **Comutação sob tensão nula (ZVS):** Em uma comutação deste tipo, a tensão na chave é zero ou quase zero no instante que ocorre a transição. Esta comutação está associada ao disparo da chave, já que a tensão na chave deve cair a zero antes da entrada em condução. Portanto, as perdas por comutação são próximas de zero.
- ▶ **ZVS com snubber:** Para limitar a taxa dv_s/dt durante o bloqueio da chave pode ser empregado um capacitor de *snubber*, C_{snb} , em paralelo. Este capacitor produz a redução da região na qual se sobrepõem a tensão e a corrente da chave e, em consequência, as perdas por comutação. Entretanto, esta solução conduz à busca de um compromisso entre: o tempo de comutação, redução de perdas e energia de comutação.
- ▶ **Comutação sob corrente nula (ZCS):** Em uma comutação deste tipo, a corrente que passa pela chave é zero ou quase zero no instante que ocorre a transição. Esta comutação está associada ao bloqueio da chave, já que a corrente na chave deve cair a zero antes do bloqueio. Portanto, as perdas por comutação são próximas de zero.

- **ZCS com snubber:** Para limitar a taxa di_s/dt durante a entrada em condução da chave pode ser empregado um indutor de *snubber*, L_{snb} , em série. Este indutor produz a redução da região na qual se sobrepõem a tensão e a corrente da chave e, em consequência, as perdas por comutação. Entretanto, esta solução conduz à busca de um compromisso entre: o tempo de comutação, redução de perdas e energia de comutação.

Figura A.1. Mecanismos de comutação.



Fonte: O autor.

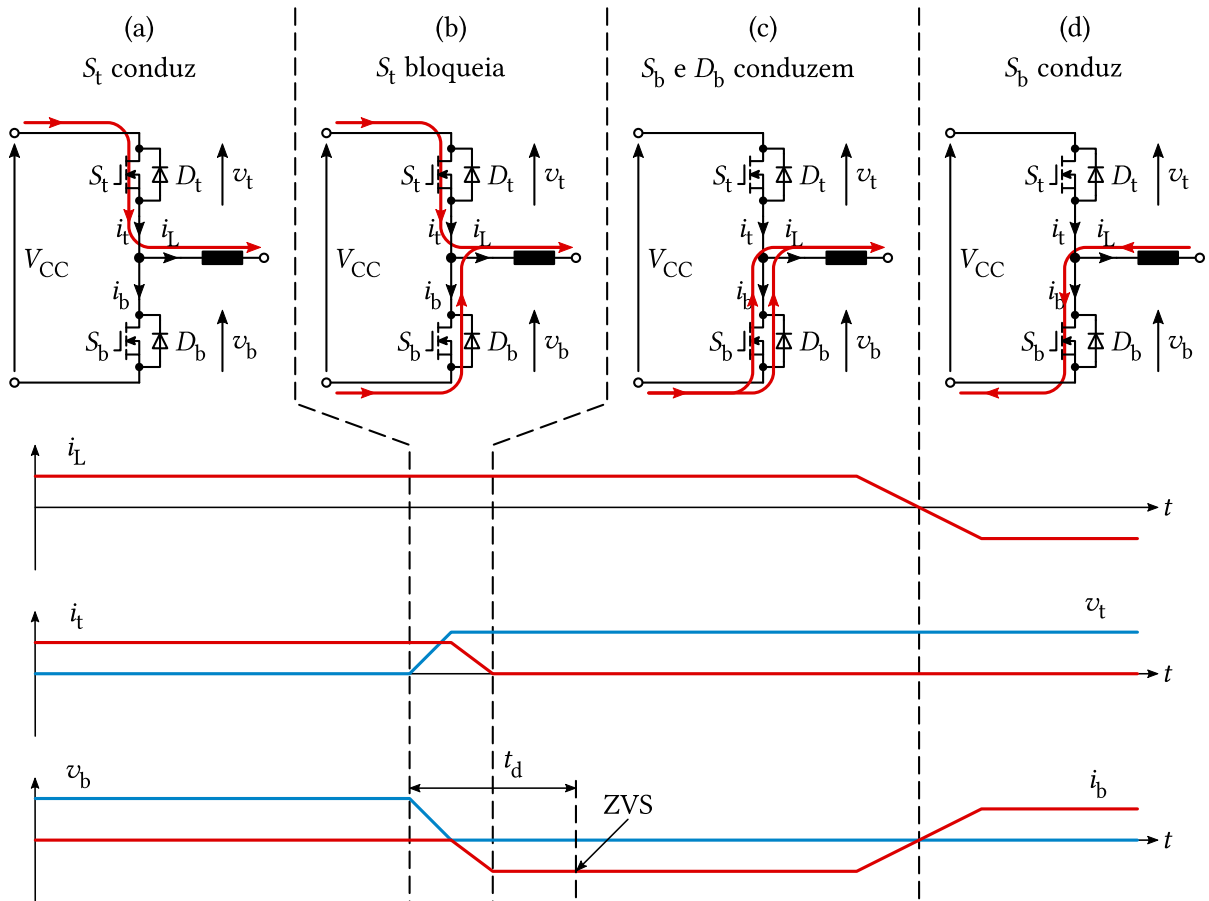
A.1 Comutação sob tensão nula em braço meia ponte

Na Figura A.2, mostra-se a sequência de operação de um braço meia ponte com comutação sob tensão nula. Inicialmente, a chave superior S_t conduz a corrente de carga i_L como indicado na etapa *a*. Depois o sinal de gatilho de S_t é removido, forçando uma comutação dissipativa que bloqueia a chave superior como mostrado na etapa *b*. Nesse processo, v_t aumenta enquanto v_b diminui até satisfazer as condições $v_t = V_{CC}$ e $v_b = 0$. Nesse instante, a corrente de carga passa a ser conduzida pelo diodo D_b .

Durante o tempo morto (t_d) na parte inicial da etapa *c*, a corrente de carga, i_L , é conduzida pelo diodo de corpo D_b . Depois de decorrido o tempo morto, aplica-se o sinal de gatilho ao MOSFET S_b , que entra em condução sob tensão nula (ZVS) já que D_b está conduzindo. Dependendo do tipo de chave, esta pode contribuir ou não na condução da corrente i_L nesta etapa. É importante perceber que não se apresenta o fenômeno de recuperação reversa no diodo pois não ocorre um bloqueio dissipativo. Posteriormente, quando a corrente de carga (i_L) mudar de direção, a chave S_b conduz em direção direta como mostrado na etapa *d*. Dessa maneira, o processo de comutação sob tensão nula termina. Conforme observado, este processo depende das condições de operação do circuito e não exclusivamente da chave. Embora, não mencionado, deve-se destacar que é necessário garantir uma corrente de carga mínima (energia armazenada)

para que o processo de comutação ocorra; caso contrário, as capacitâncias parasitas das chaves não serão carregadas.

Figura A.2. Operação da meia ponte com comutação sob tensão nula.



Fonte: O autor.