

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**



TESE DE DOUTORADO

**Conversores Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos e
Monofásicos-Trifásicos**

Fabício Bradaschia

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Conversores Fonte Z para Sistemas
Fotovoltaicos e Monofásicos-Trifásicos

por

FABRÍCIO BRADASCHIA

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Marcelo Cabral Cavalcanti, D.Sc.

CO-ORIENTADOR: Euzeli Cipriano dos Santos Júnior, D.Sc.

Recife, Fevereiro de 2012.

Catálogo na fonte
Bibliotecária Margareth Malta, CRB-4 / 1198

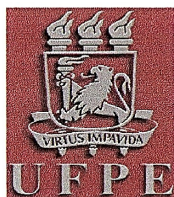
B798c Bradaschia, Fabrício.
Conversores fonte Z para sistemas fotovoltaicos e monofásicos-trifásicos / Fabrício Bradaschia. - Recife: O Autor, 2012.
xxv, 194 folhas, il., gráfs., tabs.

Orientador: Prof. D.Sc. Marcelo Cabral Cavalcanti.
Co-Orientador: Prof. D.Sc. Euzeli Cipriano dos Santos Júnior.
Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2012.
Inclui Referências Bibliográficas.

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversor Fonte Z. 3. Sistemas Fotovoltaicos. 4. Conversão Monofásica-Trifásica. I. Cavalcanti, Marcelo Cabral. (Orientador). II. Santos Júnior, Euzeli Cipriano dos. III. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.) BCTG/2012-109



Universidade Federal de Pernambuco
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
TESE DE DOUTORADO**

FABRÍCIO BRADASCHIA

TÍTULO

**“CONVERSORES FONTE Z PARA SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS E MONOFÁSICOS-TRIFÁSICOS”**

A comissão examinadora composta pelos professores: MARCELO CABRAL CAVALCANTI, DEE/UFPE; FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, DEE/UFPE; GERALDO LEITE TORRES, DEE/UFPE; EUZELI CIPRIANO DOS SANTOS JÚNIOR, DEE/UCG e RICARDO LÚCIO DE ARAÚJO RIBEIRO, DEE/UFRN, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **FABRÍCIO BRADASCHIA APROVADO.**

Recife, 23 de fevereiro de 2012.

CECILIO JOSÉ LINS PIMENTEL
Vice-Coordenador do PPGEE

MARCELO CABRAL CAVALCANTI
Orientador e Membro Titular Interno

**EUZELI CIPRIANO DOS SANTOS
JÚNIOR**
Co-Orientador e Membro Titular Externo

FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES
Membro Titular Interno

RICARDO LÚCIO DE ARAÚJO RIBEIRO
Membro Titular Externo

GERALDO LEITE TORRES
Membro Titular Interno

FERNANDO PINHABEL MARAFÃO
Membro Titular Externo

“A morte é apenas uma travessia do mundo, tal como os amigos que atravessam o mar e permanecem vivos uns nos outros. Porque sentem necessidade de estar presentes, para amar e viver o que é onipresente.

Nesse espelho divino veem-se face a face; e sua conversa é livre e pura. Este é o consolo dos amigos e embora se diga que morrem, sua amizade e convívio estão, no melhor sentido, sempre presentes, porque são imortais.”

William Penn - *More Fruits of Solitude*

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente aos meus pais, avós (*in memoriam*) e à minha família por me darem amor, proteção e educação. Vocês definem o real significado da palavra *família*. Gostaria de agradecer muitíssimo a minha fiel companheira Izabela França e sua família por me apoiarem e estarem sempre presentes.

Obrigado aos membros da banca examinadora, Prof. Fernando Marafão, Prof. Ricardo Ribeiro, Prof. Francisco Neves e Prof. Geraldo Torres, não só por aceitarem o convite, mas também pelas contribuições na Tese. Agradecimentos especiais ao Prof. Marcelo Cavalcanti, orientador e amigo, e ao Prof. Euzeli dos Santos Jr., por contribuírem significativamente no processo de desenvolvimento das ideias propostas na Tese.

Gostaria de agradecer ao grupo do GEPAE por me acolher nos últimos sete anos e proporcionar o melhor ambiente de trabalho em que já estive presente, em especial a Gustavo, Limongi, Alexandre, Kleber, Pedro Ernesto, Joana, Carlos, Guilherme, Luís Rodrigues. Também gostaria de agradecer a Anderson, Vitor, Alexsandro, Helber, Prof. Zanoni e membros do DEE pela ajuda e pelos momentos de lazer.

Agradecimentos ao Prof. Emilio Bueno, Prof. Maricarmen Rúbio, Joaquín Aparicio, Mario Rizo, David Diaz, Maurício Araújo, Daniel Cavalieri, André Ruaro, Josiane Budni, família Abaurre Amaral, família dos Santos Neves, Gaspar Leão, Maricélia Abílio, ao grupo do GEISER na Universidade de Alcalá (Madri), Prof. Jon Andreu, Prof. Iñigo Kortabarria, Prof. Iñigo Martínez de Alegria, Edorta Ibarra, Enekoitz Ormaetxea, Yann Dupis e ao grupo do APERT na Universidade do País Basco, pelo aprendizado e pelos importantes momentos de alegria proporcionados.

A todos que não foram citados, desculpem-me a omissão e muito obrigado pelo apoio.

FABRÍCIO BRADASCHIA

Universidade Federal de Pernambuco

23 de Fevereiro de 2012

Resumo da Tese apresentada à UFPE como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

CONVERSORES FONTE Z PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS E MONOFÁSICOS-TRIFÁSICOS

Fabício Bradaschia

Fevereiro/2012

Orientador: Marcelo Cabral Cavalcanti, D.Sc.

Co-orientador: Euzeli Cipriano dos Santos Júnior, D.Sc.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Palavras-chaves: Conversor Fonte Z, Sistemas Fotovoltaicos, Conversão Monofásica-Trifásica

Número de páginas: 194

Os avanços tecnológicos das chaves controláveis de potência abriram caminho para uma nova era da eletrônica de potência, possibilitando a produção industrial em larga escala de soluções usadas nas mais diversas áreas da tecnologia. Uma das últimas descobertas na área de topologias de conversores CC-CA trifásicos foi o inversor fonte Z, que foi apresentado como uma possível solução às barreiras conceituais e limitações técnicas apresentadas pelos inversores trifásicos fonte de tensão. Entretanto, há uma carência no meio científico de soluções que aplicam inversores fonte Z com ênfase na redução de custos, volume, peso e perdas no processo de conversão nas mais diversas áreas. Este trabalho, então, propõe contribuir em novas topologias e técnicas de modulação por largura de pulso para conversores fonte Z em sistemas fotovoltaicos trifásicos aterrados e sem transformador, e em sistemas de conversão monofásica-trifásica de baixo custo. Análises teóricas detalhadas e resultados de simulação e experimentais corroboram o funcionamento dos sistemas propostos e a eficácia dos mesmos em reduzir custo, volume, peso e perdas no processo de conversão.

Abstract of Thesis presented to UFPE as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering

Z-SOURCE CONVERTERS FOR PHOTOVOLTAIC AND SINGLE-PHASE TO THREE-PHASE SYSTEMS

Fabrício Bradaschia

February/2012

Supervisor: Marcelo Cabral Cavalcanti, D.Sc.

Co-supervisor: Euzeli Cipriano dos Santos Júnior, D.Sc.

Area of Concentration: Energy Processing

Keywords: Z-Source Converter, Photovoltaic Systems, Single-Phase to Three-Phase Conversion

Number of pages: 194

New advances in the technology of controlled power switches cleared the path for a new era in power electronics, making possible the mass industrial production of power electronic solutions in many areas of engineering. One of the last discoveries in three-phase dc-ac power converter topologies was the Z-source inverter, which was presented as a possible solution for the conceptual barriers and technical limitations presented by the three-phase voltage source inverters. Nevertheless, there is a lack of solutions in the scientific community that apply Z-source inverters to reduce costs, volume, weight and losses in the conversion process in many different areas. Therefore, this work proposes new topologies and new pulse width modulation techniques for Z-source converters in three-phase transformerless photovoltaic systems and in single-phase to three-phase low-cost conversion systems. Detailed theoretical analysis and simulation and experimental results prove the feasibility and the effectiveness of the proposed systems in reducing costs, volume, weight and losses in the conversion process.

CONTEÚDO

LISTA DE FIGURAS	x
LISTA DE TABELAS	xviii
LISTA DE NOMENCLATURAS E SÍMBOLOS	xix
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Objetivos da Tese de Doutorado	5
1.2 Organização Textual	6
2 INVERSORES FONTE Z	7
2.1 Inversor Fonte de Tensão - VSI	7
2.1.1 Descrição do VSI Trifásico	8
2.1.2 Técnicas de PWM para VSI Trifásico	11
2.2 Inversor Fonte Z - ZSI	23
2.2.1 Circuito Equivalente e Princípio de Funcionamento do ZSI	25
2.2.2 Técnicas de PWM para ZSI Trifásico	32
2.2.3 Modos de Condução do ZSI e Projeto da Malha Z	48
2.3 Conclusões	52
3 INVERSORES FONTE Z PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS ATERRADOS E SEM TRANSFORMADOR	54
3.1 Sistemas Fotovoltaicos	55
3.2 Inversor Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos Aterrados e sem Transformador	62
3.2.1 Capacitâncias Parasitas e Circuito Equivalente de Modo-Comum	63

3.2.2	O Problema da Corrente de Dispersão	72
3.2.3	Proposta de uma Topologia de Inversor Fonte Z	76
3.2.4	Novas Técnicas de PWM para a Topologia ZSI-D	78
3.2.5	Sistema de Controle da Topologia ZSI-D	96
3.2.6	Resultados de Simulação e Experimentais	106
3.3	Conclusões	128
4	CONVERSORES FONTE Z PARA SISTEMAS MONOFÁSICOS-TRIFÁSICOS	130
4.1	Sistemas Elétricos Monofásicos	130
4.2	Conversores Monofásicos-Trifásicos Convencionais	133
4.3	Conversores Fonte Z Monofásicos-Trifásicos	139
4.3.1	Proposta de um Conversor Fonte Z Monofásico-Trifásico Interativo	141
4.3.2	Princípio de Funcionamento do ZSC-MTI	144
4.3.3	Sistema de Controle do ZSC-MTI	152
4.3.4	Resultados de Simulação e Comparação entre Topologias	163
4.4	Conclusões	174
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	176
5.1	Trabalhos Futuros	179
5.2	Publicações do Autor Associadas à Tese de Doutorado	180
5.2.1	Publicações em Periódicos Internacionais Qualis A1	180
5.2.2	Publicações em Congressos, Conferências e Simpósios Nacionais e Internacionais	180
	Referências Bibliográficas	182

LISTA DE FIGURAS

1.1	Distribuição anual das publicações sobre ZSIs disponíveis no banco de dados do IEEE (dados coletados em dezembro de 2011).	4
2.1	Inversor trifásico fonte de tensão, também conhecido como VSI trifásico. . .	9
2.2	Representação dos oito vetores de tensão do VSI trifásico no plano $\alpha\beta$. . .	17
2.3	Representação da trajetória circular do vetor das tensões de referência na carga no plano $\alpha\beta$ juntamente com a representação dos oito vetores de tensão do VSI trifásico.	19
2.4	Representação gráfica da relação entre os vetores adjacentes do setor I e o vetor das tensões de referência na carga no plano $\alpha\beta$	20
2.5	Padrões de chaveamento usados nas técnicas de PWM para VSI, quando o vetor das tensões de referência na carga está localizado no setor I: (a) padrão assimétrico; (b) padrão simétrico.	22
2.6	Estrutura básica de um ZSI conectando uma fonte de tensão CC a uma carga trifásica CA, usando IGBTs e diodos em anti-paralelo como chaves.	24
2.7	Detalhe das tensões e correntes de um ZSI conectando uma fonte de tensão CC a uma carga trifásica CA.	26
2.8	Circuito equivalente do ZSI do ponto de vista do barramento CC.	26
2.9	Circuito equivalente do ZSI quando aplicados vetores ativos e nulos.	27
2.10	Circuito equivalente do ZSI quando aplicados vetores de curto-circuito. . .	28
2.11	Representação gráfica da técnica de <i>boost</i> simples para ZSI. Entre as retas tracejadas, estão os estados de curto-circuito aplicados no ZSI.	33
2.12	Resultado de simulação do ZSI controlado pela técnica de <i>boost</i> simples em malha aberta: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) tensão na saída da malha Z; (d) correntes na carga.	37
2.13	Representação gráfica da técnica de máximo <i>boost</i> para ZSI. Entre as retas tracejadas, estão os estados de curto-circuito aplicados no ZSI.	39

2.14	Representação gráfica da técnica de máximo <i>boost</i> usando componente homopolar para ZSI. Entre as retas tracejadas, estão os estados de curto-circuito aplicados no ZSI.	41
2.15	Resultado de simulação do ZSI controlado pela técnica de máximo <i>boost</i> com componente homopolar em malha aberta: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) tensão na saída da malha Z; (d) correntes na carga.	43
2.16	Comportamento temporal de τ_{st} na técnica de máximo <i>boost</i> para ZSI.	44
2.17	Representação gráfica da técnica de máximo <i>boost</i> constante usando componente homopolar para ZSI. Entre as retas tracejadas, estão os estados de curto-circuito aplicados no ZSI.	45
2.18	Resultado de simulação do ZSI controlado pela técnica de máximo <i>boost</i> constante com componente homopolar em malha aberta: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) tensão na saída da malha Z; (d) correntes na carga.	47
2.19	Comparação entre as técnicas de <i>boost</i> simples, de máximo <i>boost</i> e de máximo <i>boost</i> constante: (a) estresse de tensão nas chaves normalizado por v_C versus fator <i>buck-boost</i> B_B ; (b) fator <i>buck-boost</i> B_B versus índice de modulação m	48
3.1	Estimativas da distribuição das fontes de energia no Brasil em 2050 [41][42].	56
3.2	Diagrama em blocos do sistema fotovoltaico com as duas opções de transformador: (a) com transformador na frequência da rede; (b) com transformador em alta frequência.	60
3.3	Gráficos comparativos da eficiência, do peso e do volume de sistemas fotovoltaicos sem e com transformadores [50].	61
3.4	Diagrama em blocos do sistema fotovoltaico com um ou mais estágios de conversão CC-CC <i>boost</i> ou <i>buck-boost</i>	62
3.5	Capacitâncias parasitas em painéis fotovoltaicos.	64
3.6	Sistema fotovoltaico sem aterramento conectado à rede sem transformador composto por um arranjo fotovoltaico conectado ao ZSI através de um capacitor no barramento CC.	65
3.7	Representação simplificada do sistema fotovoltaico com ZSI.	66
3.8	Circuito equivalente do sistema fotovoltaico com ZSI em função das tensões de modo-comum e de modo-diferencial.	68
3.9	Circuito equivalente de modo-diferencial do sistema fotovoltaico com ZSI.	68

3.10	Circuito equivalente de modo-comum do sistema fotovoltaico sem aterramento e sem transformador com ZSI.	69
3.11	Circuito equivalente de modo-comum do sistema fotovoltaico sem aterramento e sem transformador com ZSI.	69
3.12	Circuito equivalente de modo-comum do sistema fotovoltaico sem aterramento e sem transformador com ZSI e o risco de choque elétrico. . . .	70
3.13	Circuito equivalente de modo-comum do sistema fotovoltaico com ZSI e com transformadores na frequência da rede.	71
3.14	Circuito equivalente de modo-comum do sistema fotovoltaico aterrado com ZSI e sem transformador.	71
3.15	Circuito equivalente de modo-comum de sistemas fotovoltaicos aterrados com ZSI e sem transformador.	72
3.16	Sistema fotovoltaico aterrado e sem transformador conectado à rede composto por um arranjo fotovoltaico conectado ao ZSI controlado pela técnica de máximo <i>boost</i> constante.	74
3.17	Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI controlado pela técnica de máximo <i>boost</i> constante: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) correntes na rede elétrica; (d) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (e) corrente de dispersão i_{disp}	75
3.18	Sistema fotovoltaico aterrado e sem transformador conectado à rede composto por um arranjo fotovoltaico conectado à topologia ZSI-D.	77
3.19	Circuito equivalente de modo-comum de sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador compostos pela topologia ZSI-D.	77
3.20	Circuito equivalente da malha Z do ZSI-D quando aplicado o vetor ativo V_1	79
3.21	Circuito equivalente da malha Z do ZSI-D quando aplicados vetores de curto-circuito.	81
3.22	Padrão de chaveamento e a tensão de modo-comum v_{MC-N} típicos do ZSI controlado pela técnica de máximo <i>boost</i> constante, quando o vetor das tensões de referência está localizado no setor I.	84
3.23	Representação do limite da região linear do vetor de referência para a técnica OPWM no ZSI-D.	85
3.24	Padrão de chaveamento e a tensão de modo-comum v_{MC-N} do ZSI controlado pela técnica OPWM, quando o vetor de referência está localizado entre -60° e $+60^\circ$	88

3.25	Representação do limite da região linear do vetor de referência para a técnica EPWM no ZSI-D.	89
3.26	Padrão de chaveamento e a tensão de modo-comum v_{MC-N} do ZSI controlado pela técnica EPWM, quando o vetor de referência está localizado entre 0° e $+120^\circ$	91
3.27	Representação do limite da região linear para a técnica OEPWM1 no ZSI-D.	93
3.28	Representação do limite da região linear do vetor de referência para a técnica OEPWM2 no ZSI-D.	95
3.29	Circuito equivalente do sistema fotovoltaico composto pelo ZSI-D conectado à rede elétrica.	97
3.30	Esquema de controle das correntes nos indutores do filtro de saída do sistema fotovoltaico composto pelo ZSI-D.	102
3.31	Resposta ao degrau do controle de corrente em malha fechada do sistema fotovoltaico composto pelo ZSI-D.	104
3.32	Esquema de controle completo do sistema fotovoltaico composto pelo ZSI-D.	105
3.33	Sistema fotovoltaico aterrado e sem transformador conectado à rede composto por um arranjo fotovoltaico conectado ao ZSI controlado pela técnica de máximo <i>boost</i> constante.	106
3.34	Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI controlado pela técnica de máximo <i>boost</i> constante: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) correntes na rede elétrica; (d) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (e) corrente de dispersão i_{disp}	108
3.35	Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI controlado pela técnica de máximo <i>boost</i> constante (vista em detalhe): (a) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (b) corrente de dispersão i_{disp}	109
3.36	Sistema fotovoltaico aterrado e sem transformador conectado à rede composto por um arranjo fotovoltaico conectado ao ZSI-D controlado pelas técnicas propostas.	110
3.37	Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI-D controlado pela técnica OPWM: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) correntes na rede elétrica; (d) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (e) corrente de dispersão i_{disp}	111

3.38	Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI-D controlado pela técnica OPWM (vista em detalhe): (a) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (b) corrente de dispersão i_{disp}	111
3.39	Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI-D controlado pela técnica EPWM: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) correntes na rede elétrica; (d) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (e) corrente de dispersão i_{disp}	112
3.40	Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI-D controlado pela técnica EPWM (vista em detalhe): (a) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (b) corrente de dispersão i_{disp}	113
3.41	Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI-D controlado pela técnica OEPWM1: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) correntes na rede elétrica; (d) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (e) corrente de dispersão i_{disp}	114
3.42	Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI-D controlado pela técnica OEPWM1 (vista em detalhe): (a) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (b) corrente de dispersão i_{disp}	115
3.43	Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI-D controlado pela técnica OEPWM2: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) correntes na rede elétrica; (d) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (e) corrente de dispersão i_{disp}	116
3.44	Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI-D controlado pela técnica OEPWM2 (vista em detalhe): (a) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (b) corrente de dispersão i_{disp}	117
3.45	Sistema fotovoltaico aterrado e sem transformador alimentando uma carga RL aterrada e composto por um arranjo fotovoltaico conectado ao ZSI controlado pela técnica de máximo <i>boost</i> constante.	117

3.46	Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador alimentando uma carga RL aterrada e composto por um ZSI controlado pela técnica de máximo <i>boost</i> constante: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) correntes na rede elétrica; (d) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (e) corrente de dispersão i_{disp}	119
3.47	Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador alimentando uma carga RL aterrada e composto por um ZSI controlado pela técnica de máximo <i>boost</i> constante (vista em detalhe): (a) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (b) corrente de dispersão i_{disp}	120
3.48	Resultado experimental do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador alimentando uma carga RL aterrada e composto por um ZSI controlado pela técnica de máximo <i>boost</i> constante: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) correntes na carga; (c) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (d) corrente de dispersão i_{disp} e tensão v_{Nn}	121
3.49	Sistema fotovoltaico aterrado e sem transformador alimentando uma carga RL aterrada e composto por um arranjo fotovoltaico conectado ao ZSI-D controlado pela técnica OPWM.	122
3.50	Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador alimentando uma carga RL aterrada e composto por um ZSI-D controlado pela técnica OPWM: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) correntes na rede elétrica; (d) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (e) corrente de dispersão i_{disp}	123
3.51	Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador alimentando uma carga RL aterrada e composto por um ZSI-D controlado pela técnica OPWM (vista em detalhe): (a) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (b) corrente de dispersão i_{disp}	123
3.52	Resultado experimental do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador alimentando uma carga RL aterrada e composto por um ZSI-D controlado pela técnica OPWM: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) correntes na carga; (c) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (d) corrente de dispersão i_{disp} e tensão v_{Nn}	124
4.1	Conversor monofásico-trifásico convencional.	135
4.2	Conversor monofásico-trifásico controlado em ponte completa.	136
4.3	Conversor monofásico-trifásico com seis chaves.	138
4.4	ZSC monofásico-trifásico convencional (ZSC-MTC).	139
4.5	Diagrama do balanço de potência do ZSC-MTC.	140

4.6	ZSC monofásico-trifásico interativo proposto (ZSC-MTI).	141
4.7	Diagrama do balanço de potência do ZSC-MTI.	143
4.8	Circuito equivalente do sistema ZSC-MTI visto pelo filtro de saída e pela carga.	145
4.9	Diagrama do balanço de potência do ZSC-MTI para $P_{direto} > 0$	147
4.10	Diagrama do balanço de potência do ZSC-MTI para $P_{direto} = 0$	148
4.11	Diagrama do balanço de potência do ZSC-MTI para $P_{direto} < 0$	149
4.12	Representação fasorial das tensões na carga, da corrente no filtro e da tensão na rede para a topologia ZSC-MTI.	150
4.13	Circuito equivalente do sistema ZSC-MTI visto pelo filtro de saída e pela carga.	152
4.14	Esquema de controle das correntes nos indutores do filtro LC.	156
4.15	Resposta ao degrau e resposta em frequência do controle de corrente em malha fechada do sistema ZSC-MTI.	158
4.16	Esquema de controle das tensões nos capacitores do filtro LC.	160
4.17	Resposta ao degrau e resposta em frequência do controle de tensão em malha fechada do sistema ZSC-MTI.	161
4.18	Esquema de controle completo do ZSC-MTI.	162
4.19	Resultado de simulação do ZSC-MTI controlado pela técnica de máximo <i>boost</i> constante e com um deslocamento angular de $\alpha = 60^\circ$: (a) tensão no capacitor C_1 e corrente no indutor L_1 ; (b) correntes nos indutores do filtro LC; (c) tensões na carga; (d) correntes na carga.	165
4.20	Resultado de simulação do ZSC-MTI controlado pela técnica de máximo <i>boost</i> constante e com um deslocamento angular de $\alpha = 60^\circ$: (a) tensão e corrente da rede; (b) potência ativa média absorvida pela carga, processada pelo conversor e fornecida diretamente pela rede monofásica.	166
4.21	Resultado de simulação do ZSC-MTI controlado pela técnica de máximo <i>boost</i> constante e com um deslocamento angular de $\alpha = -30^\circ$: (a) tensão no capacitor C_1 e corrente no indutor L_1 ; (b) correntes nos indutores do filtro LC; (c) tensões na carga; (d) correntes na carga.	167
4.22	Resultado de simulação do ZSC-MTI controlado pela técnica de máximo <i>boost</i> constante e com um deslocamento angular de $\alpha = -30^\circ$: (a) tensão e corrente da rede; (b) potência ativa média absorvida pela carga, processada pelo conversor e fornecida diretamente pela rede monofásica.	168

4.23	Resultado de simulação do ZSC-MTI controlado pela técnica de máximo <i>boost</i> constante e com um deslocamento angular de $\alpha = -60^\circ$: (a) tensão no capacitor C_1 e corrente no indutor L_1 ; (b) correntes nos indutores do filtro LC; (c) tensões na carga; (d) correntes na carga.	169
4.24	Resultado de simulação do ZSC-MTI controlado pela técnica de máximo <i>boost</i> constante e com um deslocamento angular de $\alpha = -60^\circ$: (a) tensão e corrente da rede; (b) potência ativa média absorvida pela carga, processada pelo conversor e fornecida diretamente pela rede monofásica.	170
4.25	Resultados comparativos entre ZSC-MTI e ZSC-MTC em função do deslocamento angular α : (a) amplitudes das tensões de referência na saída do ZSC-MTI normalizadas por V_{rede} ; (b) máxima amplitude das tensões de referências na saída dos conversores normalizadas por V_{rede}	171
4.26	Resultados comparativos entre ZSC-MTI e ZSC-MTC em função do deslocamento angular α : (a) potência instalada nas chaves do conversor; (b) mínima razão de trabalho dos vetores de curto-circuito.	172
4.27	Resultados comparativos entre ZSC-MTI e ZSC-MTC em função do deslocamento angular α : (a) potência ativa média processada por cada conversor; (b) potência ativa média processada por cada conversor em valores percentuais da potência consumida pela carga.	173

LISTA DE TABELAS

2.1	Possíveis combinações das chaves em um VSI trifásico.	10
2.2	Vetores no VSI trifásico.	17
2.3	Vetores no ZSI trifásico.	25
3.1	Saltos nas correntes de dispersão e seus respectivos tempos de desconexão.	73
3.2	Tensões de modo-comum para os vetores da topologia ZSI-D.	82
3.3	Tensões de modo-comum para os vetores da topologia ZSI.	82
3.4	Valores eficazes da corrente de dispersão, obtidos por simulação, para os sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador.	124
3.5	Valores eficazes da corrente de dispersão, obtidos experimentalmente, para os sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador.	125
3.6	Valores simulados de DHT das correntes na saída do inversor para os sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador, considerando até o harmônico de ordem 50.	126
3.7	Valores simulados de DHT das correntes na saída do inversor para os sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador, considerando até o harmônico de ordem 200.	126
3.8	Número de chaveamentos das chaves em cada período de chaveamento para cada técnica de PWM.	127

LISTA DE NOMENCLATURAS E SÍMBOLOS

α	Ângulo entre as tensões v_{la}^* e v_i
$\cos \varphi$	Fator de deslocamento da carga equivalente conectada ao ZSI
$ V $	Módulo do vetor das tensões na carga
$ V^* $	Módulo do vetor das tensões de referência na carga
$ Z_{carga} $	Módulo da impedância da carga
ω_n	Frequência natural não amortecida de um sistema de segunda-ordem
ω_{rede}	Frequência da tensão na rede elétrica monofásica
ω_s	Frequência das tensões de referência na carga
$\bar{\tau}_{st}$	Valor médio da razão de trabalho τ_{st}
\bar{v}_{j0}	Valor médio em um período de chaveamento da tensão de polo do terminal j
\bar{v}_{jN}	Valor médio em um período de chaveamento da tensão entre o terminal de saída j e o ponto N do barramento CC do inversor
\bar{v}_{jn}	Valor médio em um período de chaveamento da tensão na carga conectada ao terminal j
\vec{v}^*	Vetor das tensões de referência na carga
\vec{v}	Vetor das tensões na carga
τ_h	Componente da razão de trabalho responsável pela síntese da tensão homopolar no inversor
τ_{j1}	Razão de trabalho da chave q_{j1}
τ_{jn}	Componente da razão de trabalho responsável pela síntese da tensão senoidal na carga
τ_k	Razão de trabalho do vetor de tensão V_k

τ_{\max}	Maior das razões de trabalho das chaves do inversor
τ_{\min}	Menor das razões de trabalho das chaves do inversor
τ_{st}	Razão de trabalho do vetor de curto-circuito V_{st}
θ^*	Ângulo do vetor das tensões de referência na carga em relação ao eixo real
θ_{rede}	Posição angular das tensões na rede elétrica
θ_s	Ângulo entre o vetor das tensões de referência na carga e o primeiro vetor ativo do setor no sentido anti-horário
θ	Ângulo do vetor das tensões na carga em relação ao eixo real
ξ	Coefficiente de amortecimento de um sistema de segunda-ordem
B_B	Fator <i>buck-boost</i> do ZSI
B	Fator <i>boost</i> do ZSI
C_1	Capacitor esquerdo da malha Z do ZSI
C_2	Capacitor direito da malha Z do ZSI
C_{F-G}	Capacitância parasita entre carcaça/superfícies condutoras dos painéis fotovoltaicos e o solo
C_f	Capacitância do capacitor do filtro de saída
C_{PN}	Capacitância de um dos capacitores do barramento CC
C_{PV-F}	Capacitância parasita entre a célula fotovoltaica e a carcaça ou entre a célula fotovoltaica e a superfície do painel fotovoltaico
C_{rede}	Capacitância do capacitor no ponto de acoplamento com a rede elétrica monofásica
C_Z	Capacitância dos capacitores C_1 e C_2 da malha Z
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
D_1	Diodo de recuperação rápida da malha Z do ZSI
d_{j1}	Diodo superior do inversor conectado à fase j
d_{j2}	Diodo inferior do inversor conectado à fase j
DHT	Distorção Harmônica Total
E_C	Energia armazenada nos capacitores da malha Z

E_L	Energia armazenada nos indutores da malha Z
EPWM	Técnica de PWM para ZSI-D, em que se aplicam somente vetores ativos pares de tensão
f_{ch}	Frequência de chaveamento de um sinal de PWM
f_{rede}	Frequência da rede elétrica
f_R	Frequência de ressonância do filtro LC de conexão do conversor à carga
f_s	Frequência das tensões de referência na carga
G_C	Ganho de tensão dos capacitores da malha Z
i_j^*	Corrente de referência drenada pela fase j da rede elétrica
I_1^{nom}	Valor nominal da corrente na carga
I_{rede}^{nom}	Valor nominal da corrente na rede elétrica
i_{Ck}	Corrente que circula pelo capacitor da fase k do filtro de saída LC
i_{disp}	Corrente de dispersão que circula no sistema fotovoltaico sem transformador
i_j	Corrente drenada pela fase j da rede elétrica
i_{L1}	Corrente no indutor L_1 da malha Z
i_{L2}	Corrente no indutor L_2 da malha Z
i_{Lk}	Corrente que circula pelo indutor da fase k do filtro de saída LC
i_{lk}	Corrente que circula pela carga conectada à fase k
i_L	Corrente em ambos os indutores quando a malha Z for simétrica
I_{MPP}	Corrente do painel fotovoltaico no ponto de máxima potência, dado em A
i_{PN}	Corrente circulante no barramento CC
I_{SC}	Corrente de curto-circuito do painel fotovoltaico, dado em A
I_s	Amplitude da corrente na carga
i_u	Corrente de saída da fase u do inversor
i_v	Corrente de saída da fase v do inversor
i_w	Corrente de saída da fase w do inversor
i_{ZO}	Corrente na saída da malha Z no ZSI
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> - transistor bipolar de porta isolada
k_i^i	Ganho integral do controle de corrente

k_p^i	Ganho proporcional do controle de corrente
k_i^v	Ganho integral do controle de tensão
k_p^v	Ganho proporcional do controle de tensão
L_1	Indutor superior da malha Z do ZSI
L_2	Indutor inferior da malha Z do ZSI
L_c	O valor da indutância em cada fase da carga
L_f	Indutância do indutor do filtro de saída
L_Z	Indutância dos indutores L_1 e L_2 da malha Z
m	Índice de modulação
OEPWM1	Técnica de PWM para ZSI-D, em que se aplicam vetores ativos ímpares e pares alternados
OEPWM2	Técnica de PWM para ZSI-D, em que se aplicam vetores ativos ímpares e pares alternados
OPWM	Técnica de PWM para ZSI-D, em que se aplicam somente vetores ativos ímpares
$P_{\text{conversor}}$	Potência ativa instantânea fornecida indiretamente pela rede monofásica, através do conversor, à carga trifásica
P_{direto}	Potência ativa instantânea fornecida pela rede monofásica diretamente à fase c da carga trifásica
P_{max}	Potência máxima do painel fotovoltaico, dado em W
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i> - Malha Travada em Fase
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> - Modulação por Largura de Pulso
q_{j1}	IGBT superior do inversor conectado à fase j
q_{j2}	IGBT inferior do inversor conectado à fase j
R_c	O valor da resistência em cada fase da carga
R_f	Resistência série equivalente do indutor do filtro de saída
R_G	Resistência do solo (da terra)
S_{j1}	Estado da chave superior do inversor conectado à fase j
S_{j2}	Estado da chave inferior do inversor conectado à fase j
S_{PV}	Irradiância solar no painel fotovoltaico, dado em W/m^2

SVM	<i>Space Vector Modulation</i> - técnica de modulação por vetores espaciais
t_{0-7}	Tempo total de aplicação dos vetores ativos e nulos em cada período de chaveamento
T_{ch}	Período de chaveamento de um sinal de PWM
t_{j1}	Intervalo de tempo em que a chave q_{j1} permanece fechada durante T_{ch}
t_k	Intervalo de tempo em que o vetor V_k permanece aplicado durante T_{ch}
T_{PV}	Temperatura do painel fotovoltaico, dado em $^{\circ}C$
t_{st}	Tempo de aplicação do vetor de curto-circuito V_{st} em cada período de chaveamento
t_s	Tempo de acomodação de um sistema de segunda-ordem
v_{α}^*	Componente de eixo real do vetor das tensões de referência na carga
v_{β}^*	Componente de eixo imaginário do vetor das tensões de referência na carga
v_{jn}^*	Valor de referência da tensão na carga conectada ao terminal j
v_{Lj}^*	Tensão de referência na saída da fase j do inversor em relação ao neutro da rede elétrica
v_{MC-N}^{impar}	Tensão de modo-comum no ZSI-D quando aplicado vetores ativos com índice ímpar
V_1^{nom}	Valor nominal da tensão fase-neutro na carga
V_{rede}^{nom}	Valor nominal da tensão fase-neutro na rede elétrica
v_{st}^N	Tensão negativa para geração dos estados de curto-circuito no ZSI
v_{MC-N}^{par}	Tensão de modo-comum no ZSI-D quando aplicado vetores ativos com índice par
v_{st}^P	Tensão positiva para geração dos estados de curto-circuito no ZSI
v_{MC-N}^{V0}	Tensão de modo-comum no ZSI-D quando aplicado o vetores nulo V_0
v_{MC-N}^{V7}	Tensão de modo-comum no ZSI-D quando aplicado o vetores nulo V_7
V_0 e V_7	Vetores nulos de tensão
$V_1 - V_6$	Vetores ativos de tensão
v_{α}	Componente de eixo real do vetor das tensões na carga
v_{β}	Componente de eixo imaginário do vetor das tensões na carga
v_{C1}	Tensão no capacitor C_1 da malha Z

v_{C2}	Tensão no capacitor C_2 da malha Z
v_{Ck}	Tensão sobre o capacitor da fase k do filtro de saída LC
v_C	Tensão em ambos os capacitores quando a malha Z for simétrica
v_{D1}	Tensão no diodo D_1 da malha Z
v_{gj}	Tensão da fase j da rede elétrica
v_h	Valor da tensão homopolar do inversor
v_i	Tensão da rede elétrica monofásica no ponto de acoplamento comum
v_{j0}	Tensão do terminal de saída j em relação ao ponto central do barramento CC do inversor, também conhecida como tensão de polo
v_{jN}	Tensão entre o terminal de saída j e o ponto N do barramento CC do inversor
v_{jn}	Tensão entre o terminal de saída j e o neutro da carga, também conhecida como tensão de fase na carga
v_{jP}	Tensão entre o terminal de saída j e o ponto P do barramento CC do inversor
v_{L1}	Tensão no indutor L_1 da malha Z
v_{L2}	Tensão no indutor L_2 da malha Z
v_{Lj}	Tensão na saída da fase j do inversor em relação ao neutro da rede elétrica
v_{Lk}	Tensão sobre o indutor da fase k do filtro de saída LC
v_{lk}	Tensão sobre a carga conectada à fase k
V_1	Amplitude das tensões de referência na carga
v_L	Tensão em ambos os indutores quando a malha Z for simétrica
v_{MC-N}	Tensão de modo-comum das fases de saída do ZSI referente ao ponto N do barramento CC
v_{MC-P}	Tensão de modo-comum das fases de saída do ZSI referente ao ponto P do barramento CC
v_{MD-uv}	Tensão de modo-diferencial entre as fases u e v de saída do ZSI
v_{MD-u}	Componente de modo-diferencial da fase u de saída do ZSI
v_{MD-vw}	Tensão de modo-diferencial entre as fases v e w de saída do ZSI
v_{MD-v}	Componente de modo-diferencial da fase v de saída do ZSI
v_{MD-wu}	Tensão de modo-diferencial entre as fases w e u de saída do ZSI

V_{MD-w}	Componente de modo-diferencial da fase w de saída do ZSI
V_{MPP}	Tensão do painel fotovoltaico no ponto de máxima potência, dado em V
v_{n0}	Tensão entre o neutro da rede elétrica/carga e o ponto central do barramento CC do conversor
V_{OC}	Tensão de circuito-aberto do painel fotovoltaico, dado em V
v_{PN}	Tensão do barramento CC
V_{rede}	Amplitude da tensão na rede elétrica monofásica
v_{stress}	O estresse de tensão nas chaves do ZSI
V_{st}	Vetores de curto-circuito presentes no ZSI
V_s	Amplitude das tensões de referência na carga
v_{ZI}	Tensão na entrada da malha Z
v_{ZO}	Tensão na saída da malha Z
VSC	<i>Voltage Source Converter</i> - Conversor Fonte de Tensão
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> - Inversor Fonte de Tensão
Z_H	Impedância de um indivíduo
Z_{rede}	Impedância da rede elétrica monofásica
ZSC – MTC	Conversor Fonte Z Monofásico-Trifásico Convencional
ZSC – MTI	Conversor Fonte Z Monofásico-Trifásico Interativo
ZSC	<i>Z-Source Converter</i> - Conversor Fonte Z
ZSI – D	Topologia ZSI com o diodo D_2 adicional
ZSI	<i>Z-Source Inverter</i> - Inversor Fonte Z

1 | INTRODUÇÃO

Desde o início do século XX, a evolução dos dispositivos semicondutores de potência e os avanços significativos da indústria de eletrônicos permitiram que novas soluções na área da eletrônica de potência pudessem ser desenvolvidas. No final do século XIX, seria inconcebível imaginar que a sociedade estaria tão dependente não só da energia elétrica, como também dos desenvolvimentos por ela alcançados.

Os primeiros avanços e descobertas na área da eletrônica de potência foram associados à criação de novas soluções na área de sistemas de potência, seja na geração, transmissão ou distribuição da energia elétrica. Posteriormente, com o avanço dos dispositivos semicondutores de potência, dando destaque à invenção dos tiristores no final da década de 50, foi possível criar soluções mais complexas que visaram, a curto prazo, o acionamento eficiente de máquinas elétricas.

O posterior desenvolvimento na área da microeletrônica e da engenharia da computação e os avanços tecnológicos das chaves controláveis de potência abriram caminho para uma nova era da eletrônica de potência, possibilitando a produção industrial em larga escala de soluções usadas nas mais diversas áreas da tecnologia. Atualmente, a eletrônica de potência pode ser encontrada em dispositivos eletrônicos (como telefones celulares), em sistemas ininterruptos de energia, no acionamento de máquinas elétricas de diversas potências e em sistemas de geração distribuída.

Os conversores CC-CA (Corrente Contínua - Corrente Alternada), também chamados de inversores, são uma das grandes invenções da eletrônica de potência, devido ao seu extenso leque de aplicações. Entre os inversores existentes, o inversor trifásico fonte de tensão, também conhecido como VSI (*Voltage Source Inverter*), é um destaque, por dois motivos básicos: sendo trifásico, ele pode controlar cargas trifásicas e pode ser usado para entregar energia à rede de distribuição trifásica CA; sendo fonte de tensão, o inversor permite a conexão de vários tipos de fontes primárias de energia (no lado CC), como baterias, células a combustível, arranjos de painéis fotovoltaicos e capacitores.

Com as novas tendências tecnológicas, há uma contínua necessidade de descobrir novas topologias de inversor, capazes de realizar as funções do VSI trifásico, além de agregar características positivas para determinadas aplicações. Com a evolução das chaves de potência controláveis nas últimas décadas, foram realizados avanços significativos em topologias de conversores CC-CA, sempre objetivando a melhoria do processo da conversão de energia [1]. Uma destas últimas descobertas foi o inversor fonte Z, também conhecido como ZSI (*Z-Source Inverter*). O ZSI foi proposto por Peng em 2002 [2], mas foi no seu trabalho em 2003 [3] que a ideia se tornou conhecida no meio científico.

Apesar dos VSIs trifásicos convencionais serem fabricados em larga escala e usados em diversas áreas, este tipo de conversor possui algumas limitações técnicas conhecidas. O ZSI foi apresentado como uma possível solução às limitações técnicas apresentadas pelos VSIs e pelos inversores fonte de corrente [2][3]. Entre estas limitações, algumas podem ser mencionadas:

- As amplitudes das tensões na saída do VSI estão limitadas a um valor inferior ao da tensão do barramento CC. Logo, o VSI é considerado um conversor CC-CA abaixador (*buck*). Para aplicações em que são desejadas maiores amplitudes, é necessária a adição de um conversor CC-CC elevador (*boost*). Este estágio extra de conversão aumenta o custo e a complexidade e diminui a eficiência global do sistema;
- O VSI possui restrições quanto aos possíveis estados das chaves. As chaves superior e inferior de um mesmo braço não podem ser fechadas ao mesmo tempo, sob pena de

causar um curto-circuito no barramento CC. Em geral, as chaves apresentam tempos de fechamento menores que os tempos de abertura. Assim, se os pulsos que acionam as chaves de um mesmo braço tiverem, simultaneamente, uma mudança de estado lógico, pode ocorrer um instante de curto-circuito no barramento CC. A inclusão de tempo morto entre os pulsos (tempo de espera entre a abertura de uma chave e o fechamento da outra) é uma possível solução do problema, sob pena de aumentar as distorções nas tensões da saída. Entretanto, ruídos eletromagnéticos podem atingir os pulsos de acionamento das chaves e provocar o fechamento indesejado de duas chaves de um mesmo braço por um curto intervalo de tempo (este efeito é conhecido como *shoot-through*), causando um curto-circuito no barramento CC e diminuindo a confiabilidade do inversor;

- O VSI é um inversor fonte de tensão, ou seja, sempre conecta uma fonte com característica capacitiva a uma carga com característica indutiva. O inversor fonte de corrente sempre conecta uma fonte com característica indutiva a uma carga com característica capacitiva. Em algumas aplicações, é desejável que o mesmo inversor apresente as duas características (fonte de tensão ou fonte de corrente), o que não ocorre no VSI e no inversor fonte de corrente.

Segundo Peng [2][3], o ZSI supera as limitações do VSI e do inversor fonte de corrente anteriormente citadas, pois o mesmo emprega uma malha de impedância única na sua topologia, chamada de malha Z (já que a letra Z representa impedância), que acopla a fonte primária de energia ao circuito de potência principal (as chaves do inversor). Ao contrário do VSI e do inversor fonte de corrente, o ZSI pode ter como fonte primária de energia uma fonte de tensão ou uma fonte de corrente sem a necessidade de alterar nenhuma parte do seu circuito, graças à presença desta malha Z [3].

Até o início de 2012, centenas de trabalhos foram publicados sobre ZSIs e suas variações. É possível ver na Figura 1.1 um gráfico de barras representando a distribuição anual das publicações sobre ZSIs disponíveis no banco de dados do IEEE. Pode-se observar que, desde a primeira publicação em 2002, há um crescimento exponencial nas publicações

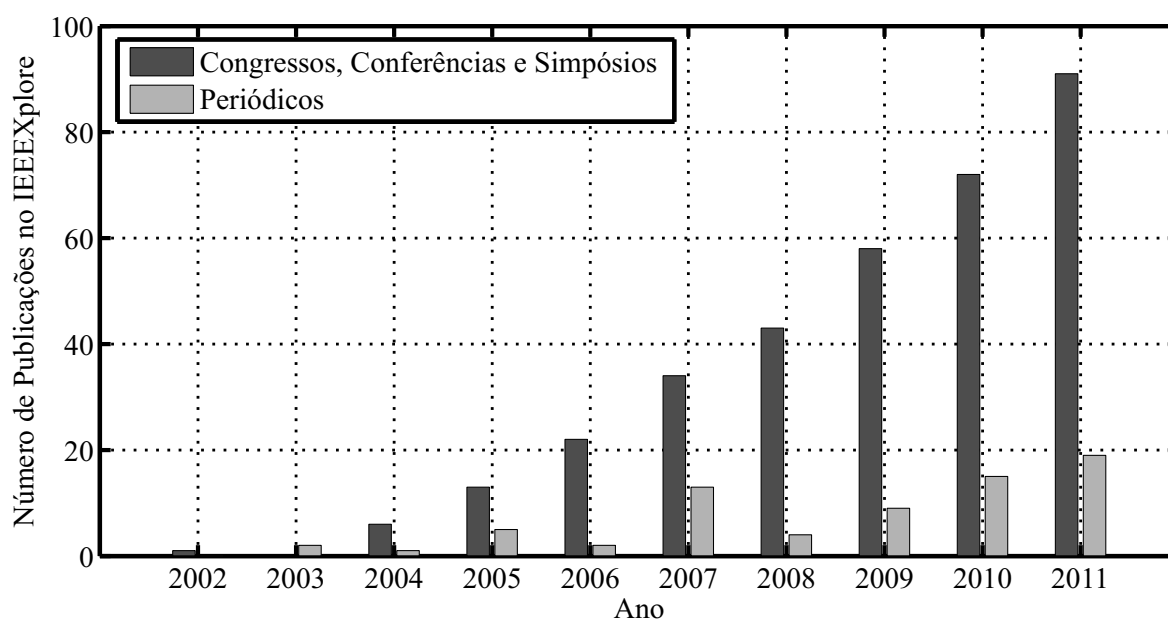


Figura 1.1: Distribuição anual das publicações sobre ZSIs disponíveis no banco de dados do IEEE (dados coletados em dezembro de 2011).

em congressos, conferências e simpósios e um crescimento aproximadamente linear nas publicações em periódicos. Essa grande variação anual no número de publicações sinaliza que o tema ainda é recente e que há muita pesquisa para ser feita na área.

As centenas de publicações sobre os ZSIs podem ser categorizadas nas seguintes áreas:

- Princípio de funcionamento, estabilidade, modos de operação e projeto dos elementos constituintes do ZSI [2][3][4]-[7];
- Técnicas de modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse-Width Modulation*) para o ZSI [2][3][8]-[10];
- Controle em malha fechada do ZSI [11]-[13];
- Aplicações do ZSI nas mais diversas áreas [14]-[18];
- Novas topologias de ZSIs para aplicações especiais [19]-[24].

1.1 Objetivos da Tese de Doutorado

Apesar do crescimento acelerado no número de artigos publicados, há uma carência de soluções em topologias e aplicações de ZSIs com ênfase na redução de custo, volume, peso e perdas no processo de conversão nas mais diversas áreas. Esta é a motivação que leva aos objetivos desta Tese de Doutorado, que são listados a seguir:

1. Revisar detalhadamente o princípio de funcionamento do ZSI trifásico e sua comparação com o princípio de funcionamento do VSI trifásico. Esta revisão possibilitará que técnicas de PWM para ZSI sejam abordadas como simples adaptações das técnicas de PWM para VSI, abrindo caminho para a descoberta de novas técnicas para ZSIs;
2. Determinar o circuito equivalente de modo-comum e as tensões de modo-comum que são produzidas pelo ZSI e pelo VSI trifásico. A partir deste estudo, será possível estudar o comportamento da corrente de dispersão que circula através da terra em sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador baseados em ZSI ou VSI;
3. Propor uma adaptação da topologia ZSI, capaz de impedir a circulação da corrente de dispersão em sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador. Esta adaptação auxiliará no processo de redução da corrente de dispersão em sistemas fotovoltaicos;
4. Propor técnicas de PWM para a topologia ZSI adaptada, capazes de reduzir a corrente de dispersão a valores abaixo do nível admissível por normas internacionais para sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador;
5. Propor um conversor monofásico-trifásico interativo baseado no conversor fonte Z (ZSC - *Z-Source Converters*), com o objetivo de alimentar cargas trifásicas em ambientes que só disponibilizam rede elétrica monofásica (por exemplo, áreas rurais). Com o objetivo de reduzir o custo, o volume e as perdas no processo de conversão, espera-se que o conversor proposto tenha um número reduzido de componentes e tenha menores perdas quando comparado com conversores monofásicos-trifásicos convencionais.

1.2 Organização Textual

Este trabalho é organizado nos seguintes capítulos:

- **Capítulo 2** - O ZSI trifásico é apresentado e os seus aspectos mais importantes são abordados: vantagens, circuito equivalente, princípio de funcionamento, característica *buck-boost*, principais técnicas de PWM, possíveis padrões de chaveamento, modos de condução e projeto da malha Z. Simulações de cada técnica de PWM são apresentadas, com o objetivo de esclarecer o funcionamento dos ZSIs. Para fins de comparação, é apresentado um resumo do VSI, incluindo seu princípio de funcionamento, técnicas de PWM mais usadas e suas principais desvantagens;
- **Capítulo 3** - É apresentada a importância da energia solar e da conversão fotovoltaica nos dias atuais. Os sistemas fotovoltaicos são classificados e avaliam-se as desvantagens de se usar transformador ou novas etapas de conversão na sua topologia. É proposta uma nova topologia de ZSI e quatro novas técnicas de PWM, com o objetivo de reduzir as correntes de dispersão em sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador. Por fim, simulações e resultados experimentais da nova topologia controlada pelas técnicas propostas e do ZSI convencional são apresentados;
- **Capítulo 4** - É discutida a importância de obter soluções de baixo custo para um problema presente no meio de produção rural: alimentar cargas trifásicas em ambientes onde só se tem disponibilidade de redes monofásicas. Diversas soluções disponíveis na literatura são apresentadas, incluindo suas características, vantagens e desvantagens. É proposta uma nova topologia de conversor fonte Z, responsável pela redução do custo e das perdas no processo de conversão monofásico-trifásico. Resultados de simulação e resultados comparativos entre a topologia paralela proposta e a topologia convencional série comprovam a eficácia do novo sistema monofásico-trifásico;
- **Capítulo 5** - São apresentadas as conclusões gerais deste trabalho e sugestões de trabalhos futuros. As publicações do autor associadas à Tese de Doutorado também são apresentadas.

2 INVERSORES FONTE Z

Neste capítulo, o inversor fonte Z (ZSI) trifásico convencional, proposto por *Peng* em 2002 [2][3], é apresentado. Os aspectos mais importantes dos ZSIs são abordados: vantagens, circuito equivalente, princípio de funcionamento, característica *buck-boost*, principais técnicas de PWM, possíveis padrões de chaveamento, modos de condução e projeto da malha Z. Algumas simulações são apresentadas, com o objetivo de validar o modelo do ZSI e os algoritmos das técnicas de PWM desenvolvidos. Para fins de comparação, é apresentado um resumo do inversor trifásico fonte de tensão convencional, conhecido como VSI, incluindo seu princípio de funcionamento e as técnicas de PWM mais usadas.

2.1 Inversor Fonte de Tensão - VSI

O conversor CC-CA é um processador de potência capaz de converter a energia CC em energia CA, com amplitude e/ou frequência controlável. Esta definição não exclui a possibilidade da energia retornar do lado CA para o lado CC. Entretanto, para ser categorizado como inversor, o fluxo médio de potência processado tem que fluir do lado CC para o lado CA [25].

Portanto, o VSI trifásico é um conversor CC-CA que alimenta uma carga CA trifásica e que tem, como fonte primária de energia (no lado CC), uma fonte de tensão, ou seja,

uma fonte com característica predominantemente capacitiva. Esta fonte de tensão pode ser uma bateria, uma célula a combustível ou um arranjo de painéis fotovoltaicos (ou outro dispositivo) conectado em paralelo a um capacitor relativamente grande [3].

Três pares de chaves (um par para cada fase de saída) compõem o circuito de potência principal, responsável por converter o fluxo de energia. Cada chave, tradicionalmente, é composta por um transistor de potência e um diodo em anti-paralelo, conhecido como diodo de “roda livre”. Este par transistor-diodo provê fluxo bidirecional de corrente e capacidade de bloqueio unidirecional da tensão.

2.1.1 Descrição do VSI Trifásico

A Figura 2.1 mostra um VSI trifásico alimentando uma carga RL. O transistor de potência escolhido é o IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor* - transistor bipolar de porta isolada), que é capaz de bloquear e conduzir corrente de forma controlável. Outros dispositivos controláveis poderiam ser usados, embora tenham limites de tensão e corrente inferiores aos IGBTs. Geralmente, usam-se capacitores eletrolíticos no barramento CC (capacitores C_{PN} na Figura 2.1), devido à sua capacidade de atenuar as possíveis ondulações de tensão geradas pelo retificador ou pelo próprio inversor, além da sua capacidade de armazenar uma grande quantidade de energia. Se as capacitâncias forem idênticas, os capacitores ficam submetidos às mesmas tensões $v_{PN}/2$.

Cada par IGBT-diodo ($q_{j1} - d_{j1}$ e $q_{j2} - d_{j2}$, para $j = \{u, v, w\}$) do inversor pode ser representado por uma chave ideal. Define-se o símbolo S_{j1} e S_{j2} para as chaves superior e inferior, respectivamente, conectadas à fase j ($j = \{u, v, w\}$) do inversor. Como as chaves possuem dois estados possíveis, a representação binária serve bem para o propósito: caso as chaves estejam fechadas, S_{j1} e S_{j2} assumem valores iguais a 1; caso as chaves estejam abertas, S_{j1} e S_{j2} assumem valores iguais a 0.

Sabendo que cada chave assume dois possíveis estados e que o VSI possui seis chaves, deduz-se o número teórico de combinações das chaves do inversor: $2^6 = 64$. Entretanto, a maioria destas combinações não são válidas no VSI, por dois motivos básicos:

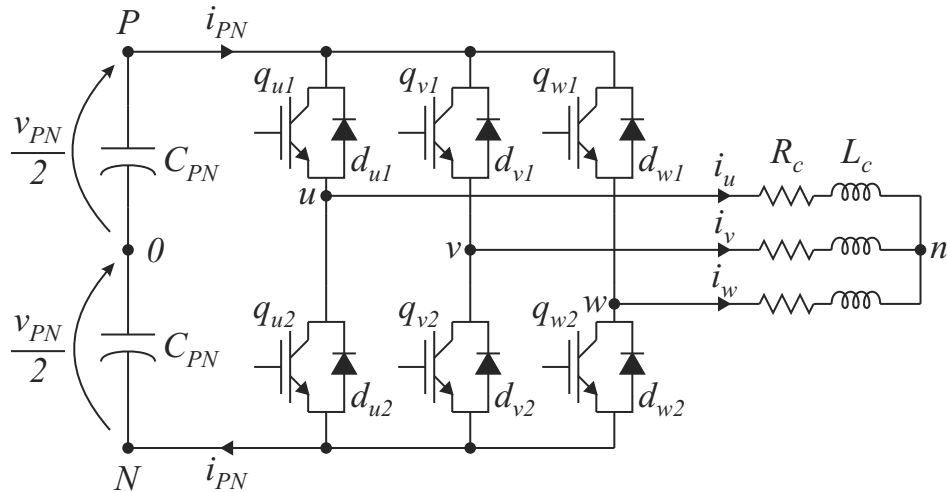


Figura 2.1: Inversor trifásico fonte de tensão, também conhecido como VSI trifásico.

1. Caso duas chaves conectadas a um mesmo terminal de saída do inversor estejam fechadas ao mesmo tempo, um curto-circuito ocorrerá no barramento CC. Portanto, $S_{j1} + S_{j2} \neq 2$;
2. Caso duas chaves conectadas a um mesmo terminal de saída do inversor estejam abertas ao mesmo tempo, um circuito aberto ocorrerá na fase correspondente, interrompendo a circulação da corrente proveniente da carga indutiva. Portanto, $S_{j1} + S_{j2} \neq 0$.

As duas restrições anteriormente mencionadas podem ser representadas por uma única equação:

$$S_{j1} + S_{j2} = 1. \quad (2.1)$$

Neste caso, o par de chaves conectadas a um mesmo terminal de saída do inversor possui somente dois estados possíveis: $S_{j1} = 1$ e $S_{j2} = 0$ ou $S_{j1} = 0$ e $S_{j2} = 1$. Logo, deduz-se que, em um VSI ideal, o estado da chave de um braço é contrário ao estado da outra chave do mesmo braço. Como o VSI convencional possui três braços, chega-se ao número de combinações válidas das chaves do inversor: $2^3 = 8$. As oito possíveis combinações das chaves de um VSI estão representadas na Tabela 2.1 [8].

As tensões v_{jN} , v_{j0} e v_{jn} da Tabela 2.1 são as tensões entre o terminal de saída j e

Tabela 2.1: Possíveis combinações das chaves em um VSI trifásico.

S_{u1}	S_{v1}	S_{w1}	v_{uN}	v_{vN}	v_{wN}	v_{u0}	v_{v0}	v_{w0}	v_{un}	v_{vn}	v_{wn}
0	0	0	0	0	0	$-\frac{v_{PN}}{2}$	$-\frac{v_{PN}}{2}$	$-\frac{v_{PN}}{2}$	0	0	0
1	0	0	v_{PN}	0	0	$\frac{v_{PN}}{2}$	$-\frac{v_{PN}}{2}$	$-\frac{v_{PN}}{2}$	$\frac{2v_{PN}}{3}$	$-\frac{v_{PN}}{3}$	$-\frac{v_{PN}}{3}$
1	1	0	v_{PN}	v_{PN}	0	$\frac{v_{PN}}{2}$	$\frac{v_{PN}}{2}$	$-\frac{v_{PN}}{2}$	$\frac{v_{PN}}{3}$	$\frac{v_{PN}}{3}$	$-\frac{2v_{PN}}{3}$
0	1	0	0	v_{PN}	0	$-\frac{v_{PN}}{2}$	$\frac{v_{PN}}{2}$	$-\frac{v_{PN}}{2}$	$-\frac{v_{PN}}{3}$	$\frac{2v_{PN}}{3}$	$-\frac{v_{PN}}{3}$
0	1	1	0	v_{PN}	v_{PN}	$-\frac{v_{PN}}{2}$	$\frac{v_{PN}}{2}$	$\frac{v_{PN}}{2}$	$-\frac{2v_{PN}}{3}$	$\frac{v_{PN}}{3}$	$\frac{v_{PN}}{3}$
0	0	1	0	0	v_{PN}	$-\frac{v_{PN}}{2}$	$-\frac{v_{PN}}{2}$	$\frac{v_{PN}}{2}$	$-\frac{v_{PN}}{3}$	$-\frac{v_{PN}}{3}$	$\frac{2v_{PN}}{3}$
1	0	1	v_{PN}	0	v_{PN}	$\frac{v_{PN}}{2}$	$-\frac{v_{PN}}{2}$	$\frac{v_{PN}}{2}$	$\frac{v_{PN}}{3}$	$-\frac{2v_{PN}}{3}$	$\frac{v_{PN}}{3}$
1	1	1	v_{PN}	v_{PN}	v_{PN}	$\frac{v_{PN}}{2}$	$\frac{v_{PN}}{2}$	$\frac{v_{PN}}{2}$	0	0	0

o ponto N do barramento CC, o ponto central do barramento CC e o neutro da carga, respectivamente. Em particular, a tensão v_{j0} é conhecida como tensão de polo do inversor e a tensão v_{jn} é conhecida como tensão de fase na carga. As tensões v_{jN} e v_{j0} são obtidas a partir das seguintes equações [26]:

$$v_{jN} = v_{PN}S_{j1} \quad (2.2)$$

$$v_{j0} = \frac{v_{PN}}{2}(2S_{j1} - 1) \quad (2.3)$$

Considerando que carga RL da Figura 2.1 é equilibrada e que o neutro da carga é isolado (flutuante), pode-se obter uma equação que relaciona as tensões v_{un} , v_{vn} e v_{wn} com o estado das chaves [26][27]:

$$\begin{bmatrix} v_{un} \\ v_{vn} \\ v_{wn} \end{bmatrix} = \frac{v_{PN}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{u1} \\ S_{v1} \\ S_{w1} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Usando (2.2) a (2.4), é possível obter as tensões da Tabela 2.1 para cada combinação das chaves do VSI trifásico.

2.1.2 Técnicas de PWM para VSI Trifásico

O PWM é uma das técnicas mais usadas na conversão CC-CA. A filosofia deste tipo de modulação é gerar pulsos periódicos de amplitude constante e de largura variável. A largura dos pulsos em cada período varia de acordo com o valor instantâneo de um sinal de referência do PWM. Se o valor do sinal de referência for grande, o pulso gerado terá uma largura grande e, se o valor do sinal de referência for pequeno, o pulso gerado terá uma largura pequena. Portanto, o valor médio do sinal pulsado calculado em cada período é proporcional ao valor instantâneo do sinal de referência [25]. O período característico do sinal de PWM é conhecido como período de chaveamento (ou T_{ch}) e seu inverso conhecido como frequência de chaveamento (ou f_{ch}).

Os sinais de PWM gerados servem como sinais de comando de abertura e fechamento das chaves. Como a chave inferior de um braço do inversor possui sempre estado contrário à chave superior, de acordo com a restrição (2.1), só há a necessidade de definir um sinal de PWM para cada braço do VSI: se o sinal de PWM estiver em zero, a chave superior de um braço estará aberta e a inferior fechada, produzindo uma tensão v_{j0} igual a $-v_{PN}/2$ e, se o sinal de PWM estiver em um, a chave superior estará fechada e a inferior aberta, produzindo uma tensão v_{j0} igual a $v_{PN}/2$. Portanto, a tensão v_{j0} terá o mesmo comportamento pulsado do sinal de PWM, sendo que v_{j0} assume os valores $-v_{PN}/2$ e $v_{PN}/2$, enquanto o sinal de PWM assume os valores 0 e 1.

Para melhor compreender as técnicas de PWM para VSI, é importante definir o conceito de razão de trabalho. A razão de trabalho τ_{j1} da chave q_{j1} é a proporção do período de chaveamento na qual esta chave permanece fechada [25]. Portanto,

$$\tau_{j1} = \frac{t_{j1}}{T_{ch}}, \quad (2.5)$$

em que t_{j1} é o intervalo de tempo em que a chave permanece fechada durante T_{ch} .

Devido à restrição (2.1), o tempo em que a chave superior de um braço do inversor permanece fechada é complementar ao tempo em que a chave inferior do mesmo braço permanece fechada em cada período de chaveamento. Logo, conclui-se que $\tau_{j1} + \tau_{j2} = 1$, para $j = \{u, v, w\}$.

Sabe-se que S_{j1} representa o estado atual da chave superior conectada ao terminal de saída j e define os valores instantâneos das tensões v_{jN} , v_{j0} e v_{jn} , como visto em (2.2), (2.3) e (2.4), respectivamente. Da mesma forma, τ_{j1} representa a razão de trabalho da chave superior conectada ao terminal de saída j e define os valores médios em cada período de chaveamento das tensões v_{jN} , v_{j0} e v_{jn} . Estes valores médios são representados por \bar{v}_{jN} , \bar{v}_{j0} e \bar{v}_{jn} e são calculados de forma semelhante a (2.2), (2.3) e (2.4) [26][27]:

$$\bar{v}_{jN} = v_{PN}\tau_{j1} \quad (2.6)$$

$$\bar{v}_{j0} = \frac{v_{PN}}{2}(2\tau_{j1} - 1) \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{un} \\ \bar{v}_{vn} \\ \bar{v}_{wn} \end{bmatrix} = \frac{v_{PN}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau_{u1} \\ \tau_{v1} \\ \tau_{w1} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Observa-se, em (2.8), que é possível controlar os valores médios das tensões na carga (\bar{v}_{jn}) através das razões de trabalho τ_{j1} . Portanto, ao igualar estes valores médios (\bar{v}_{jn}) com os valores de referência das tensões na carga (v_{jn}^*), encontram-se as razões de trabalho das chaves capazes de produzir, no inversor, tensões chaveadas com componentes fundamentais iguais às tensões de referência na carga [26].

Para encontrar os valores exatos das razões de trabalho das chaves do inversor para um determinado conjunto de tensões de referência na carga, é necessário resolver o sistema de equações em (2.8). Porém, ao analisar a matriz de coeficientes, percebe-se que a solução desse sistema não é unicamente definida [25]-[27]. Como consequência, existem infinitos conjuntos de valores das razões de trabalho capazes de gerar as mesmas tensões de referência na carga.

É devido a esta infinidade de valores possíveis das razões de trabalho, que existem diversas técnicas de PWM para VSI na literatura [28]. Portanto, cada técnica de PWM existente para VSI representa uma das infinitas soluções da matriz em (2.8), já que todas as técnicas são capazes de produzir as tensões de referência na carga. A motivação para

a pesquisa de técnicas de PWM específicas são as diferentes necessidades encontradas pela indústria: reduzir o conteúdo harmônico das tensões e correntes na carga; suavizar as ondulações de tensão no barramento CC; reduzir o número de chaveamentos; reduzir as perdas por chaveamento e condução no inversor; e reduzir a tensão de modo comum na carga [28].

Técnica de PWM Senoidal

Uma possível solução para as razões de trabalho das chaves em (2.8) é fazer com que os valores médios das tensões de polo do inversor (\bar{v}_{j0}) sejam iguais às tensões de referência na carga (v_{jn}^*). Substituindo o valor de \bar{v}_{j0} por v_{jn}^* em (2.7) e isolando a razão de trabalho τ_{j1} , encontra-se:

$$\tau_{j1} = \frac{1}{2} + \frac{v_{jn}^*}{v_{PN}} \quad (2.9)$$

Ao substituir (2.9) em (2.8), deduz-se que $\bar{v}_{jn} = v_{jn}^*$, ou seja, está comprovado que esta é uma possível solução para as razões de trabalho das chaves do inversor. De fato, a solução particular em (2.9) é a implementação digital da técnica de PWM senoidal (a prova matemática pode ser encontrada em [25]), que foi concebida para ser implementada com circuitos analógicos, usados antes do advento dos microcontroladores e da implementação digital das técnicas de PWM.

Para determinar a amplitude máxima das tensões fase-neutro na carga que pode ser produzida pela implementação digital da técnica de PWM senoidal, é necessário aplicar os limites das razões de trabalho das chaves ($0 \leq \tau_{j1} \leq 1$) em (2.9). Desta forma, encontra-se que $-\frac{v_{PN}}{2} \leq v_{jn}^* \leq \frac{v_{PN}}{2}$, ou seja, a amplitude máxima das tensões fase-neutro na carga é igual a $\frac{v_{PN}}{2}$ para esta técnica de modulação. Aplicando o limite das razões de trabalho das chaves em (2.7), encontram-se também os limites superior e inferior do valor médio das tensões de polo do inversor: $\pm \frac{v_{PN}}{2}$. Vale ressaltar que o limite do valor médio da tensão de polo é válido para qualquer técnica de PWM utilizada.

Baseado na teoria de PWM, é possível definir uma variável que determina o quanto do

limite de amplitude das tensões fase-neutro da carga está sendo produzido pelo inversor. Esta variável é chamada de índice de modulação. Sabendo que, na técnica de PWM senoidal, a amplitude máxima das tensões fase-neutro na carga é igual a $\frac{v_{PN}}{2}$, chega-se à expressão do índice de modulação:

$$m = \frac{V_s}{v_{PN}/2}, \quad (2.10)$$

em que m é o índice de modulação e V_s é a amplitude das tensões de referência na carga. Assim, na técnica de PWM senoidal, o índice de modulação está limitado em $0 \leq m \leq 1$.

Acreditava-se então que, para obter tensões de fase senoidais na carga, as tensões de polo deveriam ser também senoidais. Com esta limitação, as amplitudes das tensões fase-neutro na carga não poderiam ser maiores que $\frac{v_{PN}}{2}$, ou seja, o valor máximo do índice de modulação não poderia ser maior que 1. Entretanto, descobriu-se posteriormente [29]-[32] que era possível adicionar uma componente de tensão comum às três tensões senoidais de polo do inversor, conhecida como tensão homopolar, sem que esta componente afetasse a síntese de tensões de fase senoidais na carga. Logo:

$$\bar{v}_{j0} = v_{jn}^* + v_h, \quad (2.11)$$

em que v_h é a tensão homopolar do inversor. É importante lembrar da necessidade de obedecer os limites do valor médio das tensões de polo, ou seja, $-\frac{v_{PN}}{2} \leq \bar{v}_{j0} \leq \frac{v_{PN}}{2}$.

Substituindo (2.11) em (2.7) e isolando a razão de trabalho τ_{j1} , obtém-se:

$$\tau_{j1} = \underbrace{\frac{1}{2} + \frac{v_{jn}^*}{v_{PN}}}_{\tau_{jn}} + \underbrace{\frac{v_h}{v_{PN}}}_{\tau_h}, \quad (2.12)$$

em que τ_{jn} é a componente da razão de trabalho responsável pela síntese da tensão senoidal na carga e τ_h é a componente da razão de trabalho responsável pela síntese da tensão homopolar no inversor.

Substituindo (2.12) em (2.8), deduz-se que $\bar{v}_{jn} = v_{jn}^*$, ou seja, está comprovado que

(2.12) é outra possível solução para as razões de trabalho das chaves do inversor. A diferença entre a solução particular em (2.9) e a solução mais geral em (2.12) é a possibilidade da última de controlar a componente homopolar nas tensões de polo do inversor de modo a produzir diferentes técnicas de PWM que atendam determinadas necessidades do inversor.

Por exemplo, é possível determinar valores para v_h de modo que esta tensão se contraponha às tensões senoidais v_{jn}^* nos instantes que estas últimas estiverem nos seus pontos mais positivos e mais negativos. Desta forma, mesmo se a tensão v_{jn}^* possuir amplitude superior a $\frac{v_{PN}}{2}$ ($m = 1$), o valor médio da tensão de polo \bar{v}_{j0} em (2.11) poderá estar abaixo do seu valor limite, ou seja, $|\bar{v}_{j0}| < \frac{v_{PN}}{2}$. Assim, é possível estender o limite de amplitude das tensões v_{jn}^* até um valor acima de $\frac{v_{PN}}{2}$. De fato, o valor máximo alcançável da amplitude das tensões fase-neutro na carga na região linear de modulação é de $\frac{v_{PN}}{\sqrt{3}}$, ou seja, $m \leq \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,1547$ [26][33].

Se o índice de modulação passar do limite de 1,1547, considera-se que o inversor está trabalhando na região de sobremodulação. Apesar da sobremodulação ter a grande vantagem de maiores amplitudes das tensões na carga, surgem componentes harmônicas de baixa frequência nas tensões na carga que são indesejáveis. Essas componentes de baixa frequência podem causar diminuição do tempo de vida útil e aumento das perdas em motores, transformadores e componentes passivos conectados ao inversor, além de possíveis danos permanentes nas cargas.

Técnica de Modulação por Vetores Espaciais

A técnica de modulação por vetores espaciais também é conhecida como modulação vetorial espacial ou SVM (*Space Vector Modulation*) [33]-[36]. Na técnica SVM, a teoria de vetores espaciais, muito usada no controle de motores trifásicos, é aplicada nos inversores. Cada uma das oito possíveis combinações das chaves do inversor (Tabela 2.1) e o conjunto das tensões de referência na carga são representados por vetores no plano $\alpha\beta$. Assim, a cada período de chaveamento, determina-se uma combinação linear de vetores que seja igual ao vetor que representa as tensões de referência na carga. Desta forma, ao aplicar no inversor cada vetor com sua razão de trabalho específica, produzem-se, em valores médios, as tensões

de referência na carga [33]-[35].

Para determinar o módulo e o ângulo de cada vetor no plano $\alpha\beta$ associado às oito possíveis combinações das chaves do inversor (Tabela 2.1), é necessário aplicar a transformação $abc - \alpha\beta$, também conhecida como transformação de Clarke invariante em amplitude [37], nos valores instantâneos das tensões na carga em (2.4) para cada combinação dos valores de S_{u1} , S_{v1} e S_{w1} :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \overbrace{\frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}^{\text{Transformação de Clarke}} \begin{bmatrix} v_{un} \\ v_{vn} \\ v_{wn} \end{bmatrix}, \quad (2.13)$$

em que v_α é a componente de eixo real e v_β é a componente de eixo imaginário do vetor das tensões na carga.

Neste caso, as tensões na carga podem ser representadas por:

$$\vec{V} = v_\alpha + jv_\beta = |V|\angle\theta, \quad (2.14)$$

em que \vec{V} é o vetor das tensões na carga, $|V|$ é o seu módulo e θ é o seu ângulo (em relação ao eixo real). Pode-se obter as componentes v_α e v_β em função de $|V|$ e θ através das seguintes relações: $v_\alpha = |V| \cos(\theta)$ e $v_\beta = |V| \sin(\theta)$. Pode-se obter as componentes $|V|$ e θ em função de v_α e v_β através das seguintes relações: $|V| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}$ e $\theta = \arctan\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right)$.

Substituindo (2.4) em (2.13), obtém-se a relação direta entre as componentes v_α e v_β do vetor das tensões na saída e os estados das chaves do inversor:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2v_{PN}}{9} \begin{bmatrix} 3 & -\frac{3}{2} & -\frac{3}{2} \\ 0 & \frac{3\sqrt{3}}{2} & -\frac{3\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{u1} \\ S_{v1} \\ S_{w1} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

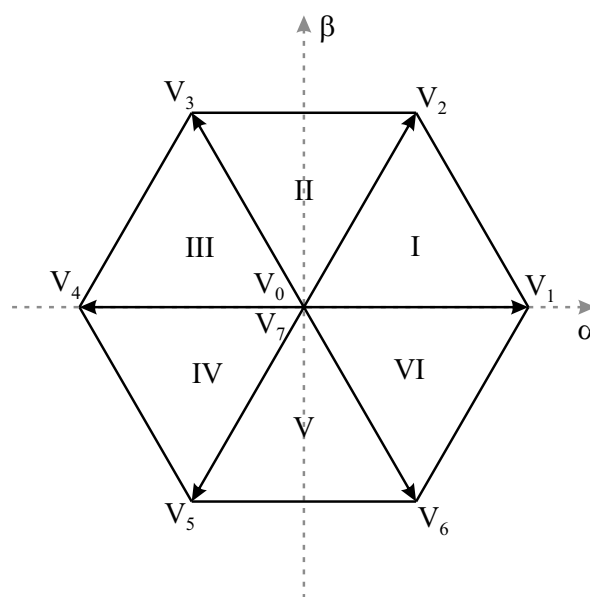
Aplicando (2.15) para cada combinação das chaves da Tabela 2.1, é possível obter os valores de v_α , v_β , $|V|$ e θ dos oito vetores no inversor, em que seis são vetores ativos (V_1 , V_2 , V_3 , V_4 , V_5 e V_6) e dois são vetores nulos (V_0 e V_7), detalhados na Tabela 2.2.

Tabela 2.2: Vetores no VSI trifásico.

Vetor	S_{u1}	S_{v1}	S_{w1}	v_α	v_β	$ \mathbf{V} $	θ
V_0	0	0	0	0	0	0	-
V_1	1	0	0	$\frac{2}{3}v_{PN}$	0	$\frac{2}{3}v_{PN}$	0
V_2	1	1	0	$\frac{1}{3}v_{PN}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}v_{PN}$	$\frac{2}{3}v_{PN}$	$\frac{1}{3}\pi$
V_3	0	1	0	$-\frac{1}{3}v_{PN}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}v_{PN}$	$\frac{2}{3}v_{PN}$	$\frac{2}{3}\pi$
V_4	0	1	1	$-\frac{2}{3}v_{PN}$	0	$\frac{2}{3}v_{PN}$	π
V_5	0	0	1	$-\frac{1}{3}v_{PN}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}v_{PN}$	$\frac{2}{3}v_{PN}$	$\frac{4}{3}\pi$
V_6	1	0	1	$\frac{1}{3}v_{PN}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}v_{PN}$	$\frac{2}{3}v_{PN}$	$\frac{5}{3}\pi$
V_7	1	1	1	0	0	0	-

A representação dos oito vetores de tensão da Tabela 2.2 no plano $\alpha\beta$ pode ser vista na Figura 2.2 [33]-[35]. É importante ressaltar que o hexágono limita os possíveis valores do vetor das tensões na carga que podem ser produzidos pelo inversor.

O hexágono da Figura 2.2 pode ser dividido em seis triângulos equiláteros, chamados de setores. A localização do vetor das tensões na carga nos setores de I a VI define quais vetores ativos serão usados em combinação com os vetores nulos para produzir, em valores médios, as tensões de referência na carga. Na técnica SVM, o conjunto das tensões de referência na carga é assim definido:

Figura 2.2: Representação dos oito vetores de tensão do VSI trifásico no plano $\alpha\beta$.

$$\begin{aligned}
v_{un}^*(t) &= V_s \cos(\omega_s t) \\
v_{vn}^*(t) &= V_s \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}), \\
v_{wn}^*(t) &= V_s \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3})
\end{aligned} \tag{2.16}$$

em que ω_s é a frequência das tensões de referência na carga, que é igual a $2\pi f_s$.

É necessário, então, realizar a transformação de Clarke [37] nas tensões de referência na carga em (2.16):

$$\begin{aligned}
&\text{Transformação de Clarke} \\
\begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{un}^* \\ v_{vn}^* \\ v_{wn}^* \end{bmatrix}, \tag{2.17}
\end{aligned}$$

em que v_α^* é a componente de eixo real e v_β^* é a componente de eixo imaginário do vetor das tensões de referência na carga.

Neste caso, o vetor das tensões de referência na carga pode ser representado por:

$$\vec{v}^* = v_\alpha^* + jv_\beta^* = |V^*| \angle \theta^* = V_s \angle \omega_s t, \tag{2.18}$$

em que \vec{v}^* é o vetor das tensões de referência na carga, o seu módulo é igual à amplitude V_s das tensões em (2.16) e seu ângulo é igual a $\omega_s t$.

Observa-se, em (2.18), que, se tensões de referência na carga forem senoidais e equilibradas, o vetor das tensões de referência na carga realiza, ao longo do tempo, uma trajetória circular de raio V_s (no sentido anti-horário) no plano $\alpha\beta$. O período de rotação do vetor é igual ao período das tensões de referência em (2.16). Para o VSI ser capaz de reproduzir a trajetória de \vec{v}^* , o círculo deve estar dentro do hexágono formado pelos vetores ativos, como pode ser visto na Figura 2.3 [33][35].

Desta forma, o raio limite da trajetória circular do vetor \vec{v}^* (valor limite de V_s) é definido pela altura dos triângulos equiláteros na Figura 2.3, que também é conhecido como apótema do hexágono. Sabendo que cada lado dos triângulos é igual a $\frac{2}{3}v_{PN}$ (Tabela 2.2), o valor limite de V_s é igual a $\frac{v_{PN}}{\sqrt{3}}$ ($m \leq \frac{2}{\sqrt{3}}$), que é o limite da amplitude das tensões fase-neutro na

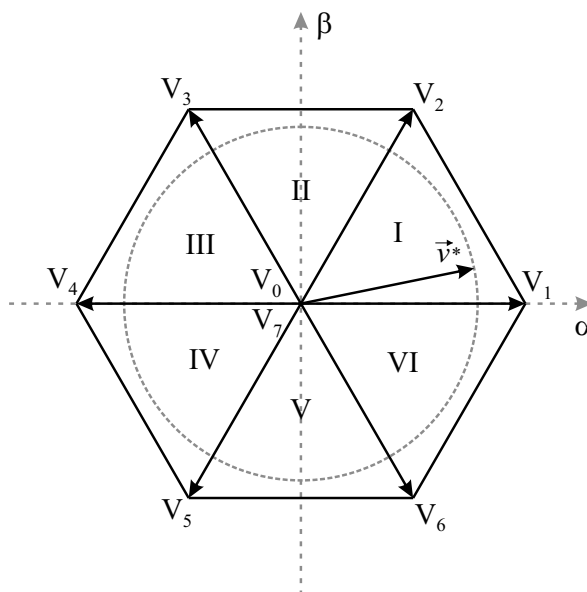


Figura 2.3: Representação da trajetória circular do vetor das tensões de referência na carga no plano $\alpha\beta$ juntamente com a representação dos oito vetores de tensão do VSI trifásico.

carga na região linear de modulação.

Para sintetizar o vetor das tensões de referência na carga, é necessário determinar, a cada período de chaveamento, não só os vetores ativos e nulos de tensão que serão aplicados no inversor, mas também é necessário determinar o tempo de aplicação de cada um destes vetores. Desta forma, define-se a razão de trabalho do vetor de tensão: é a proporção do período de chaveamento na qual aquele vetor permanece aplicado no inversor [26]. Usa-se também a variável τ para definir o valor da razão de trabalho dos vetores de tensão, ou seja,

$$\tau_k = \frac{t_k}{T_{ch}}, \quad (2.19)$$

em que τ_k é a razão de trabalho do vetor de tensão V_k , para $k = \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\}$, e t_k é o intervalo de tempo em que o vetor V_k permanece aplicado durante T_{ch} [33]-[35].

Assim, após determinar o setor onde está localizado o vetor \vec{v}^* , encontram-se as razões de trabalho dos vetores ativos adjacentes usando simples relações trigonométricas, como pode ser visto na Figura 2.4 para o setor I [33]-[35].

Observando a Figura 2.4, percebe-se que o vetor \vec{v}^* é o resultado da soma vetorial de $\tau_1 V_1$ com $\tau_2 V_2$. Se o vetor \vec{v}^* estiver dentro do setor I, a soma $\tau_1 + \tau_2 < 1$. Logo, para completar o período de chaveamento, os vetores V_0 e V_7 também são aplicados. As relações

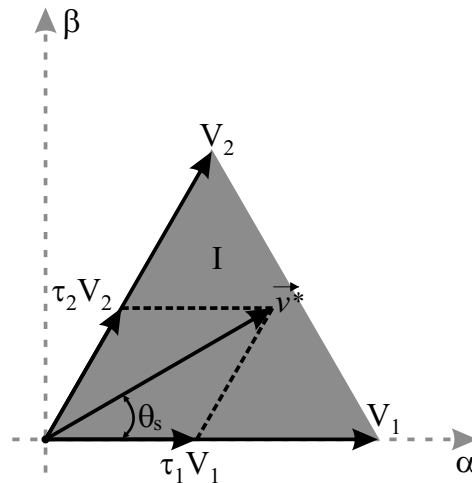


Figura 2.4: Representação gráfica da relação entre os vetores adjacentes do setor I e o vetor das tensões de referência na carga no plano $\alpha\beta$.

a seguir definem a síntese do vetor \vec{V}^* , em cada período de chaveamento, quando localizado no setor I:

$$\begin{aligned}\vec{V} &= \tau_1 V_1 + \tau_2 V_2 \\ \tau_1 + \tau_2 + \tau_0 + \tau_7 &= 1\end{aligned}\quad (2.20)$$

A primeira equação em (2.20) é vetorial, logo pode ser separada em duas equações escalares (uma para o eixo α e outra para o eixo β), que definem completamente os valores das razões de trabalho τ_1 e τ_2 . O restante do período de chaveamento pode ser dividido arbitrariamente entre os vetores V_0 e V_7 , sem alterar a síntese do vetor \vec{V}^* . Entretanto, geralmente divide-se o intervalo de tempo restante igualmente entre os dois vetores nulos, por questões de simetria e redução da distorção das tensões e correntes na carga. Esta técnica específica é conhecida como modulação por vetores espaciais simétrica [26][27]. Aplicando tempos iguais para os vetores nulos e isolando os valores de τ_1 , τ_2 , τ_0 e τ_7 em (2.20), chega-se à solução final [33]-[35]:

$$\begin{aligned}\tau_1 &= \frac{\sqrt{3}V_s}{v_{PN}} \cos\left(\theta_s + \frac{\pi}{6}\right) \\ \tau_2 &= \frac{\sqrt{3}V_s}{v_{PN}} \sin\left(\theta_s\right) \\ \tau_0 &= \frac{1 - \tau_1 - \tau_2}{2} \\ \tau_7 &= \frac{1 - \tau_1 - \tau_2}{2}\end{aligned}, \quad (2.21)$$

em que θ_s é o ângulo entre o vetor \vec{v}^* e vetor ativo V_1 .

É importante ressaltar que, embora a solução em (2.21) tenha sido deduzida para o setor I, as mesmas equações podem ser usadas para qualquer um dos seis setores do hexágono, bastando: substituir os índices de τ_1 e τ_2 pelos índices do primeiro e do segundo vetor ativo do setor no sentido anti-horário, respectivamente; considerar θ_s como o ângulo entre o vetor \vec{v}^* e primeiro vetor ativo do setor no sentido anti-horário.

Com a solução das razões de trabalho dos vetores definidos em (2.21) para a técnica SVM simétrica, basta definir a ordem em que os vetores de tensão são aplicados no período de chaveamento. A ordem de aplicação dos vetores nas técnicas SVM, assim como a ordem de abertura e fechamento das chaves em qualquer técnica de PWM, é conhecida como padrão de chaveamento. Há dois padrões de chaveamento muito usados em inversores: assimétrico e simétrico. Estes dois padrões são muito usados, pois garantem o mínimo número de chaveamentos para um dado período de chaveamento.

No padrão assimétrico, mostrado na Figura 2.5(a) para o setor I, os pulsos das chaves superiores do inversor são todos aplicados no começo ou no fim do período de chaveamento. Pode-se observar que cada chave do inversor comuta duas vezes, ou seja, ocorrem 12 chaveamentos no inversor a cada T_{ch} . Devido à assimetria dos pulsos em relação ao ponto médio do período de chaveamento, ocorrem algumas assimetrias nas componentes harmônicas das tensões na carga ao redor dos múltiplos da frequência de chaveamento. Se o inversor estiver trabalhando na região linear de modulação com uma frequência de chaveamento elevada, estas assimetrias têm efeito desprezível na carga. Entretanto, se o inversor estiver na região de sobremodulação ou com baixa frequência de chaveamento, as assimetrias podem aumentar as distorções das tensões e correntes na carga.

Outra desvantagem do padrão assimétrico está relacionada com as características físicas distintas das chaves do inversor. Na Figura 2.5(a), observa-se que as chaves superiores são fechadas ao mesmo tempo. Na prática, as chaves semicondutoras possuem tempos de abertura e fechamento diferentes umas das outras, devido a processos de produção distintos. Portanto, as chaves de um braço podem comutar primeiro que as dos outros braços, gerando

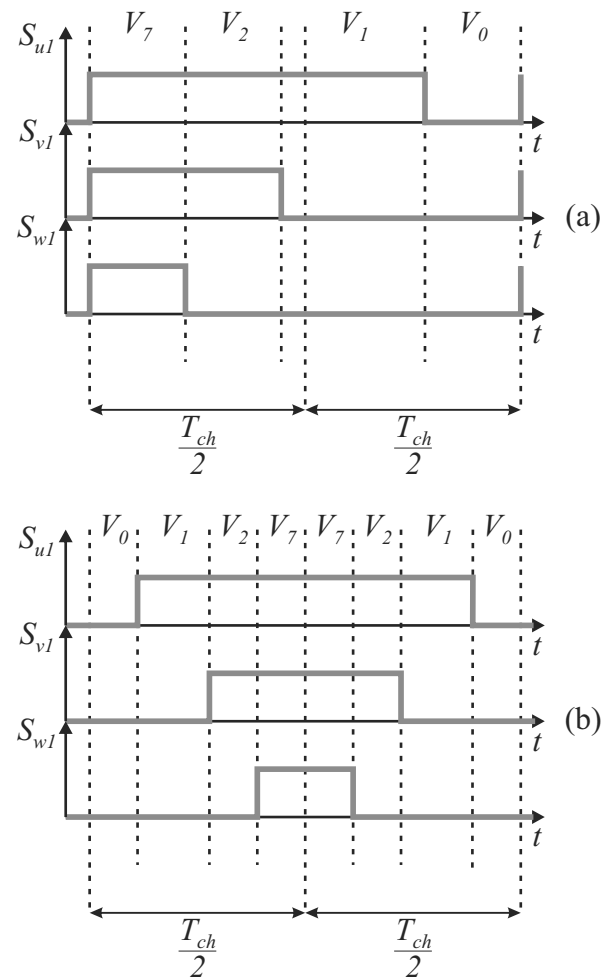


Figura 2.5: Padrões de chaveamento usados nas técnicas de PWM para VSI, quando o vetor das tensões de referência na carga está localizado no setor I: (a) padrão assimétrico; (b) padrão simétrico.

um vetor ativo de tensão indesejado no inversor.

A Figura 2.5(a) mostra o padrão assimétrico para o vetor \vec{v}^* localizado no setor I. A ordem de aplicação dos vetores, em cada período de chaveamento, no padrão assimétrico para qualquer setor é esta: $V_7 \rightarrow V_{par} \rightarrow V_{impar} \rightarrow V_0$, em que V_{par} é o vetor ativo do setor que possui índice par e V_{impar} é o vetor ativo do setor que possui índice impar [35]. Com essa ordem de aplicação dos vetores, somente um braço do inversor comuta nas transições entre vetores nulos e ativos e entre dois vetores ativos.

O padrão simétrico, mostrado na Figura 2.5(b) para o setor I, não possui as duas desvantagens do padrão assimétrico, sendo, portanto, o padrão mais aplicado em inversores. Pode-se observar que os pulsos das chaves superiores do inversor estão centralizados em

relação ao ponto médio do período de chaveamento e que não ocorrem transições diretas entre dois vetores nulos, evitando picos espúrios de tensão indesejados no inversor. Assim como no padrão assimétrico, ocorrem 12 chaveamentos no inversor a cada T_{ch} .

A Figura 2.5(b) mostra o padrão simétrico para o vetor \vec{v}^* localizado no setor I. A ordem de aplicação dos vetores, em cada período de chaveamento, para qualquer setor é esta: $V_0 \rightarrow V_{impar} \rightarrow V_{par} \rightarrow V_7 \rightarrow V_7 \rightarrow V_{par} \rightarrow V_{impar} \rightarrow V_0$ [35]. Com essa ordem de aplicação dos vetores, somente um braço do inversor comuta em qualquer transição entre vetores de tensão.

2.2 Inversor Fonte Z - ZSI

A Figura 2.6 mostra a estrutura básica de um ZSI conectando uma fonte de tensão CC a uma carga trifásica CA, usando IGBTs e diodos em anti-paralelo como chaves. Apesar da estrutura mostrada na Figura 2.6, pode-se conectar a mesma fonte de tensão CC à carga usando outros tipos de chaves, como IGBTs com diodos em série ou tiristores. Estes tipos alternativos de chaves não podem ser usados em um VSI convencional [3]. É possível também manter a estrutura da Figura 2.6 e conectá-la a uma fonte de corrente CC. No inversor fonte de corrente, a fonte de corrente CC só pode ser conectada à carga CA através de IGBTs com diodos em série ou tiristores, nunca através de IGBTs com diodos em anti-paralelo [3].

Como pode ser visto na Figura 2.6, a malha Z consiste de dois indutores L_1 e L_2 e dois capacitores C_1 e C_2 conectados no formato de um X. A fonte de tensão CC pode ser implementada por um arranjo de painéis fotovoltaicos, uma bateria, uma célula a combustível ou um capacitor. As indutâncias L_1 e L_2 da malha podem ser implementadas por indutores divididos ou indutores separados. As capacitâncias C_1 e C_2 podem ser implementadas por capacitores eletrolíticos, pois as tensões nestes capacitores são sempre unipolares. O diodo D_1 é parte integrante do ZSI e é essencial durante a função *boost*. Como este diodo chega a conduzir corrente e bloquear tensão diversas vezes a cada período de chaveamento, é importante possuir pequenos tempos de recuperação reversa. Portanto, na prática, usa-se

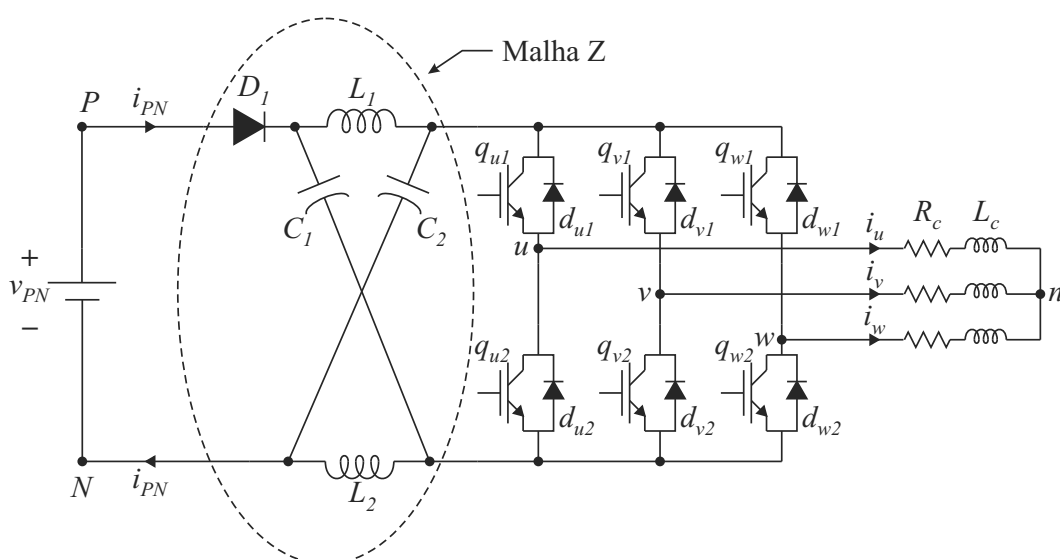


Figura 2.6: Estrutura básica de um ZSI conectando uma fonte de tensão CC a uma carga trifásica CA, usando IGBTs e diodos em anti-paralelo como chaves.

diodos de recuperação rápida para implementar D_1 [3].

Como foi visto na Tabela 2.2, o VSI convencional possui oito possíveis estados das chaves que estão associados a oito vetores de tensão: seis vetores ativos e dois vetores nulos. Por outro lado, o ZSI (Figura 2.6) possui, além dos oito estados já mencionados, outros estados que não são permitidos no VSI. Estes novos estados são obtidos através do fechamento simultâneo das chaves superior e inferior de um mesmo braço do ZSI. Se duas chaves de um mesmo braço forem fechadas no VSI (*shoot-through*), ocorre um curto-circuito indesejado no barramento CC. Como o ZSI possui uma malha Z entre o barramento CC e as chaves, ao aplicar um *shoot-through* em um dos braços, a malha Z inibe o curto-circuito no barramento CC. O *shoot-through* pode ocorrer em um dos braços, em dois braços simultaneamente ou em todos os três braços do ZSI, somando sete possibilidades. Qualquer que seja o caso, durante um *shoot-through*, os terminais de saída do inversor estarão curto-circuitados através de um braço. Portanto, os novos estados do ZSI possuem efeito semelhante ao dos vetores nulos de tensão [3].

A Tabela 2.3 mostra todas as combinações possíveis de vetores de tensão no ZSI trifásico, levando em conta que \hat{v}_{ZO} é o valor de pico da tensão na saída da malha Z (v_{ZO}).

Como pode ser visto na Tabela 2.3, os sete novos estados do ZSI estão associados a

Tabela 2.3: Vetores no ZSI trifásico.

Vetor	S_{u1}	S_{v1}	S_{w1}	S_{u2}	S_{v2}	S_{w2}	$ \mathbf{V} $	θ
V_0	0	0	0	1	1	1	0	-
V_1	1	0	0	0	1	1	$\frac{2}{3}\widehat{v}_{ZO}$	0
V_2	1	1	0	0	0	1	$\frac{2}{3}\widehat{v}_{ZO}$	$\frac{1}{3}\pi$
V_3	0	1	0	1	0	1	$\frac{2}{3}\widehat{v}_{ZO}$	$\frac{2}{3}\pi$
V_4	0	1	1	1	0	0	$\frac{2}{3}\widehat{v}_{ZO}$	π
V_5	0	0	1	1	1	0	$\frac{2}{3}\widehat{v}_{ZO}$	$\frac{4}{3}\pi$
V_6	1	0	1	0	1	0	$\frac{2}{3}\widehat{v}_{ZO}$	$\frac{5}{3}\pi$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	-
V_{st}^u	1	S_{v1}	S_{w1}	1	S_{v2}	S_{w2}	0	-
V_{st}^v	S_{u1}	1	S_{w1}	S_{u2}	1	S_{w2}	0	-
V_{st}^w	S_{u1}	S_{v1}	1	S_{u2}	S_{v2}	1	0	-
V_{st}^{uv}	1	1	S_{w1}	1	1	S_{w2}	0	-
V_{st}^{uw}	1	S_{v1}	1	1	S_{v2}	1	0	-
V_{st}^{vw}	S_{u1}	1	1	S_{u2}	1	1	0	-
V_{st}^{uvw}	1	1	1	1	1	1	0	-

sete vetores de *shoot-through* V_{st} . Para efeito de simplicidade, os vetores de *shoot-through* serão chamados de vetores de curto-circuito. O sobrescrito em cada vetor V_{st} da Tabela 2.3 determina quais braços do ZSI estão curto-circuitados e o subscrito st significa *shoot-through*. Por exemplo, o vetor V_{st}^{uv} é um vetor de curto-circuito em que os braços conectados ao terminal de saída u e v estão curto-circuitados, ou seja, $S_{u1} = S_{u2} = 1$ e $S_{v1} = S_{v2} = 1$. Apesar dos vetores de curto-circuito produzirem tensão nula na carga, são estes vetores os responsáveis pela funcionalidade *buck-boost* exclusiva do ZSI [3].

2.2.1 Circuito Equivalente e Princípio de Funcionamento do ZSI

Para melhor compreender o princípio de funcionamento do ZSI, as tensões e correntes do barramento CC, malha Z e saída do inversor são detalhadas na Figura 2.7.

A Figura 2.8 mostra o circuito equivalente do ZSI da Figura 2.7 do ponto de vista do barramento CC, ou seja, substituindo as chaves e a carga CA por uma fonte de corrente CC de valor i_{ZO} [3]. O valor da corrente i_{ZO} depende não só do estado das chaves como também

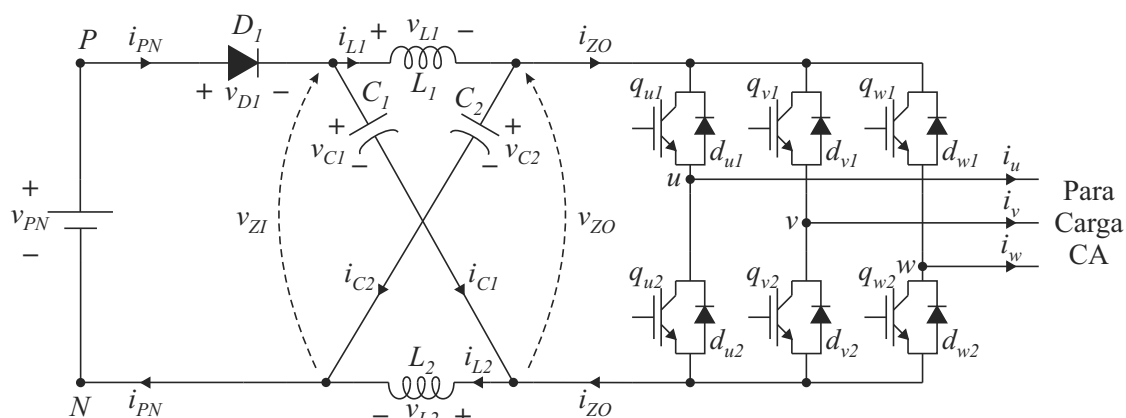


Figura 2.7: Detalhe das tensões e correntes de um ZSI conectando uma fonte de tensão CC a uma carga trifásica CA.

dos valores das correntes na carga.

Caso seja aplicado algum vetor ativo de tensão no ZSI (V_1 a V_6), serão produzidas tensões não-nulas na saída do inversor, significando consumo de energia pela carga. Esta energia será entregue pelo lado CC do inversor, na forma de uma corrente i_{ZO} positiva. Se a tensão na fonte for maior que as tensões nos capacitores da malha Z ($v_{PN} > v_{C1}$ e $v_{PN} > v_{C2}$), a fonte entregará energia à carga ao mesmo tempo que carregará os capacitores C_1 e C_2 da malha Z, logo $i_{PN} > i_{ZO} > 0$ e o diodo D_1 conduzirá. Se a tensão na fonte for igual às tensões nos capacitores da malha Z ($v_{PN} = v_{C1} = v_{C2}$), a fonte entregará somente a energia necessária à carga, logo $i_{PN} = i_{ZO} > 0$ e o diodo D_1 conduzirá. Se a tensão na fonte for menor que

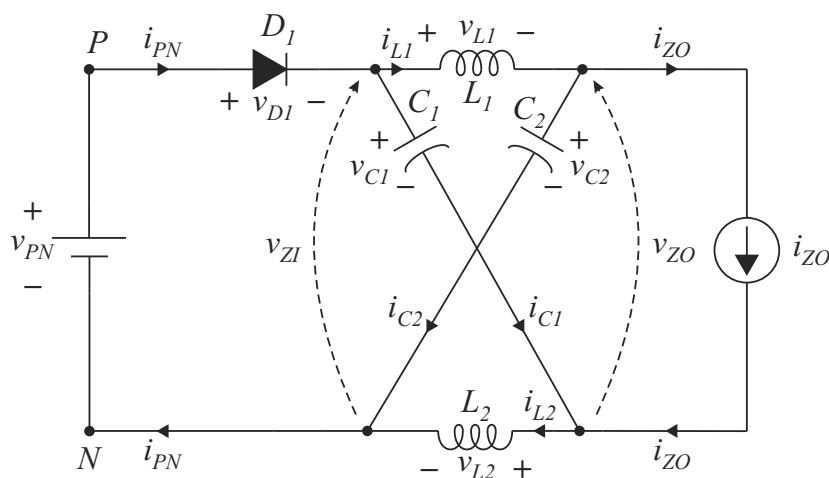


Figura 2.8: Circuito equivalente do ZSI do ponto de vista do barramento CC.

as tensões nos capacitores da malha Z ($v_{PN} < v_{C1}$ e $v_{PN} < v_{C2}$) e assumindo correntes positivas nos indutores da malha Z (L_1 e L_2), a fonte entregará somente parte da energia necessária à carga (diodo D_1 conduzirá) enquanto o restante da energia será entregue pelos indutores. Portanto, para as três situações, o diodo D_1 estará conduzindo uma corrente i_{PN} positiva, como mostrado no circuito equivalente da Figura 2.9 [3].

Caso seja aplicado algum vetor nulo de tensão no ZSI (V_0 ou V_7), serão produzidas tensões nulas na saída do inversor, ou seja, não haverá consumo de energia pela carga. Logo, a fonte de corrente i_{ZO} terá valor nulo, que é equivalente a retirá-la dos circuitos das Figura 2.8 e 2.9 (circuito aberto). Se a tensão na fonte for maior que as tensões nos capacitores da malha Z ($v_{PN} > v_{C1}$ e $v_{PN} > v_{C2}$), a fonte carregará os capacitores C_1 e C_2 da malha Z, logo $i_{PN} > 0$ e o diodo D_1 conduzirá. Se a tensão na fonte for igual às tensões nos capacitores da malha Z ($v_{PN} = v_{C1} = v_{C2}$) e assumindo correntes positivas nos indutores da malha Z (L_1 e L_2), a fonte e os indutores fornecerão energia para os capacitores da malha Z, logo $i_{PN} > 0$ e o diodo D_1 conduzirá. Se a tensão na fonte for menor que as tensões nos capacitores da malha Z ($v_{PN} < v_{C1}$ e $v_{PN} < v_{C2}$) e assumindo correntes positivas nos indutores da malha Z (L_1 e L_2), a fonte e os indutores carregarão os capacitores C_1 e C_2 , logo $i_{PN} > 0$ e o diodo D_1 conduzirá. Portanto, para as três situações, estará conduzindo uma corrente i_{PN} positiva, como mostrado no circuito equivalente da Figura 2.9 [3].

Caso seja aplicado algum vetor de curto-circuito no ZSI (V_{st}), um braço do inversor

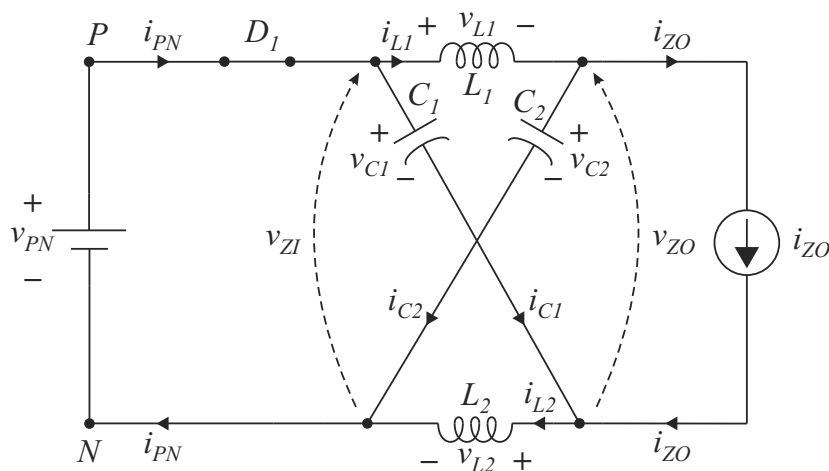


Figura 2.9: Circuito equivalente do ZSI quando aplicados vetores ativos e nulos.

fará um curto entre os polos positivo e negativo das chaves. Isto equivale a fazer um curto na fonte de corrente i_{ZO} , como mostrado no circuito equivalente da Figura 2.10. Como os dois polos possuem o mesmo potencial, o capacitor C_1 fica em paralelo ao indutor L_1 assim como o capacitor C_2 fica em paralelo ao indutor L_2 (Figura 2.10). Sabe-se que, em regime permanente, os indutores L_1 e L_2 possuem tensão média nula. Logo, as tensões nos capacitores C_1 e C_2 têm valores médios iguais ou maiores que v_{PN} . Ao comutar de algum vetor ativo ou nulo para um vetor de curto-circuito, os capacitores C_1 e C_2 ficam em série (Figura 2.10), tornando a tensão v_{ZI} pelo menos igual a $2v_{PN}$. Sabendo que $v_{D1} = v_{PN} - v_{ZI}$, o diodo D_1 terá uma tensão reversa aplicada aos seus terminais ($v_{D1} < 0$), durante a aplicação dos vetores de curto-circuito, como mostrado no circuito equivalente da Figura 2.10 [3]. É durante a aplicação dos vetores de curto-circuito que o ZSI realiza a função *boost*, inexistente no VSI.

Para deduzir a relação entre a razão de trabalho dos vetores de curto-circuito τ_{st} , que está associado ao tempo de aplicação dos vetores de curto-circuito t_{st} , e o fator *boost* B , que é o ganho de tensão na saída da malha Z em relação à tensão v_{PN} , é necessário assumir que os indutores L_1 e L_2 e os capacitores C_1 e C_2 possuem a mesma indutância (L_Z) e capacitância (C_Z), respectivamente. Desta forma, a malha Z se torna simétrica e pode-se deduzir que [3]:

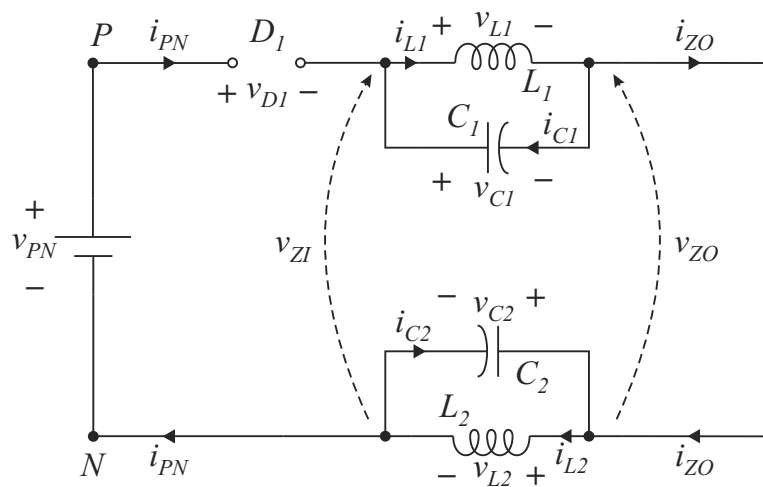


Figura 2.10: Circuito equivalente do ZSI quando aplicados vetores de curto-circuito.

$$\begin{aligned} v_{L1} &= v_{L2} = v_L, \\ v_{C1} &= v_{C2} = v_C \end{aligned}, \quad (2.22)$$

em que v_{L1} e v_{L2} são as tensões dos indutores L_1 e L_2 , respectivamente, e v_L e v_C são os valores instantâneos das tensões nos indutores e nos capacitores, respectivamente, quando a malha Z for simétrica.

Considerando que o ZSI está em um dos sete estados de curto-circuito da Tabela 2.3, por um intervalo de tempo igual a t_{st} durante o período de chaveamento T_{ch} , pode-se deduzir no circuito da Figura 2.10 que [3]:

$$\begin{aligned} v_L &= v_C \\ v_{ZI} &= 2v_C, \\ v_{ZO} &= 0 \end{aligned} \quad (2.23)$$

em que v_{ZO} é a tensão na saída da malha Z, ou seja, é a tensão que está aplicada nas chaves do ZSI.

Considerando que o ZSI está em um dos seis estados ativos ou em um dos dois estados nulos da Tabela 2.3, por um intervalo de tempo igual a t_{0-7} ($t_{0-7} + t_{st} = T_{ch}$) durante o período de chaveamento T_{ch} , pode-se deduzir no circuito da Figura 2.9 que [3]:

$$\begin{aligned} v_L &= v_{PN} - v_C \\ v_{ZI} &= v_{PN} \\ v_{ZO} &= v_C - v_L = 2v_C - v_{PN} \end{aligned} \quad (2.24)$$

A tensão média nos indutores da malha Z em um período de chaveamento deve ser igual a zero em regime permanente. Sabendo que, durante t_{st} , a tensão nos indutores é dada por (2.23) e que, durante t_{0-7} , a tensão nos indutores é dada por (2.24), calcula-se, então, esta tensão média:

$$\bar{v}_L = \frac{t_{st}v_C + t_{0-7}(v_{PN} - v_C)}{T_{ch}} = 0 \quad (2.25)$$

Isolando o valor de v_C/v_{PN} em (2.25), encontra-se:

$$\frac{v_C}{v_{PN}} = \frac{t_{0-7}}{t_{0-7} - t_{st}} \quad (2.26)$$

Define-se a razão v_C/v_{PN} como o ganho de tensão dos capacitores da malha Z. Sabendo que $t_{0-7} = T_{ch} - t_{st}$ e que $\tau_{st} = t_{st}/T_{ch}$, encontra-se o valor deste ganho de tensão [3]:

$$G_C = \frac{v_C}{v_{PN}} = \frac{1 - \tau_{st}}{1 - 2\tau_{st}}, \quad (2.27)$$

em que G_C é o ganho de tensão dos capacitores da malha Z.

Como o valor da razão de trabalho dos vetores de curto-circuito está limitado em $0 \leq \tau_{st} \leq 1$, o valor de G_C está limitado a estes dois intervalos:

$$\begin{aligned} 1 &\leq G_C < +\infty, & \text{se } 0 \leq \tau_{st} < 0,5^- \\ -\infty &< G_C \leq 0, & \text{se } 0,5^+ < \tau_{st} \leq 1 \end{aligned} \quad (2.28)$$

Na prática, o segundo intervalo em (2.28) não é utilizado, já que a tensão na saída e as tensões nos capacitores da malha Z ficariam com a polaridade invertida em comparação à tensão no barramento CC, o que não seria suportado pelas chaves usadas no ZSI (Figura 2.7). Por outro lado, observa-se, no primeiro intervalo em (2.28), que, quanto maior o valor da razão de trabalho τ_{st} , maior é o ganho de tensão no capacitor da malha Z, ou seja, maior é o *boost* de tensão no ZSI. É importante ressaltar que valores de τ_{st} próximos de 0,5 produzirão *boosts* de tensão extremamente elevados, que podem não ser suportados pelos elementos da malha Z e pelas chaves do inversor. Portanto, na prática evitam-se valores de τ_{st} próximos ou maiores que 0,5.

Embora se saiba que os vetores de curto-circuito são os responsáveis pelo *boost* de tensão no ZSI, é importante lembrar que, vistos pela carga, os vetores V_{st} possuem o mesmo comportamento dos vetores nulos V_0 e V_7 , ou seja, produzem tensão nula na saída (Tabela 2.3). Portanto, as técnicas de PWM para VSI podem ser adaptadas para o ZSI, bastando substituir parte do tempo (ou todo o tempo) de aplicação dos vetores nulos por vetores de curto-circuito. Neste caso, para a carga, é como se ainda estivessem sendo aplicados vetores nulos, e, para a malha Z, é neste instante que o *boost* ocorre.

Sabe-se que a tensão na saída da malha Z apresenta dois valores distintos, em (2.23) e (2.24), dependendo de qual vetor é aplicado no ZSI. Durante t_{0-7} , $v_{ZO} = 2v_C - v_{PN}$ e, durante t_{st} , $v_{ZO} = 0$. Entretanto, somente durante o intervalo de tempo t_{0-7} é que são aplicados os vetores ativos de tensão, responsáveis por produzir as tensões de referência na carga. Portanto, a tensão vista pela carga e pelas chaves do ZSI é igual a $2v_C - v_{PN}$, que é o valor de pico de v_{ZO} , ou seja, \hat{v}_{ZO} . O fator *boost* B do ZSI, ou seja, a razão entre a tensão de pico na saída da malha Z e a tensão v_{PN} , é igual a:

$$B = \frac{\hat{v}_{ZO}}{v_{PN}} = 2\frac{v_C}{v_{PN}} - 1 \quad (2.29)$$

Substituindo (2.27) em (2.29), chega-se ao valor do fator *boost* do ZSI [3]:

$$B = \frac{\hat{v}_{ZO}}{v_{PN}} = \frac{1}{1 - 2\tau_{st}} \quad (2.30)$$

Como o valor da razão de trabalho dos vetores de curto-circuito está limitado em $0 \leq \tau_{st} \leq 1$, o valor de B está limitado a estes dois intervalos:

$$\begin{aligned} 1 &\leq B < +\infty, & \text{se } 0 \leq \tau_{st} < 0,5^- \\ -\infty &< B \leq -1, & \text{se } 0,5^+ < \tau_{st} \leq 1 \end{aligned} \quad (2.31)$$

Como discutido anteriormente, o segundo intervalo em (2.31) não é realizável. Por outro lado, observa-se, no primeiro intervalo, que quanto maior o valor da razão de trabalho τ_{st} , maior é o fator *boost* do ZSI [3].

Como visto na subseção 2.1.2, a amplitude das tensões na carga no VSI é igual a $V_s = m\frac{v_{PN}}{2}$, em que m é o índice de modulação, responsável pela função *buck* no VSI. Já no ZSI, a tensão vista pelas chaves e pela carga é igual a \hat{v}_{ZO} . Logo, a amplitude das tensões na carga pode ser obtida da seguinte forma:

$$V_s = m\frac{\hat{v}_{ZO}}{2} = \underbrace{m \cdot B}_{B_B} \frac{v_{PN}}{2} = B_B \frac{v_{PN}}{2}, \quad (2.32)$$

em que B_B é o produto do índice de modulação, responsável pela função *buck*, com o fator

boost do ZSI, ou seja, é o fator *buck-boost* do ZSI. Como o índice de modulação assume valores entre $[0, 2/\sqrt{3}]$ e o fator *boost* assume valores entre $[1, +\infty)$, o fator *buck-boost* B_B está limitado ao intervalo $[0, +\infty)$.

2.2.2 Técnicas de PWM para ZSI Trifásico

Desde a primeira publicação em 2002 [2], diversos artigos foram publicados sobre técnicas de PWM para ZSI. Entre estes, três técnicas se destacam: *boost* simples, proposta por Peng em 2003 [2][3] e melhor detalhada em 2005 [9]; máximo *boost*, proposta por Peng *et al.* em 2005 [9]; e máximo *boost* constante, proposta por Shen *et al.* em 2006 [10]. A descrição de cada técnica juntamente com resultados de simulação são mostrados a seguir.

Técnica de *Boost* Simples

A técnica de *boost* simples [2][3][9] é uma adaptação para o ZSI da técnica de PWM senoidal usada no VSI, descrita na subseção 2.1.2. Na técnica de PWM senoidal, três tensões de referência senoidais são comparadas com uma tensão triangular de forma a gerar os sinais de PWM das chaves do VSI. Se a tensão de referência de um braço for maior que a triangular, fecha-se a chave superior deste braço. Caso contrário, fecha-se a chave inferior do mesmo braço. A mesma lógica segue para os outros braços do VSI.

Para adaptar a técnica de PWM senoidal para o ZSI, é necessário incluir sinais que gerem os estados de curto-circuito no inversor. Estes estados de curto-circuito devem substituir somente os estados nulos do ZSI, sem afetar os estados ativos, que são responsáveis pela geração das tensões na carga.

Sabe-se que, nos instantes em que a triangular é maior ou menor que as três tensões de referência, está sendo aplicado um vetor nulo na carga. Assim, na técnica de *boost* simples para ZSI, duas tensões v_{st}^P e v_{st}^N são também comparadas com a triangular, sendo que v_{st}^P é uma tensão constante com valor igual ou maior do que o valor do pico positivo das três tensões de referência v_{un}^* , v_{vn}^* e v_{wn}^* e v_{st}^N é uma tensão constante com valor igual ou menor do que o valor do pico negativo das três tensões de referência. A lógica funciona da seguinte

forma: se a triangular for maior que v_{st}^P ou menor que v_{st}^N , fecham-se simultaneamente as seis chaves do ZSI, ou seja, aplica-se o vetor de curto-circuito V_{st}^{uvw} ; se a triangular for menor que v_{st}^P e maior que v_{st}^N , aplica-se a lógica das tensões de referência v_{un}^* , v_{vn}^* e v_{wn}^* já usada na técnica de PWM senoidal. Na Figura 2.11 está a representação gráfica da técnica de *boost* simples para ZSI [9].

Observa-se, na Figura 2.11, que o vetor de curto-circuito V_{st}^{uvw} é aplicado no ZSI somente nos instantes em que estavam sendo aplicados os vetores nulos V_0 e V_7 , ou seja, não ocorre nenhuma alteração nos estados ativos aplicados no inversor. Se $m = 1$, as tensões v_{st}^P e v_{st}^N ficarão nos picos superior e inferior da triangular e nenhum vetor de curto-circuito será aplicado no ZSI (nenhum *boost*). À medida que m diminui, as tensões v_{st}^P e v_{st}^N ficam mais distantes dos picos da triangular, ou seja, maior é o tempo de aplicação do vetor de curto-circuito (maior o fator *boost*). Portanto, a razão de trabalho do vetor de curto-circuito τ_{st} é inversamente proporcional a m no ZSI.

Para encontrar a relação entre τ_{st} e m , é necessário achar os valores máximo e mínimo

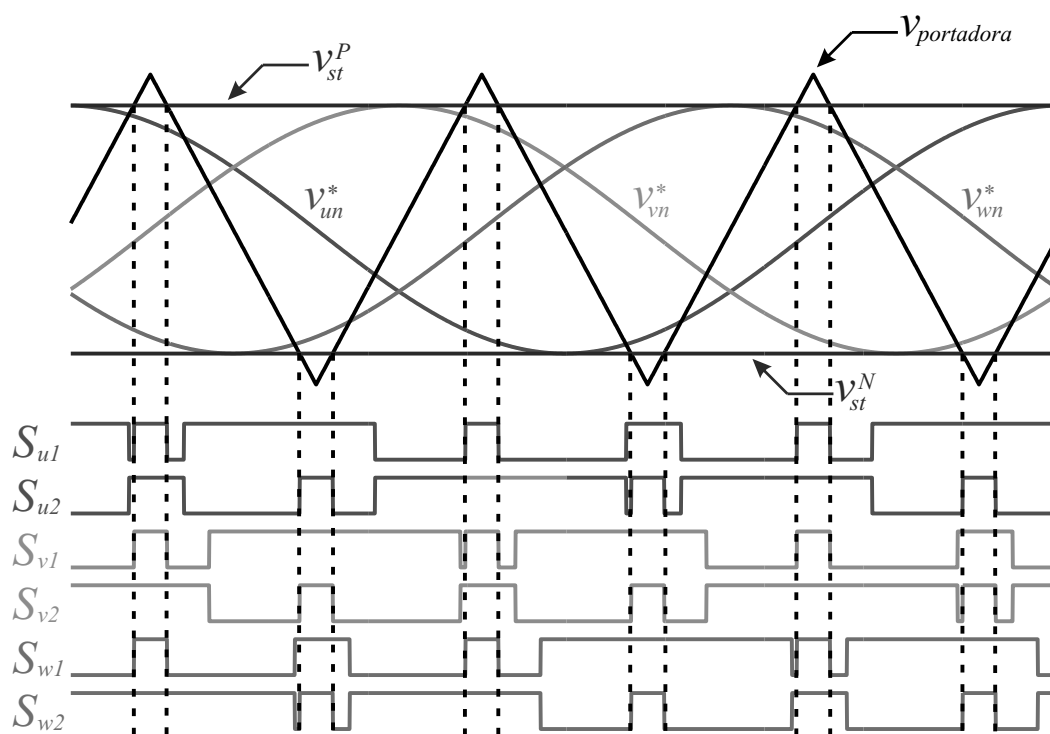


Figura 2.11: Representação gráfica da técnica de *boost* simples para ZSI. Entre as retas tracejadas, estão os estados de curto-circuito aplicados no ZSI.

das razões de trabalho das chaves na técnica de *boost* simples. Observando (2.9), nota-se que o valor máximo das razões de trabalho é igual ao valor máximo da razão de trabalho de v_{max}^* , ou seja, $\max(\tau_{u1}, \tau_{v1}, \tau_{w1}) = \max(\tau_{max}) = \max(1/2 + v_{max}^*/v_{PN})$. Além do mais, o valor mínimo das razões de trabalho é igual ao valor mínimo da razão de trabalho de v_{min}^* , ou seja, $\min(\tau_{u1}, \tau_{v1}, \tau_{w1}) = \min(\tau_{min}) = \min(1/2 + v_{min}^*/v_{PN})$. Sabendo que o valor máximo de v_{max}^* é igual a $+V_s$, que o valor mínimo de v_{min}^* é igual a $-V_s$ e que a amplitude das tensões de referência na carga é igual a $V_s = m \frac{v_{PN}}{2}$, tem-se que:

$$\begin{aligned} \max(\tau_{max}) &= \frac{1+m}{2}, \\ \min(\tau_{min}) &= \frac{1-m}{2}, \end{aligned} \quad (2.33)$$

em que τ_{max} e τ_{min} são a maior e a menor das razões de trabalho das chaves superiores do inversor, respectivamente.

Levando em conta a restrição das razões de trabalho das chaves, é possível deduzir que o vetor de curto-circuito poderia ser aplicado, sem alteração dos vetores ativos, durante $1 - \max(\tau_{max})$ e durante $\min(\tau_{min})$. Portanto, substituindo (2.33) em $\tau_{st} = 1 - \max(\tau_{max}) + \min(\tau_{min})$, chega-se ao valor limite [9]:

$$\tau_{st} = 1 - m, \quad (2.34)$$

em que $0 \leq \tau_{st} < 0,5$ é o limite prático da razão de trabalho dos vetores de curto-circuito.

É importante ressaltar que o valor de τ_{st} em (2.34) é o máximo alcançável na técnica de *boost* simples para um dado valor de m . Mesmo assim, é possível, para um dado m , escolher valores de τ_{st} menores que este limite ou, para um dado valor de τ_{st} , escolher valores de m menores que este limite, de modo a usar a função *buck* simultaneamente com a função *boost* no ZSI. Entretanto, vale lembrar que se for aplicado simultaneamente as funções *buck* e *boost*, ou seja, se forem escolhidos valores de m e τ_{st} diferentes de (2.34), uma técnica diferente da técnica de *boost* simples estaria sendo aplicada no ZSI.

Em resumo, a técnica de *boost* simples pode ser descrita pelos dois casos seguintes:

1. Caso deseje-se um *boost* no ZSI, escolha valores de m e τ_{st} que obedçam (2.34);

2. Caso deseje-se um *buck* no ZSI, mantenha $\tau_{st} = 0$ (sem *boost*) e escolha o valor de m no intervalo $0 \leq m \leq 1$. Neste caso, o ZSI terá comportamento semelhante ao VSI.

Percebe-se em (2.34) que m decresce monotonicamente com o aumento de τ_{st} . Por outro lado, B cresce exponencialmente com o aumento de τ_{st} . Portanto, o fator *buck-boost* $B_B = m \cdot B$ cresce com o aumento de τ_{st} .

O estresse de tensão nas chaves e o fator *buck-boost* podem ser usados como bons parâmetros de comparação entre técnicas de PWM para ZSI. Substituindo (2.34) em (2.30), encontra-se a relação entre o fator *boost* B e m para a técnica de *boost* simples:

$$B = \frac{1}{2m - 1} \quad (2.35)$$

O estresse de tensão nas chaves, ou seja, a tensão máxima que as chaves do ZSI devem suportar, é igual ao valor de pico da tensão na saída da malha Z ($\hat{v}_{ZO} = Bv_{PN}$) [9]. Portanto,

$$v_{stress} = \hat{v}_{ZO} = \frac{v_{PN}}{2m - 1}. \quad (2.36)$$

A relação entre o fator *buck-boost* e m pode ser encontrada ao substituir (2.35) em $B_B = m \cdot B$, ou seja,

$$B_B = \frac{m}{2m - 1}. \quad (2.37)$$

O padrão de chaveamento da técnica de *boost* simples mostrado em Figura 2.11 está baseado no uso do vetor V_{st}^{uvw} . Em toda a transição de um vetor nulo para o vetor V_{st}^{uvw} e do vetor V_{st}^{uvw} de volta para o nulo, ocorrem três chaveamentos. Em um período de chaveamento, ocorrem seis chaveamentos extras além dos doze já existentes, aumentando as perdas no ZSI.

Um padrão de chaveamento alternativo, proposto em [3], divide a razão de trabalho τ_{st} em doze partes iguais em cada período de chaveamento. Como se sabe, no padrão simétrico visto

na Figura 2.5(b), ocorrem dois pares de chaveamentos em cada braço do inversor: quando a chave superior abre, a inferior fecha e, quando a superior fecha, a inferior abre. No padrão alternativo, a abertura da chave de um braço é atrasada e o fechamento da outra chave do mesmo braço é adiantada, de forma, a aplicar um vetor de curto-circuito durante $\tau_{st}/6$ para cada par de chaveamentos no ZSI. Como ocorrem no total seis pares de chaveamentos no ZSI a cada T_{ch} , os vetores de curto-circuito são aplicados durante τ_{st} , como desejado.

Ao contrário do padrão de chaveamento mostrado na Figura 2.11, só ocorrem doze chaveamentos no padrão alternativo, mantendo as perdas do ZSI próximas às do inversor convencional. Além do mais, no padrão alternativo, diferentes vetores de curto-circuito são aplicados: os vetores V_{st}^u , V_{st}^v e V_{st}^w são aplicados durante as mudanças dos braços u , v e w , respectivamente.

O ZSI da Figura 2.6 controlado pela técnica de *boost* simples foi simulado em malha aberta usando a plataforma MATLAB/Simulink[®], como pode ser visto na Figura 2.12. Os parâmetros escolhidos da simulação foram [3]: $v_{PN} = 150V$, $L_1 = L_2 = L = 160\mu H$, $C_1 = C_2 = C = 1000\mu F$, $f_{ch} = 10kHz$, chaves ideais, $R_c = 4,830\Omega$ e $L_c = 3,433mH$. Na simulação, deseja-se alimentar uma carga trifásica com $110V/60Hz$ de tensão eficaz fase-neutro. Para tanto, escolheu-se $m = 0,658$ e $\tau_{st} = 0,342$. Com estes parâmetros, encontram-se os seguintes valores teóricos:

$$\begin{aligned}
 B &= \frac{1}{1-2\cdot 0,342} = 3,165 \\
 \hat{v}_{ZO} &= 3,165 \cdot 150 = 474,75V \\
 v_C &= \frac{1-0,342}{1-2\cdot 0,342} = 312,342V \\
 V_s &= 0,658 \cdot 3,165 \cdot 150/2 = 156,193V(\text{pico}) = 110,445V(\text{eficaz}) \\
 I_s &= V_s/|Z_{carga}| = 156,193/5 = 31,239A(\text{pico}) = 22,089A(\text{eficaz})
 \end{aligned} \tag{2.38}$$

As tensões no barramento CC e no capacitor C_1 são mostradas na Figura 2.12(a). É visível a ação *boost* na tensão v_{C1} quando comparada com a tensão v_{PN} . Na Figura 2.12(b), está a corrente no indutor L_1 . Nota-se uma razoável oscilação em i_{L1} que não ocorre em v_{C1} . Este fenômeno é devido ao fato dos capacitores estarem armazenando cerca de

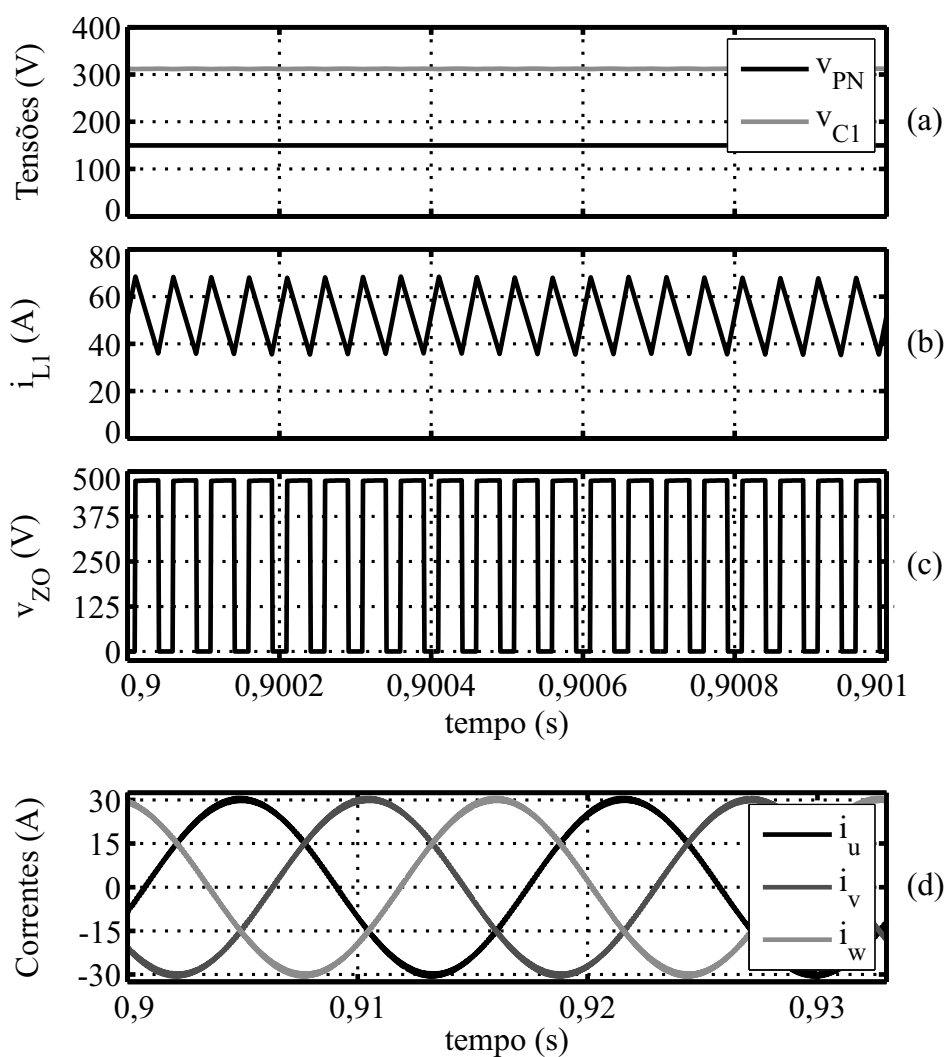


Figura 2.12: Resultado de simulação do ZSI controlado pela técnica de *boost* simples em malha aberta: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) tensão na saída da malha Z; (d) correntes na carga.

250 vezes mais energia do que os indutores da malha Z. Observa-se, na Figura 2.12(c), o comportamento chaveado da tensão na saída da malha Z. Quando aplicados vetores ativos e nulos, a tensão v_{ZO} é igual a $474,75V$, que é a tensão com o *boost*, e, quando aplicados vetores de curto-circuito, a tensão v_{ZO} é igual a zero. As correntes na carga, vistas na Figura 2.12(d), possuem conteúdo harmônico reduzido, já que os vetores de curto-circuito não afetam a síntese das tensões na carga. Observa-se que as variáveis na Figura 2.12 estão de acordo com os valores teóricos calculados em (2.38).

Técnica de Máximo *Boost*

Peng et al. em 2005 [9] revisaram a técnica de *boost* simples e verificaram que esta apresenta um estresse de tensão nas chaves muito elevado para um determinado fator *buck-boost* desejado, pois o m máximo alcançável é menor do que o limite da região linear, já que a técnica de *boost* simples é baseada na técnica de PWM senoidal para VSI, que também não alcança o limite da região linear de modulação. Além disso, na técnica de *boost* simples, os vetores de curto-circuito só substituem em parte os vetores nulos de tensão, ou seja, é possível aumentar a razão de trabalho τ_{st} para um determinado valor de m , de forma a aumentar o fator *buck-boost* do ZSI.

Partindo deste pressuposto, *Peng et al.* propuseram uma técnica que maximiza o valor da razão de trabalho dos vetores de curto-circuito para um determinado valor de m . Para tanto, em cada período de chaveamento, os vetores nulos V_0 e V_7 são substituídos por completo pelos vetores de curto-circuito V_{st} . Desta forma, aplica-se o valor máximo de τ_{st} para um dado m , sem distorcer a síntese das tensões de referência na carga. A esta técnica deu-se o nome de máximo *boost* [9].

Assim, na técnica de máximo *boost* para ZSI, as duas tensões v_{st}^P e v_{st}^N são também comparadas com a triangular, sendo que, na técnica de máximo *boost*, v_{st}^P é a maior entre as três tensões de referência na carga, ou seja, $v_{st}^P = \max(v_{un}^*, v_{vn}^*, v_{wn}^*)$, e v_{st}^N é a menor entre as três tensões de referência na carga, ou seja, $v_{st}^N = \min(v_{un}^*, v_{vn}^*, v_{wn}^*)$. A lógica de chaveamento funciona da mesma forma que na técnica de *boost* simples: se a triangular for maior que v_{st}^P ou menor que v_{st}^N , fecham-se simultaneamente as seis chaves do ZSI, ou seja, aplica-se o vetor de curto-circuito V_{st}^{uvw} e, se a triangular for menor que v_{st}^P e maior que v_{st}^N , aplica-se a lógica das tensões de referência v_{un}^* , v_{vn}^* e v_{wn}^* já usada no PWM senoidal. Na Figura 2.13 está a representação gráfica da técnica de máximo *boost* para ZSI [9].

Observa-se, na Figura 2.13, que V_{st}^{uvw} é aplicado no ZSI usando somente o tempo dos vetores nulos V_0 e V_7 , ou seja, não ocorre nenhuma alteração nos estados ativos aplicados no inversor. Mesmo se $m = 1$, haverá instantes em que v_{st}^P e v_{st}^N se cruzarão com a triangular, ou seja, vetores de curto-circuito serão aplicados no ZSI. À medida que m diminui, v_{st}^P e v_{st}^N

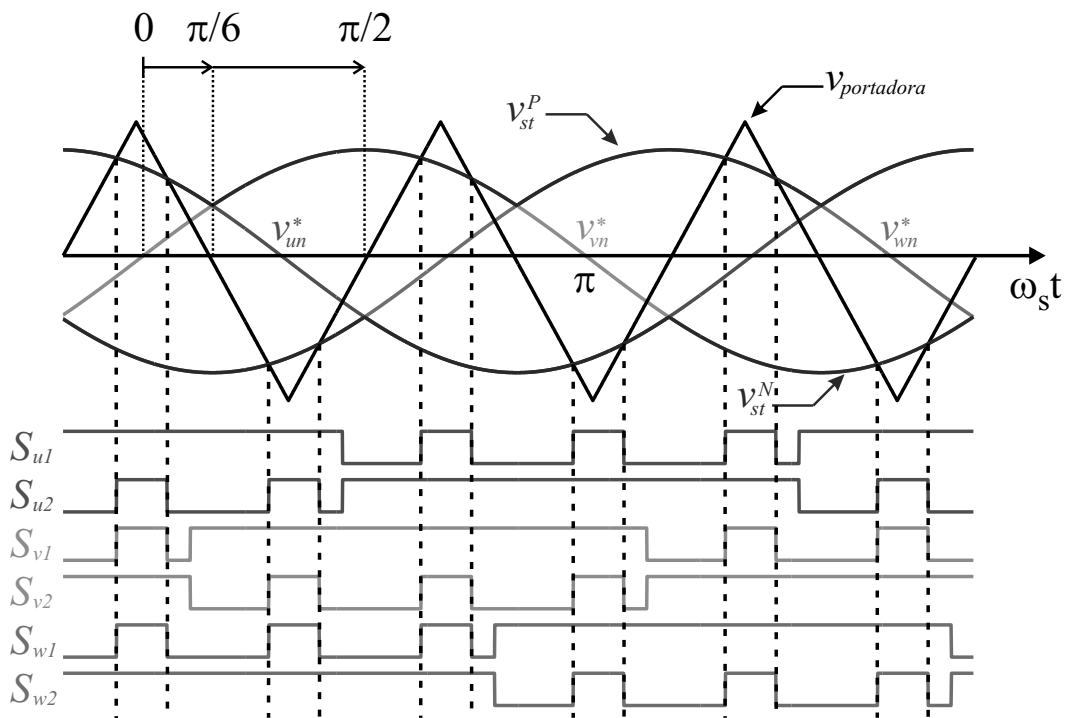


Figura 2.13: Representação gráfica da técnica de máximo *boost* para ZSI. Entre as retas tracejadas, estão os estados de curto-circuito aplicados no ZSI.

ficam mais distantes dos picos da triangular, ou seja, maior é o tempo de aplicação do vetor de curto-circuito.

Para encontrar a relação entre τ_{st} e m , é necessário achar a maior e a menor das razões de trabalho das chaves na técnica de máximo *boost*. Sabe-se que a maior razão de trabalho é a de v_{max}^* , ou seja, $\tau_{max} = 1/2 + v_{max}^*/v_{PN}$. Além do mais, a menor razão de trabalho é a de v_{min}^* , ou seja, $\tau_{min} = 1/2 + v_{min}^*/v_{PN}$.

Levando em conta a restrição das razões de trabalho das chaves, é possível deduzir que o vetor de curto-circuito poderia ser aplicado, sem alteração dos vetores ativos, durante $1 - \tau_{max}$ e durante τ_{min} . Portanto, substituindo o valor das razões de trabalho τ_{max} e τ_{min} em $\tau_{st} = 1 - \tau_{max} + \tau_{min}$, chega-se a [9]:

$$\tau_{st} = 1 - \frac{v_{max}^* - v_{min}^*}{v_{PN}} \quad (2.39)$$

Sabendo que, no intervalo $\pi/6 \leq \omega_s t \leq \pi/2$ (Figura 2.13), $v_{max}^* = \frac{mv_{PN}}{2} \sin(\omega_s t)$ e $v_{min}^* = \frac{mv_{PN}}{2} \sin(\omega_s t - 2\pi/3)$ e substituindo estes valores em (2.39), encontra-se a relação

instantânea entre τ_{st} e m [9]:

$$\tau_{st} = \frac{2 - (m \sin(\omega_s t) - m \sin(\omega_s t - 2\pi/3))}{2}, \text{ para } \omega_s t \in [\pi/6, \pi/2] \quad (2.40)$$

Observando a Figura 2.13, é possível notar que o valor de τ_{st} , válido para o intervalo $\pi/6 \leq \omega_s t \leq \pi/2$, é variável e se repete periodicamente com frequência igual a $6f_s$. Isto significa que os valores de B , v_C , B_B e v_{stress} também são variáveis no tempo com frequência $6f_s$ na técnica de máximo *boost*. O valor médio de τ_{st} em (2.40) pode ser calculado e é igual a [9]:

$$\bar{\tau}_{st} = 1 - \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{m}{2}, \quad (2.41)$$

em que $\bar{\tau}_{st}$ é o valor médio da razão de trabalho τ_{st} e $0 \leq m \leq 1$.

Substituindo (2.41) em (2.30), encontra-se a relação entre o valor médio do fator *boost* B e m para a técnica de máximo *boost* [9]:

$$\bar{B} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}m - \pi} \quad (2.42)$$

O valor médio do estresse de tensão nas chaves é igual a [9]:

$$\bar{v}_{stress} = \bar{B}v_{PN} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}m - \pi} v_{PN} \quad (2.43)$$

A relação entre o valor médio do fator *buck-boost* e m pode ser encontrada ao substituir (2.42) em $\bar{B}_B = m \cdot \bar{B}$, ou seja [9]:

$$\bar{B}_B = \frac{\pi m}{3\sqrt{3}m - \pi} \quad (2.44)$$

O fator *boost* na técnica de máximo *boost* apresenta valores maiores do que os da técnica de *boost* simples para um mesmo valor de m (basta comparar (2.35) com (2.42)). Entretanto, assim como na técnica de *boost* simples, a técnica de máximo *boost* com referências

senoidais, exibida na Figura 2.13, possui um limite ($m \leq 1$) menor que o limite da região linear ($m \leq 2/\sqrt{3}$). Para aproveitar completamente a região linear, pode-se adicionar às tensões de referência senoidais uma tensão homopolar com amplitude igual a $V_s/6$ e frequência igual a $3f_s$ [29]-[32]:

$$\begin{aligned}\bar{v}_{u0} &= v_{un}^* + v_h = V_s \cos(\omega_s t) + \frac{V_s}{6} \cos(3\omega_s t) \\ \bar{v}_{v0} &= v_{vn}^* + v_h = V_s \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{V_s}{6} \cos(3\omega_s t) \\ \bar{v}_{w0} &= v_{wn}^* + v_h = V_s \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) + \frac{V_s}{6} \cos(3\omega_s t)\end{aligned}\quad (2.45)$$

Assim, a representação gráfica da técnica de máximo *boost* usando componente homopolar para ZSI pode ser vista na Figura 2.14 [9].

Com a inclusão da tensão homopolar nas tensões de referência na carga, o limite no valor de m chega até $2/\sqrt{3}$. Para encontrar a relação entre τ_{st} e m na técnica de máximo *boost* usando componente homopolar, basta observar (2.39). Como o valor de τ_{st} depende de $v_{max}^* - v_{min}^*$ e a componente homopolar está presente nestas duas tensões, ela é cancelada. Portanto, os valores de τ_{st} , $\bar{\tau}_{st}$, \bar{B} , \bar{v}_{stress} e \bar{B}_B para a técnica de máximo *boost*

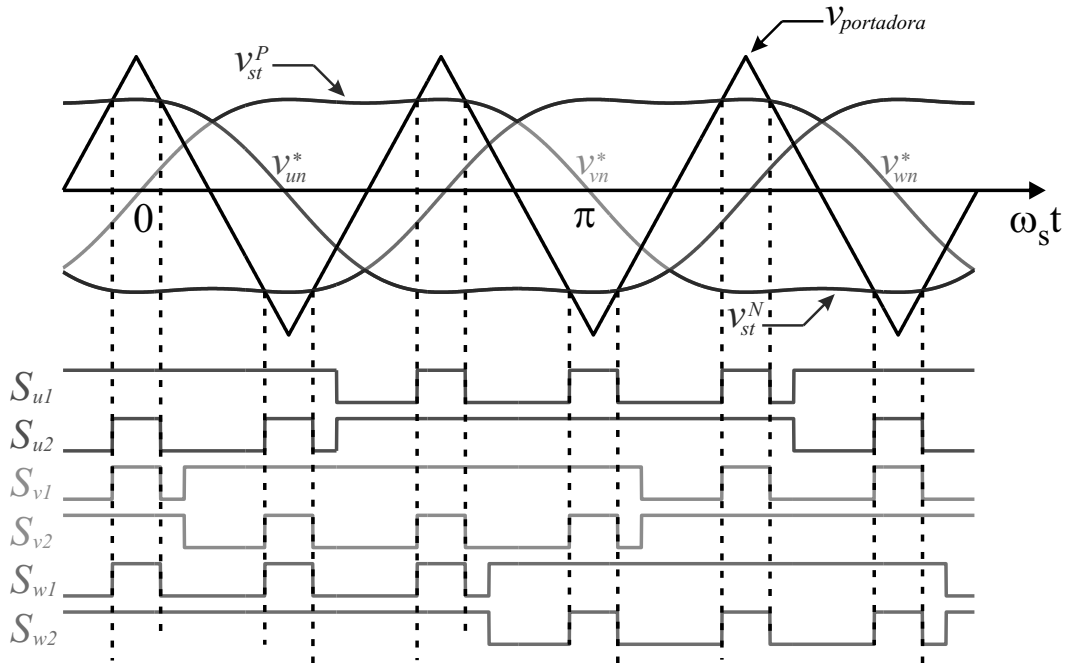


Figura 2.14: Representação gráfica da técnica de máximo *boost* usando componente homopolar para ZSI.

Entre as retas tracejadas, estão os estados de curto-circuito aplicados no ZSI.

com componente homopolar são iguais aos da técnica de máximo *boost* sem componente homopolar.

O ZSI da Figura 2.6 controlado pela técnica de máximo *boost* com componente homopolar foi simulado em malha aberta usando a plataforma MATLAB/Simulink[®], como pode ser visto na Figura 2.15. Os parâmetros escolhidos da simulação foram [9]: $v_{PN} = 170V$, $L_1 = L_2 = L = 1000\mu H$, $C_1 = C_2 = C = 1300\mu F$, $f_{ch} = 10kHz$, chaves ideais, $R_c = 4,830\Omega$ e $L_c = 3,433mH$. Na simulação deseja-se alimentar uma carga trifásica com $110V/60Hz$ de tensão eficaz fase-neutro. Para tanto, escolheu-se $m = 0,9$ e $\tau_{st} = 0,256$. Com estes parâmetros, encontram-se os seguintes valores teóricos:

$$\begin{aligned}
 B &= 2,047 \\
 \hat{v}_{ZO} &= 347,941V \\
 v_C &= 258,971V \\
 V_s &= 156,574V(\text{pico}) = 110,714V(\text{eficaz}) \\
 I_s &= 31,315A(\text{pico}) = 22,143A(\text{eficaz})
 \end{aligned} \tag{2.46}$$

As tensões no barramento CC e no capacitor C_1 são mostradas na Figura 2.15(a). É possível notar que a tensão v_{C1} possui uma oscilação de baixa frequência, associada à razão de trabalho variável no tempo. Na Figura 2.15(b), pode-se ver a corrente no indutor L_1 . Nota-se uma razoável oscilação de baixa frequência em i_{L1} , comparável à da técnica de *boost* simples, mesmo tendo uma indutância cerca de seis vezes maior que a da simulação da Figura 2.12. Este fenômeno é causado também pela razão de trabalho variável no tempo. Observa-se, na Figura 2.15(c), o comportamento chaveado da tensão na saída da malha Z. As correntes na carga, vistas na Figura 2.15(d), possuem conteúdo harmônico reduzido, já que os vetores de curto-circuito não afetam a síntese das tensões na carga. Observa-se que as variáveis na Figura 2.15 estão de acordo com os valores teóricos calculados em (2.46).

Técnica de Máximo *Boost* Constante

Shen et al. em 2006 [10] revisaram a técnica de máximo *boost* e verificaram que, embora apresente o menor estresse de tensão nas chaves, devido ao valor oscilante de τ_{st} , oscilações

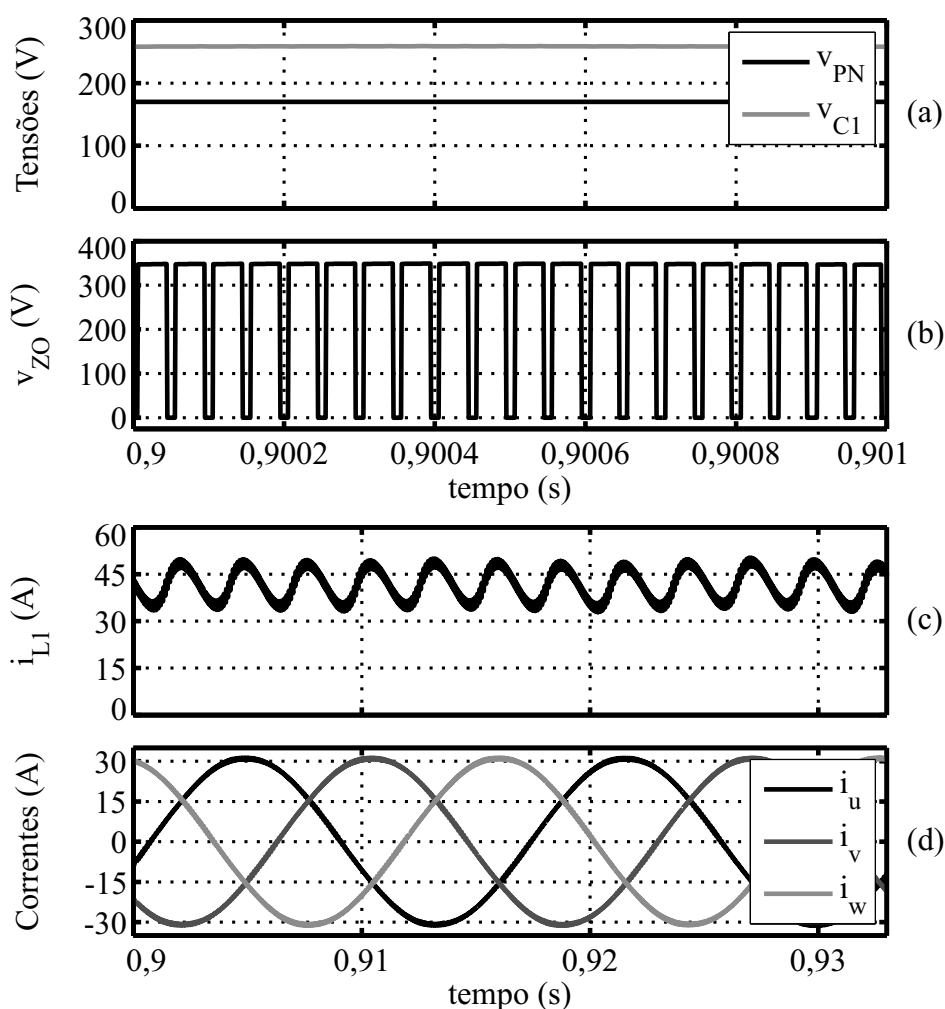


Figura 2.15: Resultado de simulação do ZSI controlado pela técnica de máximo *boost* com componente homopolar em malha aberta: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) tensão na saída da malha Z; (d) correntes na carga.

de baixa frequência não desejadas surgem nas tensões dos capacitores e nas correntes dos indutores da malha Z (Figura 2.15). Dependendo dos requisitos da carga, as oscilações nas correntes dos indutores se tornam significativas, a ponto de comprometer o funcionamento do ZSI (causando instabilidade) e obrigando usar indutores grandes e volumosos [10]. Além do mais, estas oscilações se refletem na tensão na saída da malha Z. Se o inversor não possuir um sensor que meça esta oscilação e a compense na técnica de PWM, as correntes na carga possuirão uma componente harmônica de baixa frequência indesejável. Um estudo detalhado das ondulações nas correntes dos indutores da malha Z na técnica de máximo *boost* pode ser visto em [10].

Partindo deste princípio, *Shen et al.* propuseram uma técnica que maximiza o valor de τ_{st} para um determinado valor de m sem causar oscilações de baixa frequência nas variáveis da malha Z, ou seja, mantendo o valor de τ_{st} constante. A esta técnica deu-se o nome de técnica de máximo *boost* constante ou técnica de máximo *boost* constante [10]. Para encontrar o máximo valor constante de τ_{st} , é necessário observar o comportamento temporal de τ_{st} na técnica de máximo *boost*, como pode ser visto na Figura 2.16 [10].

Nota-se, na Figura 2.16, que a razão de trabalho τ_{st} na técnica de máximo *boost* possui um período igual a $T_{ch}/6$ e varia entre $1 - \frac{3}{4}m$ e $1 - \frac{\sqrt{3}}{2}m$, com valor médio igual a $1 - \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2}m$. A técnica de máximo *boost* constante procura o máximo valor constante de τ_{st} , diminuindo o estresse nas chaves e evitando oscilações indesejadas na malha Z. Observando a Figura 2.16, percebe-se que este valor é igual a [10]:

$$\tau_{st} = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2}m, \quad (2.47)$$

em que $0 \leq m \leq 2/\sqrt{3}$.

Assim, para se obter a razão de trabalho em (2.47), v_{st}^P e v_{st}^N são também comparadas com a triangular, sendo que v_{st}^P é uma tensão constante de valor $\frac{\sqrt{3}}{2}m \frac{v_{PN}}{2}$ e v_{st}^N é uma tensão constante de valor $-\frac{\sqrt{3}}{2}m \frac{v_{PN}}{2}$. A lógica de chaveamento funciona da mesma forma que na técnica de máximo *boost* com componente homopolar: se a triangular for maior que v_{st}^P ou

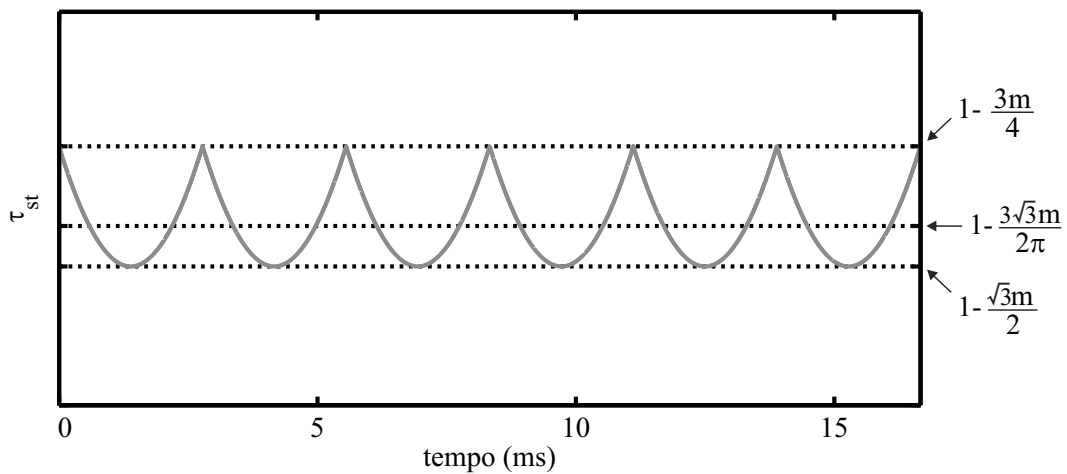


Figura 2.16: Comportamento temporal de τ_{st} na técnica de máximo *boost* para ZSI.

menor que v_{st}^N , fecham-se simultaneamente as seis chaves do ZSI, ou seja, aplica-se V_{st}^{uvw} e, se a triangular for menor que v_{st}^P e maior que v_{st}^N , aplica-se a lógica das tensões de referência com componente homopolar. Na Figura 2.17 está a representação gráfica da técnica de máximo *boost* constante com componente homopolar para ZSI [10].

Substituindo (2.47) em (2.30), encontra-se a relação entre B e m para a técnica de máximo *boost* constante [10]:

$$B = \frac{1}{\sqrt{3}m - 1} \quad (2.48)$$

O estresse de tensão nas chaves é igual a [10]:

$$v_{stress} = Bv_{PN} = \frac{v_{PN}}{\sqrt{3}m - 1} \quad (2.49)$$

A relação entre o fator *buck-boost* e m pode ser encontrada ao substituir (2.48) em $B_B = m \cdot B$, ou seja [10],

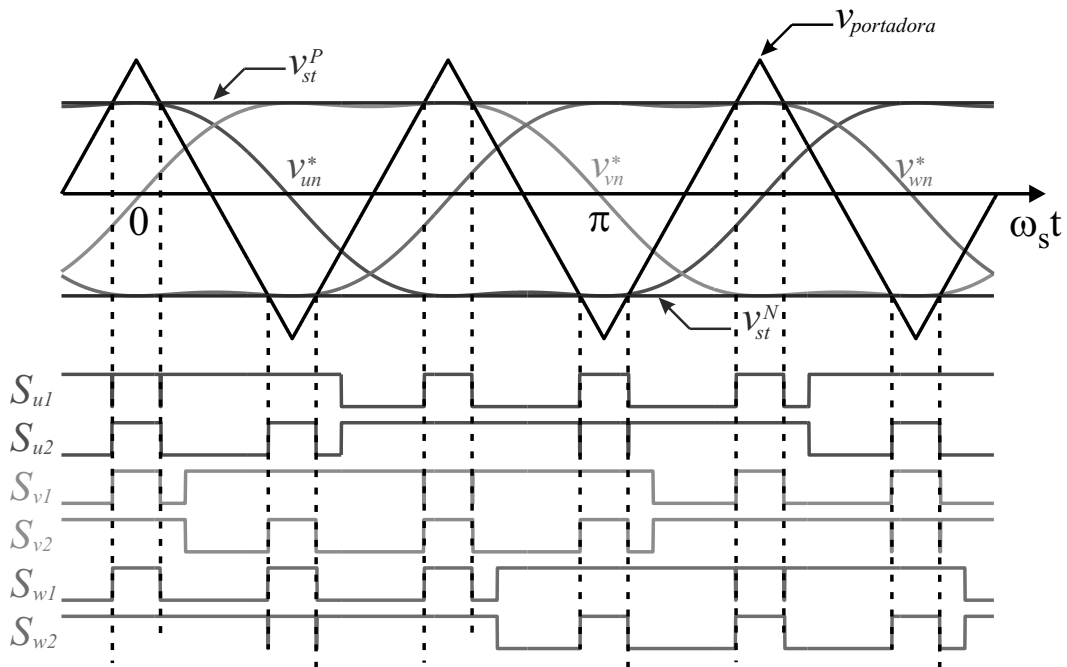


Figura 2.17: Representação gráfica da técnica de máximo *boost* constante usando componente homopolar para ZSI. Entre as retas tracejadas, estão os estados de curto-circuito aplicados no ZSI.

$$B_B = \frac{m}{\sqrt{3m - 1}}. \quad (2.50)$$

O ZSI da Figura 2.6 controlado pela técnica de máximo *boost* constante com componente homopolar foi simulado em malha aberta usando a plataforma MATLAB/Simulink[®], como pode ser visto na Figura 2.18. Os parâmetros escolhidos da simulação foram [10]: $v_{PN} = 170V$, $L_1 = L_2 = L = 1000\mu H$, $C_1 = C_2 = C = 1300\mu F$, $f_{ch} = 10kHz$, chaves ideais, $R_c = 4,830\Omega$ e $L_c = 3,433mH$. Na simulação deseja-se alimentar uma carga trifásica com $110V/60Hz$ de tensão eficaz fase-neutro. Para tanto, escolheu-se $m = 0,840$ e $\tau_{st} = 0,273$. Com estes parâmetros, encontram-se os seguintes valores teóricos:

$$\begin{aligned} B &= 2,198 \\ \hat{v}_{ZO} &= 373,690V \\ v_C &= 271,845V \\ V_s &= 156,950V(\text{pico}) = 110,980V(\text{eficaz}) \\ I_s &= 31,390A(\text{pico}) = 22,196A(\text{eficaz}) \end{aligned} \quad (2.51)$$

As tensões no barramento CC e no capacitor C_1 são mostradas na Figura 2.18(a). É possível notar que a tensão v_{C1} não apresenta nenhuma oscilação de baixa frequência, como ocorria com a técnica de máximo *boost*. Na Figura 2.18(b), pode-se ver a corrente no indutor L_1 . Nota-se que também não há oscilações de baixa frequência em i_{L1} . Observa-se, na Figura 2.18(c), o comportamento chaveado da tensão na saída da malha Z. As correntes na carga, vistas na Figura 2.18(d), possuem conteúdo harmônico reduzido, já que os vetores de curto-circuito não afetam a síntese das tensões na carga. Observa-se que as variáveis na Figura 2.18 estão de acordo com os valores teóricos calculados em (2.51).

A Figura 2.19(a) mostra o estresse de tensão nas chaves normalizado por v_C (v_{stress}/v_C) em função do fator *buck-boost* (B_B) do ZSI, para as técnicas de *boost* simples, de máximo *boost* e de máximo *boost* constante. A tensão v_{stress} é normalizada por v_C , pois a tensão do capacitor da malha Z é a tensão equivalente que VSI teria que ter no seu barramento CC para conseguir sintetizar as mesmas tensões na carga do ZSI [10]. A Figura 2.19(b) mostra o fator *buck-boost* (B_B) em função do índice de modulação m do ZSI, para as técnicas de

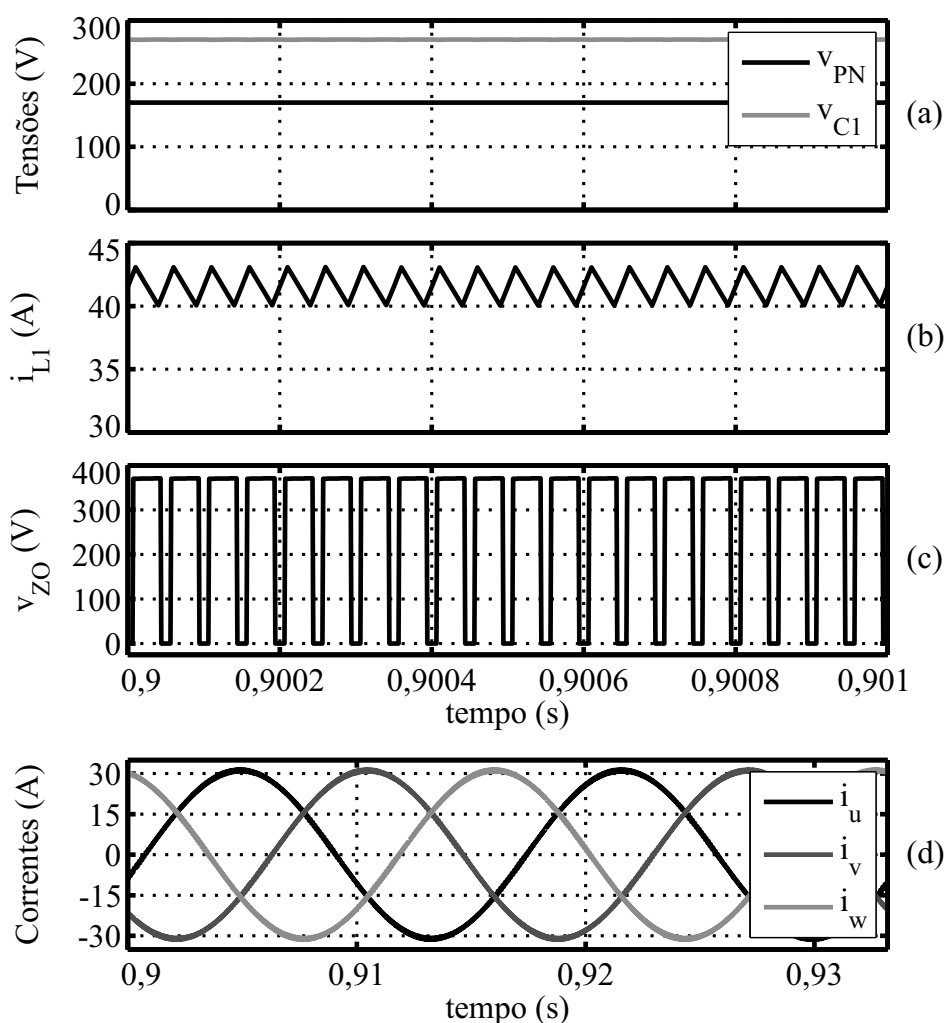


Figura 2.18: Resultado de simulação do ZSI controlado pela técnica de máximo *boost* constante com componente homopolar em malha aberta: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) tensão na saída da malha Z; (d) correntes na carga.

boost simples, de máximo *boost* e de máximo *boost* constante.

Observa-se, na Figura 2.19(a), que, para um mesmo fator *buck-boost*, a técnica de *boost* simples é a que possui o maior estresse nas chaves, enquanto a técnica de máximo *boost* possui o menor estresse, seguido perto pela técnica de máximo *boost* constante. Pode-se notar na Figura 2.19(b) que, para um mesmo fator *buck-boost*, a técnica de *boost* simples tem o menor índice de modulação, ou seja, necessita de uma maior razão de trabalho τ_{st} para sintetizar as tensões na carga. Por outro lado, a técnica de máximo *boost* apresenta o maior valor de m (menor valor de τ_{st}) entre as técnicas para um mesmo valor de B_B . Altos valores de índice de modulação são desejados, pois estão associados a pequenos valores de

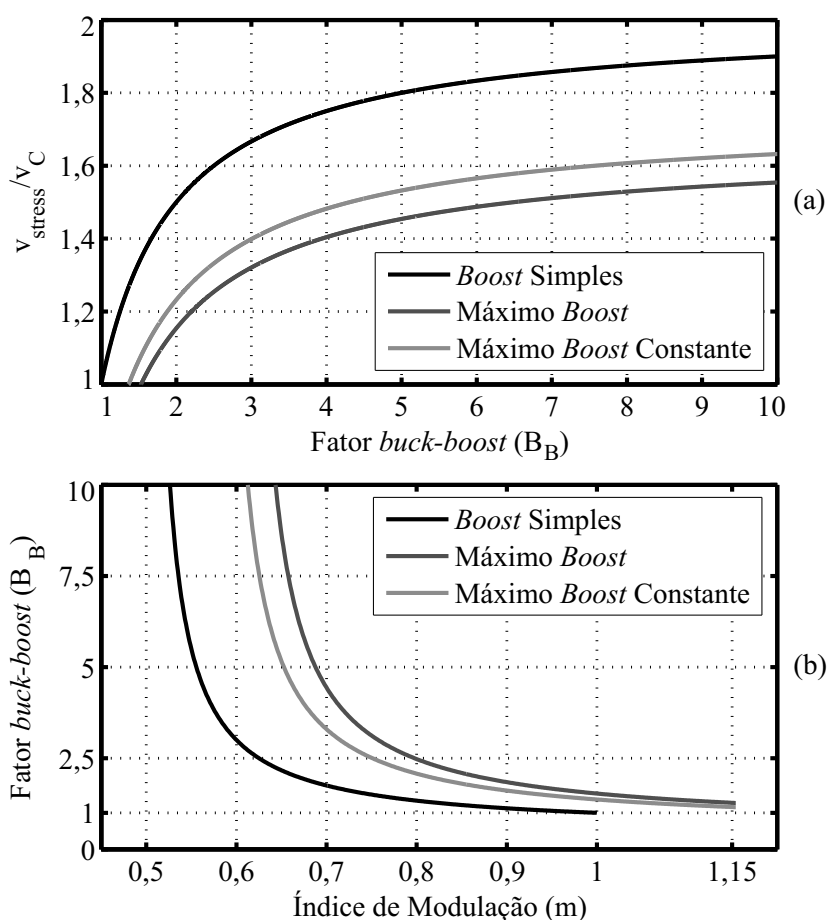


Figura 2.19: Comparação entre as técnicas de *boost simples*, de *máximo boost* e de *máximo boost constante*: (a) estresse de tensão nas chaves normalizado por v_C versus fator *buck-boost* B_B ; (b) fator *buck-boost* B_B versus índice de modulação m .

distorção harmônica nas tensões e correntes na carga do inversor. Portanto, a técnica de *máximo boost* possui os melhores resultados em termos de estresse de tensão nas chaves e índice de modulação, embora a técnica de *máximo boost constante* possua resultados muito próximos. Devido às mencionadas desvantagens da técnica de *máximo boost*, a técnica de *máximo boost constante* é reconhecida como a melhor das três técnicas apresentadas.

2.2.3 Modos de Condução do ZSI e Projeto da Malha Z

Como mencionado anteriormente, o ZSI faz uso dos seis vetores ativos e dos dois vetores nulos de tensão para produzir as tensões desejadas na saída (ação *buck*) e faz uso dos vetores de curto-circuito para elevar a tensão na entrada da malha Z (ação *boost*).

O princípio de funcionamento e as equações que regem o comportamento do ZSI, descritos na seção 2.2.1 e em [2][3], foram deduzidos assumindo que as correntes nos indutores eram relativamente altas e aproximadamente constantes. Essa situação é desejável, pois garante que a corrente no diodo D_1 (Figura 2.7) se mantenha sempre maior que zero durante a aplicação dos vetores ativos e nulos de tensão, ou seja, garante que o diodo D_1 está conduzindo e mantendo a fonte de entrada conectada ao ZSI nos instantes que as tensões na carga estão sendo sintetizadas, como visto na Figura 2.9. Nesta situação, diz-se que o ZSI está operando no modo de condução contínua. Portanto, o ZSI apresenta somente dois modos de operação quando está no modo de condução contínua [6][38][39]:

1. Está sendo aplicado um vetor de curto-circuito no ZSI: a soma das tensões nos capacitores da malha Z é maior que a tensão da fonte, tornando o diodo D_1 reversamente polarizado e isolando a carga da fonte de entrada. Os capacitores carregam os indutores da malha Z e as correntes nestes indutores crescem monotonicamente (Figura 2.10);
2. Estão sendo aplicados vetores ativos e nulos de tensão no ZSI e $i_L > i_{ZO}/2$, em que $i_L = i_{L1} = i_{L2}$ é a corrente que circula em ambos os indutores da malha Z: como $i_L > i_{ZO}/2$, a corrente i_{PN} estará sempre positiva, indicando que o diodo está conduzindo. As tensões nos indutores são negativas e suas correntes decrescem monotonicamente (Figura 2.9).

Quando os indutores da malha Z possuem baixas indutâncias ou quando o fator de potência na saída do ZSI (na carga) é baixo, as correntes nos indutores podem apresentar altas oscilações ou até podem se tornar descontínuas [6][38][39]. Nestes casos, o diodo D_1 pode se tornar reversamente polarizado durante a aplicação dos vetores ativos e nulos de tensão, isolando a carga da fonte de entrada nos instantes que as tensões na saída do ZSI deveriam ser sintetizadas, gerando distorções prejudiciais à carga. Nesta situação, diz-se que o ZSI está operando no modo de condução descontínua. O ZSI, no modo de condução descontínua, apresenta cinco possíveis modos de operação, sendo que dois modos comuns ao modo de condução contínua, descritos anteriormente, e três novos modos de operação, descritos a seguir [6][38][39]:

1. Está sendo aplicado um dos vetores ativos de tensão e $i_L = i_{ZO}/2$: como $i_L = i_{ZO}/2$, a corrente i_{PN} se torna zero e o diodo D_1 se torna reversamente polarizado, isolando a carga da fonte de entrada;
2. Está sendo aplicado um dos vetores nulos de tensão ($i_{ZO} = 0$) e a corrente nos indutores decresce até se tornar nula ($i_L = 0$): como $i_L = 0$, a corrente i_{PN} se torna zero e o diodo D_1 se torna reversamente polarizado, isolando a carga da fonte de entrada;
3. O inversor é chaveado de um vetor nulo ou de um vetor de curto-circuito para um vetor ativo de tensão e, neste momento, $i_L < i_{ZO}/2$: como $i_L < i_{ZO}/2$, a corrente i_{PN} é nula (diodo D_1 reversamente polarizado) e o inversor não consegue entrar em um estado ativo, pois a soma das correntes nos indutores ($2i_L$) é menor que a demandada pela carga (i_{ZO}). Neste caso, os diodos de “roda livre” de um braço conduzem as correntes na carga e a malha Z entra em um estado de curto-circuito, gerando um *boost* não-controlado no ZSI.

Pode-se dizer que o ZSI está no modo de condução contínua se ele apresentar somente os dois modos de operação que foram primeiramente descritos. Caso ele apresente pelo menos um dos três novos modos de operação, diz-se que o ZSI está no modo de condução descontínua. Observando a descrição dos três novos modos de operação do ZSI, percebe-se que eles só ocorrem se $i_L \leq i_{ZO}/2$. Portanto, para evitar que o ZSI entre no modo de condução descontínua, tem-se que garantir a todo instante que

$$i_L > i_{ZO}/2. \quad (2.52)$$

Sabe-se que as correntes nos indutores (i_L) e na saída da malha Z (i_{ZO}) não são constantes, ou seja, apresentam oscilações ou descontinuidades. Portanto, para tornar a inequação em (2.52) sempre válida, basta garantir que

$$i_L^{min} > \frac{i_{ZO}^{max}}{2}, \quad (2.53)$$

em que i_L^{min} é o valor mínimo das correntes nos indutores e i_{ZO}^{max} é o valor máximo da corrente

na saída da malha Z.

Usando a inequação em (2.53), é possível encontrar os limites entre o modo de condução contínua e descontínua no ZSI, quando operando sem *boost* e com *boost*. Os limites encontrados são funções dos parâmetros da malha Z, do ZSI, da carga e da técnica de PWM usada. Por exemplo, os limites do modo de condução contínua no ZSI quando controlado pela técnica de máximo *boost* constante são os seguintes [6]:

$$\begin{aligned} \text{sem } boost &\implies m \cos \varphi \geq \frac{2}{3} \\ \text{com } boost &\implies \frac{3m \cos \varphi}{2|Z_{carga}|(\sqrt{3}m-1)} - \frac{(\sqrt{3}-3m/2)T_{ch}}{L_Z} \geq \frac{1}{|Z_{carga}|} \end{aligned} \quad , \quad (2.54)$$

em que $\cos \varphi$ é o fator de deslocamento da carga equivalente conectada ao ZSI (caso não haja harmônicos de tensão e de corrente na carga, o fator de deslocamento é igual ao fator de potência).

Considerando o limite do índice de modulação na técnica de máximo *boost* constante sem *boost*, visto em (2.47), e isolando o valor de L_Z na equação com *boost* em (2.54), tem-se que:

$$\begin{aligned} \text{sem } boost &\implies \frac{2}{3 \cos \varphi} \leq m \leq \frac{2}{\sqrt{3}} \\ \text{com } boost &\implies L_Z \geq \frac{T_{ch}|Z_{carga}|(2\sqrt{3}-3m)(\sqrt{3}m-1)}{(3 \cos \varphi - 2\sqrt{3})m+2} \end{aligned} \quad , \quad (2.55)$$

Pode-se notar, em (2.55), que, para manter o ZSI no modo de condução contínua, a indutância L_Z tem que ser maior que um determinado limite inferior estabelecido. Além do mais, caso o ZSI esteja operando sem *boost*, existem limites inferior e superior para o índice de modulação. Se os limites em (2.55) forem respeitados, o ZSI estará operando no modo de condução contínua.

Após definir um valor para a indutância da malha Z, baseado no limite em (2.55), estipula-se o limite para a capacitância da malha Z. O princípio de funcionamento e as equações que regem o comportamento do ZSI, descritos na seção 2.2.1 e em [2][3], foram deduzidos assumindo que as tensões dos capacitores tenham oscilações desprezíveis quando comparadas às oscilações nas correntes dos indutores da malha Z. Esta restrição só ocorrerá se a seguinte desigualdade for obedecida:

$$E_C \gg E_L \implies \frac{C_Z v_C^2}{2} \gg \frac{L_Z i_L^2}{2}, \quad (2.56)$$

em que E_C e E_L são as energias armazenadas nos capacitores e indutores da malha Z, respectivamente.

Na prática, define-se muito maior como pelo menos 100 vezes maior. Logo, a restrição em (2.56) se torna:

$$E_C \geq 100E_L \implies \frac{C_Z v_C^2}{2} \geq \frac{100L_Z i_L^2}{2} \quad (2.57)$$

Isolando o valor de C_Z em (2.57), chega-se a:

$$C_Z \geq 100L_Z \left(\frac{i_L}{v_C} \right)^2 \quad (2.58)$$

Usando os valores médios de i_L e v_C , definidos em [6], em (2.58), encontra-se o limite para a capacitância da malha Z:

$$C_Z \geq \left(\frac{75L_Z}{4} \right) \left(\frac{m}{\sqrt{3}m - 1} \right)^2 \left(\frac{\cos \varphi}{|Z_{carga}|} \right)^2 \quad (2.59)$$

Portanto, levando em conta os limites para o índice de modulação em (2.55), é possível projetar a indutância e a capacitância da malha Z usando os limites definidos em (2.55) e (2.59), respectivamente.

2.3 Conclusões

Neste capítulo, o VSI trifásico foi revisado, incluindo os estados permitidos no inversor e suas relações com as tensões de polo e com as tensões na carga, algumas das mais conhecidas técnicas de modulação por largura de pulso e os padrões de chaveamento mais usados no meio científico.

As principais desvantagens dos VSIs foram abordadas e notou-se que os ZSIs possuem as características necessárias para evitar as mencionadas desvantagens. Após a apresentação

dos inversores trifásicos fonte Z, foram descritos os novos estados de curto-circuito que surgiram com a inclusão da malha Z e seu papel na função *boost* do inversor. Com a descrição do circuito equivalente e do princípio de funcionamento dos ZSIs foi possível estabelecer uma relação direta entre o fator *buck-boost* desejado e o tempo de aplicação dos estados de curto-circuito no ZSI.

Três técnicas de modulação para ZSIs bastante citadas na literatura foram apresentadas, incluindo seu padrão de chaveamento, tempo de aplicação dos estados de curto-circuito, estresse de tensão sobre as chaves e resultados de simulação. Com este estudo, foi possível realizar uma comparação entre as três técnicas e determinou-se que a técnica de máximo *boost* constante é a que apresenta melhor desempenho com relação a estabilidade, baixo volume ocupado pela malha Z e reduzido estresse nas chaves do inversor.

Além do mais, verificou-se que o ZSI pode apresentar dois modos de condução: contínua e descontínua. Para garantir que as tensões na carga não tenham grandes distorções, o ZSI tem que se manter sempre no modo de condução contínua. Limites nos valores do índice de modulação, da indutância e da capacitância da malha Z devem ser respeitados para garantir que o inversor sempre esteja no modo contínuo. Desta forma, é possível projetar os indutores e capacitores que serão usados no ZSI.

3

INVERSORES FONTE Z PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS ATERRADOS E SEM TRANSFORMADOR

Neste capítulo, é apresentado um resumo da importância da energia solar e da conversão fotovoltaica nos dias atuais. Os sistemas fotovoltaicos são classificados e avaliam-se as desvantagens de se usar transformadores ou novas etapas de conversão na sua topologia. Propõe-se, então, usar inversores fonte Z (ZSIs) como substitutos para os sistemas fotovoltaicos com transformador.

Entretanto, com a ausência do transformador e com o aterramento dos painéis, surgem correntes de dispersão indesejadas no sistema fotovoltaico. Por este motivo, é proposta uma nova topologia de ZSI, com o objetivo de reduzir as correntes de dispersão em sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador. São apresentados o princípio de funcionamento e o circuito equivalente de modo-comum do sistema proposto, para melhor compreender como surgem as correntes de dispersão e como elas são prejudiciais. É visto também que a nova topologia só consegue reduzir as correntes de dispersão se técnicas de PWM com características específicas forem utilizadas. Para tanto, quatro novas técnicas de PWM também são propostas, incluindo detalhes como cálculos das razões de trabalho, inclusão dos vetores de curto-circuito e padrões de chaveamento. Por fim, simulações e resultados experimentais comparativos da nova topologia controlada pelas técnicas propostas e do ZSI convencional controlado pela técnica de máximo *boost* constante são apresentados, com o

objetivo de verificar a eficácia da topologia e das técnicas de PWM em reduzir as correntes de dispersão presentes em sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador.

3.1 Sistemas Fotovoltaicos

Desde o final do século XIX até a metade do século XX, a energia elétrica cresceu ao ponto da sociedade passar a ser dependente do seu uso para vários fins que se estendem desde transporte ao lazer. Inicialmente, apesar de já existirem diversas usinas hidroelétricas em todo o mundo, boa parte das fontes geradoras de energia se resumiam à queima de carvão mineral e de combustíveis fósseis. Isso foi uma das causas do aparecimento de altos níveis de poluição, ocasionada pelos gases emitidos na queima. Nesse cenário, a sociedade, preocupada com as consequências da geração desse tipo de energia, começou a buscar fontes alternativas (principalmente renováveis), para substituir gradativamente a queima de carvão mineral e combustíveis fósseis [40]. Dentre estas fontes, os sistemas fotovoltaicos têm se destacado no cenário mundial como uma das fontes com maior crescimento em potência instalada [40].

Em um estudo realizado pela Universidade de São Paulo e pelo *Greenpeace*, buscando o uso de novas fontes de energia para diminuir a emissão de gases poluentes no ar, estimou-se que em 2050 o consumo de energia elétrica no Brasil seria quatro vezes maior levando o país a uma situação insustentável [41]. O estudo afirma que o Brasil tem condições de cortar aos poucos a queima de carvão e óleo combustível, conseguindo usar basicamente fontes renováveis de energia e apenas o gás natural como fonte não-renovável. A estimativa da distribuição das fontes de energia no Brasil em 2050 pode ser vista na Figura 3.1 [41][42].

Apesar dos maciços investimentos em sistemas fotovoltaicos em todo o mundo, há muitas críticas a respeito do alto investimento na sua instalação, que é refletido no valor do kWh pago pelo consumidor. Este alto investimento, em grande parte, está relacionado à baixa eficiência do processo de conversão fotovoltaica, que é o processo de conversão da energia solar em energia elétrica através de semicondutores. Entretanto, desde o surgimento das primeiras células solares em 1953, que possuíam uma eficiência entre 4% e 6%, vários

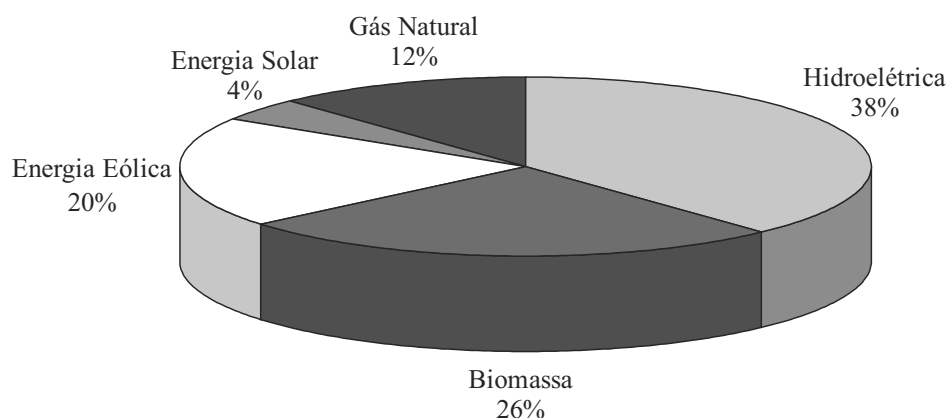


Figura 3.1: Estimativas da distribuição das fontes de energia no Brasil em 2050 [41][42].

pesquisadores e empresas têm desenvolvido células mais eficientes [40].

Baseado em um estudo publicado em 2010, verificou-se que cerca de 90% do mercado fotovoltaico mundial é formado por consumidores de painéis de silício cristalino, que possuem uma eficiência entre 15% e 20%, além de um preço competitivo [43]. Há poucos anos surgiu um novo tipo de painel fotovoltaico comercial, baseado na tecnologia de energia fotovoltaica concentrada, com eficiência próxima dos 25%. Entretanto, como se trata de uma tecnologia nova, o preço do watt-pico destes painéis é aproximadamente o dobro do preço dos painéis de silício cristalino. Por este motivo, os painéis de energia fotovoltaica concentrada só correspondem a 1% do mercado fotovoltaico mundial [43]. Com a evolução da tecnologia, espera-se que a fatia de mercado deste novo tipo de painel cresça nos próximos anos. Uma prova desta evolução pode ser vista em testes laboratoriais de novos painéis fotovoltaicos (ainda não comerciais), baseados na tecnologia de energia fotovoltaica de alta concentração, usando células solares de multijunção com eficiência na faixa dos 40% (chegando a um valor de pico de 43,5%) [44].

Os sistemas fotovoltaicos podem ser classificados em três tipos de acordo com a sua utilização: isolados, conectados à rede elétrica e híbridos.

Os sistemas fotovoltaicos isolados alimentam sozinhos cargas isoladas da rede elétrica. Durante o dia, os painéis alimentam as cargas de forma desejada. Como à noite não há incidência de raios solares nos painéis fotovoltaicos, não ocorre conversão fotovoltaica. Neste caso, há a necessidade de armazenar a energia excedente do dia (energia não utilizada

pelas cargas) em elementos armazenadores de energia (por exemplo, baterias), para poder suprir a demanda das cargas durante o período noturno.

Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica atuam como um sistema de geração distribuída, entregando energia como uma fonte auxiliar. Este tipo de sistema é utilizado em todo o mundo, com destaque para a Europa [45] e os Estados Unidos [46], que incentivam o consumidor a tornar a sua casa uma pequena central geradora de energia. Os conversores usados neste tipo de sistema devem garantir o sincronismo com a rede elétrica e também devem atender às exigências de qualidade e segurança para não afetar outros sistemas de geração ou outros consumidores [40].

Os sistemas fotovoltaicos híbridos geralmente atendem um maior número de usuários, pois são conectados em conjunto com outros sistemas de geração, como turbinas eólicas, geração diesel, entre outros [40]. Esses sistemas geralmente são isolados da rede elétrica principal, alimentando um grande número de cargas. O controle desses conjuntos é complexo e deve ser robusto, pois é importante manter o sincronismo entre os sistemas e também garantir que a quantidade de energia produzida pelo conjunto seja justamente a quantidade demandada pela carga a cada instante (controle do fluxo de carga).

Independentemente do tipo de sistema fotovoltaico que esteja sendo utilizado, este sempre necessitará de um inversor para converter a corrente CC produzida pelos painéis fotovoltaicos em correntes CA trifásicas para alimentar uma carga trifásica ou para entregar a energia à rede elétrica trifásica. O inversor também controla o ponto de operação do arranjo, garantindo que este funcione sempre que possível no ponto de máxima potência. Na maioria dos casos, o nível de tensão CA necessário é da ordem da tensão da rede elétrica, ou seja, tensão fase-neutro com valor eficaz de $220V$ e frequência igual a $60Hz$. Para tanto, o nível de tensão do barramento CC (nível de tensão do arranjo fotovoltaico) deve ser de pelo menos $600V$ para sistemas isolados e de pelo menos $750V$ para sistemas conectados à rede elétrica (esta diferença de $150V$ é devido à necessidade de uma tensão na saída do inversor maior que a da rede elétrica de forma a dar vazão à energia produzida), caso o sistema fotovoltaico utilize o VSI trifásico convencional.

Neste trabalho, é usado um painel fotovoltaico (ou módulo fotovoltaico) modelo MSX-60 da *Solarex*, pois é o painel disponibilizado em laboratório. Este módulo fotovoltaico possui os seguintes valores típicos para uma irradiância $S_{PV} = 1000W/m^2$ e uma temperatura ambiente $T_{PV} = 25^{\circ}C$ (PV é a forma abreviada de fotovoltaico na literatura) [47]: potência máxima $P_{max} = 60W$, tensão no ponto de máxima potência de $V_{MPP} = 17,1V$ (MPP - Ponto de Máxima Potência), corrente no ponto de máxima potência de $I_{MPP} = 3,5A$, corrente de curto-circuito $I_{SC} = 3,8A$ e tensão de circuito-aberto $V_{OC} = 21,1V$.

Devido às características físicas do painel fotovoltaico, quando é solicitada uma corrente acima de I_{MPP} , a tensão do painel tende a zero e a corrente se estabiliza em um valor limite. A este fenômeno se dá o nome de curto-circuito e a corrente limite recebe o nome de corrente de curto-circuito (I_{SC}). Quando é solicitada uma tensão acima de V_{MPP} , a corrente do painel também tende a zero e a tensão se estabiliza em um valor limite. A este fenômeno se dá o nome de circuito-aberto e a tensão limite recebe o nome de tensão de circuito-aberto (V_{OC}). Maiores detalhes sobre modelagem e curvas características de painéis fotovoltaicos podem ser vistos em [40][42].

Logo, para conseguir produzir uma tensão no barramento CC de $750V$ (sistema conectado à rede) usando painéis da *Solarex*, são necessários no mínimo 44 painéis fotovoltaicos conectados em série, todos trabalhando no ponto de máxima potência. Esta grande quantidade de painéis fotovoltaicos em série, ou seja, este arranjo fotovoltaico é desvantajoso por dois motivos:

1. Como todos os painéis fotovoltaicos estão conectados em série, caso ocorra uma falha grave em um deles ou uma falha na conexão física entre os painéis, o caminho para circulação da corrente CC ficará aberto, ou seja, causará a saída completa do sistema fotovoltaico devido a uma única falha local;
2. Caso ocorra o sombreamento em um ou mais painéis, causado por nuvens ou pelas sombras de grandes objetos ao redor do arranjo fotovoltaico, o sistema não conseguirá extrair a máxima potência possível do arranjo. A explicação é a seguinte: como os painéis sombreados terão uma irradiância menor que a dos outros painéis, suas

correntes de curto-circuito poderão ser menores que a corrente do ponto de máxima potência de todo o arranjo. Sabendo que os painéis estão em série, a corrente circulante no arranjo será definida pela menor das correntes de curto-circuito entre os painéis sombreados. Portanto, o ponto de operação do arranjo será diferente do ponto de máxima potência e o sistema não aproveitará toda a potência disponível no arranjo fotovoltaico. Maiores detalhes sobre este fenômeno podem ser encontrados em [40].

Devido às mencionadas desvantagens, deseja-se que o arranjo fotovoltaico possua menos painéis, diminuindo, assim, a chance de falha ou a chance de sombreamento. Entretanto, com poucos módulos fotovoltaicos em série, a tensão do barramento CC não será suficiente para entregar potência à rede elétrica ou à carga. Diversas soluções propostas para resolver este tipo de problema são discutidas a seguir.

Uma possível solução é utilizar transformadores para elevar a tensão a um nível suficiente para entregar energia à carga ou à rede elétrica. Duas opções podem ser aplicadas: usar um transformador na frequência da rede ou usar um transformador em alta frequência [40].

No primeiro caso, o transformador é usado entre o inversor e a rede elétrica (ou carga), elevando a amplitude das tensões na saída do inversor para o nível da rede elétrica. No segundo caso, um inversor converte a tensão CC do arranjo fotovoltaico em uma tensão CA de alta frequência. Um transformador em alta frequência eleva a amplitude da tensão para o nível da rede elétrica e, em seguida, um conversor CA-CA diminui a frequência da tensão para a frequência da rede, sem alterar sua amplitude. O diagrama em blocos do sistema fotovoltaico com as duas opções de transformador pode ser visto na Figura 3.2.

Em ambos os casos, além do aumento da amplitude das tensões ao nível da rede, o transformador provê uma isolamento galvânica, que é bastante recomendada em sistemas conectados à rede elétrica [48]. A presença da isolamento galvânica em um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica depende da legislação de cada país [49]. Em alguns países, como o Reino Unido e Itália, a isolamento galvânica é um requisito do sistema e geralmente são usados transformadores para suprir esta necessidade [50].

O sistema com transformador na frequência da rede possui uma série de desvantagens,

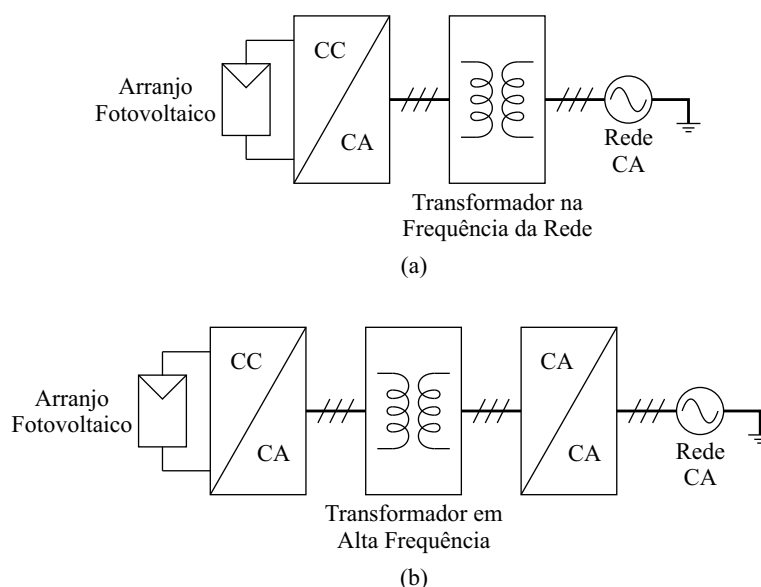


Figura 3.2: Diagrama em blocos do sistema fotovoltaico com as duas opções de transformador: (a) com transformador na frequência da rede; (b) com transformador em alta frequência.

pois este tipo de transformador geralmente é pesado, volumoso, possui baixa eficiência e alto custo [48]-[50]. Por outro lado, nos sistemas com transformadores em alta frequência não há os problemas de peso e volume, pois os transformadores em alta frequência geralmente são leves e pouco volumosos. Entretanto, este sistema possui dois estágios de conversão (um estágio CC-CA e outro CA-CA, como visto na Figura 3.2(b)) para poder interligar o arranjo fotovoltaico, o transformador em alta frequência e a rede elétrica. Estes dois estágios de conversão são responsáveis pela diminuição da eficiência global e pelo aumento do custo e da complexidade do sistema [40][50].

Na Figura 3.3 está ilustrado um estudo comparativo de sistemas fotovoltaicos de até $6,5\text{kW}$ sem e com transformadores na frequência da rede e em alta frequência [50]. Na Figura 3.3(a), a eficiência global dos sistemas fotovoltaicos sem transformador é cerca de 2% superior quando comparada à eficiência dos outros sistemas. Como comentado anteriormente, o peso e o volume também são menores para sistemas fotovoltaicos sem transformador, como pode ser visto na Figura 3.3(b) e (c), respectivamente. Sabe-se também que o custo dos sistemas com transformadores é superior ao custo dos sistemas sem transformador. Portanto, a solução do problema do nível de tensão na saída do sistema fotovoltaico usando transformadores não parece atrativa.

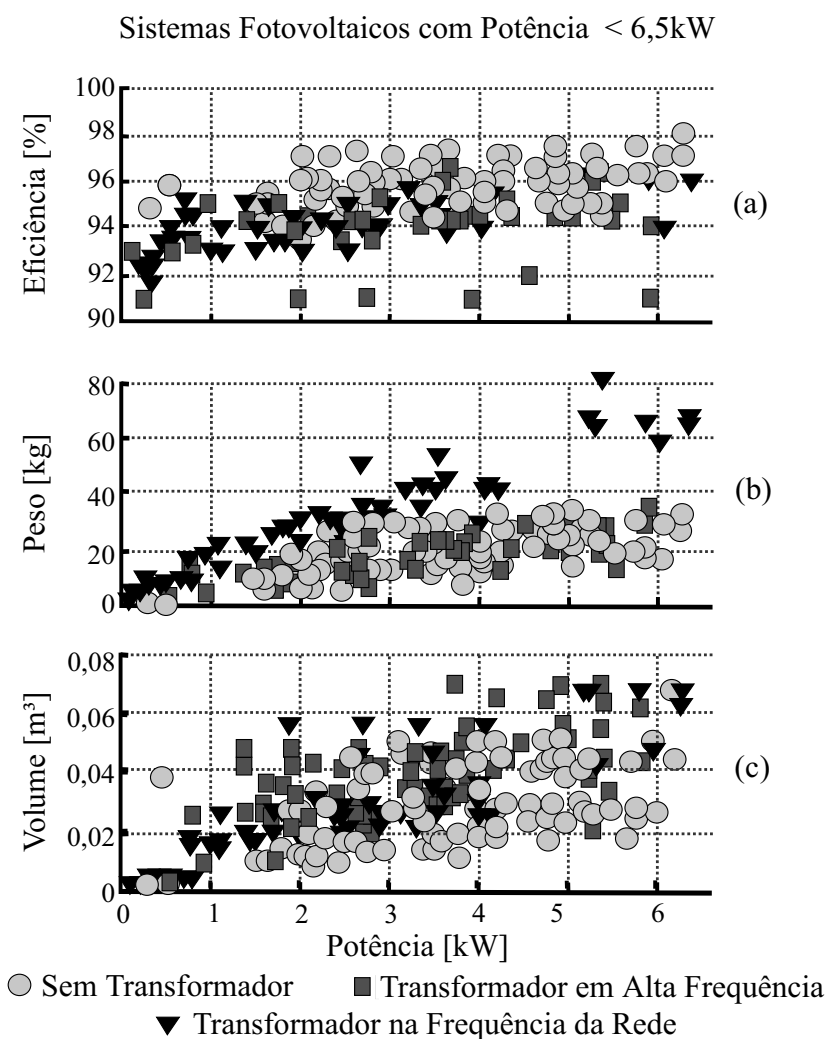


Figura 3.3: Gráficos comparativos da eficiência, do peso e do volume de sistemas fotovoltaicos sem e com transformadores [50].

Outra solução encontrada na literatura é usar um ou mais estágios de conversão CC-CC *boost* ou *buck-boost* para elevar a tensão do arranjo fotovoltaico a um nível CC suficiente (acima de 750V, por exemplo), possibilitando o escoamento da energia para a rede elétrica, como mostrado na Figura 3.4 [52][53]. Estes sistemas fotovoltaicos com dois ou mais estágios cumprem seu papel, mas apresentam desvantagens como: aumento da complexidade, custo e volume, devido à presença de chaves semicondutoras adicionais; e diminuição da eficiência, devido à nova etapa de conversão que é adicionada [50][53]. Portanto, esta solução também parece não ser muito atrativa para resolver o problema do baixo nível de tensão na saída do sistema fotovoltaico.

Em [50] pode ser encontrado um estudo detalhado de diversas propostas de topologias e

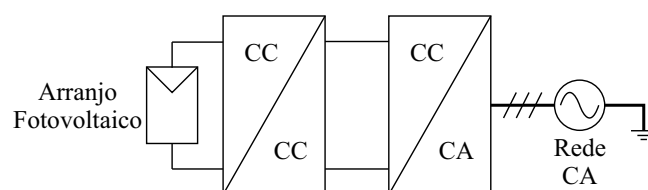


Figura 3.4: Diagrama em blocos do sistema fotovoltaico com um ou mais estágios de conversão CC-CC *boost* ou *buck-boost*.

técnicas de PWM para sistemas fotovoltaicos sem transformador conectados à rede elétrica. Entretanto, a grande maioria destas propostas é para sistemas monofásicos ou sistemas que resolvem o problema do nível da tensão na saída com vários estágios de conversão, que possuem as já mencionadas desvantagens.

Uma solução alternativa é utilizar um ZSI para conectar o arranjo fotovoltaico à carga ou à rede elétrica. Esta solução parece bastante atrativa, pois, além de não possuir transformadores, o ZSI é um conversor CC-CA *buck-boost* de um único estágio, ou seja, não possui nenhum elemento semicondutor controlável adicional, reduzindo custo, volume e complexidade e aumentando a eficiência e confiabilidade do sistema. Portanto, adicionando uma malha Z ao VSI convencional, obtém-se um sistema fotovoltaico capaz de entregar à rede elétrica ou à carga a energia produzida por uma pequena quantidade de painéis fotovoltaicos em série. Em seguida é discutido o uso de ZSIs para sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador.

3.2 Inversor Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos Aterrados e sem Transformador

Apesar de países como Reino Unido e Itália exigirem na sua legislação isolamento galvânica em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, há uma tendência mundial na aceitação de sistemas sem transformador (sem isolamento galvânica). Por exemplo, países como Alemanha, Espanha e Estados Unidos não exigem o uso de transformadores nos sistemas conectados à rede elétrica [50][54]. Diversas pesquisas na área de sistemas fotovoltaicos sem transformador foram motivadas pelas legislações destes países [51][55]-[58].

Entretanto, a remoção do transformador (e, conseqüentemente, da isolação galvânica) deve ser cuidadosamente considerada. Uma análise dos diversos padrões [51] mostra que os painéis fotovoltaicos devem ser aterrados nos Estados Unidos [59] e em alguns países da Europa, como a Alemanha [60], por dois motivos principais [61][62]:

1. Sistemas fotovoltaicos sem isolação galvânica e sem aterramento apresentam um risco de choque elétrico para pessoas que entrem em contato com a sua carcaça metálica;
2. As flutuações de tensão que surgem na carcaça metálica dos painéis fotovoltaicos geram campos eletromagnéticos no seu entorno, ou seja, causam interferência eletromagnética indesejada.

Para melhor compreender estes dois fenômenos em sistemas fotovoltaicos sem transformador e sem aterramento, é realizada uma análise das capacitâncias parasitas dos painéis fotovoltaicos e do circuito equivalente de modo-comum dos sistemas fotovoltaicos.

3.2.1 Capacitâncias Parasitas e Circuito Equivalente de Modo-Comum

Atualmente a grande maioria dos painéis fotovoltaicos possui carcaças metálicas externas que protegem as células fotovoltaicas, o vidro, o substrato e outros componentes dos painéis. Como os painéis possuem uma área de superfície considerável para poder captar o máximo de energia solar, surgem capacitâncias parasitas entre as células fotovoltaicas e a carcaça metálica e entre as células fotovoltaicas e as superfícies condutoras do painel, representadas como C_{PV-F} na Figura 3.5 [50]. Por este motivo, tensões nas células fotovoltaicas são induzidas na carcaça e nas superfícies dos painéis não aterrados. Devido a esta tensão induzida, surgem também capacitâncias parasitas entre a carcaça e o solo e entre as superfícies condutoras e o solo, representadas como C_{F-G} na Figura 3.5.

Os valores das capacitâncias parasitas C_{PV-F} e C_{F-G} dependem de [50]:

- Área das superfícies e da carcaça do painel fotovoltaico;
- Distância entre as células fotovoltaicas e a carcaça/superfícies;

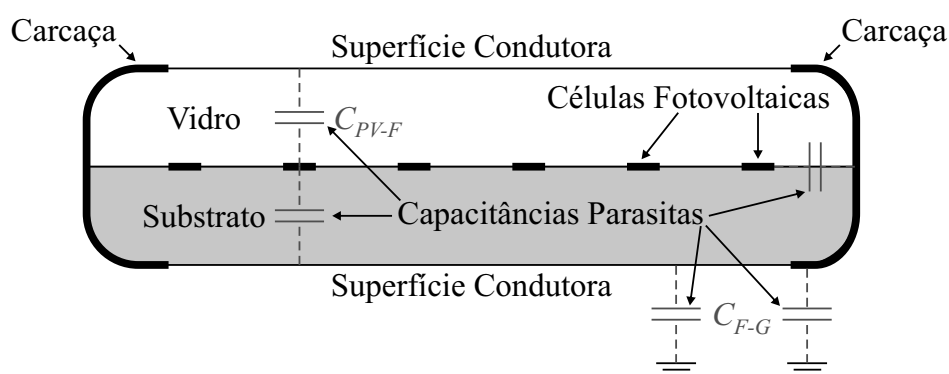


Figura 3.5: Capacitâncias parasitas em painéis fotovoltaicos.

- Distância entre as superfícies/carcaça e o solo;
- Condições atmosféricas;
- Poeira e umidade, que pode aumentar a condutividade elétrica da superfície do painel fotovoltaico [61].

Embora fisicamente as capacitâncias parasitas sejam fenômenos distribuídos ao longo do arranjo fotovoltaico, elas podem ser representadas por capacitâncias concentradas nos polos positivo e negativo do barramento CC, simplesmente através do paralelismo das capacitâncias parasitas individuais, ou seja, pela soma dos valores das capacitâncias [61].

Em [63], foram feitas medições das capacitâncias parasitas C_{PV-F} para vários painéis em diversas condições. A capacitância C_{PV-F} de um único painel (ou módulo) fotovoltaico foi estimada na faixa de $100pF - 400pF$ em condições normais de operação. Quando a superfície do painel está coberta com água, esta capacitância aumenta para $9nF$, devido ao aumento da superfície condutora de eletricidade. De acordo com esse estudo, pode-se considerar que o valor médio da capacitância parasita C_{PV-F} varia entre $50nF$ e $150nF$ para cada kW de potência instalada de painéis de superfície de vidro e chega a $1\mu F$ para cada kW de potência instalada de painéis de filme fino [62][63]. Outros estudos em [50][64][65] obtiveram valores bastante semelhantes, validando o estudo anterior.

Por outro lado, não há estudos conclusivos sobre o valor das capacitâncias parasitas C_{F-G} . Há diversos fatores variáveis envolvidos na estimação de C_{F-G} , como distância de instalação do painel ao solo, inclinação do painel, tamanho da base de apoio, entre

outros. Como as distâncias envolvidas nas capacitâncias C_{F-G} são da ordem de dezenas de centímetros ou até metros, bem maiores que as distâncias de micrômetros, milímetros e poucos centímetros nas capacitâncias C_{PV-F} , pode-se considerar o valor de C_{F-G} desprezível quando comparado com C_{PV-F} . Além do mais, em sistemas aterrados, a capacitância C_{F-G} desaparece do circuito (Figura 3.5).

Na Figura 3.6 é mostrado um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica composto por um arranjo fotovoltaico conectado ao ZSI através de um capacitor no barramento CC (C_{PN}), incluindo as capacitâncias parasitas C_{PV-F} e C_{F-G} e a resistência do solo (da terra) R_G na sua representação. A única diferença entre o sistema fotovoltaico composto por um ZSI e o sistema fotovoltaico composto por um VSI é a presença da malha Z entre o barramento CC e os braços do inversor. Com a inclusão da malha Z, o seguidor do ponto de máxima potência dos painéis fotovoltaicos não é afetado, pois através do controle em malha fechada da corrente que circula pelo diodo D_1 , é possível controlar indiretamente a tensão v_{PN} e, portanto, realizar o seguimento do ponto de máxima potência [15].

Para melhor compreender a relação entre o choque elétrico e sistemas fotovoltaicos sem aterramento e sem transformador, é necessário deduzir o circuito equivalente de modo-comum do sistema da Figura 3.6 [50][66][67].

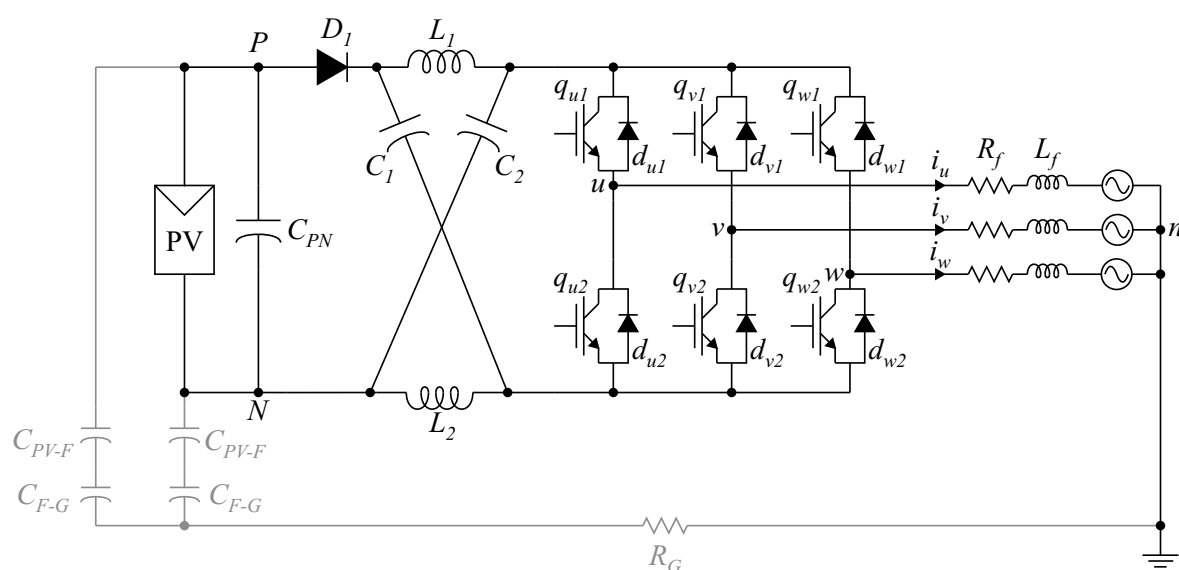


Figura 3.6: Sistema fotovoltaico sem aterramento conectado à rede sem transformador composto por um arranjo fotovoltaico conectado ao ZSI através de um capacitor no barramento CC.

Tensão de modo-comum é a tensão de mesmo valor e mesma polaridade comum a todas as fases de um circuito, não importando o ponto ao qual estas fases estão referenciadas. Corrente de modo-comum é a corrente de mesmo valor e mesmo sentido que circula nas fases do circuito devido às tensões de modo-comum existentes em impedâncias (equilibradas ou não) ou devido às tensões de modo-diferencial existentes em impedâncias desequilibradas.

No caso da Figura 3.6, é estudado o efeito da tensão de modo-comum e corrente de modo-comum em circuitos equilibrados. O conjunto formado pelo arranjo fotovoltaico, capacitor do barramento CC, capacitores e indutores da malha Z e braços do inversor pode ser representado como fontes de tensão chaveadas entre os pontos u , v e w e os pontos P e N , como pode ser visto na Figura 3.7. Se um vetor ativo ou um vetor nulo estiver sendo aplicado no ZSI, o diodo D_1 estará conduzindo (fechado) e, se um vetor de curto-circuito estiver sendo aplicado, o diodo D_1 não estará conduzindo (aberto). Desta forma, este diodo pode ser representado por uma chave ideal (Figura 3.7), que estará aberta ou fechada dependendo do vetor aplicado.

A tensão de modo-comum das fontes v_{uP} , v_{vP} e v_{wP} e a tensão de modo-comum das fontes v_{uN} , v_{vN} e v_{wN} (Figura 3.7) são definidas da seguinte forma:

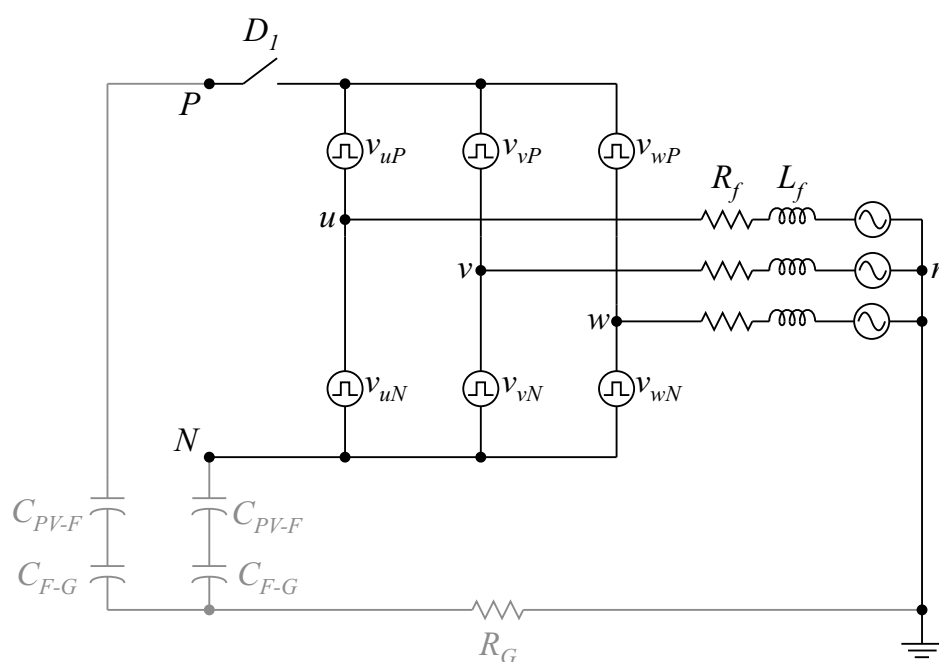


Figura 3.7: Representação simplificada do sistema fotovoltaico com ZSI.

$$\begin{aligned} v_{MC-P} &= \frac{v_{uP} + v_{vP} + v_{wP}}{3} , \\ v_{MC-N} &= \frac{v_{uN} + v_{vN} + v_{wN}}{3} \end{aligned} \quad (3.1)$$

em que v_{MC-P} e v_{MC-N} são as tensões de modo-comum das fases de saída do ZSI referente aos pontos P e N , respectivamente.

Da mesma forma, a tensão de modo-diferencial é a diferença entre as tensões de dois pontos do circuito, ambas referenciadas a um ponto comum. As tensões de modo-diferencial entre as fases de saída u , v e w são definidas da seguinte forma:

$$\begin{aligned} v_{MD-uv} &= v_{uP} - v_{vP} = v_{uN} - v_{vN} = v_{uw} \\ v_{MD-vw} &= v_{vP} - v_{wP} = v_{vN} - v_{wN} = v_{vw} , \\ v_{MD-wu} &= v_{wP} - v_{uP} = v_{wN} - v_{uN} = v_{wu} \end{aligned} \quad (3.2)$$

em que v_{MD-uv} , v_{MD-vw} e v_{MD-wu} são as tensões de modo-diferencial entre as fases de saída do ZSI referentes aos pontos P e N (Figura 3.7). Uma propriedade interessante das tensões de modo-diferencial é que instantaneamente $v_{MD-uv} + v_{MD-vw} + v_{MD-wu} = 0$.

Ao combinar (3.1) e (3.2), é possível estabelecer uma relação entre as tensões na saída e as tensões de modo-comum e de modo-diferencial para o ponto P :

$$\begin{aligned} v_{uP} &= v_{MC-P} + \frac{v_{MD-uv} - v_{MD-wu}}{3} = v_{MC-P} + v_{MD-u} \\ v_{vP} &= v_{MC-P} + \frac{v_{MD-vw} - v_{MD-uv}}{3} = v_{MC-P} + v_{MD-v} , \\ v_{wP} &= v_{MC-P} + \frac{v_{MD-wu} - v_{MD-vw}}{3} = v_{MC-P} + v_{MD-w} \end{aligned} \quad (3.3)$$

em que $v_{MD-u} = \frac{v_{MD-uv} - v_{MD-wu}}{3}$, $v_{MD-v} = \frac{v_{MD-vw} - v_{MD-uv}}{3}$ e $v_{MD-w} = \frac{v_{MD-wu} - v_{MD-vw}}{3}$ são definidas como as componentes de modo-diferencial das fases u , v e w , respectivamente. Igualmente às tensões v_{MD-uv} , v_{MD-vw} e v_{MD-wu} , deduz-se que instantaneamente $v_{MD-u} + v_{MD-v} + v_{MD-w} = 0$.

Da mesma forma, é possível encontrar a relação para o ponto N :

$$\begin{aligned} v_{uN} &= v_{MC-N} + v_{MD-u} \\ v_{vN} &= v_{MC-N} + v_{MD-v} , \\ v_{wN} &= v_{MC-N} + v_{MD-w} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Substituindo as fontes v_{jP} e v_{jN} da Figura 3.7 pelas tensões definidas em (3.3) e (3.4), encontra-se o circuito equivalente do sistema fotovoltaico com ZSI em função das tensões

de modo-comum e de modo-diferencial, como pode ser visto na Figura 3.8.

Para separar os circuitos de modo-comum e modo-diferencial da Figura 3.8, basta usar o teorema da superposição. O circuito equivalente de modo-diferencial pode ser encontrado ao curto-circuitar as fontes de modo-comum v_{MC-P} e v_{MC-N} na Figura 3.8. Considerando que as tensões da rede elétrica e as impedâncias trifásicas são equilibradas, nenhuma corrente de modo-diferencial circula pelo ramo formado pelas capacitâncias parasitas e a resistência de terra. Portanto, estes elementos podem ser retirados do circuito principal. Desta forma, o circuito equivalente de modo-diferencial é representado pela Figura 3.9.

Da mesma forma, ao curto-circuitar as tensões equilibradas da rede elétrica e as fontes de modo-diferencial v_{MD-u} , v_{MD-v} , v_{MD-w} na Figura 3.8, obtém-se o circuito equivalente de modo-comum do sistema fotovoltaico com ZSI, como pode ser visto na Figura 3.10.

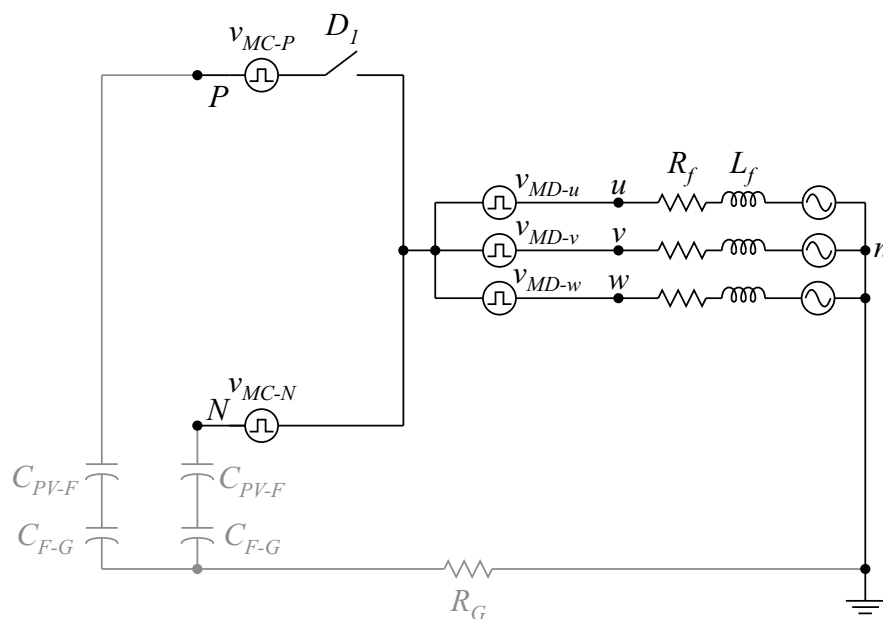


Figura 3.8: Circuito equivalente do sistema fotovoltaico com ZSI em função das tensões de modo-comum e de modo-diferencial.

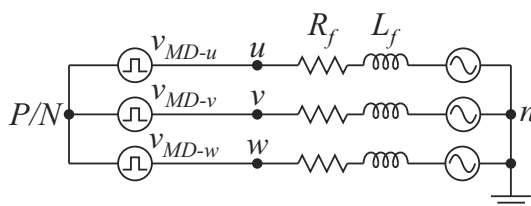


Figura 3.9: Circuito equivalente de modo-diferencial do sistema fotovoltaico com ZSI.

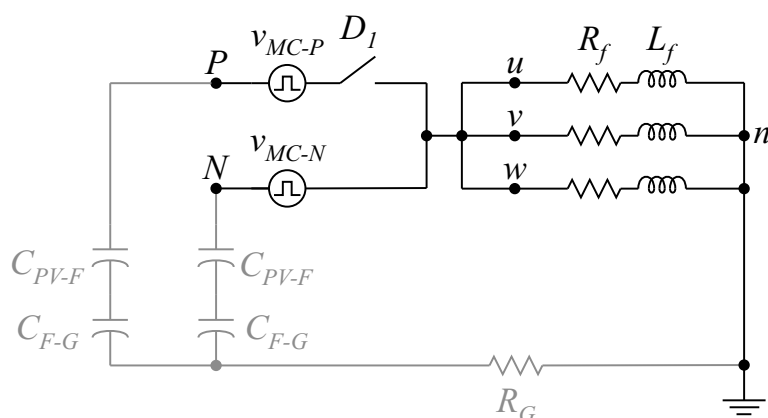


Figura 3.10: Circuito equivalente de modo-comum do sistema fotovoltaico sem aterramento e sem transformador com ZSI.

Considerando que a impedância trifásica da rede elétrica é equilibrada, o circuito da Figura 3.10 pode ser simplificado para o circuito da Figura 3.11.

Observa-se, na Figura 3.11, que as capacitâncias parasitas, a resistência do solo e a impedância da rede (ou da carga) formam uma impedância de modo-comum. Logo, há um caminho fechado para circulação de corrente de modo-comum no sistema fotovoltaico sem aterramento e sem transformador. Esta corrente de modo-comum que circula pela terra é conhecida como corrente parasita ou corrente de dispersão (i_{disp}). Entretanto, como a capacitância parasita C_{F-G} é praticamente desprezível, a impedância equivalente do circuito é bastante elevada e considera-se que a corrente de dispersão é aproximadamente nula ($i_{disp} \approx 0$). Por outro lado, como as tensões de modo-comum v_{MC-P} e v_{MC-N} possuem

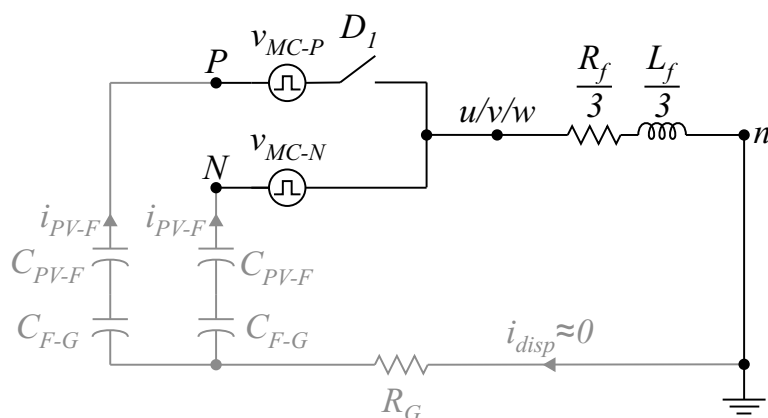


Figura 3.11: Circuito equivalente de modo-comum do sistema fotovoltaico sem aterramento e sem transformador com ZSI.

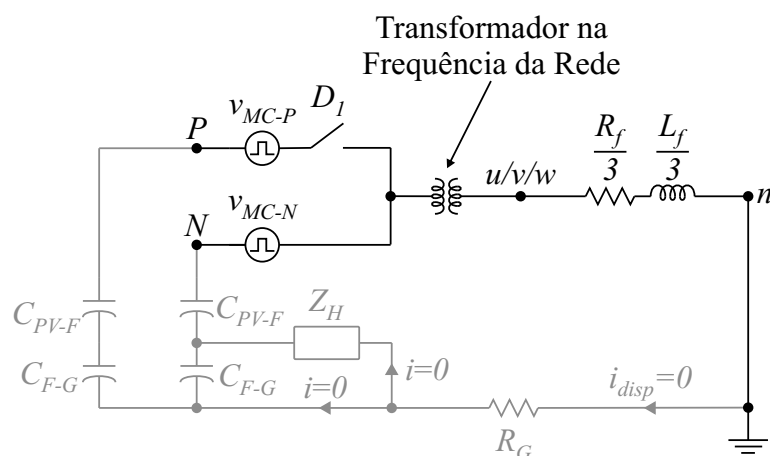


Figura 3.13: Circuito equivalente de modo-comum do sistema fotovoltaico com ZSI e com transformadores na frequência da rede.

há o risco de choque elétrico. Entretanto, igualmente ao sistema sem transformador, as tensões v_{MC-P} e v_{MC-N} possuem componentes chaveadas com valores elevados de tensão, gerando interferência eletromagnética considerável.

Portanto, a solução encontrada foi aterrar as carcaças dos arranjos quando o sistema fotovoltaico não possuir transformador. O circuito equivalente de modo-comum do sistema fotovoltaico aterrado e sem transformador pode ser visto na Figura 3.14.

Como pode ser observado na Figura 3.14, com o devido aterramento das carcaças dos painéis fotovoltaicos, as capacitâncias parasitas entre a carcaça e o solo (C_{F-G}) e a impedância do indivíduo (Z_H) são curto-circuitadas. Portanto, nenhuma corrente circula

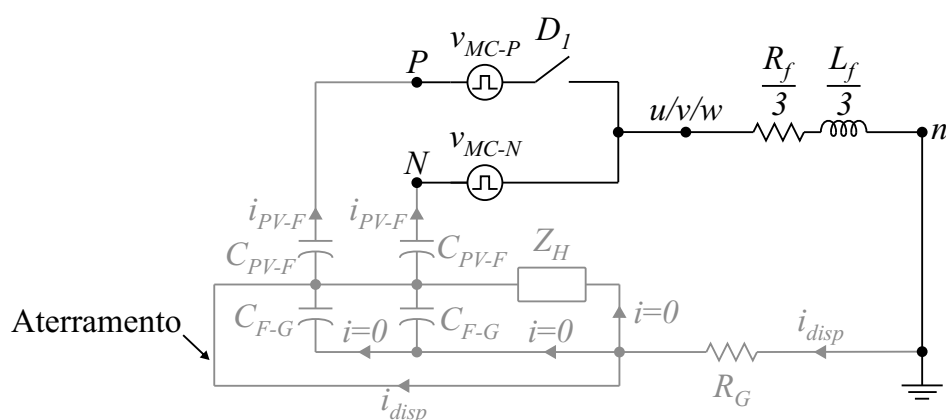


Figura 3.14: Circuito equivalente de modo-comum do sistema fotovoltaico aterrado com ZSI e sem transformador.

pelo corpo humano evitando o choque elétrico. Além do mais, como a carcaça está aterrada, as tensões de modo-comum não são induzidas na sua superfície e, portanto, não há interferência eletromagnética neste tipo de sistema fotovoltaico [62][63].

3.2.2 O Problema da Corrente de Dispersão

Como discutido anteriormente, com o sistema fotovoltaico aterrado e sem transformador, as capacitâncias parasitas C_{F-G} e a impedância Z_H são curto-circuitadas (Figura 3.14). Portanto, simplificando o circuito equivalente de modo-comum, chega-se à representação vista na Figura 3.15.

Este sistema possui a melhor relação custo-benefício quando é avaliado o custo, o volume, a segurança e a interferência eletromagnética gerada pelo sistema fotovoltaico. Entretanto, devido ao aterramento, altas correntes de dispersão podem circular pelo circuito. Como a capacitância parasita C_{F-G} , que possui um valor desprezível, não faz mais parte do circuito de modo-comum em sistemas aterrados, a impedância equivalente de modo-comum possui um valor relativamente pequeno. Portanto, se as tensões de modo-comum v_{MC-P} e v_{MC-N} possuírem comportamento chaveado de alta frequência com altos níveis de tensão, devido à técnica de PWM aplicada, a corrente de dispersão i_{disp} pode apresentar valores consideráveis, inclusive da ordem dos valores das correntes na saída do ZSI.

Altos valores de corrente de dispersão são indesejados, pois causam interferência

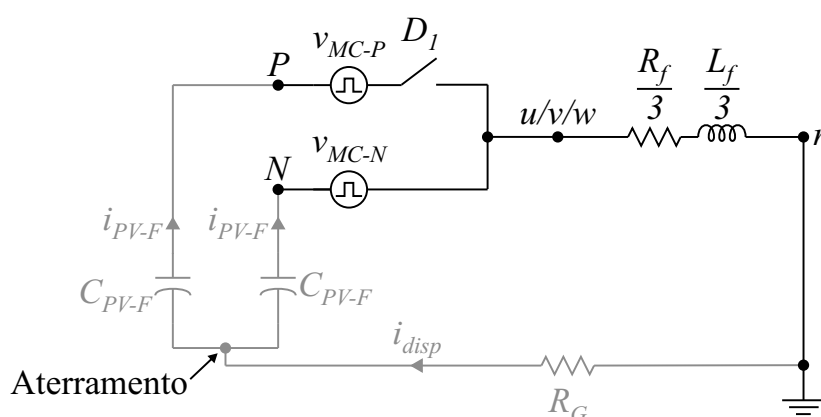


Figura 3.15: Circuito equivalente de modo-comum de sistemas fotovoltaicos aterrados com ZSI e sem transformador.

eletromagnética conduzida e irradiada em outras partes do circuito, aumentam a distorção harmônica das correntes na rede elétrica ou carga, aumentam as perdas nas chaves do inversor e nos elementos da rede elétrica como cabos e transformadores e podem causar danos nos painéis e em outras partes do sistema fotovoltaico [50][51][61].

Até o início de 2012, só existe uma norma que especifica limites para os valores de corrente de dispersão em sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador: a norma alemã DIN VDE 0126-1-1 de 2006 [60]. De acordo com a norma alemã, três correntes devem ser monitoradas [50]: (a) correntes de falta à terra, causadas pela falha na isolação em algum elemento do circuito; (b) correntes de falta, causadas pela falta em uma ou mais fases, já que as correntes nas fases devem somar zero; (c) correntes de dispersão circulantes pela terra, causadas pelas flutuações de tensão nas capacitâncias parasitas do sistema fotovoltaico.

Este monitoramento geralmente é realizado usando um disjuntor diferencial residual, que mede as correntes circulantes em todo o circuito e isola o sistema se esta corrente passar de um determinado valor nominal. A norma alemã obriga que a desconexão do sistema deve ocorrer em 0,3s caso a corrente de dispersão tenha valor eficaz maior que 300mA. Além do mais, esta norma especifica a desconexão do sistema em um tempo pré-determinado, caso ocorram determinados saltos nas correntes de dispersão do sistema (valor eficaz), como está detalhado na Tabela 3.1 [50][60].

Para se ter uma ideia do valor da corrente de dispersão que circula em um sistema fotovoltaico aterrado e sem transformador composto por um ZSI controlado pela técnica de máximo *boost* constante, o sistema da Figura 3.16 é simulado com valores típicos [15]. O resultado da simulação pode ser visto na Figura 3.17.

Tabela 3.1: Saltos nas correntes de dispersão e seus respectivos tempos de desconexão.

Valor do Salto na Corrente de Dispersão (mA)	Tempo de Desconexão (s)
30	0,3
60	0,15
100	0,04

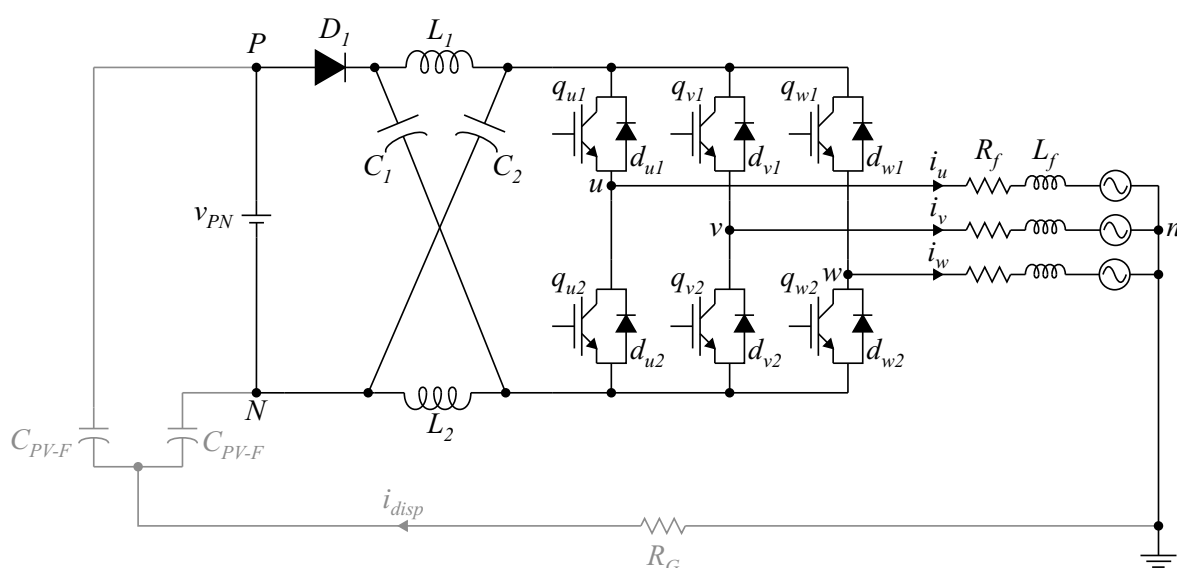


Figura 3.16: Sistema fotovoltaico aterrado e sem transformador conectado à rede composto por um arranjo fotovoltaico conectado ao ZSI controlado pela técnica de máximo *boost* constante.

Como pode ser visto na Figura 3.17(a), a tensão no capacitor da malha Z é 1,5 vezes maior que a do barramento CC. Nas Figuras 3.17(c) e 3.17(e), podem ser vistas as correntes entregues à rede elétrica pelo sistema fotovoltaico e a corrente de dispersão i_{disp} que circula nas três fases do circuito (um terço em cada fase), respectivamente. A tensão de modo-comum v_{MC-N} pode ser vista na Figura 3.17(d). Como esperado, a tensão de modo-comum tem um comportamento chaveado em alta frequência com altos valores de tensão (em torno de $-200V$ a $+600V$). O valor eficaz da corrente de dispersão é igual a $1,03A$, muito acima da norma alemã, demonstrando que a topologia ZSI convencional controlada pela técnica de máximo *boost* constante não é capaz de garantir baixos valores de corrente de dispersão para sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador.

É interessante ressaltar que as ondulações na corrente de dispersão i_{disp} , vistas na Figura 3.17(e), estão em contra-fase com as ondulações nos semiciclos positivos das correntes produzidas pelo inversor. Por este motivo, ocorre um estreitamento (suavização) nas ondulações nos semiciclos positivos das correntes resultantes entregues à rede, como pode ser visto na Figura 3.17(c). Por outro lado, as ondulações na corrente de dispersão estão em fase com as ondulações nos semiciclos negativos das correntes produzidas pelo inversor, já que o semiciclo negativo é simétrico ao semiciclo positivo. Neste caso, ocorre um aumento nas ondulações nos semiciclos negativos das correntes resultantes entregues à rede, como

pode ser visto na Figura 3.17(c).

Surge, então, a necessidade de encontrar uma nova topologia de ZSI, controlado por novas técnicas de PWM, capaz de garantir valores de corrente de dispersão abaixo da norma alemã e sem afetar o funcionamento do sistema fotovoltaico.

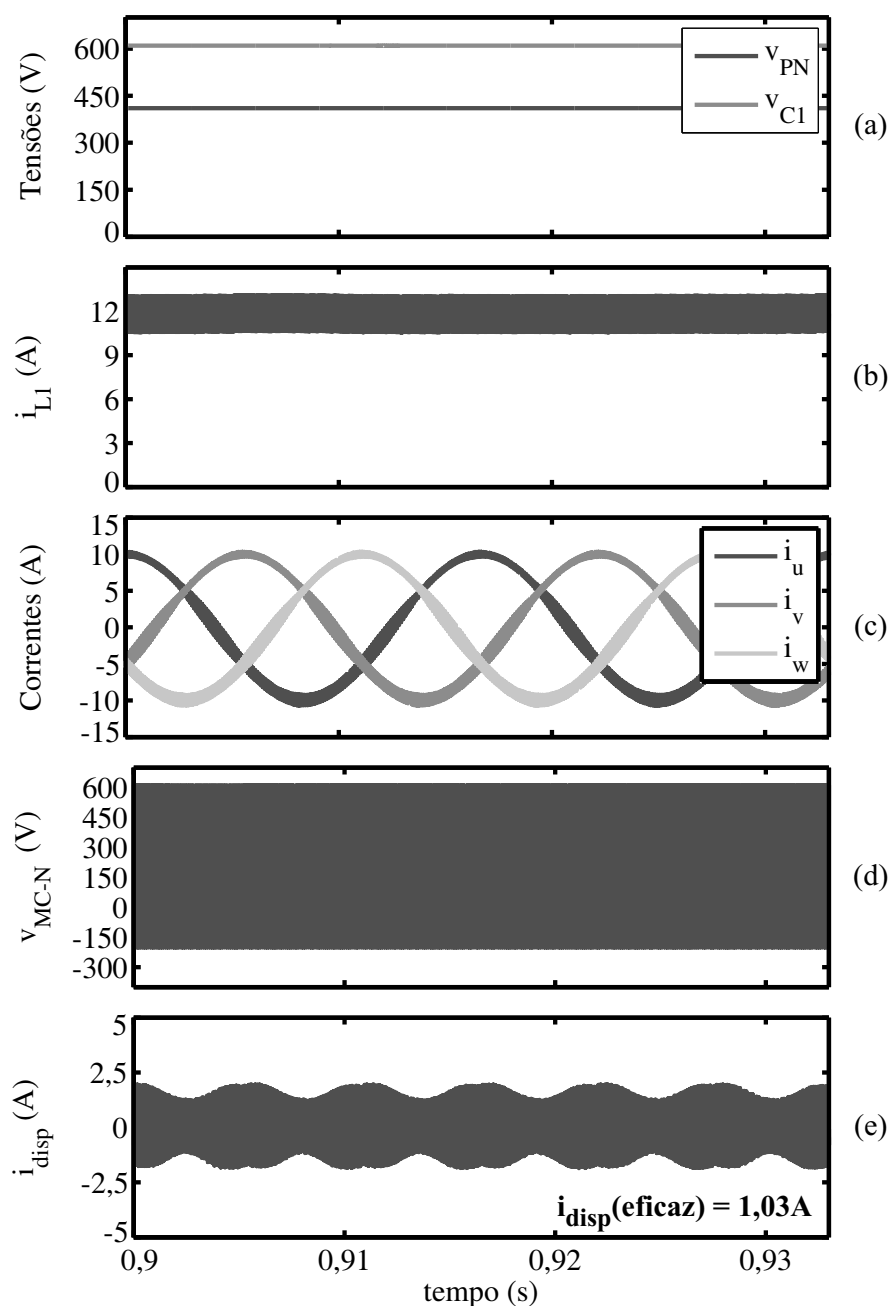


Figura 3.17: Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI controlado pela técnica de máximo *boost* constante: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) correntes na rede elétrica; (d) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (e) corrente de dispersão i_{disp} .

3.2.3 Proposta de uma Topologia de Inversor Fonte Z

O circuito de modo-comum do sistema fotovoltaico aterrado e sem transformador composto por um ZSI, mostrado na Figura 3.15, possui um diodo D_1 que abre toda vez que um vetor de curto-circuito é aplicado nas chaves. Nestes instantes, o caminho de circulação pelo ramo superior fica indisponível, obrigando a corrente de dispersão a circular toda pelo ramo inferior. Durante o restante do período de chaveamento, vetores ativos e nulos são aplicados no ZSI, logo o diodo D_1 está conduzindo, ou seja, ambos os caminhos estão disponíveis para a circulação da corrente de dispersão.

Uma possível solução para a redução da corrente de dispersão, pelo menos durante os instantes de aplicação dos vetores de curto-circuito, é adicionar um diodo de recuperação rápida D_2 , semelhante a D_1 , no ramo inferior da malha Z, como pode ser visto na Figura 3.18 [38][39][68][69]. Desta forma, durante a aplicação dos vetores de curto-circuito, os ramos superior e inferior ficam abertos e a corrente de dispersão fica sem caminho de circulação. A esta topologia proposta foi dado o nome de ZSI-D, em que a sigla D representa o diodo D_2 que foi adicionado à malha Z. É importante ressaltar que todas as técnicas existentes para a topologia ZSI podem ser usadas na topologia ZSI-D sem qualquer alteração no comportamento esperado do inversor.

O circuito de modo-comum do sistema fotovoltaico com a topologia ZSI-D pode ser visto na Figura 3.19 [38][39][68][69]. Os diodos D_1 e D_2 são representados por chaves. Quando um vetor de curto-circuito é aplicado, ambos os diodos param de conduzir (abrem) e o arranjo fotovoltaico fica completamente isolado da rede elétrica. Quando vetores ativos e nulos são aplicados, ambos os diodos conduzem (fecham), estabelecendo uma conexão entre o arranjo fotovoltaico e a rede elétrica.

Na topologia ZSI-D, mesmo que a tensão de modo-comum tenha um comportamento chaveado durante a aplicação de um vetor de curto-circuito, as flutuações de tensão que surgem nas capacitâncias parasitas não produzem correntes de dispersão, pois não há um caminho fechado de circulação. Entretanto, durante a aplicação de vetores ativos e nulos, qualquer flutuação de tensão nas capacitâncias parasitas produzem correntes de dispersão,

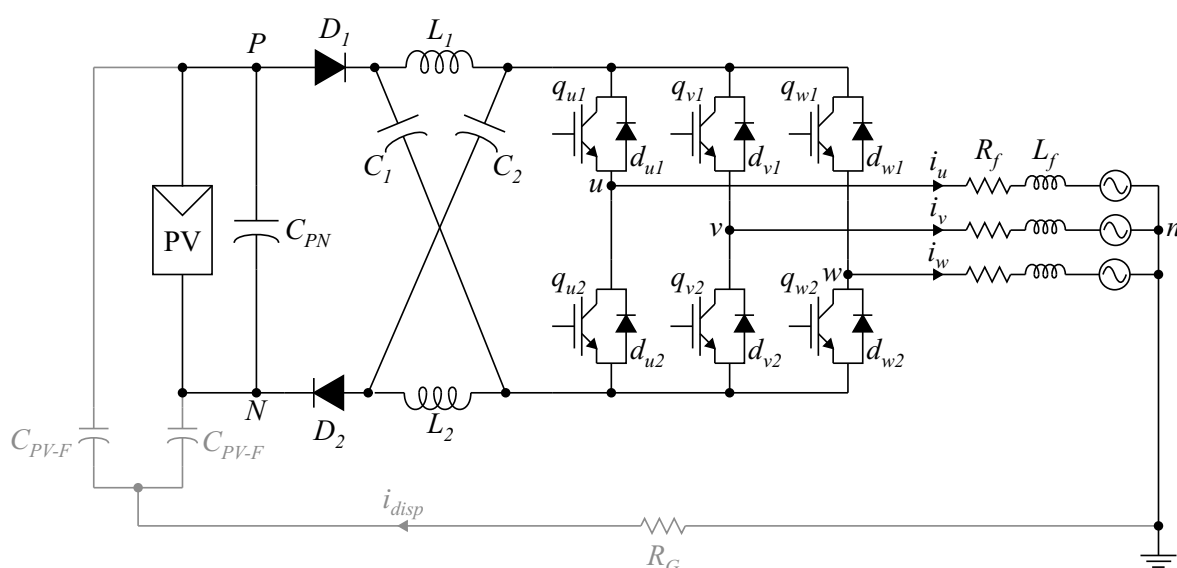


Figura 3.18: Sistema fotovoltaico aterrado e sem transformador conectado à rede composto por um arranjo fotovoltaico conectado à topologia ZSI-D.

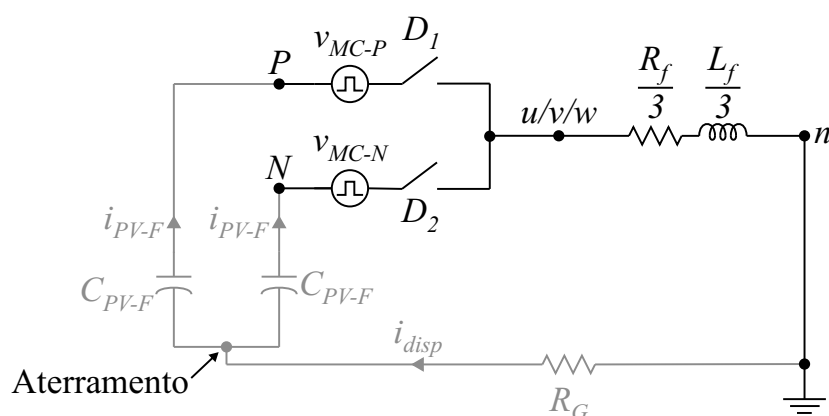


Figura 3.19: Circuito equivalente de modo-comum de sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador compostos pela topologia ZSI-D.

que circulam na malha superior e inferior do circuito de modo-comum da Figura 3.19. Logo, se técnicas de PWM como de *boost* simples, de máximo *boost* e de máximo *boost* constante forem usadas com a topologia ZSI-D, o problema da corrente de dispersão só será parcialmente resolvido. Portanto, há a necessidade de novas técnicas de PWM para a topologia ZSI-D, capazes de reduzir as correntes de dispersão para valores aceitáveis por norma.

3.2.4 Novas Técnicas de PWM para a Topologia ZSI-D

Para permitir a proposta de novas técnicas de PWM para a topologia ZSI-D, é necessário deduzir o valor das tensões de modo-comum v_{MC-P} e v_{MC-N} para cada combinação possível das chaves. Como o circuito de modo-comum tem uma característica capacitiva predominante, pois o elemento indutivo geralmente tem um valor pequeno, para reduzir a corrente de dispersão i_{disp} , deve-se manter as tensões de modo-comum v_{MC-P} e v_{MC-N} constantes, ou seja, sem componentes de alta frequência. Quanto mais flutuações e mudanças abruptas houverem nas tensões de modo-comum, maior será a corrente de dispersão que circulará no sistema fotovoltaico, como visto na Figura 3.17.

Primeiramente, é possível estabelecer uma relação entre as tensões v_{MC-P} e v_{MC-N} calculadas em (3.1). Observando a Figura 3.18, deduz-se que $v_{jN} = v_{jP} + v_{PN}$, para $j = \{u, v, w\}$. Substituindo esta dedução em (3.1), chega-se a:

$$v_{MC-N} = \frac{v_{uP} + v_{vP} + v_{wP}}{3} + v_{PN} = v_{MC-P} + v_{PN} \quad (3.5)$$

É possível notar que a tensão de modo-comum v_{MC-N} é simplesmente a tensão de modo-comum v_{MC-P} deslocada de v_{PN} . Sabe-se que a tensão do barramento CC não possui componentes de alta frequência. Portanto, ao manter a tensão de modo-comum v_{MC-N} constante, a tensão v_{MC-P} também será constante. Basta, então controlar uma das duas tensões de modo-comum para poder reduzir a corrente de dispersão que circula no sistema fotovoltaico [68][69].

A Figura 3.20 mostra a malha Z do ZSI-D durante a aplicação do vetor ativo V_1 . Como já mencionado anteriormente, durante a aplicação dos vetores ativos e nulos, os diodos D_1 e D_2 estão conduzindo e o inversor entrega energia à rede elétrica. Considera-se que os elementos da malha Z são idênticos, ou seja, $v_{L1} = v_{L2} = v_L$ e $v_{C1} = v_{C2} = v_C$. Quando aplicado o vetor V_1 no ZSI-D, o terminal de saída u fica conectado à parte superior da malha Z e os terminais v e w ficam conectados à parte inferior da malha Z.

Substituindo os valores de v_{jN} vistos na Figura 3.20 em (3.1), chega-se ao valor da tensão

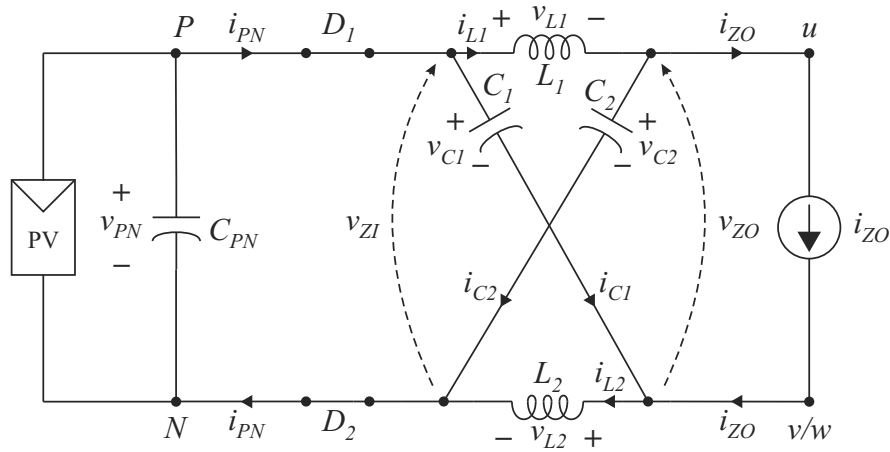


Figura 3.20: Circuito equivalente da malha Z do ZSI-D quando aplicado o vetor ativo V_1 .

de modo-comum v_{MC-N} :

$$v_{MC-N} = \frac{v_{PN} - v_L + v_L + v_L}{3} = \frac{v_{PN} + v_L}{3}. \quad (3.6)$$

Para calcular a tensão de modo-comum v_{MC-N} , é necessário encontrar o valor da tensão no indutor da malha Z, sabendo que a tensão no capacitor em regime permanente é dada por (2.27):

$$v_L = v_{PN} - v_C = v_{PN} - G_C v_{PN} = (1 - G_C) v_{PN} \quad (3.7)$$

Substituindo (3.7) em (3.6), chega-se a:

$$v_{MC-N} = - \left(\frac{G_C - 2}{3} \right) v_{PN} \quad (3.8)$$

Percebe-se que a tensão v_{MC-N} no ZSI-D depende não só do valor de v_{PN} como também do valor de G_C . Apesar da tensão de modo-comum ter sido calculada para o vetor ativo V_1 , qualquer que seja o vetor ativo com índice ímpar (V_1 , V_3 ou V_5), sempre um terminal estará conectado à parte superior e dois terminais estarão conectados à parte inferior da malha Z, ou seja, a mesma tensão de modo-comum pode ser encontrada [68][69]:

$$v_{MC-N}^{impar} = - \left(\frac{G_C - 2}{3} \right) v_{PN} \quad (3.9)$$

De forma semelhante, é possível deduzir a tensão de modo-comum para os vetores ativos com índice par (V_2 , V_4 ou V_6). Quando um vetor ativo com índice par é aplicado no ZSI-D, dois terminais de saída sempre estarão conectados à parte superior e um terminal estará conectado à parte inferior da malha Z. Logo,

$$v_{MC-N} = \frac{2v_{PN} - 2v_L + v_L}{3} = \frac{2v_{PN} - v_L}{3} = \left(\frac{G_C + 1}{3} \right) v_{PN} \quad (3.10)$$

Portanto, para os vetores ativos com índice par, tem-se [68][69]:

$$v_{MC-N}^{par} = \left(\frac{G_C + 1}{3} \right) v_{PN} \quad (3.11)$$

Quando o vetor nulo V_7 é aplicado no ZSI-D, os três terminais de saída estarão conectados à parte superior da malha Z. Logo [68][69],

$$v_{MC-N}^{V_7} = \frac{3v_{PN} - 3v_L}{3} = v_{PN} - v_L = G_C v_{PN}. \quad (3.12)$$

Quando o vetor nulo V_0 é aplicado no ZSI-D, os três terminais de saída estarão conectados à parte inferior da malha Z. Logo [68][69],

$$v_{MC-N}^{V_0} = \frac{3v_L}{3} = v_L = -(G_C - 1) v_{PN}. \quad (3.13)$$

A Figura 3.21 mostra a malha Z do ZSI-D durante a aplicação dos vetores de curto-circuito. Durante a aplicação dos vetores de curto-circuito, os diodos D_1 e D_2 param de conduzir e o capacitor da malha Z carrega o indutor, responsável pela função *boost* no ZSI-D. Consideram-se diodos idênticos, ou seja, $v_{D1} = v_{D2} = v_D$. Quando aplicados os vetores V_{st} no ZSI-D, os terminais de saída u , v e w ficam conectados tanto à parte superior como à parte inferior da malha Z.

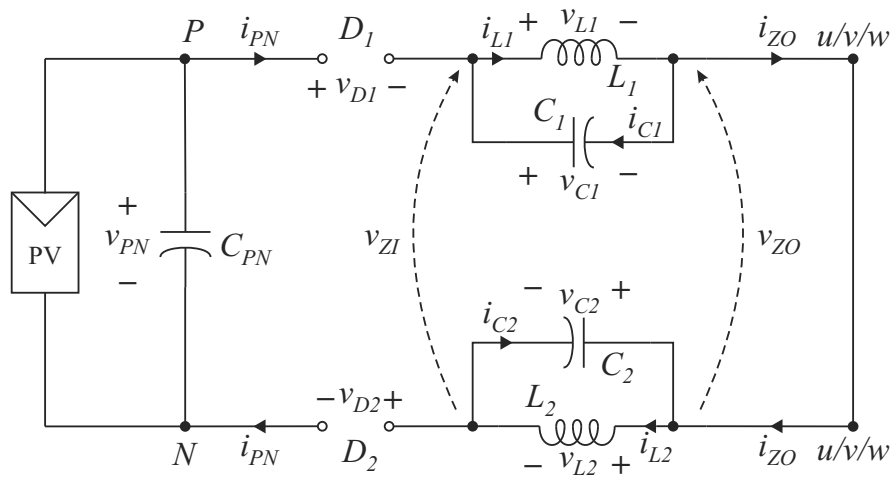


Figura 3.21: Circuito equivalente da malha Z do ZSI-D quando aplicados vetores de curto-circuito.

Substituindo os valores de v_{jN} vistos na Figura 3.21 em (3.1), chega-se ao valor da tensão de modo-comum v_{MC-N} para os vetores de curto-circuito:

$$v_{MC-N} = \frac{v_D + v_L + v_D + v_L + v_D + v_L}{3} = v_D + v_L \quad (3.14)$$

Para calcular a tensão de modo-comum v_{MC-N} , é necessário encontrar os valores da tensão no indutor e no diodo:

$$v_L = v_C = G_C v_{PN} \quad (3.15)$$

$$v_D = \frac{v_{PN} - 2v_C}{2} = (0,5 - G_C) v_{PN} \quad (3.16)$$

Substituindo os valores de (3.15) e (3.16) em (3.14), chega-se a [68][69]:

$$v_{MC-N}^{st} = \frac{v_{PN}}{2} \quad (3.17)$$

Substituindo os valores das tensões de modo-comum v_{MC-N} encontradas para todos os vetores possíveis da topologia ZSI-D em (3.5), encontram-se também os valores das tensões de modo-comum v_{MC-P} . A Tabela 3.2 resume os valores das tensões de modo-comum para os vetores da topologia ZSI-D [38][39][68][69].

De forma semelhante, é possível deduzir os valores das tensões de modo-comum para os vetores da topologia ZSI. A Tabela 3.3 resume estes valores [38][39][68][69].

A única diferença entre as topologias é na tensão de modo-comum para os vetores V_{st} . No restante dos vetores, as tensões de modo-comum são idênticas.

Diversas técnicas de PWM foram propostas para reduzir a tensão de modo-comum tanto no VSI [70][71] como nos inversores multinível [72][73]. Algumas destas técnicas reduzem o número de transições ou reduzem a amplitude da tensão de modo-comum, sem se preocupar em manter seu valor constante. Outras técnicas mantêm o valor da tensão de modo-comum constante, mas só são aplicáveis para o VSI ou o inversor multinível. Não há na literatura técnicas de PWM que mantenham as tensões de modo-comum constantes ao mesmo tempo que permitam a realização da função *boost* no ZSI-D (ou no ZSI). Para tanto são propostas quatro novas técnicas de PWM para a topologia ZSI-D.

Tabela 3.2: Tensões de modo-comum para os vetores da topologia ZSI-D.

Vetor	v_{MC-N}	v_{MC-P}
V_{impar}	$-\left(\frac{G_C-2}{3}\right)v_{PN}$	$-\left(\frac{G_C+1}{3}\right)v_{PN}$
V_{par}	$\left(\frac{G_C+1}{3}\right)v_{PN}$	$\left(\frac{G_C-2}{3}\right)v_{PN}$
V_7	$G_C v_{PN}$	$(G_C - 1)v_{PN}$
V_0	$-(G_C - 1)v_{PN}$	$-G_C v_{PN}$
V_{st}	$\frac{v_{PN}}{2}$	$-\frac{v_{PN}}{2}$

Tabela 3.3: Tensões de modo-comum para os vetores da topologia ZSI.

Vetor	v_{MC-N}	v_{MC-P}
V_{impar}	$-\left(\frac{G_C-2}{3}\right)v_{PN}$	$-\left(\frac{G_C+1}{3}\right)v_{PN}$
V_{par}	$\left(\frac{G_C+1}{3}\right)v_{PN}$	$\left(\frac{G_C-2}{3}\right)v_{PN}$
V_7	$G_C v_{PN}$	$(G_C - 1)v_{PN}$
V_0	$-(G_C - 1)v_{PN}$	$-G_C v_{PN}$
V_{st}	$G_C v_{PN}$	$(G_C - 1)v_{PN}$

Técnica OPWM

Como comentado anteriormente, as variações bruscas nas tensões de modo-comum provocam flutuações nas capacitâncias parasitas C_{PV-F} , gerando assim a corrente de dispersão nos sistemas fotovoltaicos. Variações nas tensões de modo-comum ocorrem durante a transição de vetores nulos para ativos, de ativos para nulos, entre ativos e entre nulos. Também ocorrem variações de tensão nas transições de vetores de curto-circuito para vetores ativos/nulos e vice-versa. Em um período de chaveamento de uma técnica de PWM convencional, diversas transições de vetores ocorrem no inversor. É devido a esta grande quantidade de transições, assim como à grande variação de tensão durante as transições, que a corrente de dispersão apresenta elevados valores (Figura 3.17). O padrão de chaveamento e a tensão de modo-comum v_{MC-N} típicos da técnica de máximo *boost* constante podem ser vistos na Figura 3.22.

Como pode ser visto na Tabela 3.2, quando são aplicados vetores ativos ímpares no ZSI-D (V_1 , V_3 e V_5), a tensão de modo-comum v_{MC-N} tem valor igual a $-\left(\frac{G_C-2}{3}\right)v_{PN}$. Como geralmente não ocorrem mudanças bruscas nos valores de v_{PN} e G_C , se somente vetores ímpares são aplicados no ZSI-D, pode-se considerar a tensão de modo-comum constante. Para garantir que ocorra o *boost* no ZSI-D, é necessário aplicar também vetores de curto-circuito V_{st} . Entretanto, a tensão de modo-comum v_{MC-N} para vetores V_{st} tem valor distinto dos vetores ativos ímpares. É de se esperar que, quando ocorresse uma transição de um vetor ativo ímpar para um vetor de curto-circuito ou vice-versa, a mudança brusca na tensão de modo-comum gerasse correntes de dispersão no sistema fotovoltaico. Entretanto, devido à presença dos diodos de recuperação rápida D_1 e D_2 na malha Z do ZSI-D (Figura 3.19), a corrente de dispersão não possuirá caminho de circulação no circuito de modo-comum, pois os diodos não estarão conduzindo durante a aplicação dos vetores de curto-circuito. Portanto, mesmo se vetores de curto-circuito estiverem sendo aplicados em conjunto com vetores ativos ímpares, espera-se que a corrente de dispersão seja bastante reduzida.

A representação dos três vetores ativos ímpares (V_1 , V_3 e V_5 na Tabela 2.3) no plano $\alpha\beta$ pode ser vista na Figura 3.23. Os três vetores ativos ímpares possuem mesmo módulo ($\frac{2}{3}\hat{v}_{ZO}$)

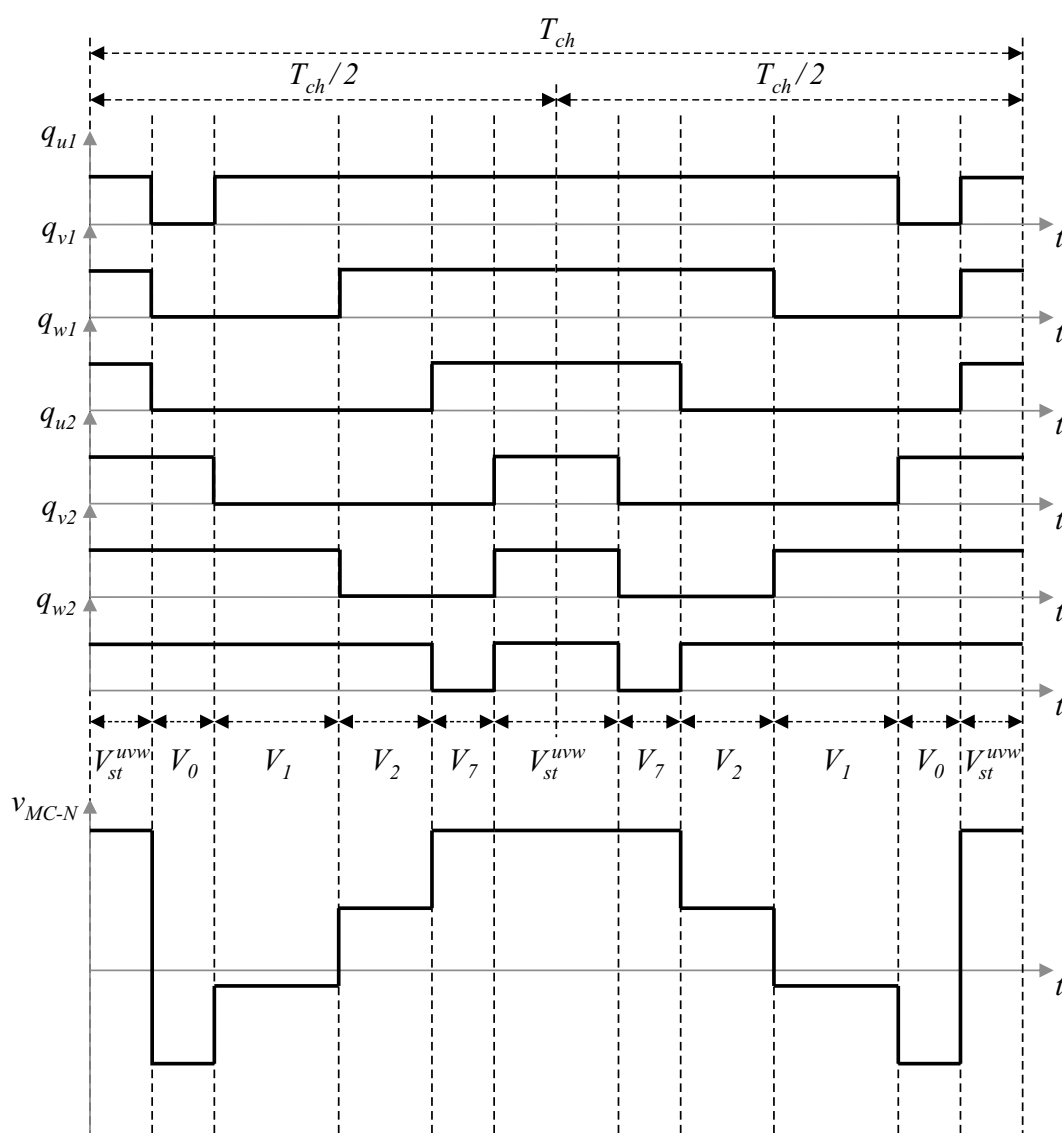


Figura 3.22: Padrão de chaveamento e a tensão de modo-comum v_{MC-N} típicos do ZSI controlado pela técnica de máximo *boost* constante, quando o vetor das tensões de referência está localizado no setor I.

e estão deslocados de 120° uns dos outros.

É importante lembrar que a área do hexágono tracejado da Figura 3.23 representa a área disponível ao usar a técnica SVM. Tanto no ZSI como no ZSI-D, a técnica que produz resultados idênticos ao SVM é a de máximo *boost* constante. Os valores do índice de modulação e do fator *buck-boost*, dados em (2.47) e (2.50), respectivamente, podem ser encontrados em função da razão de trabalho dos vetores de curto-circuito para a técnica de máximo *boost* constante/SVM:

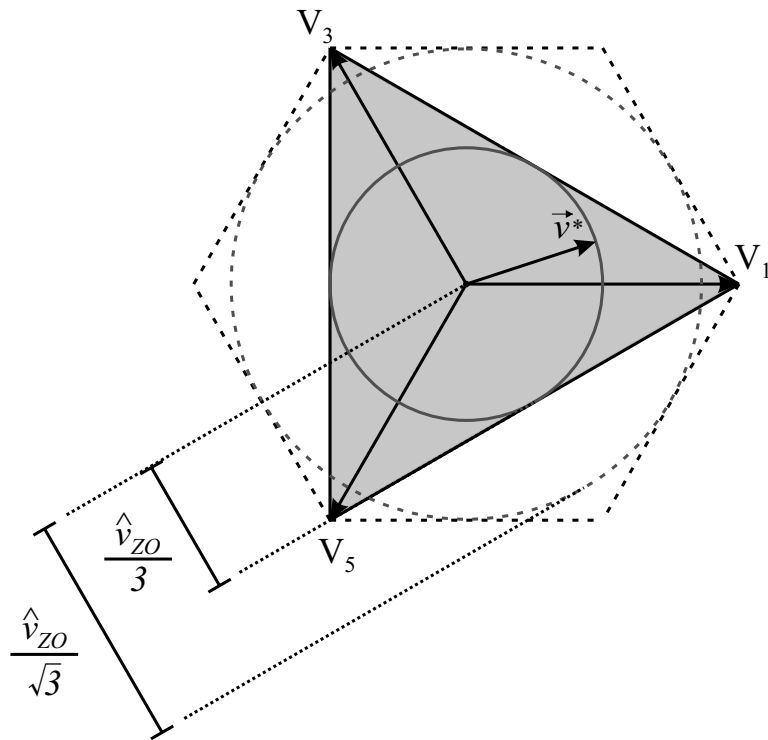


Figura 3.23: Representação do limite da região linear do vetor de referência para a técnica OPWM no ZSI-D.

$$\begin{aligned}
 m &= \frac{2}{\sqrt{3}}(1 - \tau_{st}) \\
 B_B &= m \cdot B = \frac{2}{\sqrt{3}} \underbrace{\frac{(1 - \tau_{st})}{(1 - 2\tau_{st})}}_{G_C} = \frac{2}{\sqrt{3}} G_C
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

Se, durante um período de chaveamento, somente os vetores ativos ímpares forem aplicados, o vetor de referência \vec{v}^* só poderá estar localizado na área interna do triângulo equilátero da Figura 3.23. Este triângulo tem seus vértices limitados pelo módulo dos vetores ativos ímpares, ou seja, limitados por $\frac{2}{3}\hat{v}_{ZO}$, em que $\hat{v}_{ZO} = v_{PN}$ quando não há *boost*. Se vetores de curto-circuito também forem usados, B terá valor maior que um, aumentando o tamanho dos vértices do triângulo, pois $\hat{v}_{ZO} = Bv_{PN}$. A esta técnica, que utiliza somente os vetores ativos ímpares e os vetores de curto-circuito do ZSI-D, deu-se o nome de técnica OPWM, em que a sigla O representa a palavra *odd*, que significa ímpar em inglês [68][69].

A região linear do índice de modulação para esta técnica está limitada por um círculo inscrito no triângulo equilátero, como pode ser visto na Figura 3.23. O raio limite para a técnica OPWM é igual a $\hat{v}_{ZO}/3$, ou seja, $1/\sqrt{3}$ do raio limite da técnica de máximo *boost*

constante. Esta perda no raio limite pode ser compensada ao usar um fator *boost* maior no ZSI-D.

Na técnica OPWM, as tensões de referência na saída definidas em (2.16) são transformadas para o plano $\alpha\beta$ através da transformação de Clarke em (2.17). Sabe-se que o vetor de referência na saída ($\vec{v}^* = v_\alpha^* + jv_\beta^*$) pode ser representado como a soma de cada vetor ativo ímpar ponderado pela sua respectiva razão de trabalho. Desta forma, é possível definir uma equação para o eixo α , outra para o eixo β e uma terceira equação para a soma das três razões de trabalho:

$$\begin{aligned} v_\alpha^* &= \tau_1|V_1| - 0,5\tau_3|V_3| - 0,5\tau_5|V_5| \\ v_\beta^* &= \frac{\sqrt{3}}{2}\tau_3|V_3| - \frac{\sqrt{3}}{2}\tau_5|V_5| \\ (1 - \tau_{st}) &= \tau_1 + \tau_3 + \tau_5 \end{aligned} \quad (3.19)$$

Na última equação em (3.19), as razões de trabalho dos vetores ativos ímpares somam $1 - \tau_{st}$, justamente para sobrar uma proporção do período de chaveamento igual a τ_{st} , na qual são aplicados os vetores de curto-circuito no ZSI-D. Resolvendo o sistema de equações em (3.19), que tem solução única, e sabendo que $|V_1| = |V_3| = |V_5| = 2\hat{v}_{ZO}/3$, é possível encontrar as razões de trabalho dos vetores ativos ímpares [68][69]:

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \frac{t_1}{T_{ch}} = \frac{1}{3} + \frac{v_\alpha^*}{\hat{v}_{ZO}} - \frac{\tau_{st}}{3} \\ \tau_3 &= \frac{t_3}{T_{ch}} = \frac{1}{3} - \frac{v_\alpha^*}{2\hat{v}_{ZO}} + \frac{\sqrt{3}v_\beta^*}{2\hat{v}_{ZO}} - \frac{\tau_{st}}{3} , \\ \tau_5 &= \frac{t_5}{T_{ch}} = \frac{1}{3} - \frac{v_\alpha^*}{2\hat{v}_{ZO}} - \frac{\sqrt{3}v_\beta^*}{2\hat{v}_{ZO}} - \frac{\tau_{st}}{3} \end{aligned} \quad (3.20)$$

em que t_j é o tempo de aplicação do vetor ímpar de tensão V_j , τ_j é a respectiva razão de trabalho e $j = \{1, 3 \text{ e } 5\}$. Vale ressaltar que, primeiramente, escolhe-se o valor de τ_{st} para que o ZSI-D alcance determinado fator *boost* B desejável e, posteriormente, são calculadas as razões de trabalho dos vetores ativos ímpares em função de τ_{st} usando as relações em (3.20).

Sabendo que as razões de trabalho em (3.20) estão restritas a valores entre 0 e 1, é possível encontrar o valor máximo da amplitude das tensões na saída, que é igual a $V_s = (1 - \tau_{st})\hat{v}_{ZO}/3$. Sabendo que $V_s = m\hat{v}_{ZO}/2$, encontram-se os valores do índice

de modulação e do fator *buck-boost* para a técnica OPWM:

$$\begin{aligned} m &= \frac{2}{3}(1 - \tau_{st}) \\ B_B &= m \cdot B = \frac{2}{3} \underbrace{\frac{(1 - \tau_{st})}{(1 - 2\tau_{st})}}_{G_C} = \frac{2}{3}G_C \end{aligned} \quad (3.21)$$

Como esperado, o valor do índice de modulação para a técnica OPWM é $1/\sqrt{3}$ vezes menor do que para a técnica de máximo *boost* constante (Figura 3.23), com a vantagem de manter a tensão de modo-comum constante durante a aplicação dos vetores ativos e garantir caminho aberto durante a aplicação dos vetores de curto-circuito.

Uma possível sequência de aplicação de vetores na técnica OPWM (padrão espelhado) é a seguinte: $V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_5 \rightarrow V_{st} \rightarrow V_5 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1$. São escolhidos vetores de curto-circuito que realizam o curto-circuito em um único braço do ZSI-D, garantindo o mínimo número de chaveamentos na transição $V_5 \rightarrow V_{st} \rightarrow V_5$. Para evitar estresse desigual nos braços do inversor, o vetor de curto-circuito pode ser alterado a cada 120° do período das tensões de referência na saída, garantindo que cada braço realize curtos-circuitos por tempos iguais. Uma possível solução (existem diversas) é verificar qual das tensões de referência na saída é a maior e usar o vetor de curto-circuito da fase da maior tensão. Neste caso, entre -60° e $+60^\circ$, aplica-se o vetor V_{st}^u ; entre $+60^\circ$ e $+180^\circ$, aplica-se o vetor V_{st}^v ; e entre -180° e -60° , aplica-se o vetor V_{st}^w . O padrão de chaveamento e a tensão de modo-comum v_{MC-N} da técnica OPWM podem ser vistos na Figura 3.24.

É possível notar, na Figura 3.24, que a tensão de modo-comum permanece constante durante as transições entre vetores ativos ímpares. As duas únicas mudanças na tensão de modo-comum ocorrem nas transições ativo para curto-circuito e curto-circuito para ativo, nas quais os diodos D_1 e D_2 estão reversamente polarizados, bloqueando o caminho para a circulação da corrente de dispersão.

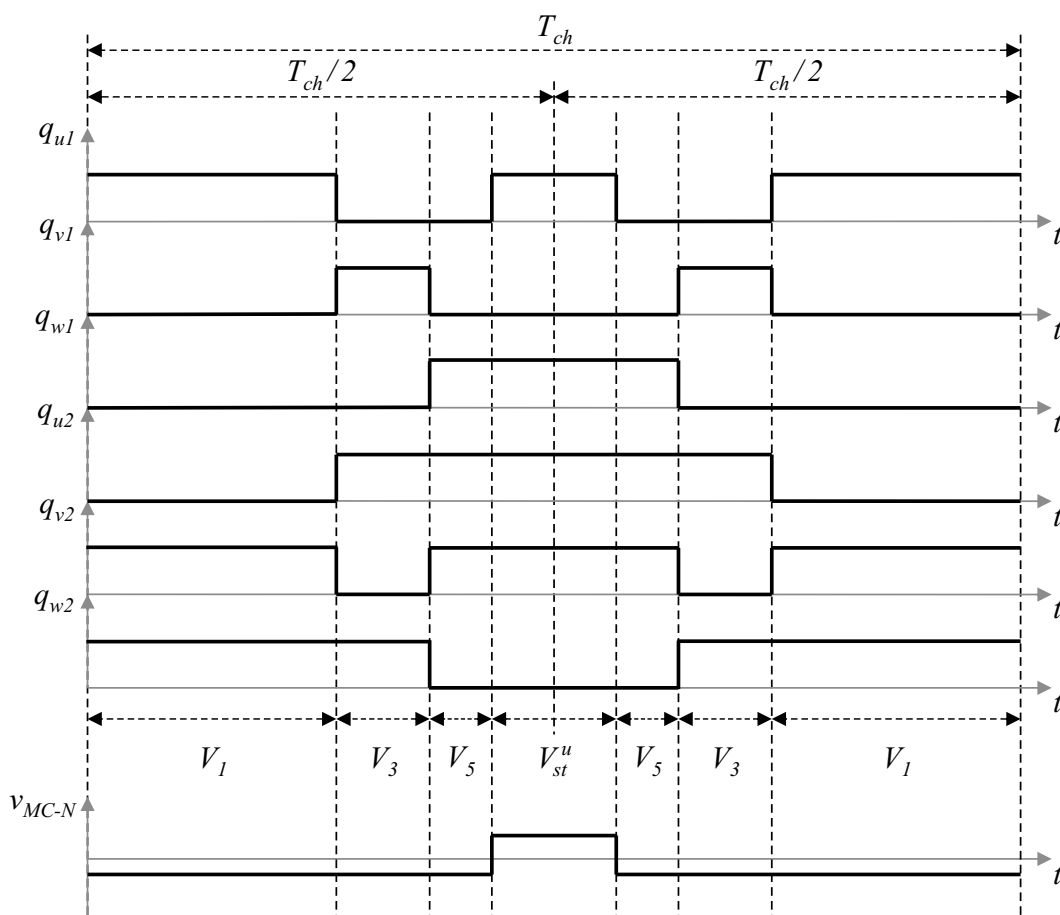


Figura 3.24: Padrão de chaveamento e a tensão de modo-comum v_{MC-N} do ZSI controlado pela técnica OPWM, quando o vetor de referência está localizado entre -60° e $+60^\circ$.

Técnica EPWM

Como pode ser visto na Tabela 3.2, quando são aplicados vetores ativos pares no ZSI-D (V_2 , V_4 e V_6), a tensão de modo-comum v_{MC-N} tem valor igual a $(\frac{G_C+1}{3})v_{PN}$. Como geralmente não ocorrem mudanças bruscas nos valores de v_{PN} e G_C , se somente vetores pares são aplicados no ZSI-D, pode-se considerar a tensão de modo-comum constante. Como esta técnica se baseia na mesma lógica da técnica OPWM, mesmo se vetores de curto-circuito estiverem sendo aplicados em conjunto com vetores ativos pares, espera-se que a corrente de dispersão seja bastante reduzida.

A representação dos três vetores ativos pares (V_2 , V_4 e V_6 na Tabela 2.3) no plano $\alpha\beta$ pode ser vista na Figura 3.25. Os três vetores ativos pares possuem mesmo módulo ($\frac{2}{3}\hat{v}_{ZO}$) e estão deslocados de 120° uns dos outros.

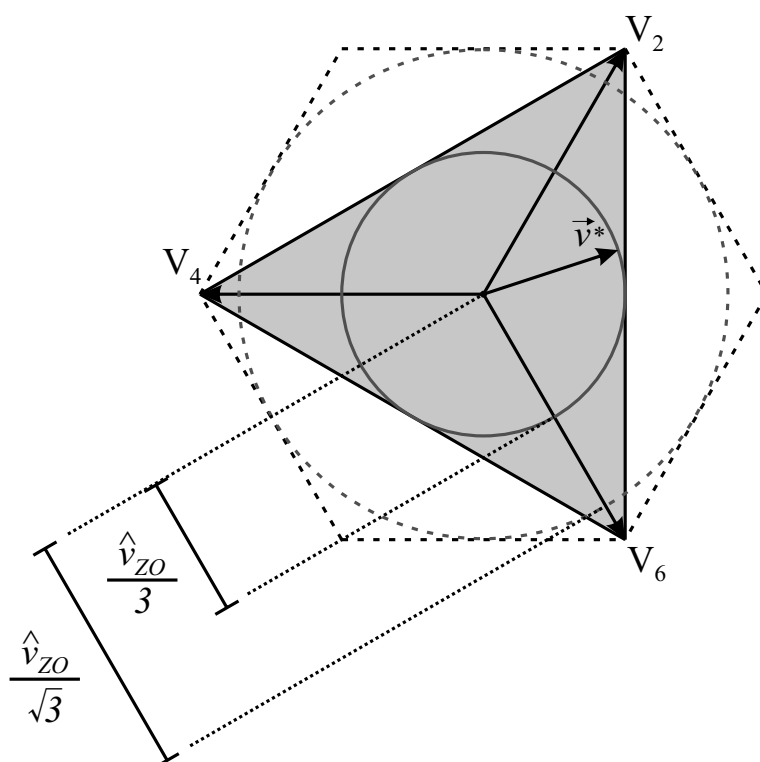


Figura 3.25: Representação do limite da região linear do vetor de referência para a técnica EPWM no ZSI-D.

Se, durante um período de chaveamento, somente vetores ativos pares e vetores de curto-circuito forem aplicados, o vetor de referência \vec{v}^* só poderá estar localizado na área interna do triângulo equilátero da Figura 3.25. A esta técnica, que utiliza somente os vetores ativos pares e os vetores de curto-circuito do ZSI-D, deu-se o nome de técnica EPWM, em que a sigla E representa a palavra *even*, que significa par em inglês [68].

A região linear do índice de modulação para esta técnica está limitada por um círculo inscrito no triângulo equilátero, como pode ser visto na Figura 3.25. O raio limite para a técnica EPWM é igual a $\hat{v}_{ZO}/3$, ou seja, $1/\sqrt{3}$ do raio limite da técnica de máximo *boost* constante. Esta perda no raio limite pode ser compensada ao usar um fator *boost* maior no ZSI-D.

Na técnica EPWM, as tensões de referência na saída definidas em (2.16) são transformadas para o plano $\alpha\beta$ através da transformação de Clarke em (2.17). Sabe-se que o vetor de referência ($\vec{v}^* = v_\alpha^* + jv_\beta^*$) pode ser representado como a soma de cada vetor ativo par ponderado pela sua respectiva razão de trabalho. Desta forma, é possível definir

uma equação para o eixo α , outra para o eixo β e uma terceira equação para a soma das três razões de trabalho:

$$\begin{aligned} v_\alpha^* &= 0,5\tau_2|V_2| - \tau_4|V_4| + 0,5\tau_6|V_6| \\ v_\beta^* &= \frac{\sqrt{3}}{2}\tau_2|V_2| - \frac{\sqrt{3}}{2}\tau_6|V_6| \\ (1 - \tau_{st}) &= \tau_2 + \tau_4 + \tau_6 \end{aligned} \quad (3.22)$$

Na última equação em (3.22), as razões de trabalho dos vetores ativos pares somam $1 - \tau_{st}$, justamente para sobrar uma proporção do período de chaveamento igual a τ_{st} , na qual são aplicados os vetores de curto-circuito no ZSI-D. Resolvendo o sistema de equações em (3.22), que tem solução única, e sabendo que $|V_2| = |V_4| = |V_6| = 2\hat{v}_{ZO}/3$, é possível encontrar as razões de trabalho dos vetores ativos pares [68]:

$$\begin{aligned} \tau_2 &= \frac{t_2}{T_{ch}} = \frac{1}{3} + \frac{v_\alpha^*}{2\hat{v}_{ZO}} + \frac{\sqrt{3}v_\beta^*}{2\hat{v}_{ZO}} - \frac{\tau_{st}}{3} \\ \tau_4 &= \frac{t_4}{T_{ch}} = \frac{1}{3} - \frac{v_\alpha^*}{\hat{v}_{ZO}} - \frac{\tau_{st}}{3} \\ \tau_6 &= \frac{t_6}{T_{ch}} = \frac{1}{3} + \frac{v_\alpha^*}{2\hat{v}_{ZO}} - \frac{\sqrt{3}v_\beta^*}{2\hat{v}_{ZO}} - \frac{\tau_{st}}{3} \end{aligned} \quad (3.23)$$

em que t_j é o tempo de aplicação do vetor par V_j , τ_j é a respectiva razão de trabalho e $j = \{2, 4 \text{ e } 6\}$. Vale ressaltar que, primeiramente, escolhe-se o valor de τ_{st} para que o ZSI-D alcance determinado fator *boost* B desejável e, posteriormente, são calculadas as razões de trabalho dos vetores ativos pares em função de τ_{st} usando as relações em (3.23).

Sabendo que as razões de trabalho em (3.23) estão restritas a valores entre 0 e 1, é possível encontrar o valor máximo da amplitude das tensões na saída, que é igual a $V_s = (1 - \tau_{st})\hat{v}_{ZO}/3$. Sabendo que $V_s = m\hat{v}_{ZO}/2$, encontram-se os valores do índice de modulação e do fator *buck-boost* para a técnica EPWM:

$$\begin{aligned} m &= \frac{2}{3}(1 - \tau_{st}) \\ B_B &= m \cdot B = \frac{2}{3} \underbrace{\frac{(1 - \tau_{st})}{(1 - 2\tau_{st})}}_{G_C} = \frac{2}{3}G_C \end{aligned} \quad (3.24)$$

Como esperado, o valor de m para a técnica EPWM é igual ao da técnica OPWM. Uma possível sequência de aplicação de vetores na técnica EPWM (padrão espelhado) é

a seguinte: $V_2 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_{st} \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_2$. São escolhidos vetores de curto-circuito que realizam o curto-circuito em um único braço do ZSI-D, garantindo o mínimo número de chaveamentos na transição $V_6 \rightarrow V_{st} \rightarrow V_6$. Para evitar estresse desigual nos braços do inversor, o vetor de curto-circuito pode ser alterado a cada 120° do período das tensões de referência na saída, garantindo que cada braço realize curtos-circuitos por tempos iguais. Uma possível solução (existem diversas) é verificar qual das tensões de referência na saída é a menor e usar o vetor de curto-circuito da fase da menor tensão. Neste caso, entre 0° e $+120^\circ$, aplica-se o vetor V_{st}^w ; entre $+120^\circ$ e $+180^\circ$ e entre -180° e -120° , aplica-se o vetor V_{st}^u ; e entre -120° e 0° , aplica-se o vetor V_{st}^v . O padrão de chaveamento e a tensão de modo-comum v_{MC-N} da técnica EPWM podem ser vistos na Figura 3.26.

É possível notar na Figura 3.26 que a tensão de modo-comum permanece constante

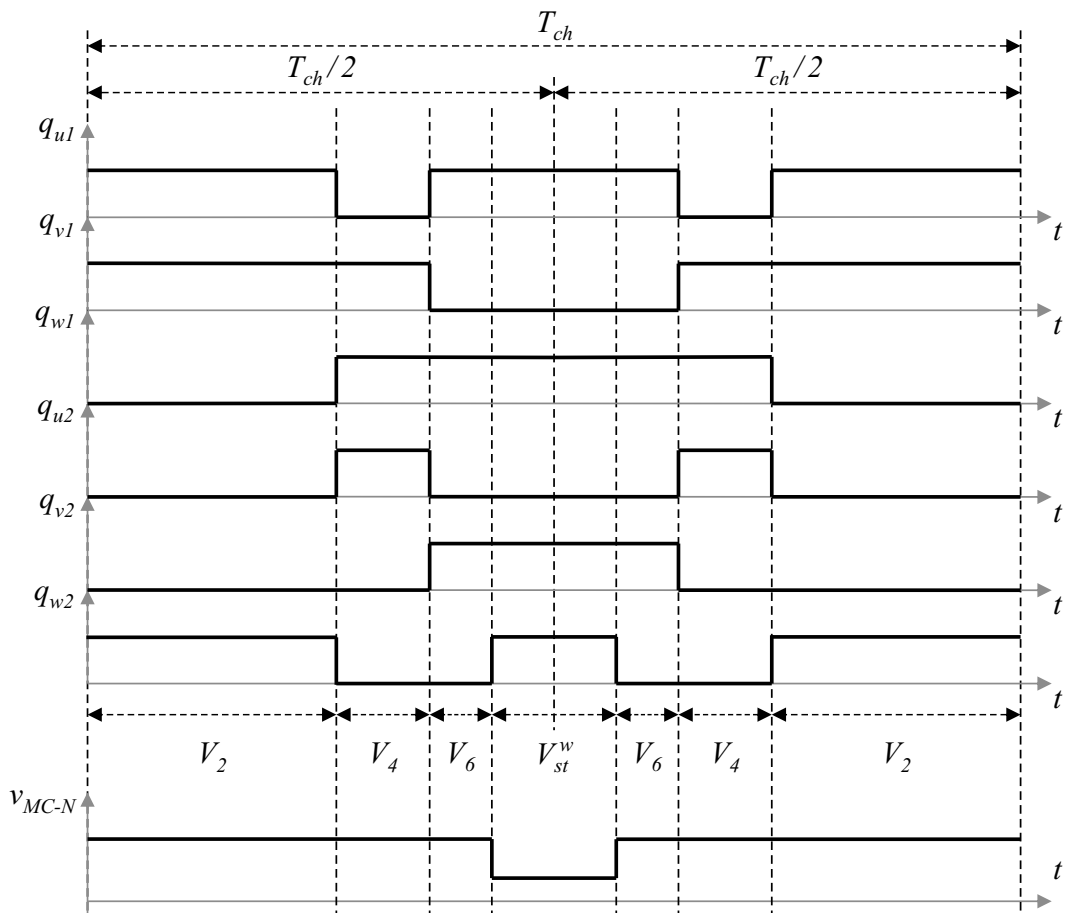


Figura 3.26: Padrão de chaveamento e a tensão de modo-comum v_{MC-N} do ZSI controlado pela técnica EPWM, quando o vetor de referência está localizado entre 0° e $+120^\circ$.

durante as transições entre vetores ativos pares. As duas únicas mudanças na tensão de modo-comum ocorrem nas transições ativo para curto-circuito e curto-circuito para ativo, nas quais os diodos D_1 e D_2 estão reversamente polarizados, bloqueando o caminho para a circulação da corrente de dispersão.

Técnica OEPWM1

Observando o triângulo dos vetores ativos ímpares da técnica OPWM, visto na Figura 3.23, percebe-se que, se o vetor de referência estiver em torno de 0° , $+120^\circ$ ou -120° , este vetor será sintetizado por um vetor ativo ímpar próximo e por dois vetores ativos ímpares distantes. Portanto, nestes instantes, as ondulações das tensões e correntes na saída do inversor serão grandes. Por outro lado, percebe-se que, se o vetor das tensões de referência na saída estiver em torno de $+60^\circ$, $+180^\circ$ ou -60° , este vetor será sintetizado por dois vetores ativos ímpares próximos e por um vetor ativo ímpar distante. Portanto, nestes instantes, as ondulações das tensões e correntes na saída do inversor serão pequenas.

Da mesma forma, para o triângulo dos vetores ativos pares da técnica EPWM, visto na Figura 3.25, em torno de 0° , $+120^\circ$ ou -120° , as ondulações das tensões e correntes na saída do inversor serão pequenas, e, em torno de $+60^\circ$, $+180^\circ$ ou -60° , as ondulações das tensões e correntes na saída do inversor serão grandes.

Percebe-se, então, que os instantes em que as ondulações na técnica OPWM são pequenas são complementares aos instantes em que as ondulações na técnica EPWM são pequenas. Consequentemente, é possível obter uma técnica mista irá gerar as menores ondulações para uma determinada localização do vetor de referência na saída, garantindo baixas distorções na saída do ZSI-D. Partindo deste princípio, é estabelecida a seguinte regra:

- Se o vetor de referência na saída estiver entre $+30^\circ$ e $+90^\circ$, entre $+150^\circ$ e $+180^\circ$, entre -180° e -150° e entre -90° e -30° , aplica-se a técnica OPWM (área cinza claro na Figura 3.27), calculando as razões de trabalho em (3.20) e seguindo o chaveamento visto na Figura 3.24;
- Se o vetor de referência na saída estiver entre -30° e $+30^\circ$, entre $+90^\circ$ e $+150^\circ$ e

entre -150° e -90° , aplica-se a técnica EPWM (área cinza escuro na Figura 3.27), calculando as razões de trabalho em (3.23) e seguindo o chaveamento visto na Figura 3.26.

A esta técnica deu-se o nome de OEPWM1. A representação da técnica OEPWM1 no plano $\alpha\beta$ pode ser vista na Figura 3.27.

Seguindo a regra estabelecida de aplicação das técnicas OPWM e EPWM de forma alternada, o vetor de referência \vec{v}^* só poderá estar localizado na intersecção dos dois triângulos equiláteros, gerando a área do hexágono menor visto na Figura 3.27. A região linear do índice de modulação para a técnica OEPWM1 está limitada por um círculo inscrito no hexágono menor, como pode ser visto na Figura 3.27. O raio limite para a técnica OEPWM1 é igual a $\hat{v}_{ZO}/3$, ou seja, é igual ao raio limite para as técnicas OPWM e EPWM.

Portanto, os valores do índice de modulação e do fator *buck-boost* para a técnica OEPWM1 são iguais aos das técnicas OPWM e EPWM:

$$\begin{aligned} m &= \frac{2}{3}(1 - \tau_{st}) \\ B_B &= m \cdot B = \frac{2}{3} \underbrace{\frac{(1 - \tau_{st})}{(1 - 2\tau_{st})}}_{G_C} = \frac{2}{3}G_C \end{aligned} \quad (3.25)$$

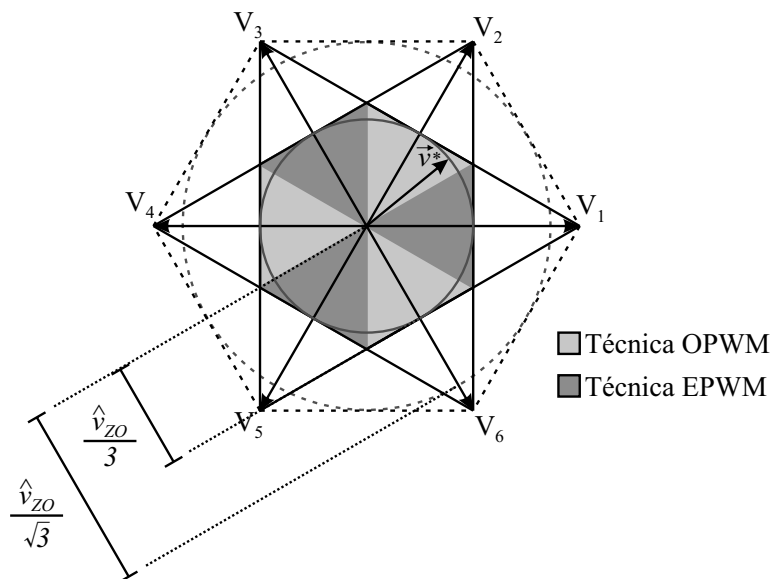


Figura 3.27: Representação do limite da região linear para a técnica OEPWM1 no ZSI-D.

Como pode ser visto na Figura 3.27, a cada 60° do período das tensões de referência na saída, as técnicas OPWM e EPWM são aplicadas de forma alternada. Como as tensões de modo-comum dos vetores ativos ímpares são diferentes das dos vetores ativos pares (Tabela 3.2), a cada transição de um vetor ímpar para par ou par para ímpar (a cada 60°), ocorre uma mudança no nível da tensão de modo-comum estando os diodos D_1 e D_2 conduzindo. Nestes instantes, surgem flutuações na capacitância parasita do sistema fotovoltaico, gerando seis picos na corrente de dispersão a cada período das tensões de referência na saída.

Mesmo com esta aparente desvantagem, o valor eficaz da corrente de dispersão na técnica OEPWM1 continuará bastante reduzido quando comparado com a técnica de máximo *boost* constante. Na técnica de máximo *boost* constante, ocorrem oito transições na tensão de modo-comum a cada período de chaveamento (Figura 3.22). Se uma frequência de chaveamento de $f_{ch} = 10kHz$ for escolhida, ocorrem picos na corrente de dispersão cerca de 222 vezes mais frequentes do que na técnica OEPWM1. Além do mais, na técnica de máximo *boost* constante, ocorrem transições entre vetores ativos e nulos, onde surgem os maiores saltos na tensão de modo-comum. Na técnica OEPWM1, os saltos na tensão de modo-comum são menores, pois ocorrem transições só entre vetores ativos.

Técnica OEPWM2

A técnica OEPWM1 possui o mesmo limite da região linear que as técnicas OPWM e EPWM, com a vantagem de garantir menores ondulações e distorções das tensões e correntes na saída do ZSI-D, além de manter a tensão de modo-comum constante a cada 60° do período das tensões de referência na saída. É possível implementar uma técnica mista complementar à técnica OEPWM1, em que se prioriza um maior limite da região linear, com a desvantagem de sintetizar tensões e correntes com maiores ondulações e distorções.

Observando as Figuras 3.23 e 3.25, percebe-se que, se o vetor de referência na saída estiver em torno de 0° , $+120^\circ$ ou -120° para a técnica OPWM e em torno de $+60^\circ$, $+180^\circ$ ou -60° para a técnica EPWM, as ondulações e distorções das tensões e correntes na saída serão grandes. Por outro lado, nestes instantes, o vetor de referência está próximo dos vértices dos triângulos, ou seja, há possibilidade de aplicar uma maior tensão na saída do ZSI-

D. Conseqüentemente, é possível obter uma técnica mista que aplica a técnica que possui um vértice mais próximo do vetor de referência na saída, garantindo um maior índice de modulação no ZSI-D. Partindo deste princípio, é estabelecida a seguinte regra:

- Se o vetor de referência na saída estiver entre -30° e $+30^\circ$, entre $+90^\circ$ e $+150^\circ$ e entre -150° e -90° , aplica-se a técnica OPWM (área cinza claro na Figura 3.28), calculando as razões de trabalho em (3.20) e seguindo o chaveamento visto na Figura 3.24;
- Se o vetor de referência na saída estiver entre $+30^\circ$ e $+90^\circ$, entre $+150^\circ$ e $+180^\circ$, entre -180° e -150° e entre -90° e -30° , aplica-se a técnica EPWM (área cinza escuro na Figura 3.28), calculando as razões de trabalho em (3.23) e seguindo o chaveamento visto na Figura 3.26.

A esta técnica deu-se o nome de OEPWM2 [68]. A representação da técnica OEPWM2 no plano $\alpha\beta$ pode ser vista na Figura 3.28.

Seguindo a regra estabelecida de aplicação das técnicas OPWM e EPWM de forma alternada, o vetor de referência na saída \vec{v}^* poderá estar localizado na união dos dois triângulos equiláteros, gerando a área da estrela, vista na Figura 3.28.

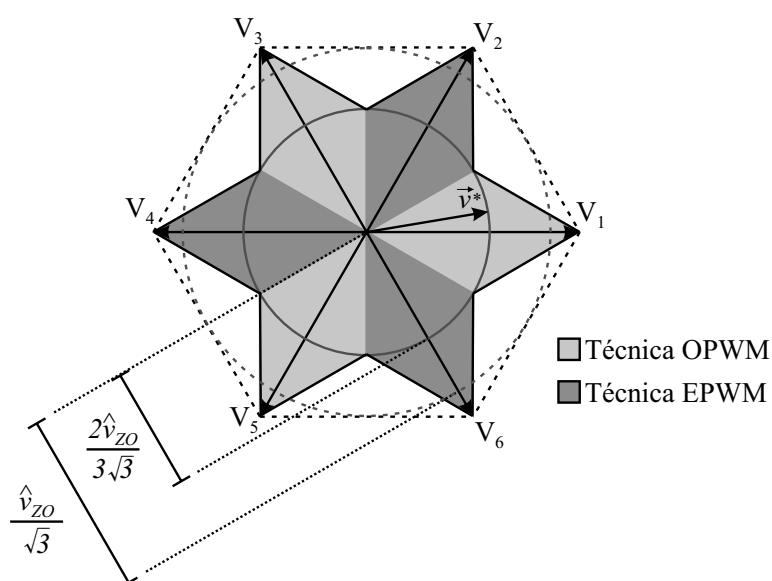


Figura 3.28: Representação do limite da região linear do vetor de referência para a técnica OEPWM2 no ZSI-D.

A região linear do índice de modulação para a técnica OEPWM2 está limitada por um círculo inscrito na estrela, como pode ser visto na Figura 3.28. O raio limite para a técnica OEPWM2 é a distância do centro aos vértices internos da estrela. É possível verificar que os vértices são os baricentros dos triângulos que formam os setores do hexágono da técnica SVM (Figura 2.2). Logo, o raio limite é a distância do vértice do triângulo-setor ao seu baricentro, que é igual a $2/3$ da altura do triângulo-setor (esta altura é igual a $\hat{v}_{ZO}/\sqrt{3}$). Portanto, o raio limite para a técnica OEPWM2 é igual a $(2\hat{v}_{ZO})/(3\sqrt{3})$, ou seja, é 15,47% maior que o raio limite para as técnicas OPWM, EPWM e OEPWM1.

O valor máximo da amplitude das tensões na saída para a técnica OEPWM2 é igual a $V_s = (1 - \tau_{st})(2\hat{v}_{ZO})/(3\sqrt{3})$. Sabendo que $V_s = m\hat{v}_{ZO}/2$, encontram-se os valores do índice de modulação e do fator *buck-boost* para a técnica OEPWM2:

$$\begin{aligned} m &= \frac{4}{3\sqrt{3}}(1 - \tau_{st}) \\ B_B &= m \cdot B = \frac{4}{3\sqrt{3}} \underbrace{\frac{(1 - \tau_{st})}{(1 - 2\tau_{st})}}_{G_C} = \frac{4}{3\sqrt{3}}G_C \end{aligned} \quad (3.26)$$

Como pode ser visto na Figura 3.28, a cada 60° do período das tensões de referência na saída, as técnicas OPWM e EPWM são aplicadas de forma alternada, de forma semelhante à técnica OEPWM1. Portanto, assim como na técnica OEPWM1, seis picos na corrente de dispersão são gerados a cada período da tensões de referência na saída na técnica OEPWM2.

3.2.5 Sistema de Controle da Topologia ZSI-D

Para sintetizar as correntes desejadas que são entregues à rede elétrica trifásica (i_j^* , em que $j = \{u, v, w\}$), é necessário implementar um controle de corrente adequado para o sistema fotovoltaico proposto da Figura 3.18. A Figura 3.29 exhibe todas as variáveis de interesse para o controle das correntes nos indutores que conectam a topologia ZSI-D à rede elétrica.

Observa-se, na Figura 3.29, que o sistema fotovoltaico composto pelo ZSI-D pode ser representado por três fontes de tensão conectadas em estrela, tendo, como ponto comum,

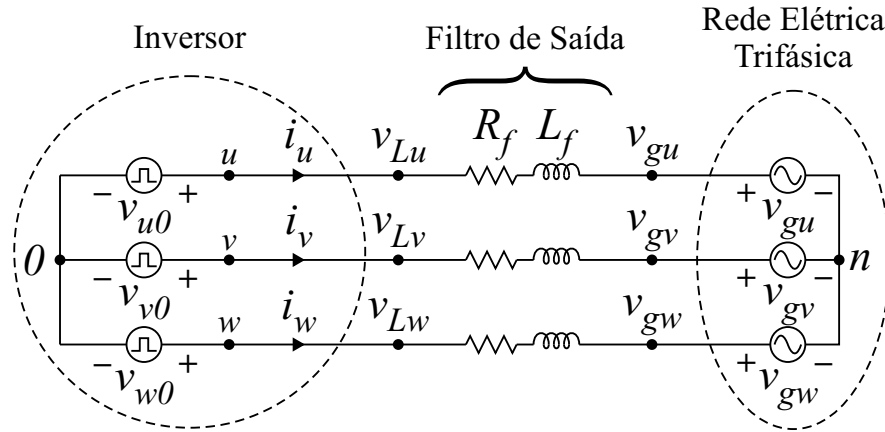


Figura 3.29: Circuito equivalente do sistema fotovoltaico composto pelo ZSI-D conectado à rede elétrica.

o ponto central fictício do barramento CC, chamado de 0. Portanto, as tensões das fontes conectadas em estrela são as tensões de polo do inversor (v_{j0}). As tensões v_{Lj} e v_{gj} são definidas em relação ao neutro (ponto n) da rede elétrica trifásica e as correntes i_j são as que circulam nos indutores do filtro de saída, que possuem indutância igual a L_f e resistência série equivalente igual a R_f . Vale ressaltar que as impedâncias da rede elétrica trifásica foram desprezadas no projeto do sistema de controle, devido aos seus baixos valores quando comparados aos valores das impedâncias do filtro de saída.

Através da análise da Figura 3.29, é possível deduzir as tensões de referência a serem sintetizadas na saída do inversor em função das tensões de referência no filtro de saída (v_{Lj}^*). Usando a Lei das Tensões de Kirchhoff, tem-se que:

$$\begin{aligned} v_{u0} &= v_u^* + v_h = v_{Lu}^* + v_{n0} \\ v_{v0} &= v_v^* + v_h = v_{Lv}^* + v_{n0} \quad , \\ v_{w0} &= v_w^* + v_h = v_{Lw}^* + v_{n0} \end{aligned} \quad (3.27)$$

em que v_{j0} são as tensões de polo, v_j^* são as tensões de referência na saída do conversor, v_h é a tensão homopolar adicionada às três tensões de referência, de forma a alcançar o limite da região linear do índice de modulação e v_{n0} é a tensão entre o neutro da rede elétrica e o ponto central fictício do barramento CC do conversor.

Considerando que as tensões de referência na saída do conversor assim como as tensões de referência no filtro são equilibradas, ou seja, $v_u^* + v_v^* + v_w^* = 0$ e $v_{Lu}^* + v_{Lv}^* + v_{Lw}^* = 0$, e

somando as três equações em (3.27), encontra-se que:

$$v_h = v_{n0} \quad (3.28)$$

Substituindo (3.28) em (3.27), encontra-se que,

$$\begin{aligned} v_u^* &= v_{Lu}^* \\ v_v^* &= v_{Lv}^* , \\ v_w^* &= v_{Lw}^* \end{aligned} \quad (3.29)$$

ou seja, as tensões senoidais de referência na saída do conversor (referenciadas ao ponto 0) são iguais às tensões de referência no filtro de saída (referenciadas ao ponto n).

O objetivo principal do sistema de controle é sintetizar as correntes de referência nos indutores do filtro de saída (i_j^*). Analisando a equação da tensão no indutor, é possível controlar sua corrente através da tensão em seus terminais, ou seja, $v_{Lj} - v_{gj}$. Se considerar as tensões na rede elétrica como distúrbios, é possível controlar, indiretamente, as tensões nos indutores através das tensões v_{Lj} . Como visto em (3.29), as tensões v_{Lj} são iguais às tensões v_j sintetizadas pelo ZSI-D e, portanto, o conversor consegue controlar indiretamente as correntes injetadas na rede elétrica. Primeiramente, é detalhado o projeto do indutor do filtro de saída e, em seguida, o sistema de controle das correntes.

Projeto do Filtro de Saída

Para projetar o indutor do filtro de saída, é necessário calcular o máximo valor da indutância que garanta uma queda de tensão no indutor menor que 10% do valor nominal da tensão fase-neutro na rede elétrica, quando o conversor entregar a corrente nominal à rede. Definindo V_{rede}^{nom} e I_{rede}^{nom} como os valores nominais das tensões e correntes na rede elétrica,

$$\omega_{rede} L_f I_{rede}^{nom} \leq \frac{V_{rede}^{nom}}{10}. \quad (3.30)$$

Isolando o valor da indutância em (3.30), obtém-se

$$L_f \leq \frac{V_{rede}^{nom}}{10\omega_{rede}I_{rede}^{nom}}. \quad (3.31)$$

Vale ressaltar que, mesmo que só exista um limite superior de L_f em (3.31), é importante escolher L_f próximo a este limite, de forma a garantir que as oscilações nas correntes injetadas na rede sejam as menores possíveis, diminuindo o estresse de corrente nas chaves do inversor e melhorando a qualidade da energia entregue à rede elétrica.

Controle das Correntes nos Indutores do Filtro de Saída

Observando a Figura 3.29, é possível encontrar as equações das tensões nos indutores do filtro de saída em função das suas correntes, que são as variáveis a serem controladas:

$$\begin{aligned} v_{Lu} - v_{gu} &= R_f i_u + L_f \frac{di_u}{dt} \\ v_{Lv} - v_{gv} &= R_f i_v + L_f \frac{di_v}{dt} , \\ v_{Lw} - v_{gw} &= R_f i_w + L_f \frac{di_w}{dt} \end{aligned} \quad (3.32)$$

em que $\frac{d}{dt}$ é o operador derivada no tempo e i_u , i_v e i_w são as correntes na saída do ZSI.

Através da Transformada de Clarke ou Transformada $abc-\alpha\beta$, vista em (2.13), é possível representar as tensões nos indutores em (3.32) como vetores nos eixos $\alpha\beta$:

$$\vec{v}_{L\alpha\beta} - \vec{v}_{g\alpha\beta} = R_f \vec{i}_{\alpha\beta} + L_f \frac{d}{dt}(\vec{i}_{\alpha\beta}), \quad (3.33)$$

em que $\vec{x}_{\alpha\beta} = x_\alpha + jx_\beta$ é a representação das variáveis x_α e x_β como vetores nos eixos $\alpha\beta$. Vale ressaltar que a componente de sequência zero é desprezada, já que seu valor é igual a zero, pois se trata de um sistema a três fios.

Uma estratégia usada em sistemas de controle de motores é transformar os vetores nos eixos $\alpha\beta$ para eixos dq síncronos, tornando as variáveis de referência contínuas. Desta forma, pode-se usar controladores proporcionais-integrais (PI) para controlar as variáveis de forma desejada. Para isso, é necessário usar uma transformação de eixos conhecida como Transformada de Park ou Transformada $\alpha\beta - dq$ [74][75]. Esta transformação converte as

variáveis que estão definidas nos eixos $\alpha\beta$ em variáveis definidas nos eixos rotatórios dq , que giram em sentido anti-horário com velocidade angular ω .

Considerando que as variáveis no sistema fotovoltaico composto pelo ZSI-D são definidas síncronas com a rede elétrica trifásica, os eixos dq têm que estar girando com velocidade angular ω_{rede} e devem ter posição angular igual a $\theta_{rede} = \omega_{rede}t$. Portanto, assim é definida a Transformada de Park ou Transformada $\alpha\beta - dq$ [75]:

$$\begin{array}{c} \text{Transformação de Park} \\ \left[\begin{array}{c} x_d \\ x_q \end{array} \right] = \overbrace{\left[\begin{array}{cc} \cos(\theta_{rede}) & \sin(\theta_{rede}) \\ -\sin(\theta_{rede}) & \cos(\theta_{rede}) \end{array} \right]} \left[\begin{array}{c} x_\alpha \\ x_\beta \end{array} \right], \end{array} \quad (3.34)$$

em que x_d é a componente de eixo direto e x_q é a componente de eixo em quadratura da variável representada nos eixos dq síncronos.

A transformada em (3.34) pode ser representada como uma operação realizada no vetor $\vec{x}_{\alpha\beta}$ para transformá-lo no vetor \vec{x}_{dq} , como mostrado abaixo:

$$\vec{x}_{dq} = \vec{x}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\theta_{rede}} \quad (3.35)$$

Usando a transformada $\alpha\beta - dq$ em (3.33), é possível representar as tensões nos indutores nos eixos dq síncronos:

$$\vec{v}_{Ldq} - \vec{v}_{gdq} = R_f \vec{i}_{dq} + L_f \frac{d}{dt} (\vec{i}_{\alpha\beta}) e^{-j\theta_{rede}} \quad (3.36)$$

Usando a propriedade da derivada da multiplicação em (3.35), encontra-se que:

$$\frac{d}{dt} (\vec{i}_{\alpha\beta}) e^{-j\theta_{rede}} = \frac{d}{dt} (\vec{i}_{dq}) + j\omega_{rede} \vec{i}_{dq} \quad (3.37)$$

Substituindo (3.37) em (3.36), chega-se a:

$$\vec{v}_{Ldq} - \vec{v}_{gdq} = R_f \vec{i}_{dq} + L_f \frac{d}{dt} (\vec{i}_{dq}) + j\omega_{rede} L_f \vec{i}_{dq} \quad (3.38)$$

É possível, então, representar (3.38) em duas equações separadas, uma para cada eixo:

$$\begin{aligned} v'_{Ld} &= v_{Ld} - v_{gd} + \omega_{rede} L_f i_q = R_f i_d + L_f \frac{di_d}{dt}, \\ v'_{Lq} &= v_{Lq} - v_{gq} - \omega_{rede} L_f i_d = R_f i_q + L_f \frac{di_q}{dt}, \end{aligned} \quad (3.39)$$

em que v'_{Ld} e v'_{Lq} são as componentes dq que controlam as correntes i_d e i_q , ou seja, são as saídas dos controladores PI. Os termos $-v_{gd} + \omega_{rede} L_f i_q$ e $-v_{gq} - \omega_{rede} L_f i_d$ são termos de compensação usados para acelerar a convergência do controle.

As relações (3.39) representam as equações das plantas a serem controladas. Aplicando a Transformada de Laplace [76], obtém-se as plantas no domínio de Laplace:

$$\frac{I_d(s)}{V'_{Ld}(s)} = \frac{1}{sL_f + R_f} \quad (3.40)$$

$$\frac{I_q(s)}{V'_{Lq}(s)} = \frac{1}{sL_f + R_f} \quad (3.41)$$

Observa-se, em (3.40) e (3.41), que as tensões v'_{Ld} e v'_{Lq} podem ser usadas para controlar as correntes nos indutores i_d e i_q , respectivamente. Para implementar o controle de ambas as variáveis, dois controladores PI são usados, como visto na Figura 3.30.

A função de transferência de um PI de corrente é definida como

$$PI(s) = k_p^i + \frac{k_i^i}{s}, \quad (3.42)$$

em que k_p^i e k_i^i são os ganhos proporcional e integral do controle de corrente, respectivamente.

Usando (3.40) e (3.42), é possível obter a função de transferência em malha fechada do sistema da Figura 3.30 [76] (como ambas as plantas são idênticas, somente a de eixo direto é obtida):

$$\frac{I_d(s)}{I_d^*(s)} = \frac{\frac{k_p^i}{L_f} s + \frac{k_i^i}{L_f}}{s^2 + \left(\frac{R_f + k_p^i}{L_f} \right) s + \frac{k_i^i}{L_f}} \quad (3.43)$$

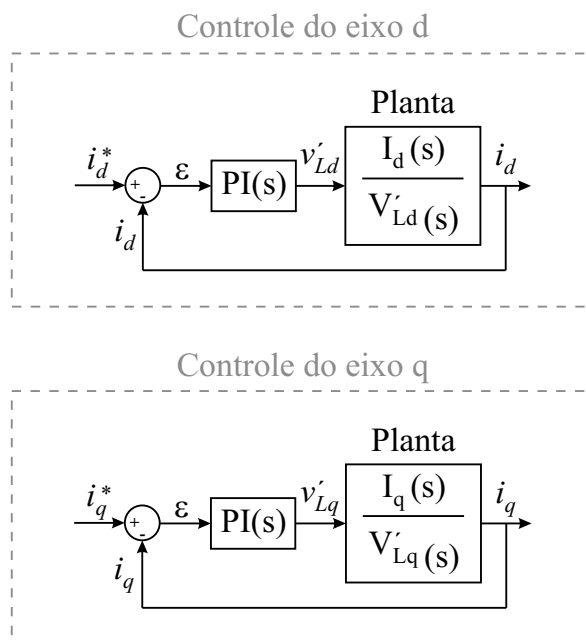


Figura 3.30: Esquema de controle das correntes nos indutores do filtro de saída do sistema fotovoltaico composto pelo ZSI-D.

Para projetar os ganhos do PI, é necessário definir os parâmetros que regem o comportamento dinâmico da função de transferência em malha fechada. O polinômio característico em (3.43) é de segunda-ordem, que pode ser representado por

$$s^2 + \left(\frac{R_f + k_p^i}{L_f} \right) s + \frac{k_i^i}{L_f} = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2, \quad (3.44)$$

em que ξ e ω_n representam o coeficiente de amortecimento e a frequência natural não amortecida do sistema de segunda ordem, respectivamente [76].

O coeficiente de amortecimento (ξ), em (3.44), determina diretamente se a resposta ao degrau da função de transferência é subamortecida, criticamente amortecida ou sobreamortecida. O valor $\xi = 1/\sqrt{2}$ é conhecido como amortecimento ótimo, pois o sistema alcança o valor final mais rapidamente que os sistemas de amortecimento crítico e sobreamortecidos, com um valor máximo de pico (*overshoot*) na faixa dos 5% [76].

A frequência natural não amortecida (ω_n), em (3.44), determina diretamente o tempo da resposta ao degrau do sistema, pois tem uma relação direta com o parâmetro conhecido como tempo de acomodação (t_s). O tempo de acomodação é definido como o tempo em que

a resposta ao degrau do sistema leva para entrar e permanecer na faixa dos $\pm 2\%$ do valor final e é definido como [76]

$$t_s = \frac{4}{\xi\omega_n}. \quad (3.45)$$

Após definir os parâmetros controláveis do sistema de segunda-ordem (ξ e t_s ou ξ e ω_n), é possível encontrar os ganhos do PI em função destes parâmetros usando (3.44) e (3.45):

$$k_p^i = 2\xi\omega_n L_f - R_f = \frac{8L_f}{t_s} - R_f \quad (3.46)$$

$$k_i^i = L_f\omega_n^2 = \frac{16L_f}{(\xi t_s)^2} \quad (3.47)$$

É importante ressaltar que o coeficiente de amortecimento ótimo ($\xi = 1/\sqrt{2}$) e a relação em (3.45) são perfeitamente válidos para funções de transferência em malha fechada que tenham polinômios característicos de segunda-ordem e que não possuam zeros [76]. Observa-se que a função de transferência de malha fechada do sistema de controle em questão, vista em (3.43), possui um zero. Neste caso, a resposta ao degrau do sistema não será exatamente igual ao projetado, embora dê resultados próximos ao esperado [76].

Para validar o projeto do sistema de controle de corrente, é obtida a resposta ao degrau da função de transferência de malha fechada, vista em (3.43). O indutor do filtro de saída escolhido possui os seguintes parâmetros: $R_f = 0,6\Omega$ e $L_f = 8,3mH$. Os ganhos do controlador PI foram ajustados para dar um amortecimento ótimo ($\xi = 1/\sqrt{2}$) e tempo de acomodação de $t_s = 1ms$, ou seja, $k_p^i = 65,8\Omega$ e $k_i^i = 265600\Omega \cdot rad/s$. A resposta ao degrau do sistema de controle de corrente pode ser vista na Figura 3.31.

Observa-se, na Figura 3.31, que a resposta ao degrau possui um *overshoot* de aproximadamente 20% e um tempo de acomodação em torno de 1ms. O tempo de acomodação ficou idêntico ao do sistema de malha fechada sem zeros, embora o *overshoot* tenha dado um valor quatro vezes maior. Se forem escolhidos valores de coeficiente de amortecimento maiores que $\xi = 1/\sqrt{2}$, observa-se que o *overshoot* diminui, sob pena de elevar consideravelmente o tempo de acomodação do sistema. Por exemplo, para um

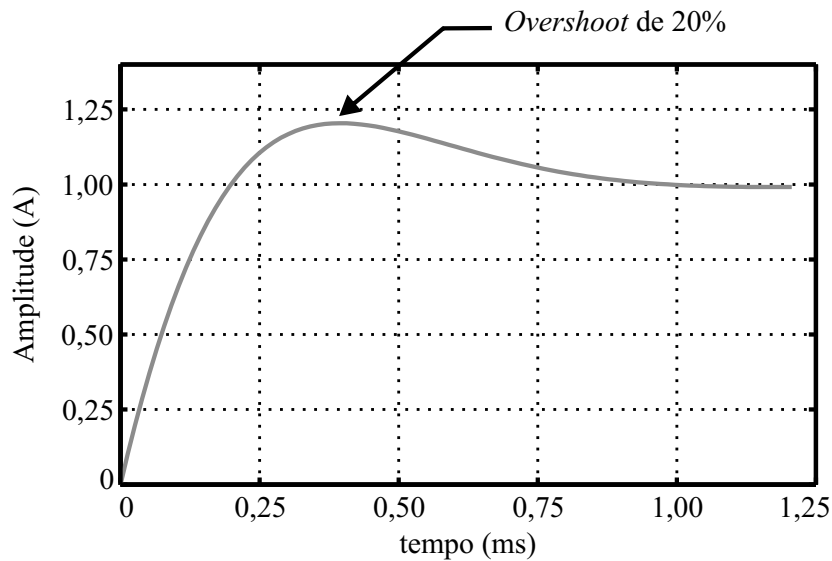


Figura 3.31: Resposta ao degrau do controle de corrente em malha fechada do sistema fotovoltaico composto pelo ZSI-D.

overshoot de 5% ($\xi = 1,9$), o sistema se acomoda em $6ms$ (seis vezes mais do que o projetado).

Esquema do Controle da Topologia ZSI-D

O esquema de controle completo do sistema fotovoltaico composto pelo ZSI-D pode ser visto na Figura 3.32.

Primeiramente, as correntes i_j^* , em que $j = \{u, v, w\}$, são obtidas a partir da potência ativa instantânea que o arranjo fotovoltaico está fornecendo. Posteriormente, as correntes de referência i_j^* e as correntes medidas i_j passam pelas transformações $abc - \alpha\beta$ e $\alpha\beta - dq$, vistas na Figura 3.32. É importante ressaltar que, para realizar as transformações $\alpha\beta - dq$ e $dq - \alpha\beta$, é necessário o valor instantâneo do ângulo das tensões da rede elétrica v_{gj} , ou seja, θ_{rede} . Este ângulo pode ser obtido por um PLL (*Phase-Locked Loop* - Malha Travada em Fase) adequado.

As correntes de referência i_d^* e i_q^* e as correntes medidas i_d e i_q entram nos controles de eixo d e q. As tensões v_{gj} (na rede elétrica) também são medidas e passam pelas transformações $abc - \alpha\beta$ e $\alpha\beta - dq$, pois são necessárias no controle.

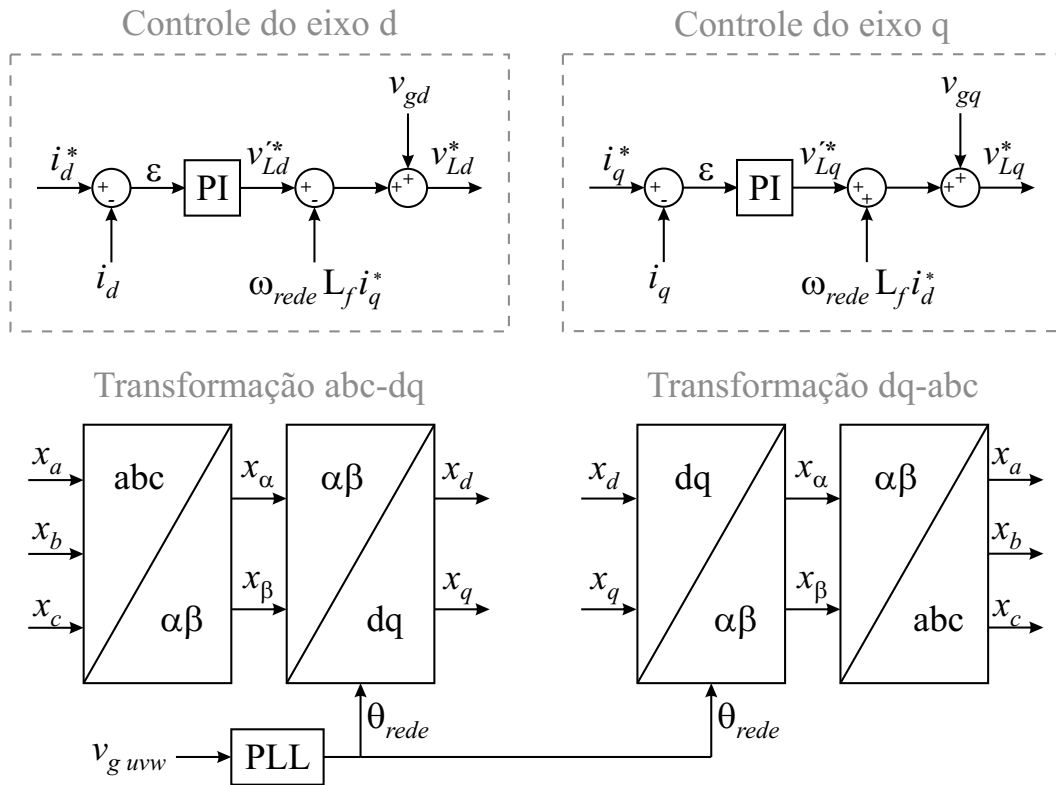


Figura 3.32: Esquema de controle completo do sistema fotovoltaico composto pelo ZSI-D.

Após a execução de todo o controle, as tensões v_{Ld}^* e v_{Lq}^* são obtidas. Estas tensões passam pelas transformações $dq-\alpha\beta$ e $\alpha\beta-abc$, vistas na Figura 3.32, obtendo-se as tensões de referência v_{Lj}^* . Em seguida, a relação em (3.29) é utilizada para determinar as tensões v_j^* em função das tensões v_{Lj}^* . As tensões v_j^* são, então, utilizadas em uma das técnicas de PWM para ZSI-D (técnica OPWM, por exemplo), obtendo-se as razões de trabalho dos vetores ativos e de curto-circuito do inversor. O padrão de chaveamento da técnica de PWM escolhida é aplicado nas chaves do inversor, garantindo que as tensões de referência sejam sintetizadas e que o controle funcione corretamente.

Para comprovar a funcionalidade do sistema fotovoltaico baseado na topologia ZSI-D proposta, incluindo o sistema de controle e as técnicas de PWM propostas, e para verificar a sua capacidade de reduzir as correntes de dispersão em sistemas aterrados e sem transformador, alguns resultados de simulação e experimentais são obtidos e comparados com os do sistema fotovoltaico baseado na topologia ZSI convencional.

3.2.6 Resultados de Simulação e Experimentais

Com o objetivo de comparar o desempenho dos sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador composto pelo ZSI-D controlado pelas técnicas propostas e composto pelo ZSI controlado pela técnica de máximo *boost* constante, resultados de simulação e experimentais são obtidos para sistemas conectados à rede e para sistemas alimentando uma carga aterrada. Além disso, valores simulados de Distorção Harmônica Total (DHT - definida e calculada conforme [25]) das correntes na saída, valores eficazes da corrente de dispersão (simulados e experimentais) e número de chaveamentos de cada técnica/topologia são analisados e comparados.

Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica

O sistema fotovoltaico aterrado e sem transformador composto pelo ZSI controlado pela técnica de máximo *boost* constante, mostrado na Figura 3.33, é simulado [15].

Neste sistema, o arranjo fotovoltaico e o capacitor do barramento CC são substituídos por uma fonte CC de valor constante igual à soma das tensões no ponto de máxima potência dos painéis, pois o objetivo da simulação não é testar a funcionalidade do arranjo fotovoltaico

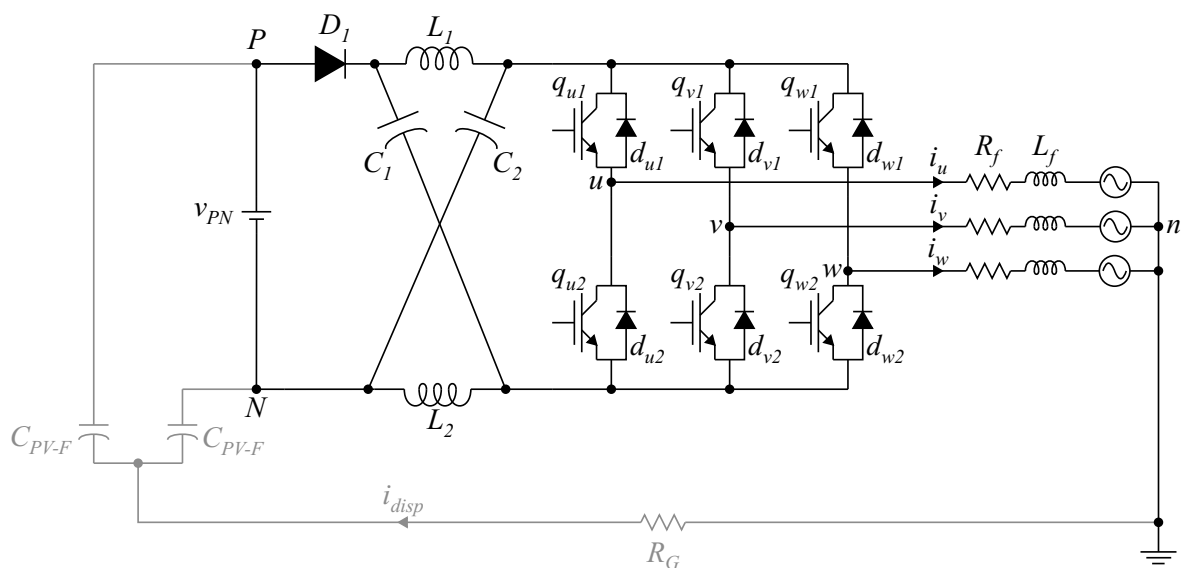


Figura 3.33: Sistema fotovoltaico aterrado e sem transformador conectado à rede composto por um arranjo fotovoltaico conectado ao ZSI controlado pela técnica de máximo *boost* constante.

nem o algoritmo de seguimento do ponto de máxima potência. Os valores nominais do arranjo fotovoltaico são obtidos de um conjunto de 24 painéis conectados em série modelo MSX-60 da *Solarex* [47] (os painéis estão instalados no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco).

Baseado nos valores de catálogo dos painéis para uma irradiância $S_{PV} = 1000W/m^2$ e uma temperatura ambiente $T_{PV} = 25^\circ C$, a potência total instalada é de $1440W$ e a tensão $v_{PN} = 410,4V$. Sabendo que os painéis possuem superfície de vidro e considerando o maior valor para a capacitância parasita entre as células fotovoltaicas e a carcaça aterrada, ou seja, $150nF/kW$ [62], tem-se que $C_{PV-F} = 216nF/2$ (o valor é dividido por dois, pois são duas capacitâncias representadas no circuito). A resistência de terra foi fixada em $R_G = 10\Omega$, valor típico em sistemas aterrados de acordo com a norma ABNT NBR 5419:2005 [77][78].

O sistema fotovoltaico é conectado a uma rede elétrica trifásica de $220V/60Hz$ (valor eficaz fase-neutro). Um sistema composto por um VSI necessitaria de uma tensão no barramento CC de pelo menos $550V$ para dar vazão à energia produzida por um arranjo fotovoltaico de $1440W$. Com o ZSI, é possível dar vazão à energia com uma tensão de barramento igual a $410,4V$. Os parâmetros da malha Z são (Figura 3.33): $L_1 = L_2 = L_Z = 2,5mH$ e $C_1 = C_2 = C_Z = 1000\mu F$. A frequência de chaveamento foi fixada em $10kHz$. O filtro de saída do sistema fotovoltaico foi projetado para suportar $V_{rede}^{nom} = 220V$ e $I_{rede}^{nom} = 7,07A$. Usando (3.31), encontra-se que $L_f \leq 8,3mH$. O indutor escolhido possui os seguintes parâmetros: $R_f = 0,6\Omega$ e $L_f = 8,3mH$.

O detector de passagem por zero foi o PLL escolhido para determinar o ângulo θ_{rede} , pois é um método de simples implementação que funciona bem quando as tensões na rede elétrica são puramente senoidais. A malha de controle das correntes nos indutores do filtro de saída é projetada com os seguintes parâmetros: $\xi = 1/\sqrt{2}$ (amortecimento ótimo) e tempo de acomodação $t_s = 1ms$. Usando (3.46) e (3.47), é possível encontrar os ganhos de ambos os PI de corrente: $k_p^i = 65,8\Omega$ e $k_i^i = 265600\Omega \cdot rad/s$.

A razão de trabalho dos vetores de curto-circuito foi fixada em $\tau_{st} = 0,25$, equivalendo a um fator *boost* de $B = 2$, um ganho $G_C = 1,5$ e um fator *buck-boost* de $B_B = 1,73$. O

resultado da simulação pode ser visto na Figura 3.34.

Observa-se, na Figura 3.34(a), que a tensão no capacitor da malha Z é 1,5 vezes maior que a do barramento CC. Na Figura 3.34(c) podem ser vistas as correntes entregues à rede elétrica pelo sistema fotovoltaico. As distorções presentes nos semiciclos negativos das correntes são causadas pela corrente de dispersão i_{disp} , mostrada na Figura 3.34(e), que circula nas três fases do circuito (um terço em cada fase). A tensão de modo-comum v_{MC-N} pode ser vista na Figura 3.34(d). Como esperado, a tensão de modo-comum tem um comportamento chaveado em alta frequência com altos valores de tensão (em torno de $-200V$ a $+600V$). O valor eficaz da corrente de dispersão é igual a $1,03A$, muito acima

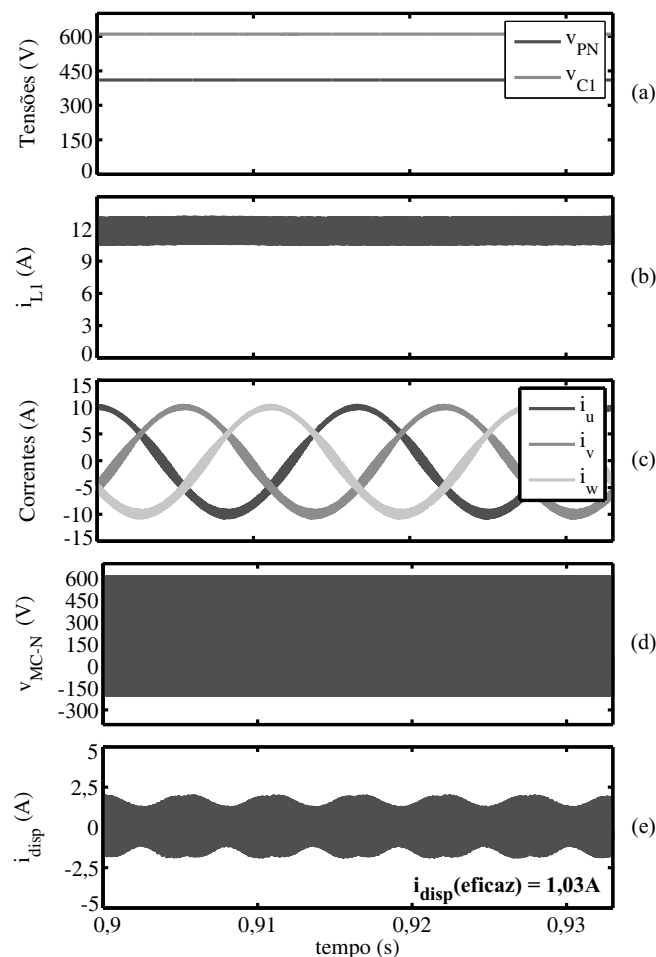


Figura 3.34: Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI controlado pela técnica de máximo *boost* constante: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) correntes na rede elétrica; (d) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (e) corrente de dispersão i_{disp} .

da norma alemã, demonstrando que a topologia ZSI controlada pela técnica de máximo *boost* constante não é capaz de garantir baixos valores de corrente de dispersão para sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador.

A tensão de modo-comum e a corrente de dispersão da Figura 3.34 podem ser vistas em detalhe na Figura 3.35. É visível que a tensão de modo-comum v_{MC-N} na Figura 3.35(a) possui o mesmo comportamento da Figura 3.22, ou seja, ocorrem oito transições em v_{MC-N} a cada período de chaveamento.

O mesmo sistema que foi conectado à topologia ZSI controlada pela técnica de máximo *boost* constante é simulado com a topologia ZSI-D controlada pela técnica OPWM, como pode ser visto na Figura 3.36 (incluindo os mesmos parâmetros de controle). Como a região linear do índice de modulação da técnica OPWM é menor que a da técnica de máximo *boost* constante, diferentes parâmetros relacionados aos vetores de curto-circuitos foram escolhidos: a razão de trabalho dos vetores de curto-circuito foi fixada em $\tau_{st} = 0,38$, equivalendo a $B = 4,17$, $G_C = 2,58$ e $B_B = 1,72$. O resultado da simulação pode ser visto na Figura 3.37.

Observa-se, na Figura 3.37(a), que a tensão no capacitor da malha Z é 2,58 vezes maior que a do barramento CC. Na Figura 3.37(c) podem ser vistas as correntes entregues à

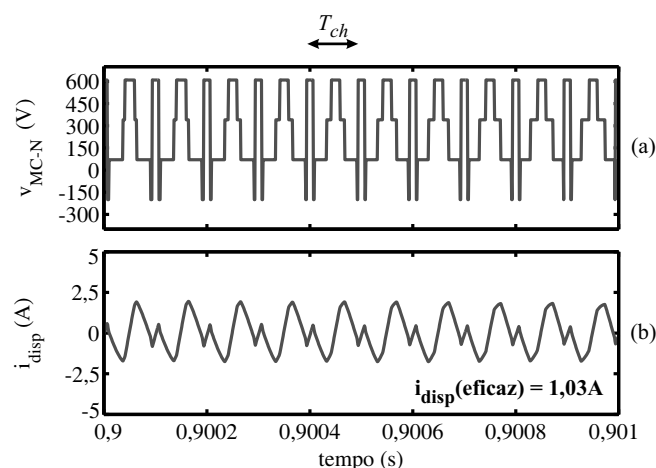


Figura 3.35: Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI controlado pela técnica de máximo *boost* constante (vista em detalhe): (a) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (b) corrente de dispersão i_{disp} .

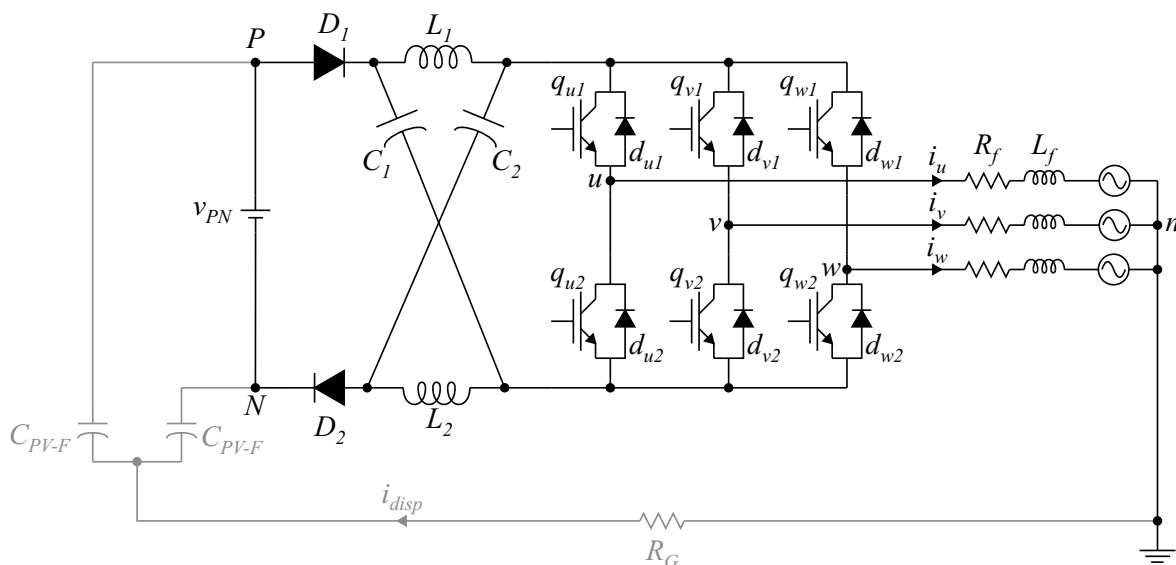


Figura 3.36: Sistema fotovoltaico aterrado e sem transformador conectado à rede composto por um arranjo fotovoltaico conectado ao ZSI-D controlado pelas técnicas propostas.

rede elétrica pelo sistema fotovoltaico. A corrente de dispersão i_{disp} , mostrada na Figura 3.37(e), é praticamente nula quando comparada com a da técnica de máximo *boost* constante controlando o ZSI. A tensão de modo-comum v_{MC-N} pode ser vista na Figura 3.37(d). Como esperado, a tensão de modo-comum tem um comportamento chaveado em alta frequência (em torno de $-100V$ a $+200V$). O valor eficaz da corrente de dispersão é igual a $5,74mA$, dentro da norma alemã e cerca de 180 vezes menor que a corrente de dispersão da técnica de máximo *boost* constante, demonstrando que o ZSI-D controlado pela técnica OPWM é capaz de garantir baixos valores de corrente de dispersão para sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador.

Vale ressaltar que as correntes entregues à rede elétrica na técnica OPWM, vistas na Figura 3.37(c), possuem maiores ondulações nos seus picos positivos, pois são justamente nestes instantes em que a trajetória circular do vetor de referência está mais distante do limite da região linear da técnica OPWM (mais distante da borda do triângulo delimitador).

A tensão de modo-comum e a corrente de dispersão da Figura 3.37 podem ser vistas em detalhe na Figura 3.38. É visível que a tensão de modo-comum v_{MC-N} na Figura 3.38(a) possui o mesmo comportamento da Figura 3.24, ou seja, ocorrem duas transições em v_{MC-N} a cada período de chaveamento, justamente nas transições dos vetores de curto-circuito.

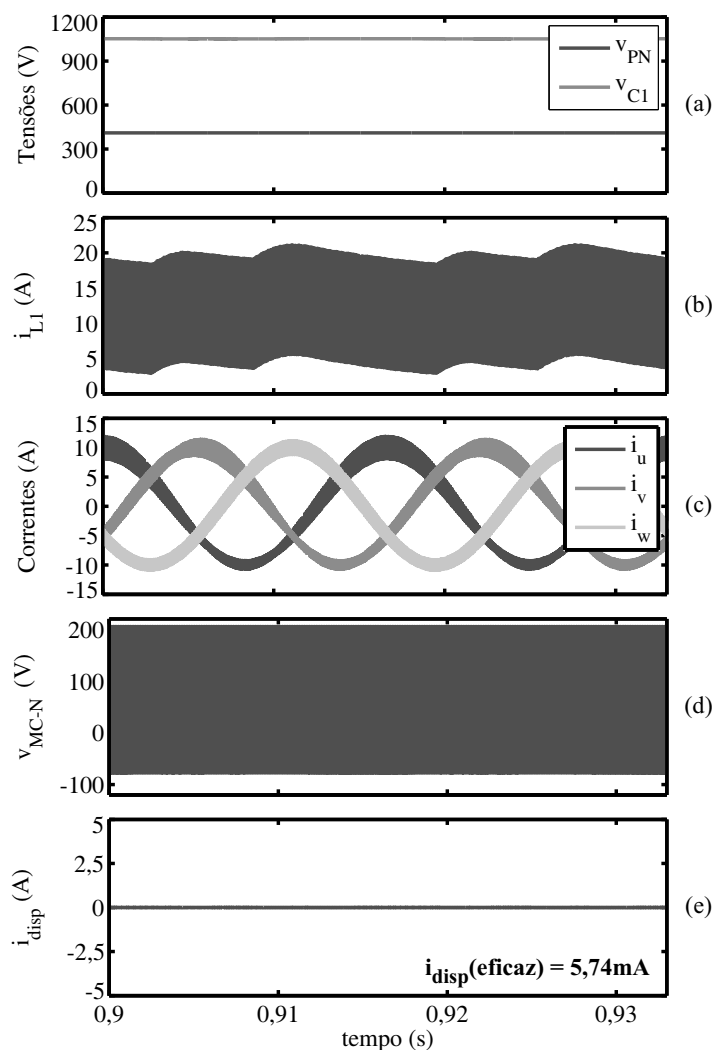


Figura 3.37: Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI-D controlado pela técnica OPWM: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) correntes na rede elétrica; (d) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (e) corrente de dispersão i_{disp} .

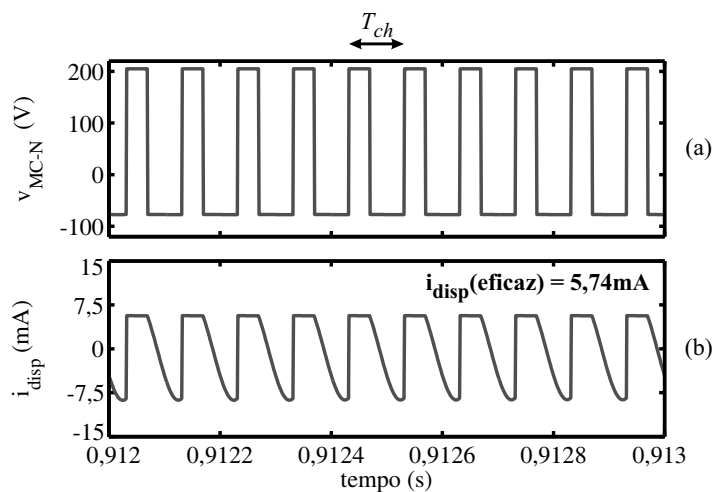


Figura 3.38: Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI-D controlado pela técnica OPWM (vista em detalhe): (a) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (b) corrente de dispersão i_{disp} .

O sistema fotovoltaico da Figura 3.36 também é simulado com a técnica EPWM usando os mesmos parâmetros da técnica OPWM, como pode ser visto na Figura 3.39.

Como esperado, a tensão de modo-comum tem um comportamento chaveado em alta frequência (em torno de $+200V$ a $+500V$). O valor eficaz da corrente de dispersão é igual a $5,76mA$, dentro da norma alemã e cerca de 180 vezes menor que a corrente de dispersão da técnica de máximo *boost* constante, demonstrando que o ZSI-D controlado pela técnica EPWM é capaz de garantir baixos valores de corrente de dispersão para sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador.

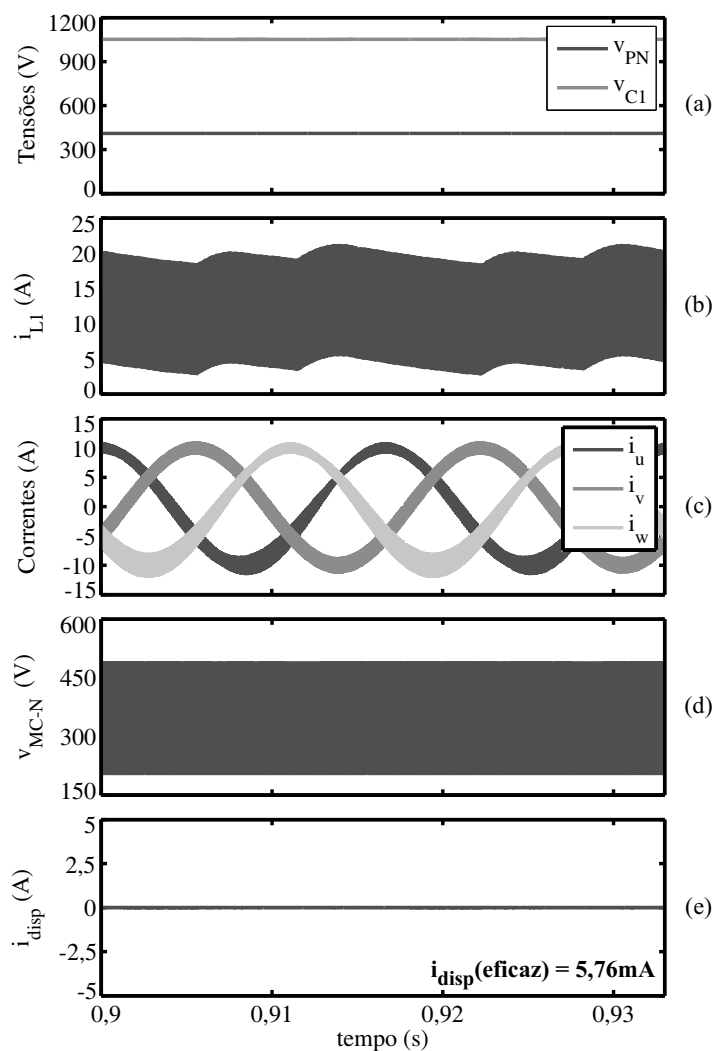


Figura 3.39: Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI-D controlado pela técnica EPWM: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) correntes na rede elétrica; (d) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (e) corrente de dispersão i_{disp} .

Vale ressaltar que as correntes entregues à rede elétrica na técnica EPWM, vistas na Figura 3.39(c), possuem maiores ondulações nos seus picos negativos, pois são justamente nestes instantes em que a trajetória circular do vetor de referência está mais distante do limite da região linear da técnica EPWM (mais distante da borda do triângulo delimitador).

A tensão de modo-comum e a corrente de dispersão da Figura 3.39 podem ser vistas em detalhe na Figura 3.40. É visível que a tensão de modo-comum v_{MC-N} na Figura 3.40(a) possui o mesmo comportamento da Figura 3.26, ou seja, ocorrem duas transições em v_{MC-N} a cada período de chaveamento, justamente nas transições dos vetores de curto-circuito.

O sistema fotovoltaico da Figura 3.36 também é simulado com a técnica OEPWM1 usando os mesmos parâmetros da técnica OPWM, como pode ser visto na Figura 3.41.

É possível notar, nas formas de onda das correntes, os instantes de transição da técnica OPWM para a técnica EPWM e vice-versa. A corrente de dispersão i_{disp} , mostrada na Figura 3.41(e), apresenta picos positivos e negativos justamente nas transições de uma técnica para outra, ou seja, a cada 60° do período das correntes na rede. A tensão de modo-comum v_{MC-N} pode ser vista na Figura 3.41(d). Como esperado, a tensão de modo-comum alterna seu padrão de chaveamento também a cada 60° . O valor eficaz da corrente de dispersão é igual a $366,54mA$, um pouco acima da norma alemã para este nível de potência, mas cerca

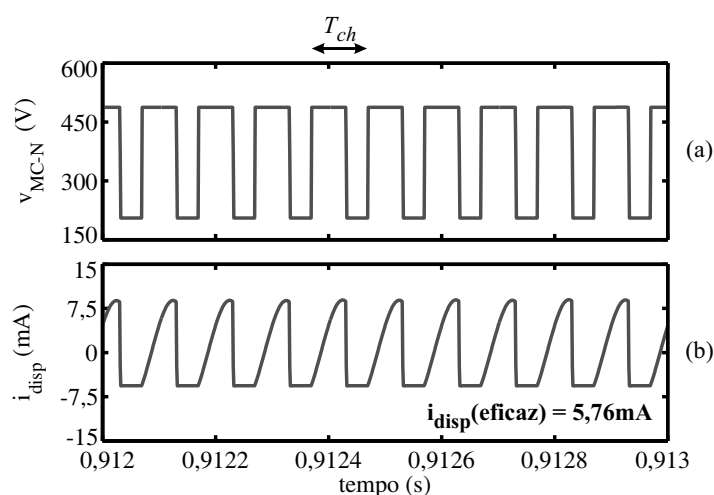


Figura 3.40: Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI-D controlado pela técnica EPWM (vista em detalhe): (a) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (b) corrente de dispersão i_{disp} .

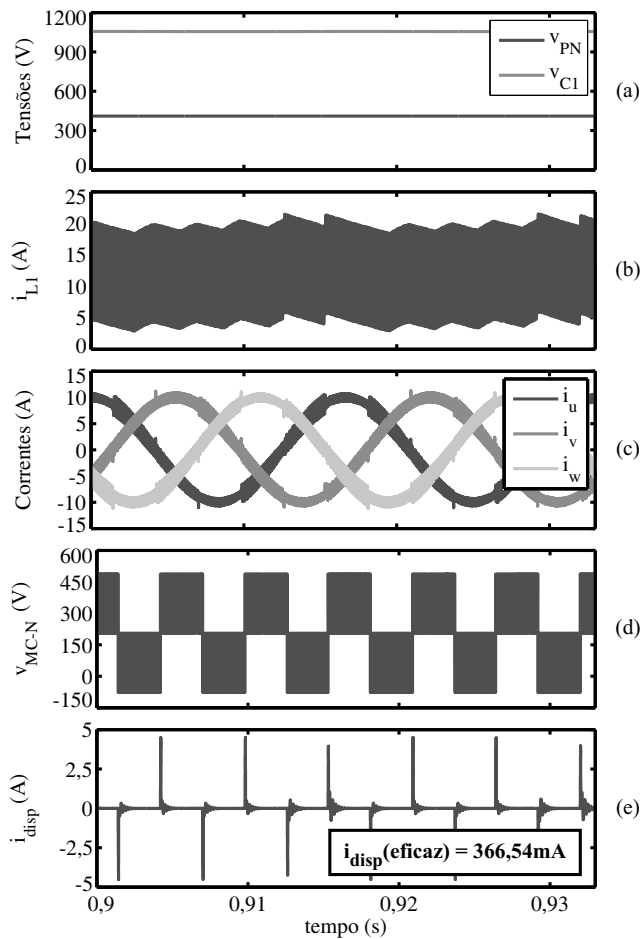


Figura 3.41: Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI-D controlado pela técnica OEPWM1: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) correntes na rede elétrica; (d) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (e) corrente de dispersão i_{disp} .

de 3 vezes menor que a corrente de dispersão da técnica de máximo *boost* constante. Se metade desta potência fosse entregue à rede, a corrente de dispersão desta técnica também estaria abaixo da norma alemã.

A tensão de modo-comum e a corrente de dispersão da Figura 3.41 podem ser vistas em detalhe na Figura 3.42. É visível que a tensão de modo-comum v_{MC-N} na Figura 3.42(a) possui o comportamento alternado dos padrões das Figuras 3.24 e 3.26, ou seja, ocorrem duas transições em v_{MC-N} a cada período de chaveamento, justamente nas transições dos vetores de curto-circuito.

O sistema fotovoltaico da Figura 3.36 também é simulado com a técnica OEPWM2

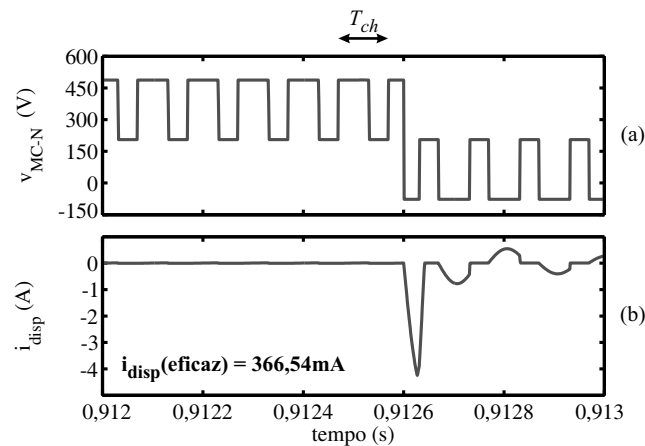


Figura 3.42: Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI-D controlado pela técnica OEPWM1 (vista em detalhe): (a) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (b) corrente de dispersão i_{disp} .

usando parâmetros diferentes dos da técnica OEPWM1 (já que o limite do índice de modulação para a técnica OEPWM2 é maior do que o da técnica OEPWM1): a razão de trabalho dos vetores de curto-circuito foi fixada em $\tau_{st} = 0,35$, equivalendo a $B = 3,33$, $G_C = 2,17$ e $B_B = 1,67$. O resultado de simulação pode ser visto na Figura 3.43.

Observa-se, na Figura 3.43(a), que a tensão no capacitor da malha Z é 2,17 vezes maior que a do barramento CC. Na Figura 3.43(c) podem ser vistas as correntes entregues à rede elétrica pelo sistema fotovoltaico. É possível notar, nas formas de onda das correntes, os instantes de transição da técnica OPWM para a técnica EPWM e vice-versa. Por outro lado, as distorções na técnica OEPWM2 são maiores que as na técnica OEPWM1. A corrente de dispersão i_{disp} , mostrada na Figura 3.43(e), apresenta picos positivos e negativos justamente nas transições de uma técnica para outra, ou seja, a cada 60° do período das correntes na rede. A tensão de modo-comum v_{MC-N} pode ser vista na Figura 3.43(d). Como esperado, a tensão de modo-comum alterna seu padrão de chaveamento também a cada 60° . O valor eficaz da corrente de dispersão é igual a $298,06mA$, abaixo (e quase no limite) da norma alemã e cerca de 3,5 vezes menor que a corrente de dispersão da técnica de máximo *boost* constante. Devido ao aumento de 15,47% no índice de modulação da técnica OEPWM2 quando comparado ao da técnica OEPWM1, esta apresenta menor fator *boost* e menor estresse nas chaves.

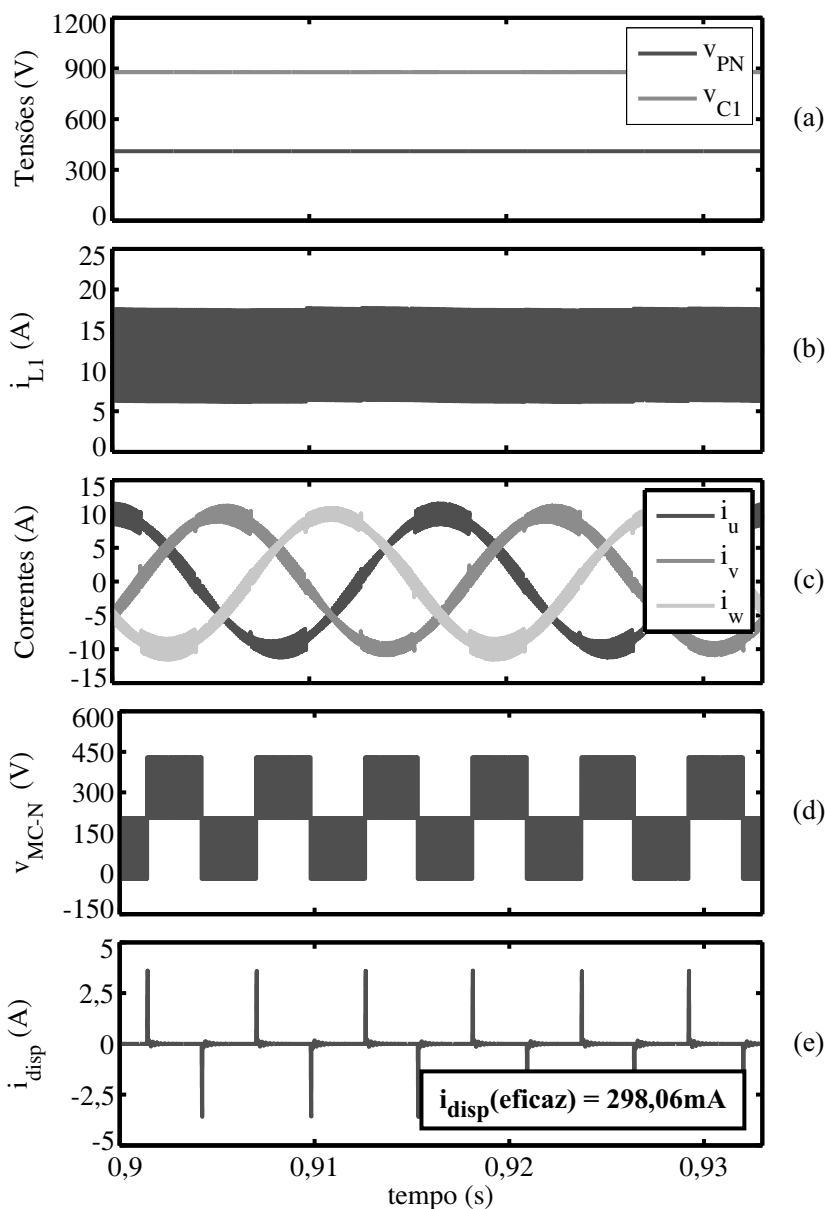


Figura 3.43: Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI-D controlado pela técnica OEPWM2: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) correntes na rede elétrica; (d) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (e) corrente de dispersão i_{disp} .

A tensão de modo-comum e a corrente de dispersão da Figura 3.43 podem ser vistas em detalhe na Figura 3.44. É visível que a tensão de modo-comum v_{MC-N} na Figura 3.44(a) possui o comportamento alternado dos padrões das Figuras 3.24 e 3.26, ou seja, ocorrem duas transições em v_{MC-N} a cada período de chaveamento, justamente nas transições dos vetores de curto-circuito.

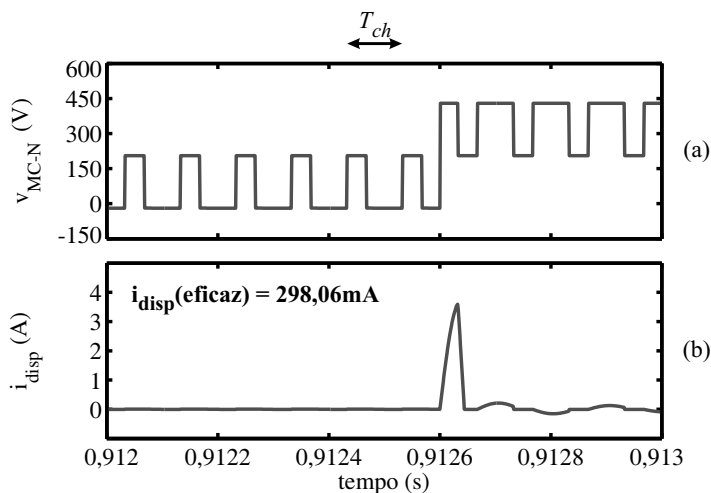


Figura 3.44: Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador conectado à rede elétrica com ZSI-D controlado pela técnica OEPWM2 (vista em detalhe): (a) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (b) corrente de dispersão i_{disp} .

Sistema Fotovoltaico Alimentando uma Carga RL Aterrada

O sistema fotovoltaico aterrado e sem transformador composto pelo ZSI controlado pela técnica de máximo *boost* constante, mostrado na Figura 3.45, é simulado e montado experimentalmente [15].

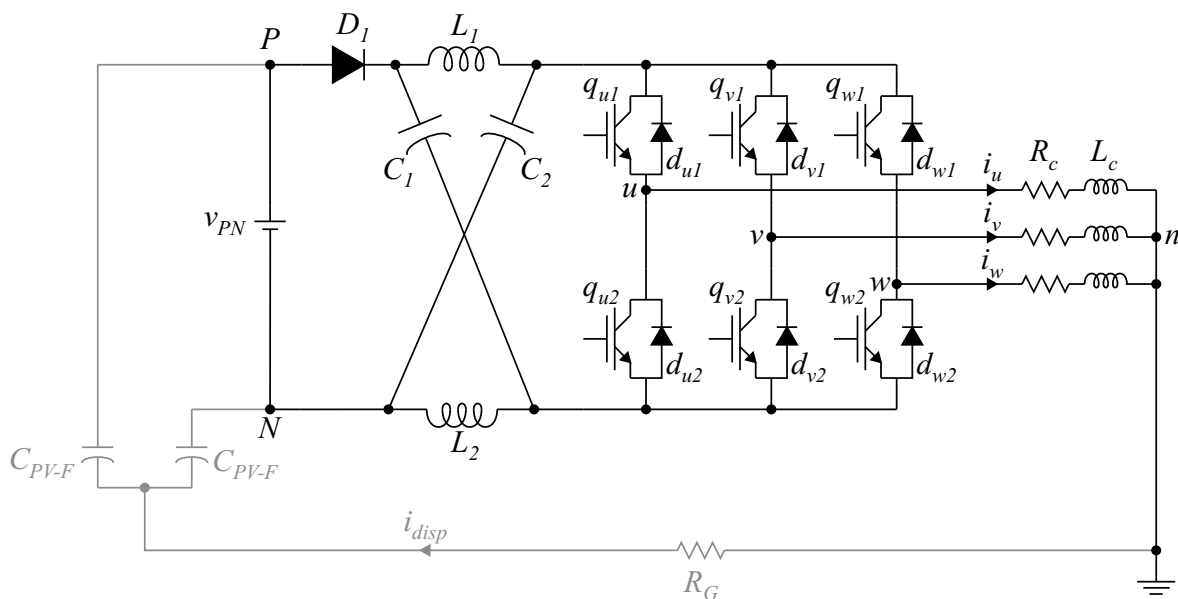


Figura 3.45: Sistema fotovoltaico aterrado e sem transformador alimentando uma carga RL aterrada e composto por um arranjo fotovoltaico conectado ao ZSI controlado pela técnica de máximo *boost* constante.

Devido às restrições no laboratório, o sistema da Figura 3.45 foi montado com os seguintes parâmetros: um variador de tensão trifásico de 380V foi conectado a uma ponte trifásica de diodos *Semikron* SKKD 26/12, que teve sua saída conectada a um capacitor eletrolítico de capacitância igual a $C_{PN} = 2200\mu F$, com tensão fixa em $v_{PN} = 100V$. Um capacitor de poliéster de capacitância igual a $C_{PV-F} = 235nF/2$ e um resistor de cerâmica de resistência igual a $R_G = 12\Omega$ foram usados como o circuito de conexão à terra (circuito de dispersão).

Diodos *Semikron* SKKD 60F17 foram usados para representar D_1 (e também D_2 na topologia ZSI-D). Os parâmetros da malha Z são: $L_Z = 2mH$ (indutores toroidais) e $C_Z = 1100\mu F$ (capacitores eletrolíticos). Os três braços de chaves do inversor foram implementados com IGBTs *Semikron* SKM 50GB123D e controlados por seis circuitos de gatilho *Semikron* SKHI 10/12. Todo o sistema foi montado em um dissipador *Semikron* P3/400mm.

O inversor alimenta uma carga trifásica RL aterrada com os seguintes parâmetros: $R_c = 64,5\Omega$ e $L_c = 7mH$. As técnicas de modulação foram implementados em um processador digital de sinais TMS320F28335 da *Texas Instruments*. A frequência de chaveamento foi fixada em $10kHz$.

Os parâmetros da técnica de máximo *boost* constante para o ZSI foram: razão de trabalho dos vetores de curto-circuito igual a $\tau_{st} = 0,30$, equivalendo a $B = 2,5$, $G_C = 1,75$ e $B_B = 2,02$. O resultado da simulação pode ser visto na Figura 3.46.

Observa-se, na Figura 3.46(a), que a tensão no capacitor da malha Z é 1,75 vezes maior que a do barramento CC. Na Figura 3.46(c) podem ser vistas as correntes entregues à rede elétrica pelo sistema fotovoltaico. As distorções presentes nas correntes são causadas pela corrente de dispersão i_{disp} , mostrada na Figura 3.46(e), que circula nas três fases do circuito (um terço em cada fase). A tensão de modo-comum v_{MC-N} pode ser vista na Figura 3.46(d). Como esperado, a tensão de modo-comum tem um comportamento chaveado em alta frequência com valores de tensão em torno de $-75V$ a $+175V$. O valor eficaz da corrente de dispersão é igual a $325,01mA$, um pouco acima da norma alemã, demonstrando

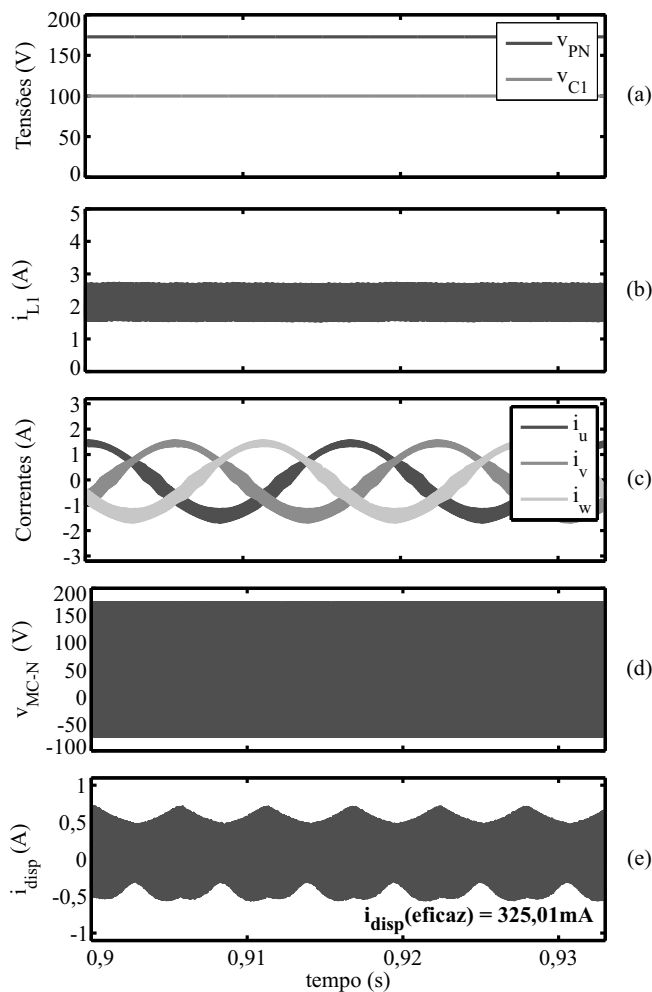


Figura 3.46: Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador alimentando uma carga RL aterrada e composto por um ZSI controlado pela técnica de máximo *boost* constante: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) correntes na rede elétrica; (d) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (e) corrente de dispersão i_{disp} .

que a topologia ZSI controlada pela técnica de máximo *boost* constante não é capaz de garantir baixos valores de corrente de dispersão para sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador.

A tensão de modo-comum e a corrente de dispersão da Figura 3.46 podem ser vistas em detalhe na Figura 3.47. É visível que a tensão de modo-comum v_{MC-N} na Figura 3.47(a) possui o mesmo comportamento da Figura 3.22, ou seja, ocorrem oito transições em v_{MC-N} a cada período de chaveamento.

O resultado experimental da técnica de máximo *boost* constante com o ZSI pode ser visto na Figura 3.48. A corrente de dispersão atinge valores entre $-0,5\text{A}$ e $+0,7\text{A}$, como visto

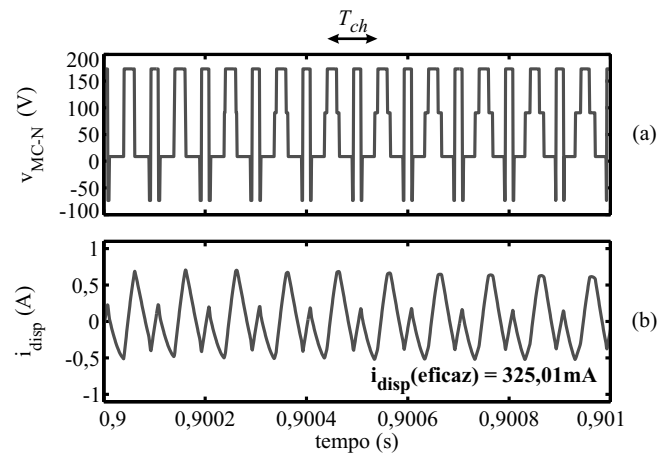


Figura 3.47: Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador alimentando uma carga RL aterrada e composto por um ZSI controlado pela técnica de máximo *boost* constante (vista em detalhe): (a) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (b) corrente de dispersão i_{disp} .

também na simulação. O valor eficaz da corrente de dispersão é igual a $317,37\text{mA}$, um pouco acima da norma alemã, demonstrando que a topologia ZSI controlada pela técnica de máximo *boost* constante não é capaz de garantir baixos valores de corrente de dispersão para sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador.

O sistema fotovoltaico aterrado e sem transformador composto pelo ZSI-D controlado pela técnica OPWM, mostrado na Figura 3.49, é simulado e montado experimentalmente.

Todos os parâmetros do sistema são idênticos aos da técnica de máximo *boost* constante com o ZSI, exceto os seguintes: razão de trabalho dos vetores de curto-circuito igual a $\tau_{st} = 0,30$, equivalendo a $B = 2,5$, $G_C = 1,75$ e $B_B = 1,17$. O resultado da simulação pode ser visto na Figura 3.50.

A corrente de dispersão i_{disp} , mostrada na Figura 3.50(e), é praticamente nula. A tensão de modo-comum v_{MC-N} pode ser vista na Figura 3.50(d). Como esperado, a tensão de modo-comum tem um comportamento chaveado em alta frequência com valores de tensão em torno de $+10\text{V}$ a $+50\text{V}$. O valor eficaz da corrente de dispersão é igual a $682,92\mu\text{A}$, muito abaixo da norma alemã, demonstrando que o ZSI-D controlado pela técnica OPWM é eficaz e garante baixos valores de corrente de dispersão para sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador.

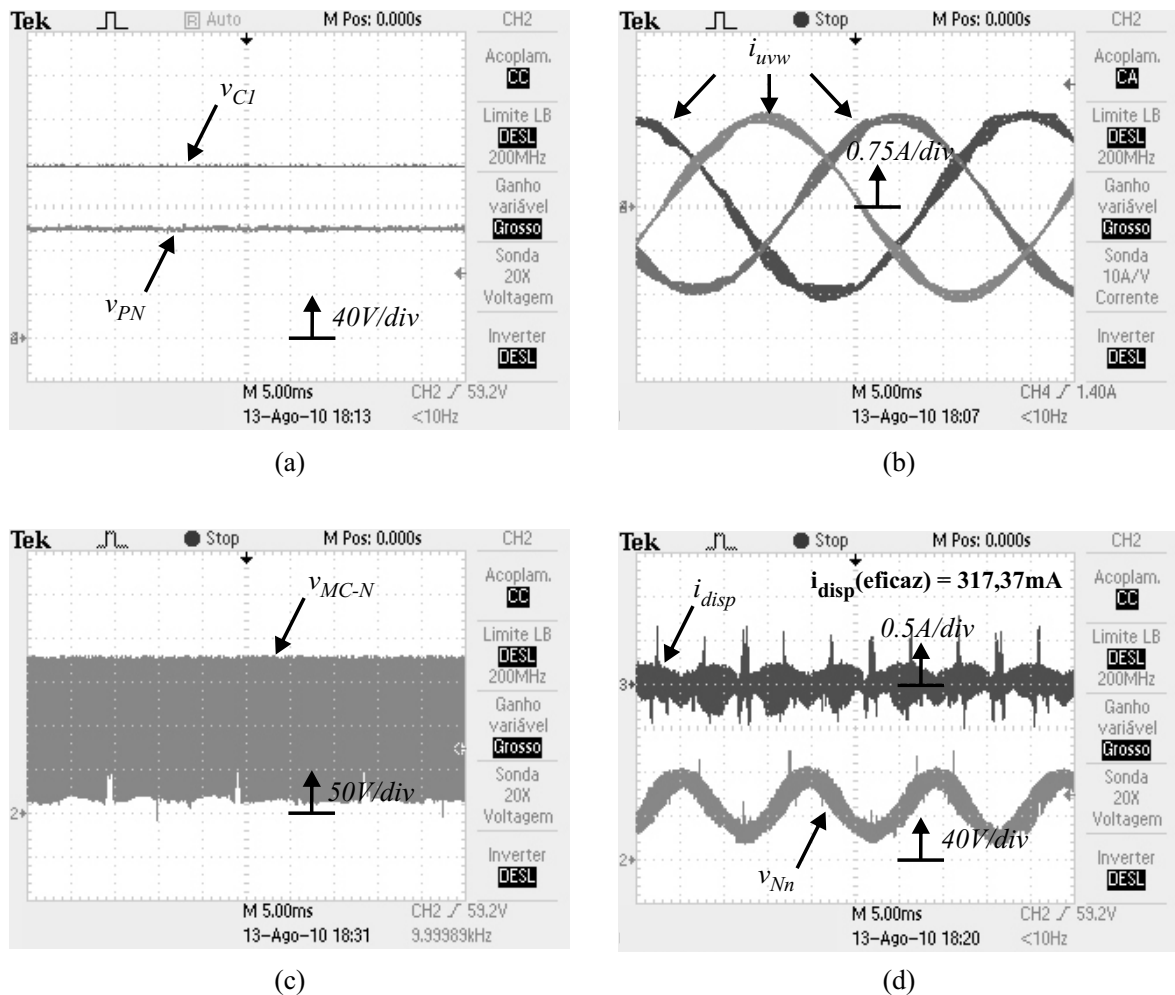


Figura 3.48: Resultado experimental do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador alimentando uma carga RL aterrada e composto por um ZSI controlado pela técnica de máximo *boost* constante: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) correntes na carga; (c) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (d) corrente de dispersão i_{disp} e tensão v_{Nn} .

A tensão de modo-comum e a corrente de dispersão da Figura 3.50 podem ser vistas em detalhe na Figura 3.51. É visível que a tensão de modo-comum v_{MC-N} na Figura 3.51(a) possui o mesmo comportamento da Figura 3.24, ou seja, ocorrem duas transições em v_{MC-N} a cada período de chaveamento, justamente nas transições dos vetores de curto-circuito.

O resultado experimental da técnica OPWM com o ZSI-D pode ser visto na Figura 3.52. A corrente de dispersão i_{disp} , mostrada na Figura 3.52(d), é praticamente nula e não possui nenhum pico elevado, semelhante ao ocorrido na simulação. A tensão de modo-comum v_{MC-N} pode ser vista na Figura 3.52(c) e também é semelhante à simulação. O valor eficaz da corrente de dispersão é igual a $47,76mA$. É importante ressaltar que a garra de corrente

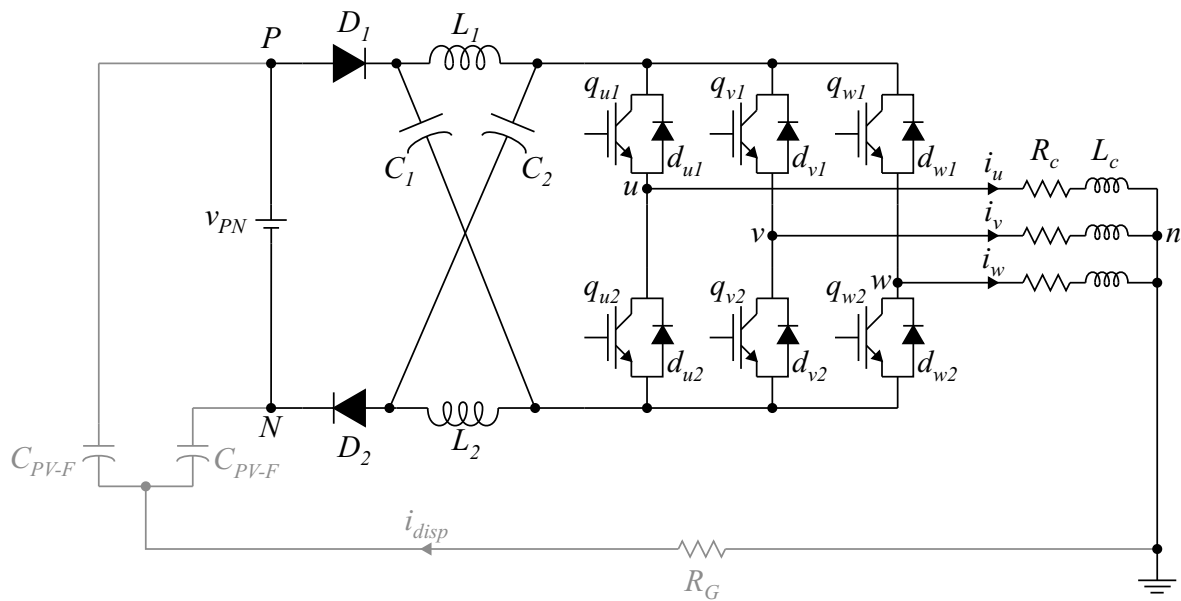


Figura 3.49: Sistema fotovoltaico aterrado e sem transformador alimentando uma carga RL aterrada e composto por um arranjo fotovoltaico conectado ao ZSI-D controlado pela técnica OPWM.

usada no experimento gerava ruídos no osciloscópio na faixa dos $50mA$, mesmo sem medir nenhuma corrente e com todo o sistema desligado. Portanto, o valor real da corrente de dispersão é bem inferior aos $47,76mA$ e está bem abaixo da norma alemã, demonstrando que o ZSI-D controlado pela técnica OPWM é eficaz e garante baixos valores de corrente de dispersão para sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador.

Comparação entre as Técnicas de PWM

A Tabela 3.4 mostra os valores eficazes da corrente de dispersão, obtidos por simulação, de cada técnica de PWM para sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador. Os valores em negrito são aqueles que estão abaixo da norma alemã [60]. Observa-se que a técnica de máximo *boost* constante não atende à norma em qualquer das situações, apresentando valores altos de corrente de dispersão mesmo para baixas potências de saída. Por outro lado, as técnicas OPWM, EPWM e OEPWM2 cumpriram seu papel em diminuir a corrente de dispersão a níveis abaixo do estabelecido por norma. A técnica OEPWM1 pode apresentar valores acima da norma para altas potências e valores abaixo da norma para baixas potências. Um cuidado especial deve ser tomado quando a demanda de potência for elevada para esta última técnica.

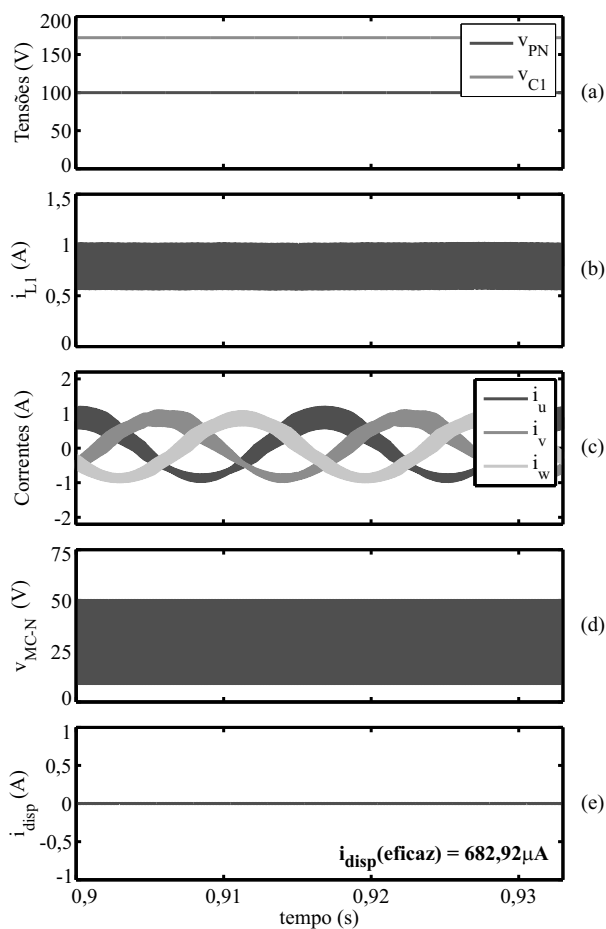


Figura 3.50: Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador alimentando uma carga RL aterrada e composto por um ZSI-D controlado pela técnica OPWM: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) corrente no indutor L_1 ; (c) correntes na rede elétrica; (d) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (e) corrente de dispersão i_{disp} .

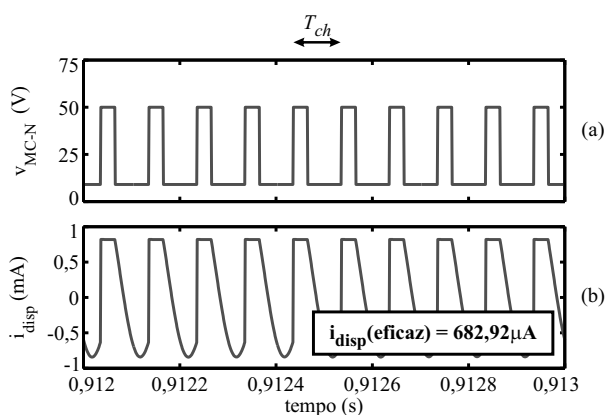


Figura 3.51: Resultado de simulação do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador alimentando uma carga RL aterrada e composto por um ZSI-D controlado pela técnica OPWM (vista em detalhe): (a) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (b) corrente de dispersão i_{disp} .

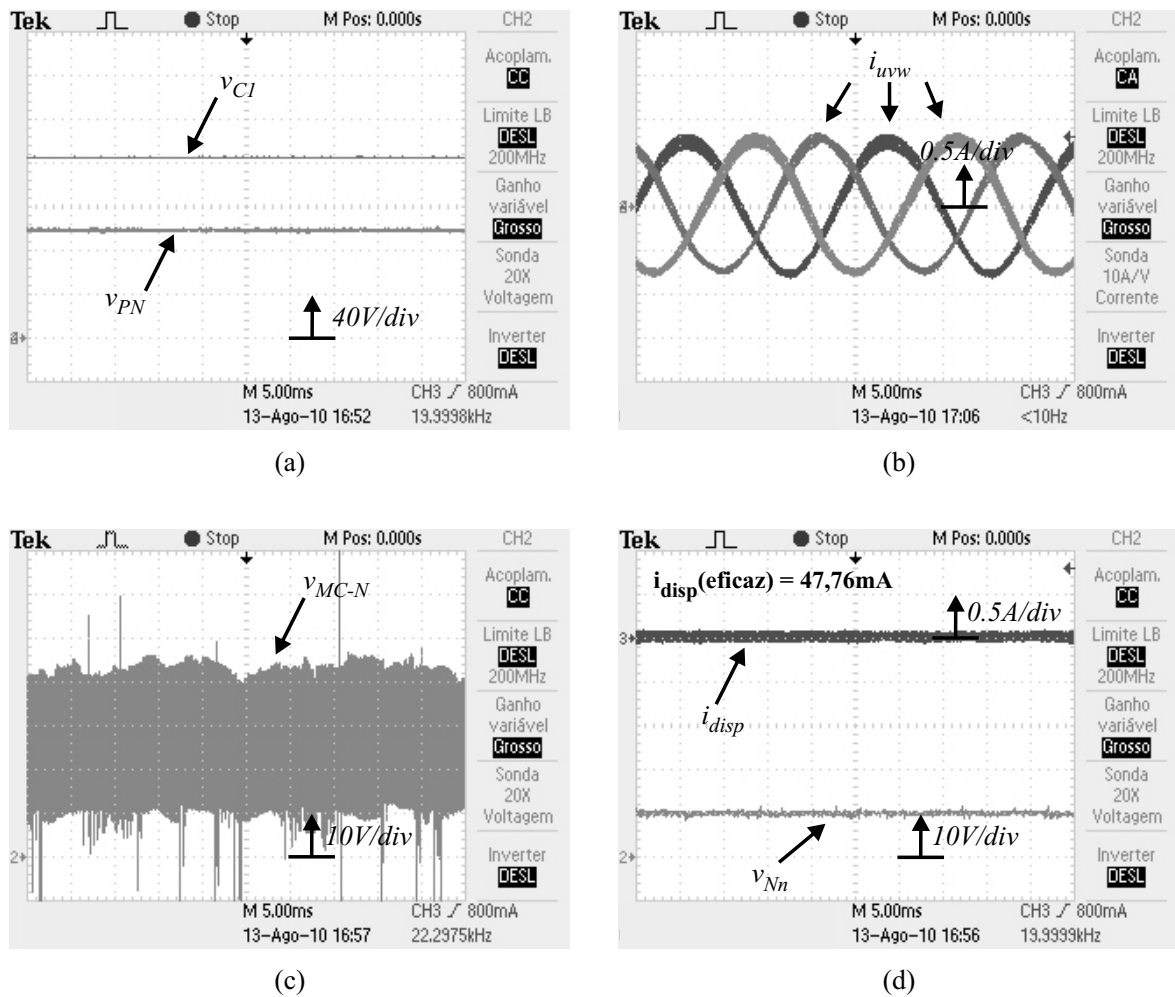


Figura 3.52: Resultado experimental do sistema fotovoltaico aterrado sem transformador alimentando uma carga RL aterrada e composto por um ZSI-D controlado pela técnica OPWM: (a) tensão no barramento CC e no capacitor C_1 ; (b) correntes na carga; (c) tensão de modo-comum v_{MC-N} ; (d) corrente de dispersão i_{disp} e tensão v_{Nn} .

Tabela 3.4: Valores eficazes da corrente de dispersão, obtidos por simulação, para os sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador.

Técnica de PWM	Sistema Conectado à Rede	Sistema Alimentando Carga RL
Máximo Boost Constante	1,03A	325,01mA
OPWM	5,74mA	682,92 μ A
EPWM	5,76mA	683,53 μ A
OEPWM1	366,54mA	52,55mA
OEPWM2	298,06mA	52,95mA

A Tabela 3.5 mostra os valores eficazes da corrente de dispersão, obtidos experimentalmente, nas técnicas de máximo *boost* constante e OPWM para sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador alimentando um carga RL aterrada. Observa-se que a topologia ZSI-D controlada pela técnica OPWM foi a única a apresentar valores abaixo da norma alemã, demonstrando a sua eficácia em reduzir a corrente de dispersão em sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador.

As Tabelas 3.6 e 3.7 mostram os valores de DHT das correntes na saída do inversor, obtidos por simulação, de cada técnica de PWM para os sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador conectados à rede elétrica e alimentando uma carga RL aterrada. Duas formas diferentes de calcular a DHT são avaliadas: na Tabela 3.6, a DHT é calculada considerando até o harmônico de ordem 50 (até a frequência de $3kHz$), que é o padrão adotado por normas internacionais [59] e analisadores de qualidade de energia elétrica comerciais [79]; e, na Tabela 3.7, a DHT é calculada considerando até o harmônico de ordem 200 (até a frequência de $12kHz$), que inclui a primeira banda de harmônicos centrada em torno da frequência de chaveamento, com o intuito de estimar a interferência eletromagnética emitida por estes sistemas. Em negrito estão os menores valores para cada tipo de sistema.

A técnica de máximo *boost* constante apresentou os menores valores de DHT, mesmo com elevados valores de corrente de dispersão no sistema. Isso se deve ao fato da técnica de máximo *boost* constante sempre aplicar os vetores ativos mais próximos do vetor de referência na carga, diminuindo o estresse de tensão nos indutores do filtro de saída. Mesmo assim, os valores de DHT de todas as técnicas propostas, considerando até o harmônico de ordem 50, estão abaixo do limite de 5% estabelecido por norma [59]. Observa-se também que, entre as técnicas propostas, a OPWM e a EPWM são as que possuem os menores valores

Tabela 3.5: Valores eficazes da corrente de dispersão, obtidos experimentalmente, para os sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador.

Técnica de PWM	Sistema Alimentando Carga RL
Máximo <i>Boost</i> Constante	317,37mA
OPWM	47,76mA

Tabela 3.6: Valores simulados de DHT das correntes na saída do inversor para os sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador, considerando até o harmônico de ordem 50.

Técnica de PWM	Sistema Conectado à Rede	Sistema Alimentando Carga RL
Máximo Boost Constante	0,09%	0,16%
OPWM	0,19%	0,24%
EPWM	0,19%	0,24%
OEPWM1	1,00%	1,88%
OEPWM2	0,74%	1,99%

Tabela 3.7: Valores simulados de DHT das correntes na saída do inversor para os sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador, considerando até o harmônico de ordem 200.

Técnica de PWM	Sistema Conectado à Rede	Sistema Alimentando Carga RL
Máximo Boost Constante	4,63%	9,42%
OPWM	6,77%	15,86%
EPWM	6,78%	15,86%
OEPWM1	7,14%	17,24%
OEPWM2	6,07%	15,51%

de DHT, como pode ser visto na Tabela 3.6.

Embora a técnica OEPWM1 tenha sido concebida para obter as menores distorções e ondulações possíveis, é uma das que apresenta maiores valores de DHT, como pode ser visto nas Tabelas 3.6 e 3.7. Uma possível explicação para este fenômeno pode ser vista na Figura 3.41(c). Como os instantes de transição na aplicação das técnicas OPWM e EPWM coincidem com os instantes em que as ondulações nas correntes de saída estão nos seus valores mais positivos e mais negativos, os picos da corrente de dispersão se somam a essas ondulações, provocando os aparentes picos nas correntes entregues à rede, gerando um alto valor de DHT. Já na técnica OEPWM2, os instantes de transição na aplicação das técnicas OPWM e EPWM coincidem com os instantes em que as ondulações nas correntes de saída estão nos seus menores valores. Portanto, os picos da corrente de dispersão não são aparentes nas correntes entregues à rede, gerando um valor de DHT mais baixo (Figura 3.43(c)).

Ao observar a Tabela 3.7, percebe-se que os valores de DHT para as técnicas propostas, considerando até o harmônico de ordem 200, não ultrapassa o dobro do valor de DHT para a técnica de máximo *boost* constante. Portanto, espera-se que a interferência eletromagnética emitida pela topologia proposta não seja tão superior àquela emitida pela topologia e técnicas convencionais.

A Tabela 3.8 mostra o número de chaveamentos em cada período de chaveamento para cada técnica de PWM. A técnica de máximo *boost* constante original [10] possui, em cada período de chaveamento, quatro transições de e para um vetor de curto-circuito (Figura 3.22). Em cada uma dessas transições, ocorrem três chaveamentos, somando 12 somente para as transições dos vetores de curto-circuito. Sabendo que as chaves no VSI mudam de estado 12 vezes, chega-se a 24 chaveamentos na técnica de máximo *boost* constante. Se o vetor de curto-circuito da técnica de máximo *boost* constante (V_{st}^{uvw}) for trocado por um vetor que curto-circuita somente um braço do ZSI (V_{st}^j , em que $j = \{u, v, w\}$), consegue-se reduzir o número de chaveamentos para 16.

Como pode ser visto nas Figuras 3.24 e 3.26, ocorrem exatamente 18 chaveamentos nas técnicas OPWM, EPWM, OEPWM1 e OEPWM2. Portanto, é esperado que as técnicas propostas possuam menores perdas por chaveamento quando comparadas com a técnica de máximo *boost* constante original e possuam perdas equivalentes quando comparadas com a técnica de máximo *boost* constante com vetores de curto-circuito V_{st}^j .

Tabela 3.8: Número de chaveamentos das chaves em cada período de chaveamento para cada técnica de PWM.

Técnica de PWM	Número de Chaveamentos
Máximo <i>Boost</i> Constante - V_{st}^{uvw}	24
Máximo <i>Boost</i> Constante - V_{st}^j	16
OPWM	18
EPWM	18
OEPWM1	18
OEPWM2	18

3.3 Conclusões

Neste capítulo, os sistemas fotovoltaicos foram classificados e a necessidade de altos níveis de tensão na saída do sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica ou alimentando uma carga trifásica foi discutida. Foram vistas diversas soluções apresentadas na literatura, usando transformadores ou novas etapas de conversão. Os sistemas com uma etapa de conversão adicional ou com transformadores em alta frequência possuem eficiência mais baixa e maior complexidade e custo. Os sistemas que usam transformadores na frequência da rede possuem, além da baixa eficiência, grandes desvantagens como peso, volume e custo elevados. Dependendo do sistema considerado, o transformador na frequência da rede pode corresponder a mais de 50% de todo o peso, volume e custo de um sistema fotovoltaico. Portanto, a redução de custos, volume e peso e o aumento da eficiência pode ser alcançado simplesmente ao retirar o transformador em sistemas fotovoltaicos.

Foi proposto usar um ZSI para elevar o nível de tensão na saída do sistema usando poucos painéis fotovoltaicos, já que este tipo de inversor possui uma característica *boost* desejada. Entretanto, como sistemas fotovoltaicos sem transformador não possuem isolamento galvânica, há a exigência de aterramento, para evitar o risco de choque elétrico, caso uma pessoa entre em contato com a carcaça de um painel.

Foi visto, então, que sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador possuem baixa impedância para a circulação de correntes de dispersão de alta frequência. Estas elevadas correntes de dispersão causam distorções nas correntes do sistema, aumentando as perdas nas chaves e nos componentes do sistema elétrico de potência e podendo danificar os painéis fotovoltaicos. Foram propostas, então, uma nova topologia de ZSI e quatro novas técnicas de PWM para resolver o problema das elevadas correntes de dispersão que circulam pelo sistema fotovoltaico.

Resultados de simulação, experimentais e comparações entre as duas topologias de ZSI comprovaram a eficácia da topologia e das técnicas de PWM propostas em reduzir a corrente de dispersão sem prejudicar o comportamento *boost* esperado do ZSI, tanto para sistemas conectados à rede elétrica, como para sistemas alimentando uma carga RL aterrada. As

técnicas OPWM e EPWM foram as que apresentaram as menores correntes de dispersão e valores muito baixos de DHT para as correntes de saída do sistema. Em termos de perdas por chaveamento, a topologia e técnicas propostas possuem resultados equivalentes à topologia ZSI controlada pela técnica de máximo *boost* constante.

4

CONVERSORES FONTE Z PARA SISTEMAS MONOFÁSICOS-TRIFÁSICOS

Neste capítulo, é discutida a importância de obter soluções de baixo custo para um problema presente no meio de produção rural: alimentar cargas trifásicas em ambientes onde só se tem disponibilidade de redes monofásicas. Diversas soluções disponíveis na literatura são apresentadas, incluindo suas características, vantagens e desvantagens. Uma das últimas contribuições nesta área é o uso do conversor fonte Z (ZSC) para realizar o processo de conversão monofásico-trifásico. Entretanto, toda a energia necessária para alimentar a carga tem que passar pelo conversor, gerando maiores perdas no processo de conversão.

É proposta, então, uma nova topologia de ZSC, responsável pela redução do custo e das perdas no processo de conversão monofásico-trifásico. O diagrama de controle completo da topologia proposta e resultados de simulação são apresentados, comprovando seu funcionamento. Resultados comparativos entre a topologia proposta e a topologia convencional comprovam a eficácia do novo sistema monofásico-trifásico.

4.1 Sistemas Elétricos Monofásicos

A eletrônica de potência tem exercido um importante papel no processo de obtenção de novas soluções na área de processamento de energia, substituindo técnicas convencionais por técnicas mais eficientes e com menores custos. Novas descobertas nas áreas de fontes chaveadas, automação industrial, acionamento de motores elétricos, iluminação e

transmissão de energia estão se tornando mais comuns, graças ao investimento das indústrias e às pesquisas desenvolvidas nas respectivas áreas [80].

Por outro lado, muitas dessas soluções ainda não são acessíveis a todos. Por exemplo, nas propriedades rurais de pequeno porte, que possuem escassez de recursos, tais equipamentos ainda são inacessíveis. O índice de eletrificação rural no Brasil em 1999 era de 75,4%. Na região Nordeste este índice caía para 62,9% [81]. De acordo com o Censo Agropecuário 2006 feito pelo IBGE, 68,1% dos estabelecimentos nos municípios rurais do Brasil declararam possuir energia elétrica obtida de pelo menos uma das seguintes modalidades: gerada no estabelecimento, obtida por cessão ou compra de distribuidora. No entanto, este índice cai para 61,5% na Região Nordeste e para 38% na Região Norte [82].

Tendo em vista a atual situação social, política e econômica do país e a crescente demanda por energia, entende-se que a implementação de programas que visem o uso racional da energia elétrica são cada vez mais necessários, já que programas de eletrificação rural, dentre outros, aumentam a qualidade de vida do homem do campo, minimizando os efeitos decorrentes de sua migração para os grandes centros urbanos [83].

Racionalizar o uso da energia elétrica no meio rural é de interesse, tanto do ponto de vista das concessionárias quanto do agricultor, pois a implantação de sistemas de eletrificação rural pode ser até 400% mais cara que a de sistemas urbanos similares. Entre os principais responsáveis por este acréscimo nos custos estão fatores como a baixa densidade de consumo por quilômetro de rede de eletrificação (de 0,1 a 5 consumidores por quilômetro) e as grandes distâncias entre os consumidores de uso final [83][84]. Devido a esta necessidade de redução nos investimentos de implantação, surge uma série de alternativas econômicas para a distribuição da energia no meio rural, como são os casos das redes de distribuição monofásicas [80].

As redes monofásicas são comumente usadas em bondes elétricos, em trens elétricos e nas áreas rurais de todo o mundo, devido ao seu baixo investimento de implantação quando comparado às redes trifásicas. As redes monofásicas são vantajosas quando a potência a ser entregue ao usuário não é muito elevada, como são os casos das áreas rurais, que são regiões

de baixa densidade populacional, ou seja, com baixo consumo de energia elétrica.

Uma das primeiras técnicas utilizadas para distribuição monofásica configurava-se por circuitos trifásicos com derivações a duas fases, disponibilizadas para os consumidores. Estes sistemas de distribuição também são conhecidos como sistemas fase-fase. As estruturas utilizadas eram idênticas às trifásicas com exceção da ausência do condutor central. Este sistema foi muito utilizado na França e ainda é utilizado por algumas concessionárias brasileiras, como a COPEL, CEEE, CEMAT, COSERN, COEBA e CELPE [85].

Em 1935, surgiu, nos Estados Unidos, o protótipo do sistema de distribuição monofásica com neutro, interligado ao potencial do solo através de aterramentos ao longo da rede. Os circuitos trifásicos a quatro fios, com neutros multiterrados, possuíam derivações monofásicas fase-neutro, disponibilizadas para os consumidores. Estes sistemas monofásicos são conhecidos como sistemas fase-neutro e, em relação ao sistema fase-fase, possuem uma redução de custos de aproximadamente 20% [86]. Os sistemas fase-neutro são amplamente utilizados por várias concessionárias em todo o Brasil, como a CELPE, ESCELSA, CEB, CATAGUAZES, CELPA, CEMIG e COELBA [85].

Posteriormente, surgiram outros tipos de sistemas para atendimento a áreas rurais. Entre eles, destaca-se o sistema monofilar com retorno por terra [85]-[88]. O sistema monofilar com retorno por terra tem como característica principal o fato de utilizar somente um condutor para transmissão da energia à carga e o retorno da corrente da carga ocorre pelo solo até a subestação aterrada. Várias configurações de sistemas monofilares com retorno por terra são discutidas em [85], mas o sistema monofilar com retorno por terra convencional, composto de um condutor ligado a uma das três fases da rede trifásica e tendo o solo como retorno da corrente de carga, é a versão mais prática e econômica e, portanto, a mais recomendada [86]. Os sistemas monofilares com retorno por terra são usados por algumas concessionárias como a CEMAR, LIGHT, CELESC, ELEKTRO, CELPE, COELBA, CEEE, COPEL e CEMAT, embora sua aplicação seja reduzida quando comparada aos sistemas fase-neutro [86].

Em muitas aplicações, é vantajosa a utilização de cargas trifásicas em vez de cargas monofásicas. Por exemplo, para uma mesma potência de referência, motores monofásicos são 70% mais caros em média que os motores trifásicos, além de possuir um maior custo de manutenção, intensidade de ruídos e trepidações [80]. Além do mais, motores trifásicos e redes elétricas trifásicas são largamente usados por equipamentos industriais e comerciais, devido à sua economia e eficiência [89].

Entretanto, como discutido anteriormente, em áreas residenciais, comerciais, fabris e rurais de baixa carga, a rede monofásica é quase sempre a implementada. Geradores a diesel podem ser usados para disponibilizar uma rede elétrica trifásica, mas limitações econômicas e ambientais tornam esta solução pouco atrativa. Uma solução encontrada para este tipo de problema é o uso de conversores monofásicos-trifásicos [89].

4.2 Conversores Monofásicos-Trifásicos Convencionais

Conversores monofásicos-trifásicos são utilizados em locais com baixo índice de eletrificação, nos quais estão disponibilizadas somente as redes monofásicas, e que tenham a necessidade de utilizar cargas trifásicas ou cargas monofásicas isoladas em diferentes fases. Geralmente, em tais lugares, a população possui baixa renda (áreas rurais) ou existe um procura natural por soluções de baixo custo (áreas residenciais, comerciais e fabris de pequeno porte). Portanto, é importante encontrar soluções de baixo custo para o processo de conversão monofásico-trifásico.

Desde a década de 60, foram propostas diversas soluções para a conversão monofásica-trifásica. As soluções mais conhecidas podem ser classificadas em três tipos [89]: utilizando autotransformadores e associação de capacitores [90][91]; utilizando conversores rotacionais [92][93]; e usando conversores baseados em eletrônica de potência. Entretanto, as soluções baseadas em elementos ferromagnéticos, associação de capacitores e conversores rotacionais possuem baixo rendimento quando comparadas às soluções baseadas em eletrônica de potência [80].

Com o avanço dos dispositivos semicondutores de potência, como por exemplo os

IGBTs, vários conversores foram propostos baseados em eletrônica de potência. Entre eles, destacam-se os que possuem dois estágios de conversão (estágio CA-CC, barramento CC e estágio CC-CA), que são os casos dos VSCs (*Voltage Source Converters* - Conversores Fonte de Tensão) e dos Conversores Fonte de Corrente, e os que possuem um único estágio CA-CA, que são os conversores matriciais [94][95].

Embora os conversores matriciais sejam conhecidos por possuir alta eficiência, baixo volume e peso, eles possuem uma série de desvantagens. As principais desvantagens são [27][95][96]:

- Complexidade no processo de chaveamento e problemas de segurança, exigindo um circuito de grampeamento e circuitos amortecedores (*snubbers*) em cada chave bidirecional, aumentando significativamente o custo do conversor;
- Ausência de chaves bidirecionais de tensão e corrente, exigindo o uso de dois IGBTs e dois diodos em anti-paralelo para formar uma única chave, além de um circuito independente de acionamento de chave para cada IGBT, aumentando o custo do conversor;
- Normalmente não operam sob condições anormais, pois, como são conversores diretos de potência, uma falta na rede provoca distorções nas tensões e correntes na carga, além de distorções nas correntes na rede, podendo danificar a carga ou o próprio conversor;
- Possuem ganho de tensão (razão das amplitudes das tensões na saída e na entrada) de 0,5 na região linear de modulação. Como geralmente motores de indução trifásicos possuem valor nominal da tensão fase-neutro igual ao valor nominal da tensão das redes elétricas monofásicas, é inviável usar os conversores matriciais para este tipo de aplicação sem recorrer ao uso de transformadores, aumentando o peso, o volume e o custo do conversor.

Os conversores de dois estágios são os mais recomendados para aplicações monofásicas-trifásicas, pois algumas topologias permitem um melhor controle da tensão e da frequência na saída usando circuitos simples de potência, conseguem uma melhoria da qualidade

da corrente na rede monofásica, podem operar sob condições anormais sem afetar o funcionamento do conversor e da carga e possuem ganho de tensão unitário. Entre os conversores que possuem dois estágios de conversão, o VSC se destaca por um motivo básico: ele sintetiza tensões na sua saída (o conversor fonte de corrente sintetiza correntes), que é uma característica desejável para alimentar não só motores de indução trifásicos convencionais, como também a maioria das cargas usadas em ambientes residenciais, rurais, comerciais e industriais.

O conversor monofásico-trifásico convencional utiliza um retificador não-controlado em ponte completa para conectar a rede monofásica ao barramento CC e um inversor trifásico em ponte completa para gerar tensões trifásicas na saída [97]-[99], como pode ser visto na Figura 4.1. O retificador não-controlado em ponte completa é responsável por manter a tensão do barramento CC próxima do valor de pico da tensão da rede monofásica, ou seja, $v_{PN} \approx V_{rede}$, em que V_{rede} é a amplitude da tensão na rede monofásica. A tensão na saída do inversor possui uma amplitude máxima de $V_s = v_{PN}/\sqrt{3}$, ou seja, o ganho de tensão no processo de conversão é igual a $V_s/V_{rede} \approx 1/\sqrt{3} = 0,577$. Como o ganho de tensão é menor que a unidade, o sistema se torna inviável para alimentar motores de indução trifásicos com tensão nominal.

Uma solução para o problema do baixo ganho de tensão do conversor monofásico-trifásico convencional é o uso de um retificador controlado em ponte completa conectando a rede monofásica ao barramento CC e um inversor trifásico controlado em ponte completa

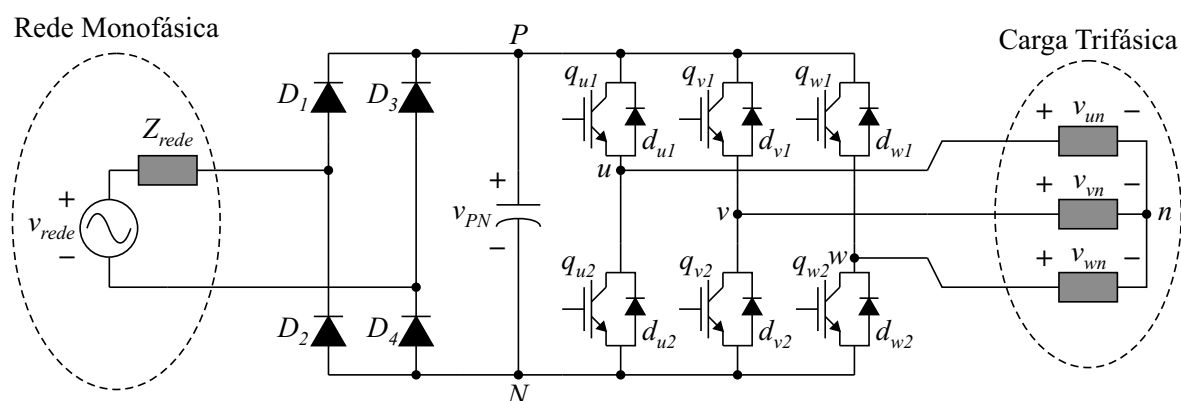


Figura 4.1: Conversor monofásico-trifásico convencional.

para gerar as tensões trifásicas na saída [80], como pode ser visto na Figura 4.2.

Com o conversor monofásico-trifásico da Figura 4.2, é possível [80][98][99]:

- Diminuir o conteúdo harmônico da corrente na rede e controlar o fator de potência na entrada do conversor;
- Controlar o nível da tensão no barramento CC para qualquer valor acima do valor de pico da tensão na rede, garantindo o ganho de tensão unitário necessário para o acionamento de motores de indução trifásicos;
- Garantir o fluxo bidirecional da energia, retornando a energia da parada de motores à rede, além de possibilitar a conexão de sistemas de geração trifásicos à rede monofásica;
- Controlar o conjugado em motores de indução trifásicos.

Apesar destas vantagens, esta topologia possui um total de 10 IGBTs e 10 diodos, quando comparada à topologia convencional, que possui 6 IGBTs e 10 diodos. Este elevado número de IGBTs é responsável pelo aumento do custo do conversor, já que o preço dos IGBTs chegam a ser seis vezes maiores do que os dos diodos, sem contar com os circuitos auxiliares necessários, responsáveis pelo aumento do peso, do volume e da complexidade do sistema.

Por este motivo, diversas topologias foram propostas com o objetivo de reduzir custos do conversor monofásico-trifásico [97]-[101]. Todas as propostas são baseadas em modificações das topologias básicas das Figuras 4.1 e 4.2. Algumas propostas visam

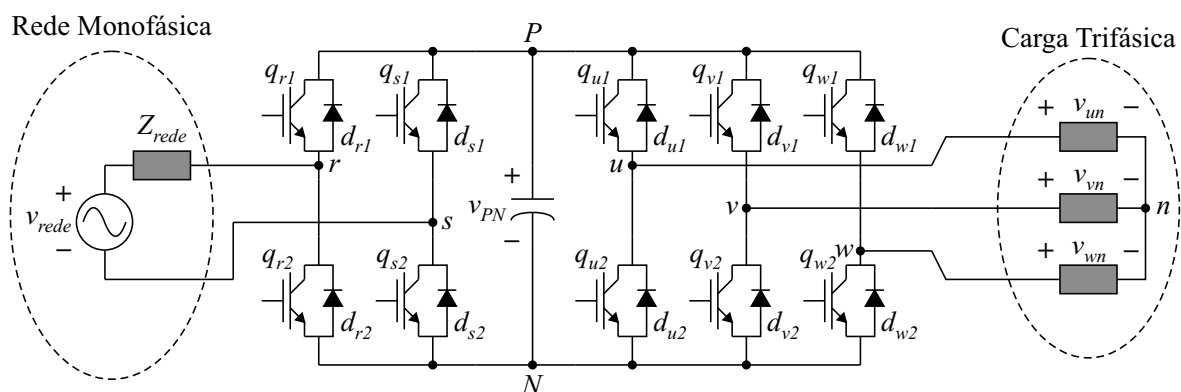


Figura 4.2: Conversor monofásico-trifásico controlado em ponte completa.

umentar a controlabilidade da topologia convencional da Figura 4.1, como por exemplo, substituindo um braço de diodos por um braço de IGBTs. Outras propostas visam diminuir a controlabilidade da topologia completa da Figura 4.2, como por exemplo, retirando um ou dois braços de IGBTs e usando os braços restantes com funções compartilhadas de retificador e inversor. Independentemente da topologia escolhida, todas as propostas possuem características semelhantes, que podem ser citadas [80]:

- Por usar um número reduzido de chaves quando comparado ao conversor monofásico-trifásico controlado de 10 chaves, o retificador compartilha braços com o inversor. Por este motivo, é desejável que estas topologias trabalhem com frequência fixa igual à frequência da rede monofásica (em sincronia), pois é a única forma de manter a tensão no barramento CC igual à do conversor de 10 chaves, ou seja, $V_{PN} = \sqrt{3}V_s$, em que V_s é a amplitude das tensões fase-neutro de referência na carga. Caso a frequência de saída seja diferente da frequência na rede monofásica, a tensão no barramento CC teria que ser pelo menos duas vezes maior que a tensão necessária no conversor controlado de 10 chaves, ou seja, $V_{PN} = 2\sqrt{3}V_s$;
- Mesmo trabalhando com frequência fixa e em sincronia com a rede, as topologias com número reduzido de chaves necessitam de tensões no barramento CC com níveis maiores que os do conversor controlado de 10 chaves.

Entre todas as topologias de conversores de baixo custo, a topologia com seis chaves, vista na Figura 4.3, se destaca [100][101]. Por apresentar somente seis chaves, esta topologia possui um baixo custo. Por outro lado, devido à sua configuração, o conversor é obrigado a trabalhar na frequência da rede monofásica e com um ângulo de sincronismo fixo. Além do mais, a máxima amplitude das tensões na carga é igual à $V_{rede}/\sqrt{3}$ (mesmo limite do conversor convencional) e o sistema tem um problema de inicialização suave, já que uma das tensões de linha na carga é diretamente conectada à rede [80].

Outra categoria de conversores faz uso de uma configuração interativa, ou seja, a rede monofásica interage com a carga trifásica, alimentando diretamente uma de suas fases, enquanto as outras duas fases são alimentadas pelo conversor [80][102].

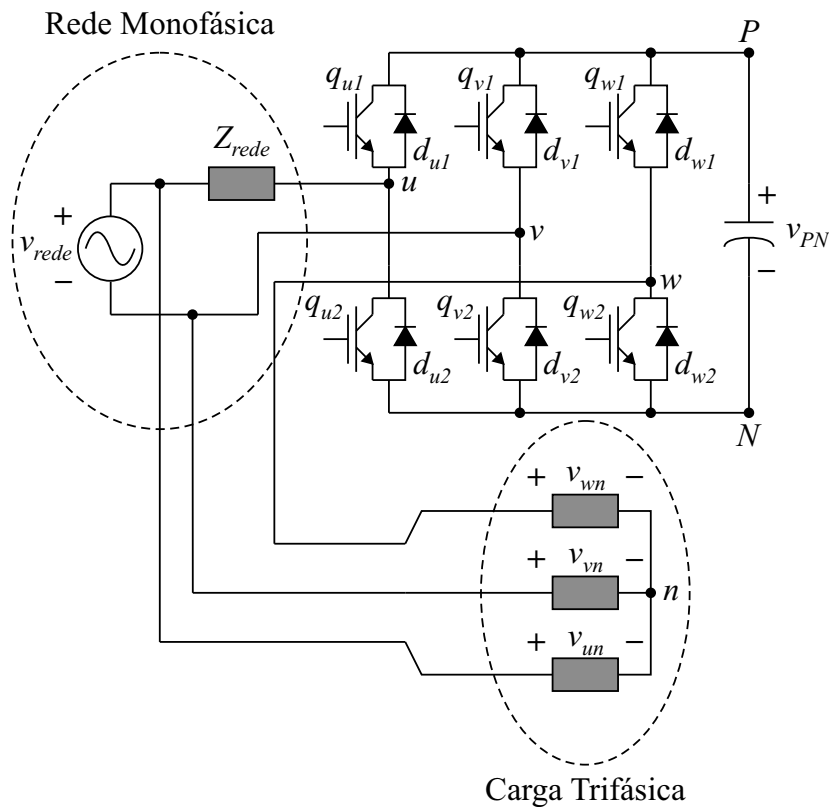


Figura 4.3: Conversor monofásico-trifásico com seis chaves.

Nesta classe de conversores, parte da potência consumida pela carga vem diretamente da rede monofásica, enquanto o restante da potência é processada pelo conversor. Esta particularidade é considerada uma vantagem, pois, com uma menor potência processada, tem-se menor custo nas chaves, no dissipador e nos elementos de proteção. Além do mais, com uma menor potência processada, tem-se uma maior eficiência no processo de conversão [80]. Por outro lado, tais topologias possuem as mesmas limitações do conversor com seis chaves [102] (Figura 4.3) e necessitam de transformadores para conseguir ganho unitário no processo de conversão [80], elevando o custo, peso e volume do sistema.

Em uma terceira categoria de conversores monofásicos-trifásicos, o conversor convencional da Figura 4.1 possui uma etapa de conversão CC-CC *boost*, responsável por elevar a tensão do barramento CC a um nível suficiente para o inversor trifásico sintetizar tensões na carga com amplitude igual à da rede monofásica. Entretanto, tais conversores possuem as mesmas desvantagens dos sistemas fotovoltaicos que possuem uma etapa de conversão CC-CC (vistos no Capítulo 3): baixa eficiência no processo de

conversão e aumento da complexidade e custo, devido aos elementos controláveis presentes no conversores CC-CC.

Devido às desvantagens dos conversores supracitados, *Rajaei et al.* publicaram, em 2010 [103], uma solução baseada em ZSC, que é discutida em seguida.

4.3 Conversores Fonte Z Monofásicos-Trifásicos

O ZSC monofásico-trifásico proposto em [103] pode ser visto na Figura 4.4. Este conversor recebe o nome de ZSC-MTC, em que a sigla MTC significa Monofásico-Trifásico Convencional, pois a conexão entre rede monofásica, conversor e carga trifásica é a conexão cascata convencional, ou seja, a rede monofásica alimenta o conversor e o conversor alimenta a carga trifásica.

O funcionamento deste conversor é idêntico ao funcionamento do ZSI proposto em 2002, já que a rede monofásica, a etapa retificadora e o barramento CC funcionam como uma fonte de tensão CC. Neste caso, a tensão na rede é completamente retificada pelo retificador não-controlado e o capacitor C_{PN} é responsável por manter a tensão v_{PN} próxima ao valor da amplitude da tensão na rede, ou seja, $v_{PN} \approx V_{rede}$. A malha Z juntamente com os vetores de curto-circuito no ZSC são responsáveis por amplificar o valor da tensão v_{PN} por B na saída da malha Z, ou seja, $\hat{v}_{ZO} = Bv_{PN} \approx BV_{rede}$. Aplicando o fator *boost* B necessário, é possível sintetizar tensões trifásicas na saída do conversor com amplitudes iguais ou maiores

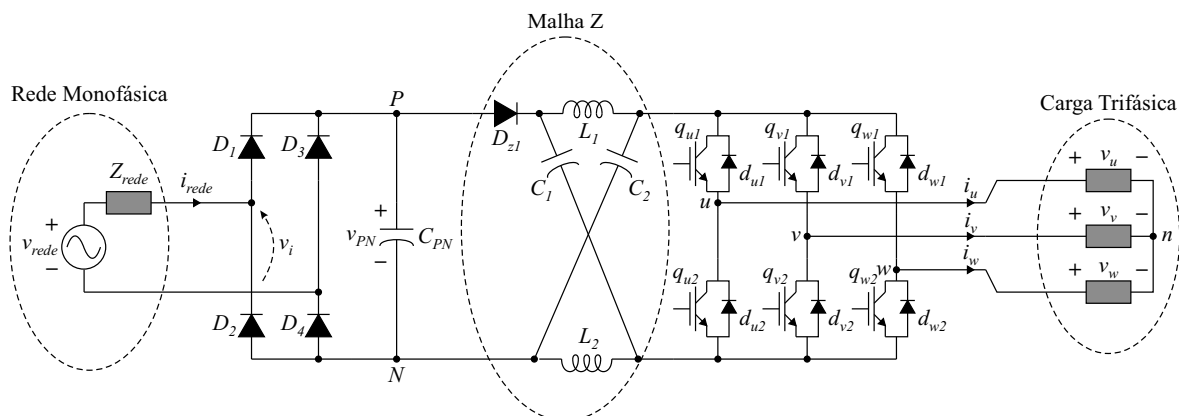


Figura 4.4: ZSC monofásico-trifásico convencional (ZSC-MTC).

que a amplitude da tensão na rede, ou seja, $V_s = m \frac{\hat{v}_{ZO}}{2} = (\frac{m \cdot B}{2}) V_{rede} \geq V_{rede}$.

Este sistema monofásico-trifásico é capaz de produzir tensões na saída com amplitude controlável e possui bons resultados no controle de motores de indução [103]. Entretanto, esta topologia específica possui algumas desvantagens:

- Para poder realizar a função *boost*, o ZSC-MTC acrescenta um diodo, dois capacitores e dois indutores à topologia monofásica-trifásica baseada em retificador a diodos (Figura 4.1), aumentando o custo, o peso e o volume do sistema;
- Em aplicações nas quais o conversor alimenta cargas com alto fator de potência, é necessário incluir um filtro *LC* na saída do conversor, de forma a entregar à carga tensões senoidais equilibradas com baixa distorção harmônica;
- Toda a potência entregue à carga é processada pelo conversor. Neste caso, o tamanho do dissipador e os valores nominais das tensões e correntes nas chaves e nos diodos devem ser dimensionados para suportar toda a potência solicitada pela carga e todas as perdas associadas ao processo de conversão, como pode ser visto na Figura 4.5.

Para evitar as desvantagens do conversor da Figura 4.4, uma nova topologia de ZSC monofásico-trifásico é proposta em seguida.

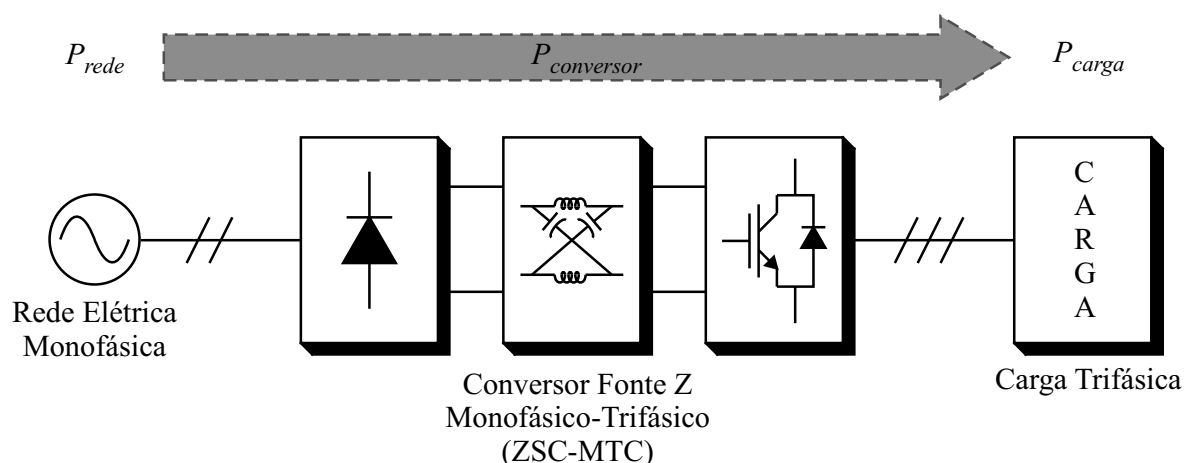


Figura 4.5: Diagrama do balanço de potência do ZSC-MTC.

4.3.1 Proposta de um Conversor Fonte Z Monofásico-Trifásico Interativo

O ZSC monofásico-trifásico proposto faz uso da configuração interativa com a rede presente nas topologias descritas em [80][102]. Por este motivo, a topologia proposta é chamada de ZSC-MTI, em que a sigla MTI significa Monofásico-Trifásico Interativo. O ZSC-MTI possui uma configuração particular que permite que a rede monofásica interaja diretamente com a carga trifásica, alimentando parcialmente uma de suas fases (fase c), enquanto as outras duas fases (fases a e b) são alimentadas pelo conversor, como pode ser visto na Figura 4.6 [104].

É importante deixar claro que, no ZSC-MTI, a energia que o conversor entrega a duas das fases da carga também é proveniente da rede monofásica, através da conexão da rede com o retificador a diodos do conversor. De fato, toda a energia da carga é proveniente da rede monofásica. A diferença é que a energia absorvida por duas das fases da carga é antes processada pelo conversor, enquanto a energia absorvida pela outra fase da carga é entregue diretamente pela rede monofásica.

A primeira diferença entre as topologias das Figuras 4.4 e 4.6 é a ausência do grande capacitor eletrolítico no barramento CC da topologia ZSC-MTI. Os próprios capacitores C_1 e C_2 da malha Z podem ser dimensionados para fazer o papel do capacitor C_{PN} , ou seja, eles

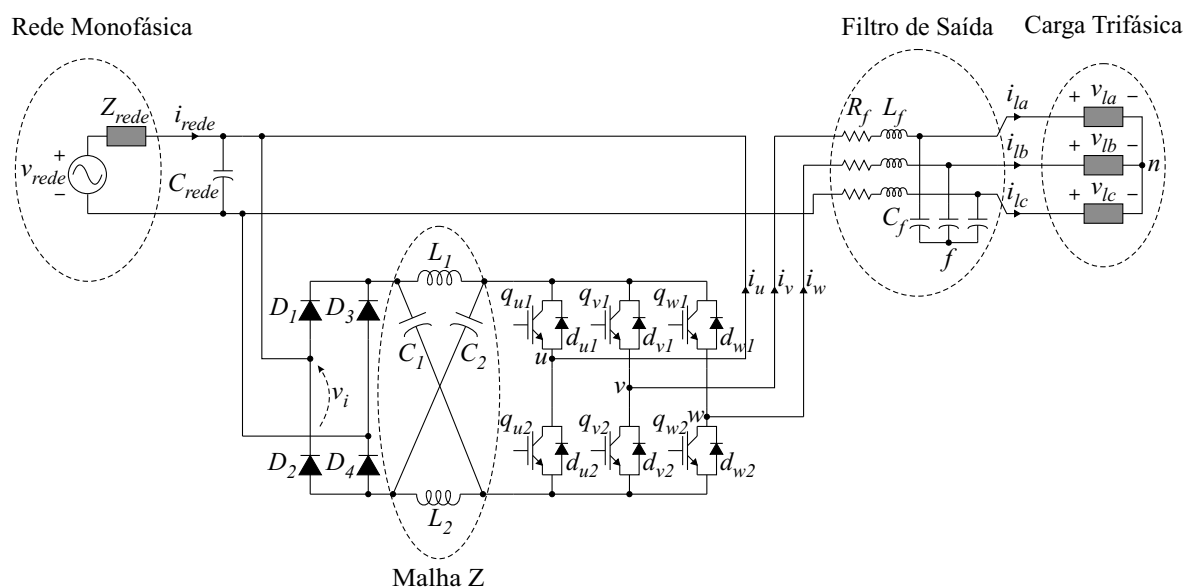


Figura 4.6: ZSC monofásico-trifásico interativo proposto (ZSC-MTI).

podem ser usados para manter a tensão no barramento CC aproximadamente constante.

A segunda diferença é a ausência do diodo D_{Z1} na topologia ZSC-MTI. Como o capacitor C_{PN} foi retirado, os próprios diodos do retificador não-controlado (D_1 a D_4) podem fazer o papel do diodo de bloqueio D_{Z1} durante os instantes de aplicação dos vetores de curto-circuito [14]. Como as tensões nos capacitores C_1 e C_2 são, no mínimo, iguais à amplitude da tensão na rede monofásica, durante a aplicação dos vetores de curto-circuito, os diodos D_1 a D_4 irão bloquear, isolando a malha Z da rede monofásica, da mesma forma que a malha Z fica isolada da fonte de tensão CC no ZSI. É importante ressaltar que, para funcionarem como diodos de bloqueio, D_1 a D_4 devem ser diodos de recuperação rápida.

A terceira diferença é relativa à conexão com a rede. Se não houvesse o capacitor C_{rede} na Figura 4.6, a corrente do inversor i_u e a corrente do retificador, que possuem um alto conteúdo harmônico, circulariam pela impedância da rede Z_{rede} , gerando grandes distorções na tensão do ponto de acoplamento comum. Por este motivo, um pequeno capacitor C_{rede} deve ser conectado em paralelo com a rede monofásica, filtrando esses harmônicos de corrente e mantendo a tensão na entrada do retificador (v_i) próxima de uma senoide [14]. Como a entrada do retificador tem características de fonte de tensão, a malha Z na saída do retificador se comportará como uma carga indutiva.

É importante que o capacitor C_{rede} adicionado à topologia ZSC-MTI seja de filme de polipropileno metalizado ou semelhante, já que essa família de capacitores tem uma boa capacidade de filtrar harmônicos de corrente de alta ordem. O capacitor C_{rede} pode ser projetado para ser semelhante aos capacitores do filtro de saída (C_f), que ocupam um menor volume e têm um maior tempo de vida quando comparado ao capacitor eletrolítico C_{PN} que foi retirado [14].

A quarta diferença a ser observada é a presença do filtro LC trifásico ligando a rede e o conversor à carga trifásica na topologia ZSC-MTI. Este filtro garante a qualidade das tensões que são entregues a cargas com alto fator de potência. O filtro LC possui indutores com indutância igual a L_f e com resistência série equivalente igual a R_f e capacitores com capacitância igual a C_f . Dimensionando corretamente os valores de L_f e C_f e

implementando um controle adequado, é possível garantir baixos níveis de distorção de tensão na carga. Uma observação importante é que, se a carga conectada ao sistema for sempre muito indutiva (um motor de indução trifásico, por exemplo), é possível retirar o filtro LC trifásico e conectar o ZSC-MTI diretamente à carga.

É importante ressaltar que as quatro diferenças mencionadas anteriormente poderiam ser implementadas também na topologia ZSC-MTC (Figura 4.4), embora não tenham sido exploradas pelos autores em [103].

A quinta diferença está associada ao balanço de potência do sistema interativo com a rede, que pode ser visto na Figura 4.7. Observa-se nas Figuras 4.5 e 4.7 que, em ambas as topologias, toda a potência absorvida pela carga é entregue pela rede monofásica. A grande diferença está na potência que é processada pelo conversor. Enquanto toda a potência absorvida pela carga é processada pelo conversor na topologia ZSC-MTC, somente parte da potência absorvida pela carga é processada pelo conversor na topologia ZSC-MTI. O restante desta potência é entregue diretamente pela rede monofásica a uma das fases da carga.

Como o ZSC-MTI só processa parte da potência absorvida pela carga, é possível diminuir

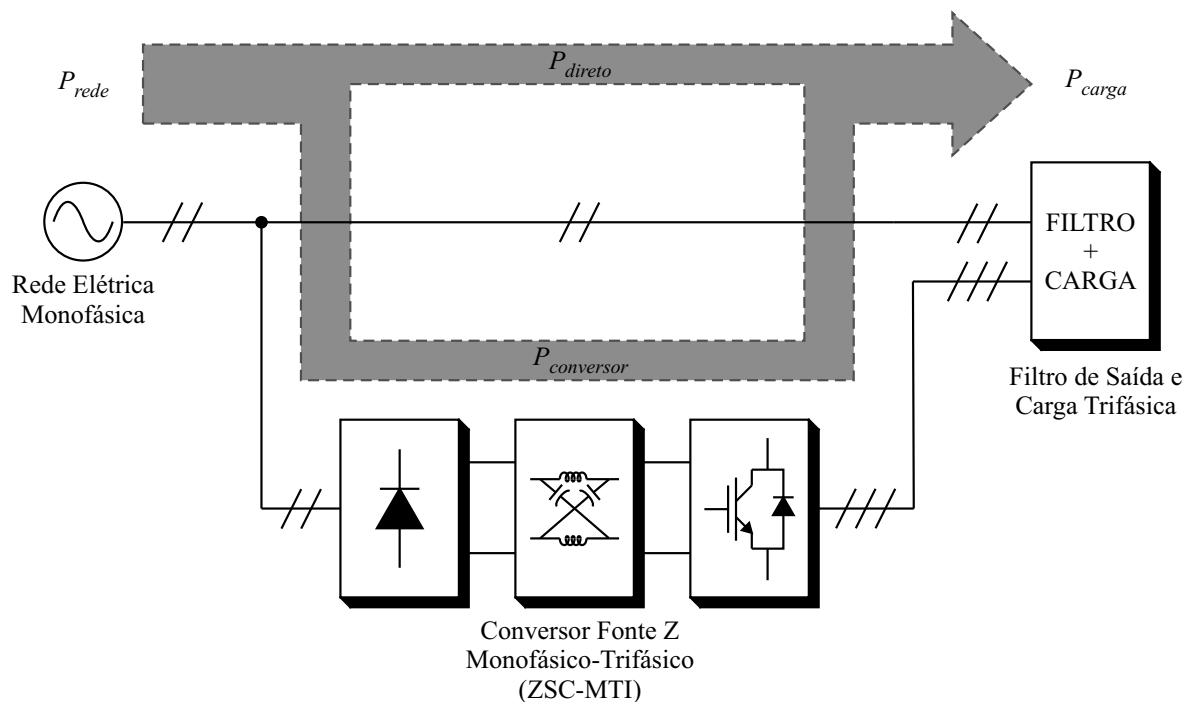


Figura 4.7: Diagrama do balanço de potência do ZSC-MTI.

o tamanho do dissipador, reduzir as perdas associadas ao processo de conversão e escolher menores valores nominais de tensão para as chaves e os diodos usados nesta topologia.

É importante ressaltar que o balanço de potência do sistema interativo com a rede só é alcançado se houver uma sincronia ideal entre a tensão da rede monofásica e as tensões de referência na carga. Para entender tal sincronismo, é importante detalhar o princípio de funcionamento da topologia ZSC-MTI.

4.3.2 Princípio de Funcionamento do ZSC-MTI

Como pode ser visto na Figura 4.6, o retificador a diodos na entrada do ZSC está conectado em paralelo com a rede monofásica e com o capacitor C_{rede} . Duas fases de saídas do ZSC (fases v e w) estão conectadas diretamente a duas fases da carga (fases a e b). Por outro lado, a fase u de saída do ZSC está conectado em série com a rede monofásica, alimentando a fase c da carga trifásica.

Para compreender melhor a conexão entre as saídas do conversor, a rede monofásica e a carga trifásica, o ZSC é representado por três fontes de tensão conectadas em estrela, tendo, como ponto comum, o ponto central fictício do barramento CC, chamado de 0. Portanto, as tensões das fontes são as tensões de polo do conversor. Assim sendo, o circuito equivalente do sistema ZSC-MTI visto pelo filtro de saída e pela carga pode ser representado pela Figura 4.8.

É importante lembrar que, apesar da conexão da rede monofásica com o retificador a diodos do ZSC não estar representada na Figura 4.8, as tensões de polo do ZSC (v_{u0} , v_{v0} e v_{w0}) são consequência da ação *boost* sobre a tensão retificada da rede monofásica. Portanto, toda a energia fornecida por estas três fontes equivalentes é, de fato, energia advinda da rede monofásica, que foi processada pelo conversor.

A partir do circuito equivalente da Figura 4.8, é possível notar que as fases de saída v , w e u do conversor estão conectadas às fases a , b e c do filtro de saída, respectivamente. Além do mais, a tensão no capacitor C_{rede} (v_i), que representa a rede monofásica, está em série com a fase c do filtro e com a fase u do conversor. As tensões v_{Lk} , v_{Ck} e v_{lk} , em que $k = \{a, b, c\}$,

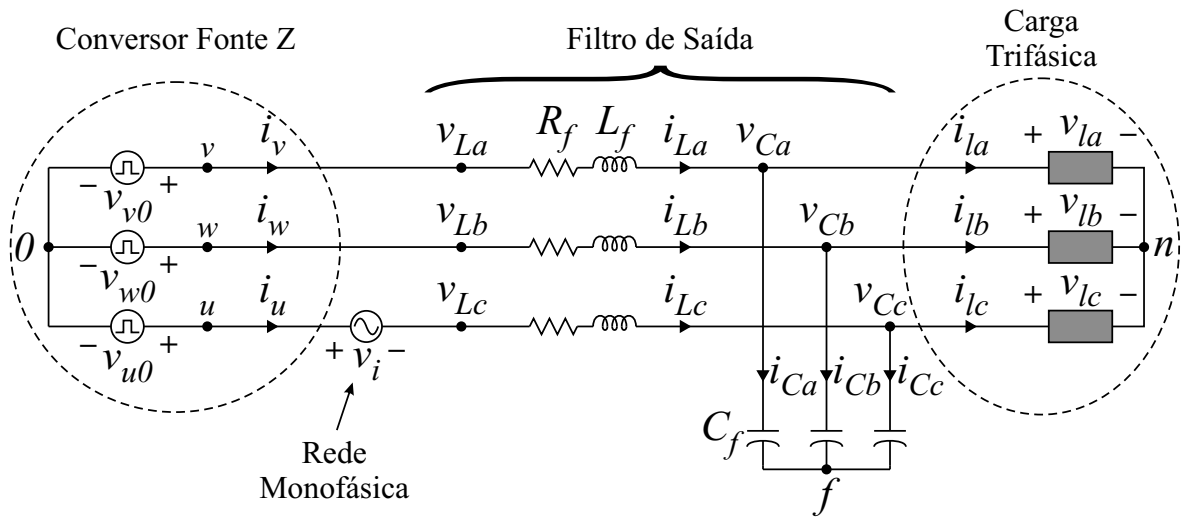


Figura 4.8: Circuito equivalente do sistema ZSC-MTI visto pelo filtro de saída e pela carga.

são sempre definidas em relação ao neutro da carga trifásica (ponto n) e as correntes i_{Lk} , i_{Ck} e i_{lk} são as que circulam nos indutores, nos capacitores e na carga, respectivamente.

Através da análise da Figura 4.8, é possível deduzir as tensões de referência a serem sintetizadas na saída do conversor, em função das tensões de referência desejadas no filtro de saída trifásico. Usando a Lei das Tensões de Kirchhoff, tem-se que:

$$\begin{aligned} v_{u0} &= v_u^* + v_h = v_i + v_{Lc}^* + v_{n0} \\ v_{v0} &= v_v^* + v_h = v_{La}^* + v_{n0} \\ v_{w0} &= v_w^* + v_h = v_{Lb}^* + v_{n0} \end{aligned} \quad , \quad (4.1)$$

em que v_{j0} são as tensões de polo, v_j^* são as tensões de referência na saída do conversor, v_h é a tensão homopolar adicionada às três tensões de referência, de forma a alcançar o limite da região linear, e v_{n0} é a tensão entre o neutro da carga e o ponto fictício do barramento CC.

Para encontrar as tensões de referência na saída do conversor (v_j^*), é necessário encontrar, primeiramente, o valor da tensão v_{n0} . Considera-se que as tensões de referência na saída do conversor assim como as tensões de referência no filtro são equilibradas, ou seja, $v_u^* + v_v^* + v_w^* = 0$ e $v_{La}^* + v_{Lb}^* + v_{Lc}^* = 0$. Somando as três equações em (4.1):

$$3v_{n0} + v_i = 3v_h \rightarrow v_{n0} = v_h - \frac{1}{3}v_i \quad (4.2)$$

Substituindo (4.2) em (4.1), encontra-se que

$$\begin{aligned} v_u^* &= v_{Lc}^* + \frac{2}{3}v_i \\ v_v^* &= v_{La}^* - \frac{1}{3}v_i \\ v_w^* &= v_{Lb}^* - \frac{1}{3}v_i \end{aligned} \quad (4.3)$$

Analisando (4.3), percebe-se que as tensões de referência na saída do conversor não são iguais às tensões de referência no filtro, devido à parcela que é dependente da tensão da rede no ponto de acoplamento (v_i). Esta relação prova, mais uma vez, a interação que existe entre conversor, rede monofásica e carga trifásica neste sistema. Assim, duas situações podem ocorrer:

- Sistema Assíncrono: considerando amplitudes das tensões na rede e na carga iguais e frequências diferentes, haverá instantes em que o valor de pico de v_u^* será igual a $5/3$ da amplitude da tensão na rede ($1 + 2/3 = 5/3$). Portanto, a mínima tensão necessária no barramento CC para sintetizar essa tensão de referência deverá ser igual a $5\sqrt{3}/3$ vezes a amplitude das tensões na carga, ou seja, quase o dobro da mínima tensão necessária no barramento CC das topologias convencionais;
- Sistema Síncrono: considerando amplitudes e frequências das tensões na rede e na carga iguais, o deslocamento angular entre as tensões na carga e na rede poderá ser escolhido de forma a garantir que os valores de pico de v_u^* , v_v^* e v_w^* sejam iguais ou até menores que a amplitude das tensões na carga. Desta forma, a mínima tensão no barramento CC poderá assumir valores menores do que os das topologias convencionais.

No sistema síncrono, um grau de liberdade existente é o deslocamento angular entre as tensões trifásicas equilibradas v_{lk}^* e a tensão v_i [104]. Nota-se que as correntes na carga (i_{lk}) e no filtro (i_{Lk}) são dependentes somente da impedância da carga e do filtro e das tensões aplicadas na carga (v_{lk}^*). Além do mais, observando as Figuras 4.6 e 4.8, é possível deduzir que a potência ativa instantânea que é fornecida pela rede monofásica diretamente à fase c da carga é igual a $p_{direto} = -v_i i_{Lc}$.

É importante ressaltar mais uma vez que p_{direto} é a potência que a rede monofásica fornece diretamente a uma das fases da carga, sem ser processada pelo conversor (Figura 4.7). A potência absorvida pelas outras duas fases da carga é fornecida indiretamente pela rede monofásica, através do conversor (observe a parcela $p_{conversor}$ na Figura 4.7). Portanto, a relação $p_{rede} = p_{carga} = p_{direto} + p_{conversor}$ sempre se mantém verdadeira.

O ângulo entre as tensões v_{lk}^* e v_i pode ser escolhido de forma a controlar indiretamente o deslocamento angular entre a corrente i_{Lc} e a tensão v_i e, conseqüentemente, controlar p_{direto} . Dessa forma, o sistema ZSC-MTI, funcionando de forma síncrona, possui três possíveis modos de operação, descritos em seguida [104].

No primeiro modo, a potência ativa média fornecida pela rede diretamente à fase c da carga é positiva, ou seja, $P_{direto} > 0$. Neste caso, a rede monofásica está auxiliando diretamente na alimentação de uma das fases da carga, entregando parte da potência ativa média necessária, enquanto o restante da potência é fornecida pelo conversor (a rede monofásica fornece esta potência indiretamente, através do conversor). O diagrama do balanço de potência para $P_{direto} > 0$ pode ser visto na Figura 4.9.

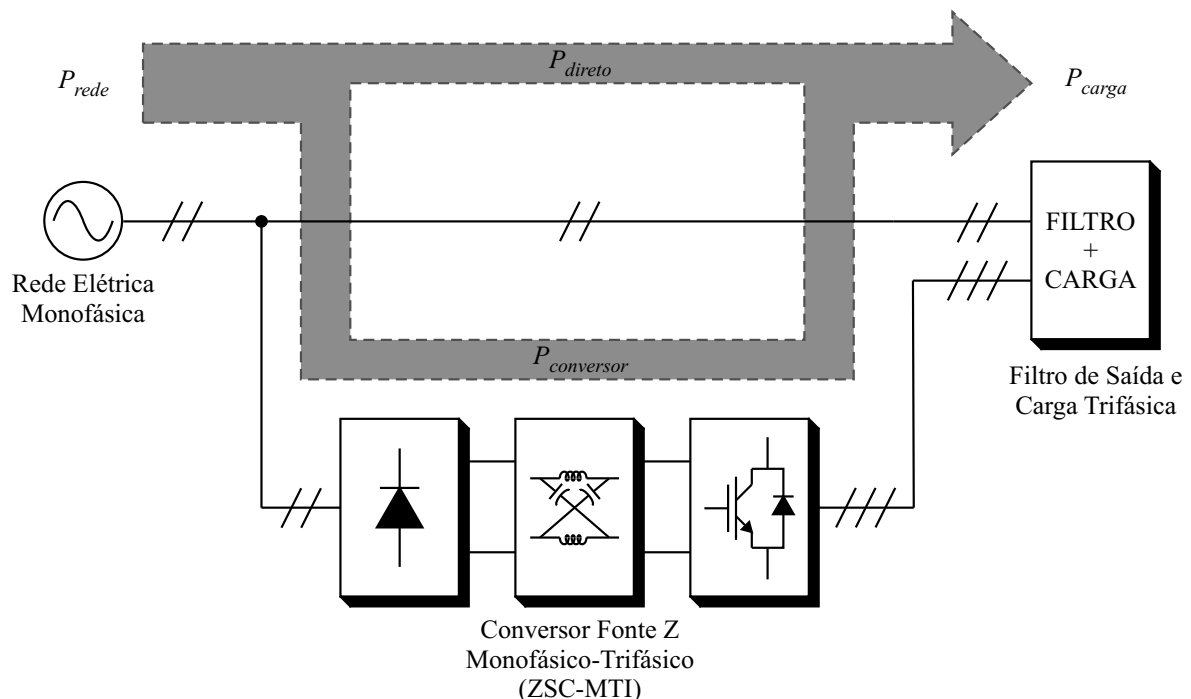


Figura 4.9: Diagrama do balanço de potência do ZSC-MTI para $P_{direto} > 0$.

No segundo modo, a potência ativa média fornecida pela rede diretamente à fase c da carga é nula, ou seja, $P_{direto} = 0$. Neste caso, a rede monofásica não está fornecendo nenhuma potência ativa média diretamente à carga, ou seja, toda a potência consumida pela carga é processada pelo conversor (a rede monofásica fornece esta potência indiretamente, através do conversor). O diagrama do balanço de potência para $P_{direto} = 0$ pode ser visto na Figura 4.10.

No terceiro modo, a potência ativa média fornecida pela rede diretamente à fase c da carga é negativa, ou seja, $P_{direto} < 0$. Neste caso, o retificador a diodos drenará uma potência ativa média maior do que a necessária à carga. O conversor processará toda essa potência, alimentando completamente a carga e devolvendo o excesso de energia à rede monofásica, através da conexão série entre a fase u do conversor e a rede monofásica (Figura 4.8). Este excesso de energia, ao chegar no ponto de conexão entre a rede monofásica e o retificador a diodos, será drenado mais uma vez pelo conversor. É importante deixar claro que, neste caso, o excesso de potência não absorvido pela carga, permanecerá circulando pelo retificador a diodos, malha Z, inversor e de volta ao retificador a diodos, através da conexão série entre a

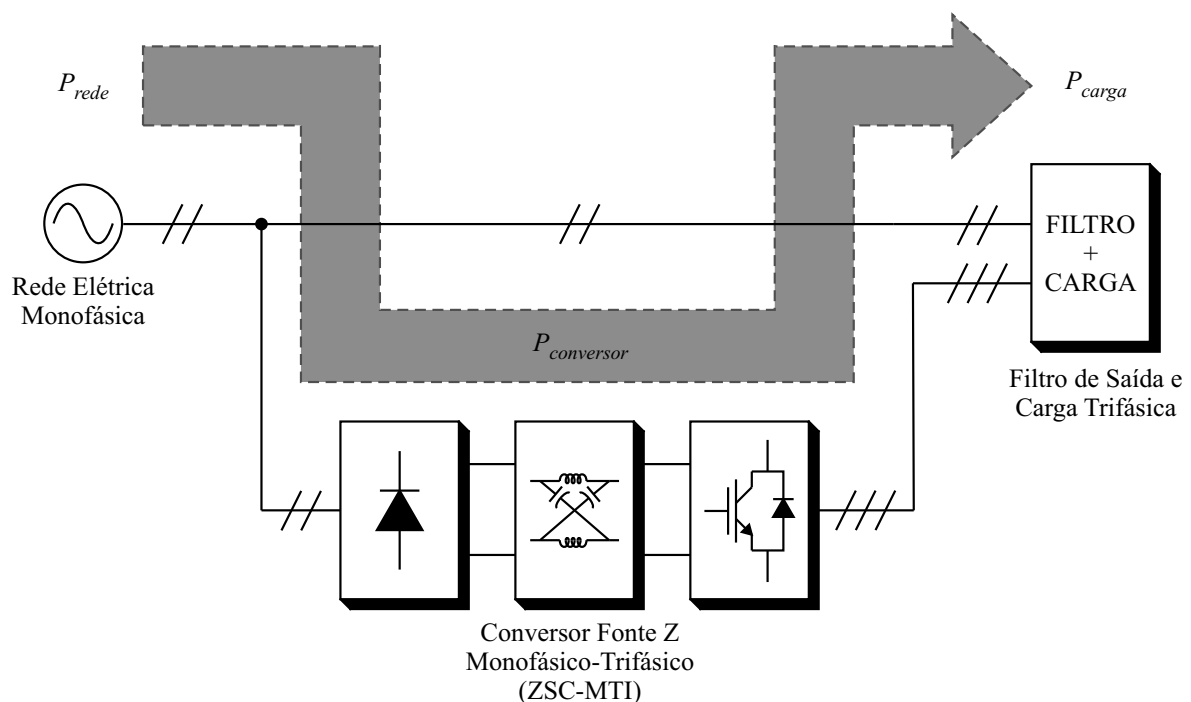


Figura 4.10: Diagrama do balanço de potência do ZSC-MTI para $P_{direto} = 0$.

fase u do conversor e a rede monofásica. O diagrama do balanço de potência para $P_{direto} < 0$ pode ser visto na Figura 4.11.

É desejável que a potência ativa média fornecida pela rede monofásica diretamente à fase c da carga seja a maior possível. Desta forma, o conversor só necessitará processar uma parte da potência ativa média solicitada pela carga (Figura 4.9). Para compreender o balanço de potência da topologia ZSC-MTI quando operando de forma síncrona, define-se, instantaneamente, o conjunto das tensões de referência na carga e a tensão da rede no ponto de acoplamento comum:

$$\begin{aligned} v_i &= V_{rede} \cos(\omega_{rede}t) \\ v_{la}^* &= V_l \cos(\omega_{rede}t + \alpha) \\ v_{lb}^* &= V_l \cos(\omega_{rede}t + \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{lc}^* &= V_l \cos(\omega_{rede}t + \alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (4.4)$$

em que V_{rede} e ω_{rede} são a amplitude e a frequência da tensão na rede monofásica, respectivamente, V_l é a amplitude da tensões de referência na carga e α é o deslocamento angular entre a tensão v_{la}^* e a tensão v_i .

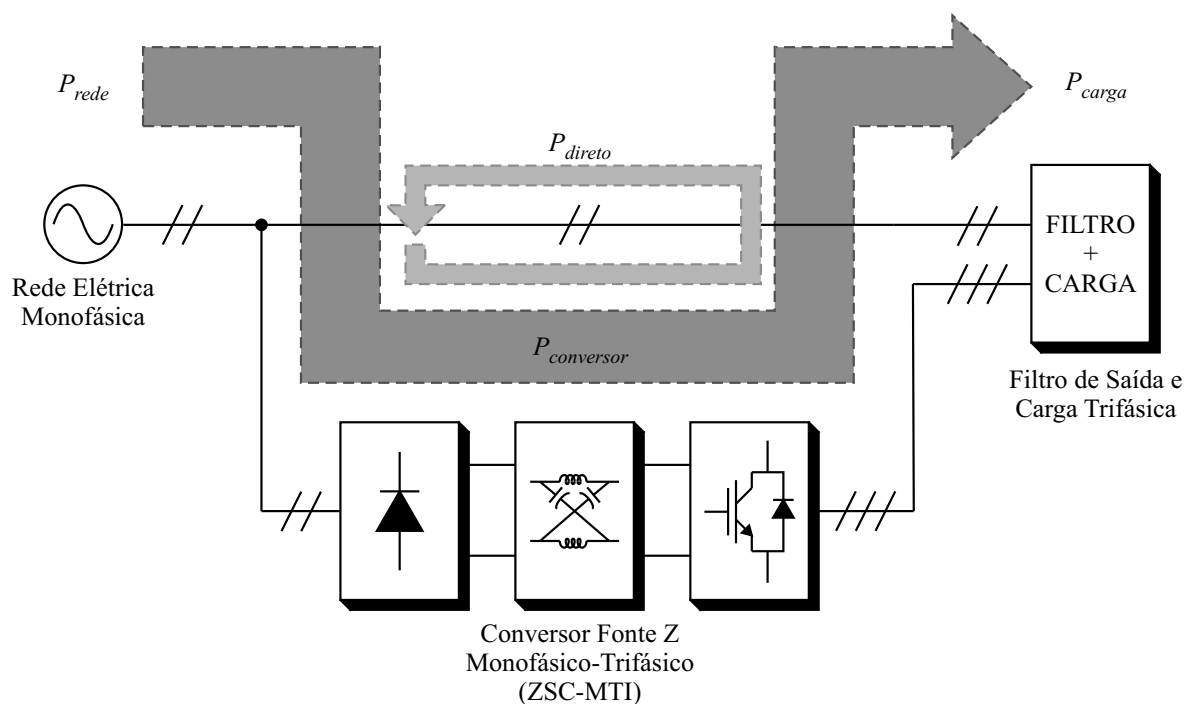


Figura 4.11: Diagrama do balanço de potência do ZSC-MTI para $P_{direto} < 0$.

Em seguida, transformam-se as grandezas em (4.4) em fasores. Assim, é possível representar os três modos de operação em um diagrama fasorial, como visto na Figura 4.12 [104]. É importante ressaltar que, na representação fasorial dos modos de operação do ZSC-MTI, foi considerada uma carga puramente resistiva, ou seja, $\angle v_{lk}^* = \angle i_{lk} \approx \angle i_{Lk}$, para $k = \{a, b, c\}$.

No primeiro modo, a tensão V_{la}^* está adiantada em relação à tensão V_i , ou seja, $\alpha > 0$, como pode ser visto na Figura 4.12(a). Conseqüentemente, a tensão V_i e a corrente I_{Lc} estão em quadrantes distintos. A potência ativa média fornecida pela rede diretamente à fase c da carga é definida como o negativo do produto escalar dos fasores V_i e I_{Lc} , ou seja,

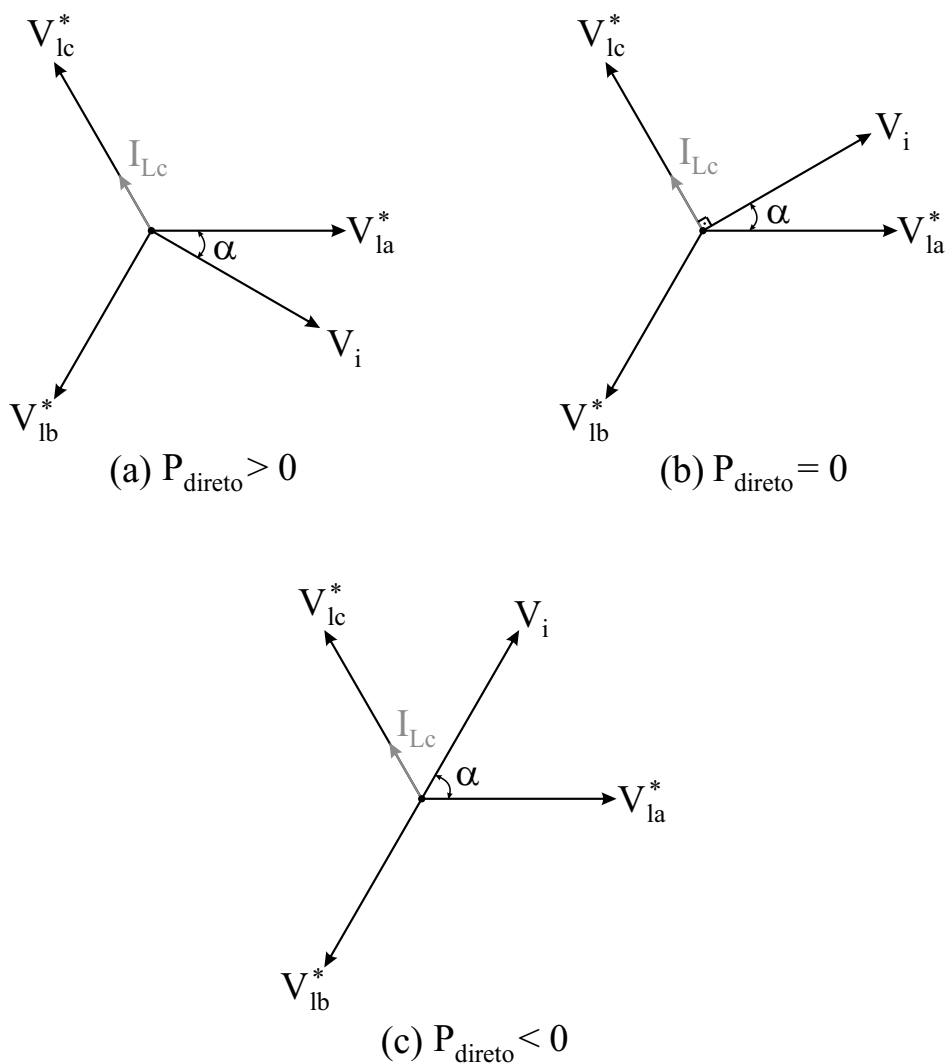


Figura 4.12: Representação fasorial das tensões na carga, da corrente no filtro e da tensão na rede para a topologia ZSC-MTI.

$P_{direto} = -V_i \cdot I_{Lc}$. Portanto, neste caso, $P_{direto} > 0$, significando que, em termos médios, a rede monofásica está fornecendo energia diretamente à fase c da carga.

No segundo modo, $\alpha = -30^\circ$ é escolhido e a tensão V_{la}^* está atrasada em relação à tensão V_i , como pode ser visto na Figura 4.12(b). Conseqüentemente, a tensão V_i e a corrente I_{Lc} estão em quadratura, tornando nulo o produto escalar dos fasores. Portanto, neste caso, $P_{direto} = 0$, significando que, em termos médios, a rede monofásica não está fornecendo energia diretamente à fase c da carga. Toda a energia absorvida pela carga está sendo fornecida indiretamente pela rede, através do conversor.

No terceiro modo, $\alpha < -30^\circ$ é escolhido e a tensão V_{la}^* também está atrasada em relação à tensão V_i , como pode ser visto na Figura 4.12(c). Conseqüentemente, a tensão V_i e a corrente I_{Lc} estão no mesmo quadrante, tornando positivo o produto escalar dos fasores. Portanto, $P_{direto} < 0$, significando que, em termos médios, o conversor está processando uma quantidade de energia maior do que a absorvida pela carga. Este excesso de energia será devolvido à rede monofásica e, ao chegar no ponto de conexão entre a rede monofásica e o retificador a diodos, será drenado mais uma vez pelo conversor.

Observando detalhadamente a Figura 4.12(a), nota-se que a potência P_{direto} atinge seu valor máximo quando o fasor de tensão V_i está em contra-fase com o fasor da corrente I_{Lc} . Este ponto de máximo ocorre quando é escolhido $\alpha = 60^\circ$ (para cargas puramente resistivas). Neste caso, a rede fornecerá, diretamente à fase c da carga, a maior potência ativa média possível e, conseqüentemente, o conversor processará a menor potência ativa média possível. Portanto, para garantir sempre este ponto de máximo, define-se que as tensões v_{lk}^* estão sempre deslocadas de $\alpha = 60^\circ$ da tensão v_i (para cargas puramente resistivas).

Vale ressaltar que, caso a carga não seja puramente resistiva, a corrente I_{Lc} não estará mais em fase com a tensão V_{lc}^* e o valor máximo de P_{direto} não ocorrerá mais em $\alpha = 60^\circ$. Para o caso de cargas indutivas, o valor máximo de P_{direto} ocorrerá em $\alpha > 60^\circ$ e, para o caso de cargas capacitivas, o valor máximo de P_{direto} ocorrerá em $\alpha < 60^\circ$.

Para sintetizar a tensão desejada na carga (v_{lk}^*), é necessário implementar um sistema de controle adequado das correntes e tensões do filtro de saída LC visto na Figura 4.8. Este

sistema de controle é descrito em seguida.

4.3.3 Sistema de Controle do ZSC-MTI

A Figura 4.13 exibe todas as variáveis de interesse para o controle das tensões e correntes no filtro LC de saída do sistema ZSC-MTI.

O objetivo principal do sistema de controle é sintetizar as tensões desejadas na carga (v_{lk}^*). Como as tensões v_{Ck} são iguais às tensões v_{lk} , controlar as tensões na carga é simplesmente controlar as tensões nos capacitores do filtro LC.

Analisando a equação da corrente no capacitor, observa-se que é possível controlar sua tensão através da sua corrente. Na Figura 4.13, $i_{Ck} = i_{Lk} - i_{lk}$. Considerando as correntes na carga como distúrbios, percebe-se que é possível controlar, indiretamente, as correntes nos capacitores através das correntes que circulam nos indutores do filtro LC (i_{Lk}).

Analisando a equação da tensão no indutor, é possível controlar sua corrente através da tensão em seus terminais, ou seja, $v_{Lk} - v_{Ck}$. Se considerar as tensões nos capacitores como distúrbios, é possível controlar, indiretamente, as tensões nos indutores através das tensões v_{Lk} . Como as tensões v_{Lk} são sintetizadas pelo ZSC-MTI (através da relação em (4.3)), indiretamente, o conversor consegue controlar as tensões desejadas na carga.

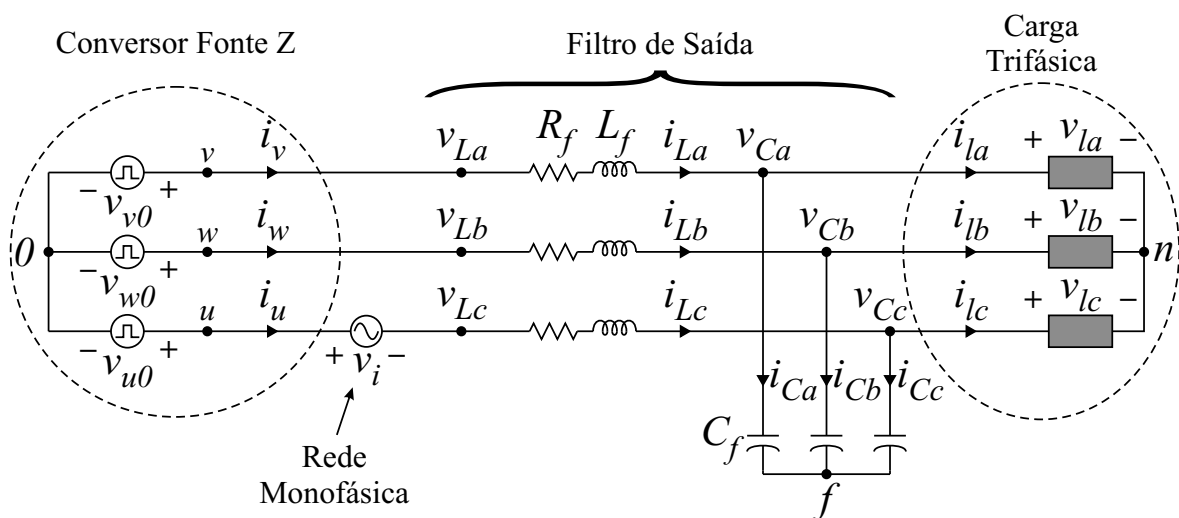


Figura 4.13: Circuito equivalente do sistema ZSC-MTI visto pelo filtro de saída e pela carga.

Primeiramente, é detalhado o projeto do filtro LC de saída. Em seguida, o sistema de controle das correntes nos indutores do filtro é projetado, pois esta é a malha mais interna do sistema e, portanto, a que possui a dinâmica mais rápida. Posteriormente, é detalhado o sistema de controle das tensões nos capacitores do filtro, pois esta é a malha mais externa do sistema e, portanto, a de dinâmica mais lenta. Após os projetos dos controladores, o esquema de controle completo do ZSC-MTI é descrito.

Projeto do Filtro LC

O primeiro passo no projeto do filtro de conexão do conversor à carga é calcular o máximo valor da indutância que garanta uma queda de tensão no indutor menor que 10% do valor nominal da tensão fase-neutro na carga, quando a carga está demandando a corrente nominal. Definindo V_l^{nom} e I_l^{nom} como os valores nominais das tensões e correntes na carga,

$$\omega_{rede} L_f I_l^{nom} \leq \frac{V_l^{nom}}{10}. \quad (4.5)$$

Isolando o valor da indutância em (4.5), obtém-se

$$L_f \leq \frac{V_l^{nom}}{10\omega_{rede} I_l^{nom}}. \quad (4.6)$$

Vale ressaltar que, mesmo que só exista um limite superior de L_f em (4.6), é importante escolher L_f próximo a este limite, de forma a garantir que as oscilações nas correntes i_{Lk} sejam as menores possíveis, diminuindo o estresse de corrente nas chaves do conversor.

Após projetar L_f , o próximo passo no projeto é calcular a capacitância que garanta que a frequência de ressonância do filtro (f_R) esteja dentro de uma faixa aceitável de frequências.

Primeiramente, deseja-se que f_R seja muito menor que a frequência de chaveamento do conversor, ou seja, $f_R \ll f_{ch}$. Dessa forma, garante-se que os harmônicos gerados pelo conversor, que estão em torno de f_{ch} e seus múltiplos, não provoquem ressonância no filtro, já que a ressonância pode levar o sistema à instabilidade. Em seguida, deseja-se que f_R

seja muito maior que a frequência da rede, ou seja, $f_R \gg f_{rede}$. Desta forma, garante-se que possíveis harmônicos advindos da rede também não provoquem ressonância no filtro, além de garantir um elevado valor da reatância do filtro LC (limitando a potência reativa que o filtro irá absorver). Na prática, quando se define limites de frequência, considera-se muito maior como uma década acima e muito menor como uma década abaixo. Portanto, em resumo,

$$10f_{rede} \leq f_R \leq \frac{f_{ch}}{10}. \quad (4.7)$$

É importante lembrar também que a banda passante do controlador de tensão (malha mais externa) deve estar abaixo da frequência de ressonância do filtro, garantindo que atuações do controlador não provoquem ressonância no filtro de saída LC. Após projetar f_R em (4.7), é possível calcular a capacitância do filtro usando a fórmula da frequência de ressonância do filtro:

$$C_f = \frac{1}{(2\pi f_R)^2 L_f} \quad (4.8)$$

Controle das Correntes nos Indutores do Filtro LC

Observando a Figura 4.13, é possível encontrar as equações das tensões nos indutores do filtro LC em função das suas correntes, que são as variáveis a serem controladas:

$$\begin{aligned} v_{La} - v_{Ca} = v_{La} - v_{la} &= R_f i_{La} + L_f \frac{di_{La}}{dt} \\ v_{Lb} - v_{Cb} = v_{Lb} - v_{lb} &= R_f i_{Lb} + L_f \frac{di_{Lb}}{dt} \\ v_{Lc} - v_{Cc} = v_{Lc} - v_{lc} &= R_f i_{Lc} + L_f \frac{di_{Lc}}{dt} \end{aligned} \quad (4.9)$$

Através da transformada $abc - \alpha\beta$, vista em (2.13), é possível representar as tensões nos indutores em (4.9) como vetores nos eixos $\alpha\beta$:

$$\vec{v}_{L\alpha\beta} - \vec{v}_{C\alpha\beta} = \vec{v}_{L\alpha\beta} - \vec{v}_{l\alpha\beta} = R_f \vec{i}_{L\alpha\beta} + L_f \frac{d}{dt} (\vec{i}_{L\alpha\beta}) \quad (4.10)$$

Aplicando a transformada $\alpha\beta - dq$, vista em (3.35), nas tensões em (4.10), é possível representar as tensões nos indutores nos eixos dq síncronos:

$$\vec{v}_{Ldq} - \vec{v}_{Cdq} = \vec{v}_{Ldq} - \vec{v}_{ldq} = R_f \vec{i}_{Ldq} + L_f \frac{d}{dt} (\vec{i}_{L\alpha\beta}) e^{-j\theta_{rede}} \quad (4.11)$$

Usando a propriedade da derivada da multiplicação em (3.35), encontra-se que:

$$\frac{d}{dt} (\vec{i}_{L\alpha\beta}) e^{-j\theta_{rede}} = \frac{d}{dt} (\vec{i}_{Ldq}) + j\omega_{rede} \vec{i}_{Ldq} \quad (4.12)$$

Substituindo (4.12) em (4.11), chega-se a:

$$\vec{v}_{Ldq} - \vec{v}_{ldq} = R_f \vec{i}_{Ldq} + L_f \frac{d}{dt} (\vec{i}_{Ldq}) + j\omega_{rede} L_f \vec{i}_{Ldq} \quad (4.13)$$

É possível, então, representar (4.13) em duas equações separadas, uma para cada eixo:

$$\begin{aligned} v'_{Ld} &= v_{Ld} - v_{ld} + \omega_{rede} L_f i_{Lq} = R_f i_{Ld} + L_f \frac{di_{Ld}}{dt}, \\ v'_{Lq} &= v_{Lq} - v_{lq} - \omega_{rede} L_f i_{Ld} = R_f i_{Lq} + L_f \frac{di_{Lq}}{dt}, \end{aligned} \quad (4.14)$$

em que v'_{Ld} e v'_{Lq} são as componentes dq que controlam as correntes i_{Ld} e i_{Lq} , ou seja, são as saídas dos controladores PI. Os termos $-v_{ld} + \omega_{rede} L_f i_{Lq}$ e $-v_{lq} - \omega_{rede} L_f i_{Ld}$ são termos de compensação usados para acelerar a convergência do controle.

As relações (4.14) representam as equações das plantas a serem controladas. Aplicando a Transformada de Laplace [76], obtém-se as plantas no domínio de Laplace:

$$\frac{I_{Ld}(s)}{V'_{Ld}(s)} = \frac{1}{sL_f + R_f} \quad (4.15)$$

$$\frac{I_{Lq}(s)}{V'_{Lq}(s)} = \frac{1}{sL_f + R_f} \quad (4.16)$$

Observa-se, em (4.15) e (4.16), que as tensões v'_{Ld} e v'_{Lq} podem ser usadas para controlar as correntes nos indutores i_{Ld} e i_{Lq} , respectivamente. Para implementar o controle de ambas as variáveis, dois controladores PI são usados, como visto na Figura 4.14.

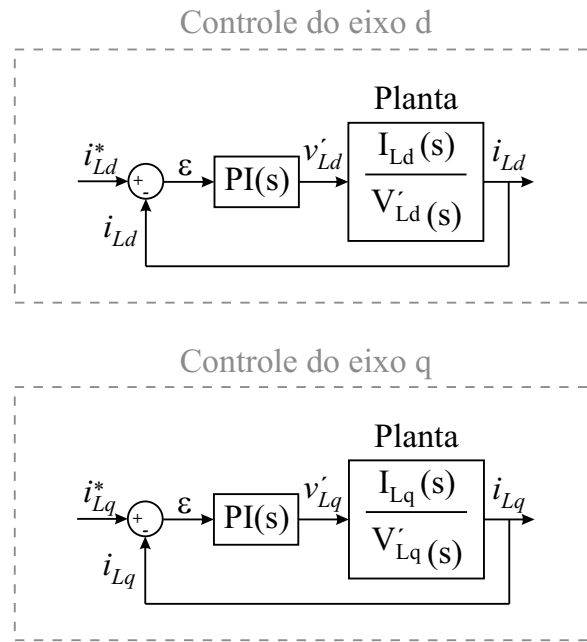


Figura 4.14: Esquema de controle das correntes nos indutores do filtro LC.

A função de transferência de um PI de corrente foi definida em (3.42). Usando (3.42) e (4.15), é possível obter a função de transferência em malha fechada do sistema da Figura 4.14 [76] (como ambas as plantas são idênticas, somente a de eixo direto é obtida):

$$\frac{I_{Ld}(s)}{I_{Ld}^*(s)} = \frac{\frac{k_p^i}{L_f}s + \frac{k_i^i}{L_f}}{s^2 + \left(\frac{R_f + k_p^i}{L_f}\right)s + \frac{k_i^i}{L_f}} \quad (4.17)$$

Para projetar os ganhos do PI, é necessário definir os parâmetros que regem o comportamento dinâmico da função de transferência em malha fechada. O polinômio característico em (4.17) é de segunda-ordem, que pode ser representado por

$$s^2 + \left(\frac{R_f + k_p^i}{L_f}\right)s + \frac{k_i^i}{L_f} = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2. \quad (4.18)$$

Após definir os parâmetros controláveis do sistema de segunda-ordem (ξ e t_s ou ξ e ω_n), é possível encontrar os ganhos do PI em função destes parâmetros usando (3.45) e (4.18):

$$k_p^i = 2\xi\omega_n L_f - R_f = \frac{8L_f}{t_s} - R_f \quad (4.19)$$

$$k_i^i = L_f\omega_n^2 = \frac{16L_f}{(\xi t_s)^2} \quad (4.20)$$

É importante ressaltar que o coeficiente de amortecimento ótimo ($\xi = 1/\sqrt{2}$) e a relação em (3.45) são perfeitamente válidos para funções de transferência em malha fechada que tenham polinômios característicos de segunda-ordem e que não possuam zeros [76]. Como a função de transferência de malha fechada do sistema de controle em questão, vista em (4.17), possui um zero, a resposta ao degrau do sistema não será exatamente igual ao projetado.

Para validar o projeto do sistema de controle de corrente, são obtidas as respostas ao degrau e em frequência da função de transferência de malha fechada, vista em (4.17). O indutor do filtro de saída escolhido possui os seguintes parâmetros: $R_f = 0,5\Omega$ e $L_f = 5mH$. Os ganhos do controlador PI foram ajustados para dar um amortecimento ótimo ($\xi = 1/\sqrt{2}$) e tempo de acomodação de $t_s = 1ms$, ou seja, $k_p^i = 39,5\Omega$ e $k_i^i = 160000\Omega \cdot rad/s$. A resposta ao degrau e a resposta em frequência do controle de corrente podem ser vistas na Figura 4.15.

Observa-se, na Figura 4.15(a), que a resposta ao degrau do controle possui um *overshoot* de aproximadamente 20% e um tempo de acomodação em torno de 1ms, próximo ao projetado. Na Figura 4.15(b), é possível ver a resposta em frequência do controle de corrente em malha fechada, que possui uma banda passante de aproximadamente 1,85kHz.

Controle das Tensões nos Capacitores do Filtro LC

Observando a Figura 4.13, é possível encontrar as equações das correntes nos capacitores do filtro em função das suas tensões, que são as variáveis a serem controladas:

$$\begin{aligned} i_{Ca} &= i_{La} - i_{la} = C_f \frac{dv_{la}}{dt} \\ i_{Cb} &= i_{Lb} - i_{lb} = C_f \frac{dv_{lb}}{dt} \\ i_{Cc} &= i_{Lc} - i_{lc} = C_f \frac{dv_{lc}}{dt} \end{aligned} \quad (4.21)$$

Através da transformada $abc - \alpha\beta$, vista em (2.13), é possível representar as correntes nos capacitores em (4.21) como vetores nos eixos $\alpha\beta$:

$$\vec{i}_{C\alpha\beta} = \vec{i}_{L\alpha\beta} - \vec{i}_{l\alpha\beta} = C_f \frac{d}{dt}(\vec{v}_{l\alpha\beta}) \quad (4.22)$$

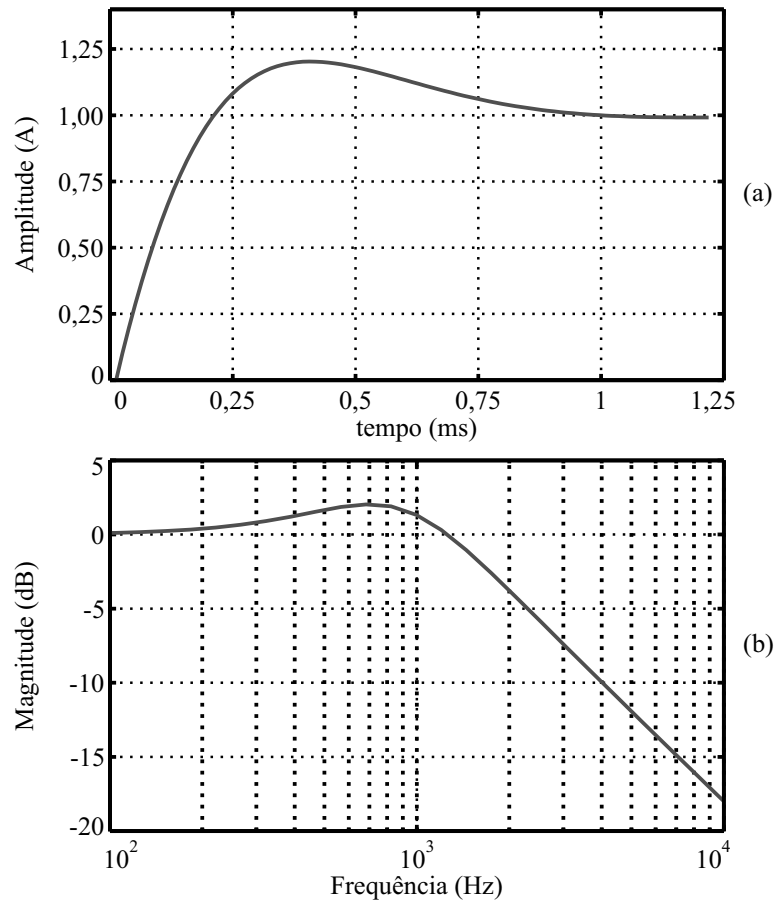


Figura 4.15: Resposta ao degrau e resposta em frequência do controle de corrente em malha fechada do sistema ZSC-MTI.

Aplicando a transformada $\alpha\beta - dq$, vista em (3.35), nas correntes dos capacitores em (4.22), é possível representá-las nos eixos dq síncronos:

$$\vec{i}_{Cdq} = \vec{i}_{Ldq} - \vec{i}_{ldq} = C_f \frac{d}{dt} (\vec{v}_{l\alpha\beta}) e^{-j\theta_{rede}} \quad (4.23)$$

Usando a propriedade da derivada da multiplicação em (3.35), encontra-se que:

$$\frac{d}{dt} (\vec{v}_{l\alpha\beta}) e^{-j\theta_{rede}} = \frac{d}{dt} (\vec{v}_{ldq}) + j\omega_{rede} \vec{v}_{ldq} \quad (4.24)$$

Substituindo (4.24) em (4.23), chega-se a:

$$\vec{i}_{Cdq} = \vec{i}_{Ldq} - \vec{i}_{ldq} = C_f \frac{d}{dt} (\vec{v}_{ldq}) + j\omega_{rede} C_f \vec{v}_{ldq} \quad (4.25)$$

É possível, então, representar (4.25) em duas equações separadas, uma para cada eixo:

$$\begin{aligned} i'_{Cd} &= i_{Ld} - i_{ld} + \omega_{rede} C_f v_{lq} = C_f \frac{dv_{ld}}{dt} \\ i'_{Cq} &= i_{Lq} - i_{lq} - \omega_{rede} C_f v_{ld} = C_f \frac{dv_{lq}}{dt} \end{aligned} \quad (4.26)$$

em que i'_{Cd} e i'_{Cq} são as componentes dq que controlam v_{ld} e v_{lq} , ou seja, são as saídas dos PIs. Os termos $-i_{ld} + \omega_{rede} C_f v_{lq}$ e $-i_{lq} - \omega_{rede} C_f v_{ld}$ são termos de compensação usados para acelerar a convergência do controle e i_{Ld} e i_{Lq} são as variáveis de referência no controle das correntes nos indutores.

As relações (4.26) representam as equações das plantas a serem controladas. Aplicando a Transformada de Laplace [76], obtém-se as plantas no domínio de Laplace:

$$\frac{V_{ld}(s)}{I'_{Cd}(s)} = \frac{1}{sC_f} \quad (4.27)$$

$$\frac{V_{lq}(s)}{I'_{Cq}(s)} = \frac{1}{sC_f} \quad (4.28)$$

Observa-se, em (4.27) e (4.28), que as correntes i'_{Cd} e i'_{Cq} podem ser usadas para controlar as tensões v_{ld} e v_{lq} , respectivamente. Para implementar o controle de ambas as variáveis, dois PI são usados, como visto na Figura 4.16.

A função de transferência de um PI de tensão é definida como

$$PI(s) = k_p^v + \frac{k_i^v}{s}, \quad (4.29)$$

em que k_p^v e k_i^v são os ganhos proporcional e integral do controle de tensão, respectivamente.

Usando (4.27) e (4.29), é possível obter a função de transferência em malha fechada do sistema da Figura 4.16 [76] (ambas as plantas são idênticas):

$$\frac{V_{ld}(s)}{V_{ld}^*(s)} = \frac{\frac{k_p^v}{C_f} s + \frac{k_i^v}{C_f}}{s^2 + \left(\frac{k_p^v}{C_f}\right) s + \frac{k_i^v}{C_f}} \quad (4.30)$$

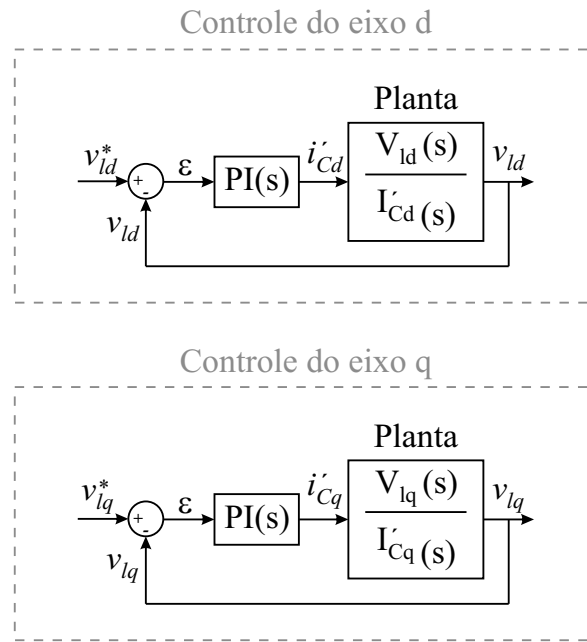


Figura 4.16: Esquema de controle das tensões nos capacitores do filtro LC.

Para projetar os ganhos do PI, é necessário definir os parâmetros que regem o comportamento dinâmico da função de transferência em malha fechada. O polinômio característico em (4.30) é de segunda-ordem, que pode ser representado por

$$s^2 + \left(\frac{k_p^v}{C_f} \right) s + \frac{k_i^v}{C_f} = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2. \quad (4.31)$$

Após definir os parâmetros controláveis do sistema de segunda-ordem (ξ e t_s ou ξ e ω_n), é possível encontrar os ganhos do PI em função destes parâmetros usando (3.45) e (4.31):

$$k_p^v = 2\xi\omega_n C_f = \frac{8C_f}{t_s} \quad (4.32)$$

$$k_i^v = C_f \omega_n^2 = \frac{16C_f}{(\xi t_s)^2} \quad (4.33)$$

É importante ressaltar que o coeficiente de amortecimento ótimo ($\xi = 1/\sqrt{2}$) e a relação em (3.45) são perfeitamente válidos para funções de transferência em malha fechada que tenham polinômios característicos de segunda-ordem e que não possuam zeros [76]. Como a função de transferência de malha fechada do sistema de controle em questão, vista em (4.30), possui um zero, a resposta ao degrau do sistema não será exatamente igual ao projetado.

Para validar o projeto do sistema de controle de tensão, são obtidas as respostas ao degrau e em frequência da função de transferência de malha fechada, vista em (4.30). O capacitor do filtro de saída escolhido possui capacitância igual a $C_f = 20\mu F$. Os ganhos do controlador PI foram ajustados para dar um amortecimento ótimo ($\xi = 1/\sqrt{2}$) e tempo de acomodação de $t_s = 10ms$, ou seja, $k_p^v = 0,016\Omega^{-1}$ e $k_i^v = 6,4\Omega^{-1} \cdot rad/s$. A resposta ao degrau e a resposta em frequência do controle de tensão podem ser vistas na Figura 4.17.

Observa-se, na Figura 4.17(a), que a resposta ao degrau do controle possui um *overshoot* de aproximadamente 20% e um tempo de acomodação em torno de 10ms, próximo ao projetado. Na Figura 4.17(b), é possível ver a resposta em frequência do controle de tensão em malha fechada, que possui uma banda passante de aproximadamente 185Hz.

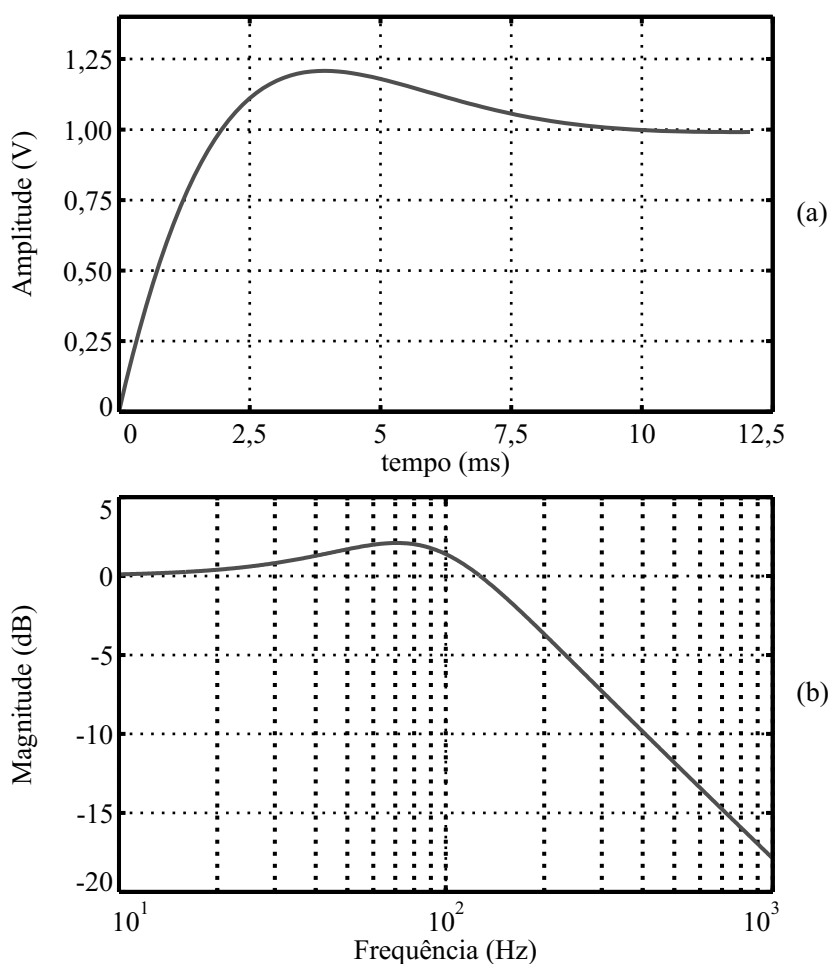


Figura 4.17: Resposta ao degrau e resposta em frequência do controle de tensão em malha fechada do sistema ZSC-MTI.

Esquema do Controle do ZSC-MTI

O esquema de controle completo do ZSC-MTI pode ser visto na Figura 4.18. Primeiramente, as tensões v_{lk}^* , em que $k = \{a, b, c\}$, são obtidas a partir da tensão v_i , através da relação em (4.4). O deslocamento angular $\alpha = 60^\circ$ é escolhido, garantindo que a potência ativa média fornecida pela rede monofásica diretamente à fase c da carga seja máxima.

Posteriormente, as tensões de referência v_{lk}^* e as tensões medidas v_{lk} passam pelas transformações $abc - \alpha\beta$ e $\alpha\beta - dq$. É importante ressaltar que, para realizar as

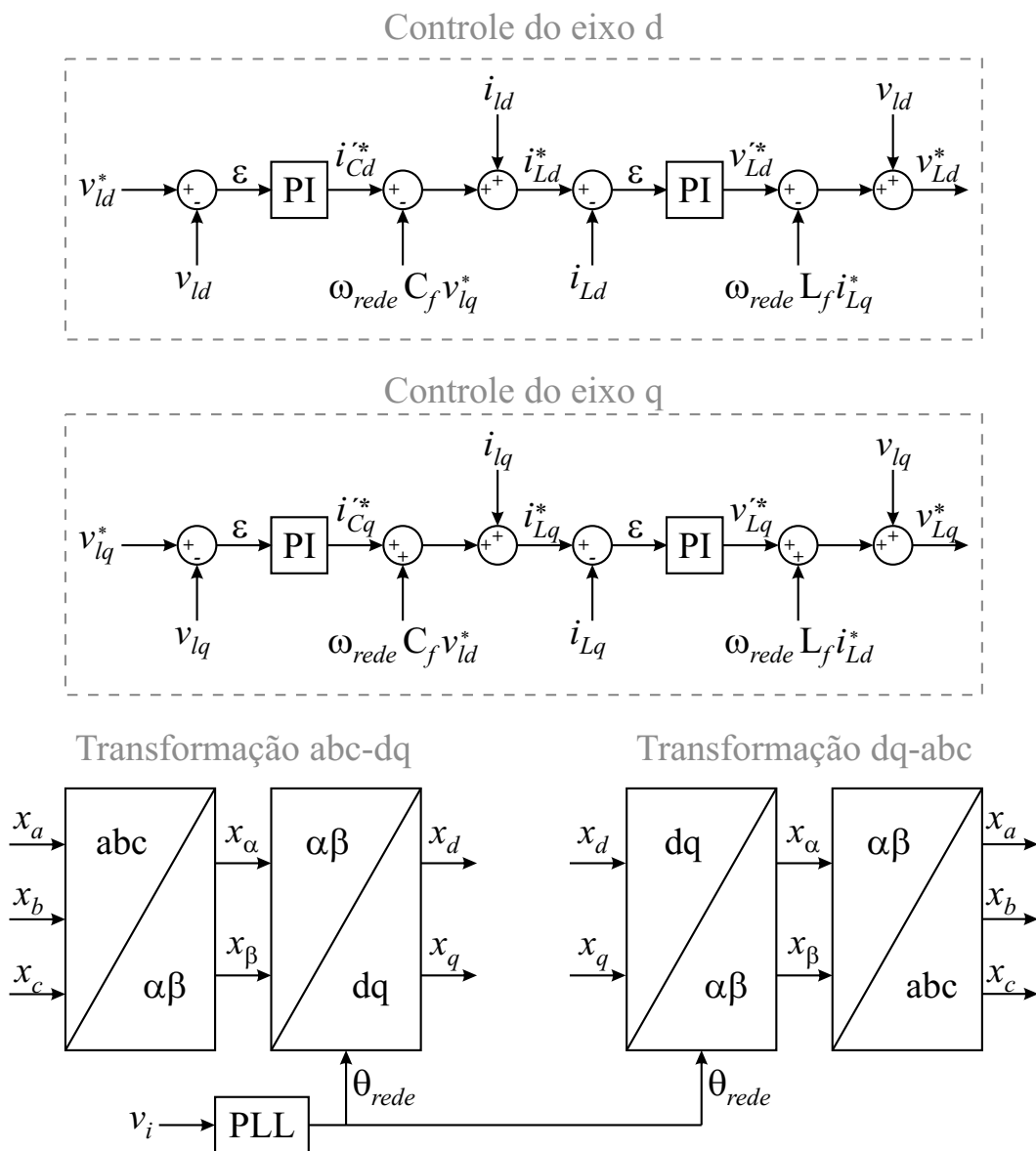


Figura 4.18: Esquema de controle completo do ZSC-MTI.

transformações $\alpha\beta - dq$ e $dq - \alpha\beta$, é necessário o valor instantâneo do ângulo da tensão v_i , ou seja, θ_{rede} . Este ângulo pode ser obtido por um PLL adequado.

As tensões de referência v_{ld}^* e v_{lq}^* e as tensões medidas v_{ld} e v_{lq} entram nos controles de eixo d e q. As correntes i_{lk} (na carga) e i_{Lk} (nos indutores) também são medidas e passam pelas transformações $abc - \alpha\beta$ e $\alpha\beta - dq$, pois são necessárias no controle.

Após a execução de todo o controle, as tensões v_{Ld}^* e v_{Lq}^* são obtidas. Estas tensões passam pelas transformações $dq - \alpha\beta$ e $\alpha\beta - abc$, obtendo-se as tensões v_{Lk}^* .

Em seguida, a relação em (4.3) é utilizada para determinar as tensões v_j^* , em que $j = \{u, v, w\}$, em função das tensões v_{Lk}^* e da tensão v_i . As tensões v_j^* são, então, utilizadas em uma técnica de PWM para ZSC (técnica de máximo *boost* constante, por exemplo), obtendo-se as razões de trabalho dos vetores ativos, nulos e de curto-circuito do conversor. O típico padrão de chaveamento, visto na Figura 3.22, é aplicado nas chaves do conversor, garantindo que as tensões de referência sejam sintetizadas e que o controle funcione corretamente.

Para comprovar a funcionalidade do controle e verificar a eficácia da topologia ZSC-MTI em reduzir a sua potência ativa média processada, alguns resultados de simulação são obtidos e comparados com os da topologia ZSC-MTC.

4.3.4 Resultados de Simulação e Comparação entre Topologias

O ZSC-MTI da Figura 4.6 é simulado para comprovar a funcionalidade do seu controle, visto na Figura 4.18, e verificar a eficácia em reduzir a sua potência ativa média processada. Três diferentes simulações são descritas, cada uma representando uma das possíveis situações observadas na Figura 4.12.

Os parâmetros da rede monofásica são: tensão eficaz de $220V/60Hz$, $Z_{rede} = 0,1 + j0,1885\Omega$ e $C_{rede} = 20\mu F$. Os indutores e capacitores da malha Z possuem indutância igual a $L_Z = 2,5mH$ e capacitância igual a $C_Z = 1000\mu F$, respectivamente.

O filtro de saída do ZSC foi projetado para suportar $V_l^{nom} = 220V$ e $I_l^{nom} = 7,07A$.

Usando (4.6), encontra-se que $L_f \leq 8,3mH$. O indutor escolhido possui $R_f = 0,5\Omega$ e $L_f = 5mH$. Sabendo que $f_{rede} = 50Hz/60Hz$ (dependendo do local a ser instalado), que a frequência de chaveamento é fixada em $f_{ch} = 10kHz$ e usando (4.7), encontra-se o intervalo válido para a frequência de ressonância do filtro: $500Hz \leq f_R \leq 1kHz$. Escolhendo-se $f_R = 500Hz$ e usando (4.8), encontra-se uma capacitância igual a $20,3\mu F$. O capacitor escolhido tem $C_f = 20\mu F$.

A técnica de PWM usada no conversor foi a técnica de máximo *boost* constante, seguindo o padrão de chaveamento visto na Figura 3.22. Uma carga resistiva trifásica de valor $R_c = 31,11\Omega$ (por fase) foi escolhida (necessária para drenar uma corrente de pico de 10A) e suas tensões de referência fase-neutro eficaz são $220V/60Hz$.

O detector de passagem por zero foi o PLL escolhido para determinar o ângulo θ_{rede} , pois é um método de simples implementação que funciona bem quando a tensão v_i é puramente senoidal. A malha de controle das correntes nos indutores do filtro é projetada com os seguintes parâmetros: $\xi = 1/\sqrt{2}$ (amortecimento ótimo) e tempo de acomodação $t_s = 1ms$. Usando (4.19) e (4.20), é possível encontrar os ganhos de ambos os PI de corrente: $k_p^i = 39,5\Omega$ e $k_i^i = 160000\Omega \cdot rad/s$. A malha de controle das tensões nos capacitores do filtro é projetada com os seguintes parâmetros: $\xi = 1/\sqrt{2}$ e tempo de acomodação $t_s = 10ms$. Usando (4.32) e (4.33), é possível encontrar os ganhos de ambos os PI de tensão: $k_p^v = 0,016\Omega^{-1}$ e $k_i^v = 6,4\Omega^{-1} \cdot rad/s$.

Em uma primeira simulação, deseja-se aproveitar a máxima potência ativa média que pode ser fornecida pela rede monofásica diretamente à fase *c* da carga trifásica. Portanto, $\alpha = 60^\circ$ é escolhido. Para elevar a tensão na saída da malha Z a um nível capaz de sintetizar as tensões de referência na entrada do filtro, a razão de trabalho dos vetores de curto-circuito é fixada em $\tau_{st} = 0,3303$. Para esta razão de trabalho, $B = 2,95$, $G_C = 1,97$ e $B_B = 2,28$. As Figuras 4.19 e 4.20 mostram os resultados desta primeira simulação.

Observa-se, na Figura 4.19(a), que a tensão v_{C1} está em torno de $612V$, que é igual à tensão de pico da rede multiplicada por G_C . A corrente no indutor está multiplicada por um fator de 40 para possibilitar uma melhor visualização. Na Figura 4.19(b), é possível

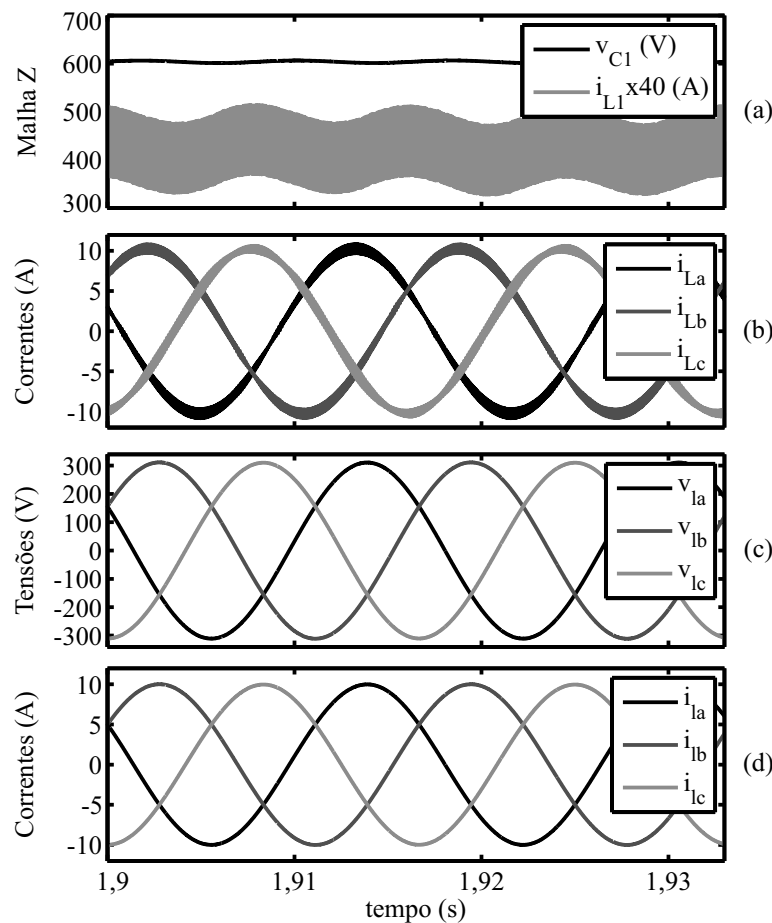


Figura 4.19: Resultado de simulação do ZSC-MTI controlado pela técnica de máximo *boost* constante e com um deslocamento angular de $\alpha = 60^\circ$: (a) tensão no capacitor C_1 e corrente no indutor L_1 ; (b) correntes nos indutores do filtro LC; (c) tensões na carga; (d) correntes na carga.

ver que as correntes nos indutores do filtro têm um comportamento senoidal somente com harmônicos de alta frequência. As tensões e correntes na carga resistiva podem ser vistas nas Figuras 4.19(c) e 4.19(d), respectivamente. Como desejado, os valores de pico das tensões na carga são iguais a $311V$, comprovando a boa sintonia do controle. Além do mais, as tensões e correntes entregues à carga praticamente não contêm harmônicos.

Na Figura 4.20(a), é possível ver a tensão v_i e a corrente i_{Lc} . Como desejado, a corrente está praticamente em contra-fase com a tensão da rede¹. Assim, a potência ativa média fornecida pela rede monofásica diretamente à fase c da carga é positiva e próxima do máximo, como pode ser visto na Figura 4.20(b). A carga absorve uma potência ativa média

¹Ao escolher um deslocamento angular de $\alpha = 60^\circ$, garante-se que a tensão v_i está sempre em contra-fase com a tensão na carga (v_{lc}). Como a carga é puramente resistiva, a corrente na carga (i_{lc}) também está em contra-fase com a tensão v_i . Entretanto, a corrente i_{Lc} não fica perfeitamente em contra-fase com a tensão v_i , pois uma parcela desta corrente é drenada pelo capacitor do filtro LC. Como o filtro LC consome uma pequena parcela constante de potência reativa capacitiva, a corrente i_{Lc} fica ligeiramente adiantada da tensão v_{lc} .

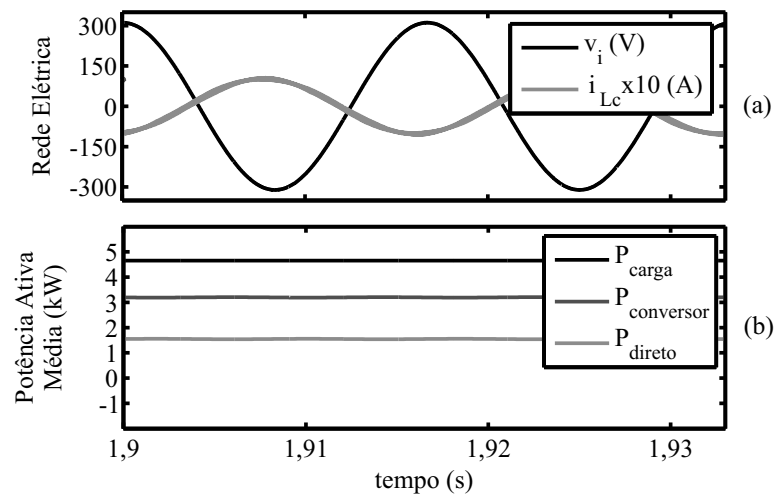


Figura 4.20: Resultado de simulação do ZSC-MTI controlado pela técnica de máximo *boost* constante e com um deslocamento angular de $\alpha = 60^\circ$: (a) tensão e corrente da rede; (b) potência ativa média absorvida pela carga, processada pelo conversor e fornecida diretamente pela rede monofásica.

de aproximadamente $4,8kW$, sendo que cerca de $1,6kW$ (33,3%) está sendo fornecida diretamente pela rede monofásica à fase c da carga e cerca de $3,2kW$ (66,7%) está sendo fornecida pelo conversor às outras duas fases da carga.

Em uma segunda situação, deseja-se que a rede monofásica não forneça nenhuma potência ativa média diretamente à fase c da carga trifásica. Portanto, $\alpha = -30^\circ$ é escolhido. Para elevar a tensão na saída da malha Z a um nível capaz de sintetizar as tensões de referência na entrada do filtro, a razão de trabalho dos vetores de curto-circuito é fixada em $\tau_{st} = 0,3862$. Para esta razão de trabalho, $B = 4,39$, $G_C = 2,70$ e $B_B = 3,11$. As Figuras 4.21 e 4.22 mostram os resultados desta segunda simulação.

Observa-se, na Figura 4.21(a), que a tensão v_{C1} está em torno de $840V$, que é igual à tensão de pico da rede multiplicada por G_C . Na Figura 4.21(b), é possível ver que as correntes nos indutores do filtro têm um comportamento senoidal somente com harmônicos de alta frequência. As tensões e correntes na carga resistiva podem ser vistas nas Figuras 4.21(c) e 4.21(d), respectivamente. Como desejado, os valores de pico das tensões na carga são iguais a $311V$, comprovando a boa sintonia do controle. Além do mais, as tensões e correntes entregues à carga praticamente não contêm harmônicos.

Na Figura 4.22(a), é possível ver a tensão v_i e a corrente i_{Lc} . Como desejado, a corrente

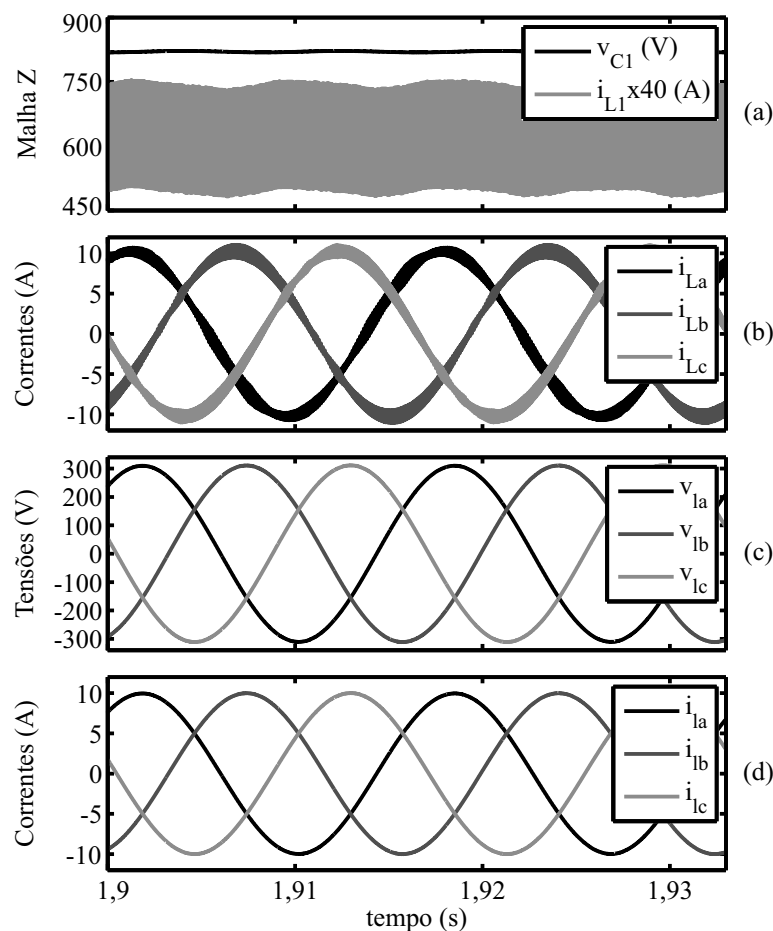


Figura 4.21: Resultado de simulação do ZSC-MTI controlado pela técnica de máximo *boost* constante e com um deslocamento angular de $\alpha = -30^\circ$: (a) tensão no capacitor C_1 e corrente no indutor L_1 ; (b) correntes nos indutores do filtro LC; (c) tensões na carga; (d) correntes na carga.

está praticamente em quadratura com a tensão da rede. Assim, a potência ativa média fornecida pela rede monofásica diretamente à fase c da carga é nula, como pode ser visto na Figura 4.22(b). A carga absorve uma potência ativa média de aproximadamente $4,8 kW$, sendo que toda ela está sendo processada e fornecida pelo conversor.

Em uma terceira situação, deseja-se que o conversor processe uma potência superior à absorvida pela carga. O excesso de energia fornecido pelo conversor é devolvido à rede monofásica e, posteriormente, é drenado pelo retificador a diodos, para ser mais uma vez processado. Neste caso, $\alpha = -60^\circ$ é escolhido. Para elevar a tensão na saída da malha Z a um nível capaz de sintetizar as tensões de referência na entrada do filtro, a razão de trabalho dos vetores de curto-circuito é fixada em $\tau_{st} = 0,3985$. Para esta razão de trabalho, $B = 4,93$, $G_C = 2,96$ e $B_B = 3,42$. As Figuras 4.23 e 4.24 mostram os resultados desta

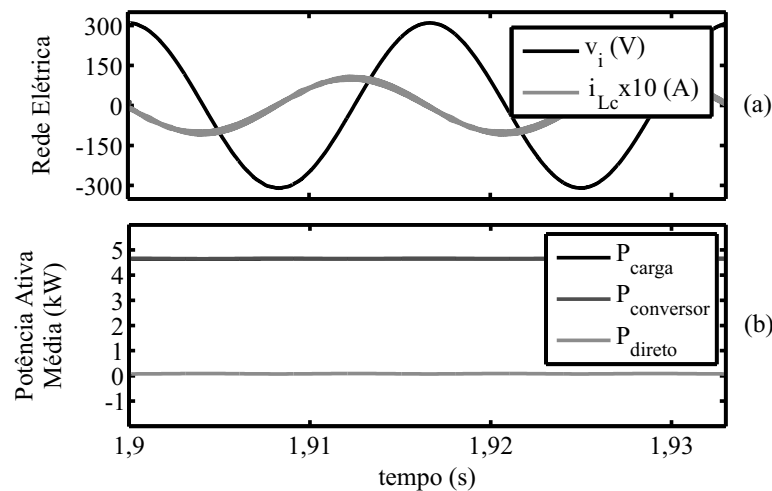


Figura 4.22: Resultado de simulação do ZSC-MTI controlado pela técnica de máximo *boost* constante e com um deslocamento angular de $\alpha = -30^\circ$: (a) tensão e corrente da rede; (b) potência ativa média absorvida pela carga, processada pelo conversor e fornecida diretamente pela rede monofásica.

terceira simulação.

Observa-se, na Figura 4.23(a), que a tensão v_{C1} está em torno de $920V$, que é igual à tensão de pico da rede multiplicada por G_C . Na Figura 4.23(b), é possível ver que as correntes nos indutores do filtro têm um comportamento senoidal somente com harmônicos de alta frequência. As tensões e correntes na carga resistiva podem ser vistas nas Figuras 4.23(c) e 4.23(d), respectivamente. Como desejado, os valores de pico das tensões na carga são iguais a $311V$, comprovando a boa sintonia do controle. Além do mais, as tensões e correntes entregues à carga praticamente não contêm harmônicos.

Na Figura 4.24(a), é possível ver a tensão v_i e a corrente i_{Lc} . Como desejado, a corrente está no mesmo quadrante da tensão na rede. Assim, a potência ativa média fornecida pela rede monofásica diretamente à fase c da carga é negativa, como pode ser visto na Figura 4.24(b). O excesso de energia processado pelo conversor está retornando ao ponto de conexão com a rede, para depois ser drenado pelo retificador a diodos. O conversor está processando uma potência de aproximadamente $5,5kW$, dos quais $4,8kW$ está sendo absorvida pela carga e $700W$ fica circulando entre a fase u de saída do conversor, a rede monofásica e o retificador a diodos.

Vale ressaltar que o ângulo $\alpha = 60^\circ$ corresponde ao ponto de mínima potência processada

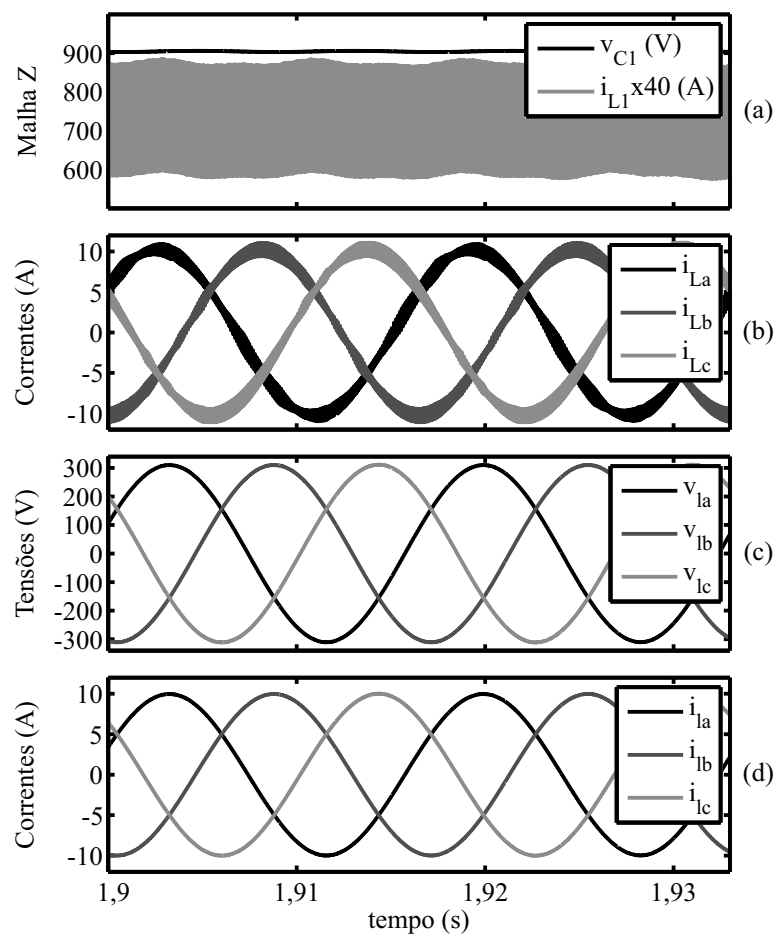


Figura 4.23: Resultado de simulação do ZSC-MTI controlado pela técnica de máximo *boost* constante e com um deslocamento angular de $\alpha = -60^\circ$: (a) tensão no capacitor C_1 e corrente no indutor L_1 ; (b) correntes nos indutores do filtro LC; (c) tensões na carga; (d) correntes na carga.

pelo conversor somente ao considerar cargas puramente resistivas e desprezando a potência reativa absorvida pelo filtro LC. Nos casos mais gerais, com cargas indutivas e capacitivas, o controle do fator de potência se faz necessário para poder manter o conversor operando no ponto de mínima potência processada. É possível implementar este controle do fator de potência, usando dois PLLs (um para a tensão v_i e outro para a corrente i_{Lc}) e um sistema de perturbação e observação para o ângulo α . Para cada perturbação do ângulo α em torno de 60° , o deslocamento angular entre v_i e i_{Lc} é observado. O sistema só deve estabilizar quando este deslocamento se tornar igual a 180° , ou seja, quando v_i e i_{Lc} estiverem em contra-fase.

Com o objetivo de comparar as topologias proposta (ZSC-MTI) e convencional (ZSC-MTC), uma série de simulações foram realizadas. As variáveis mais significativas de ambos

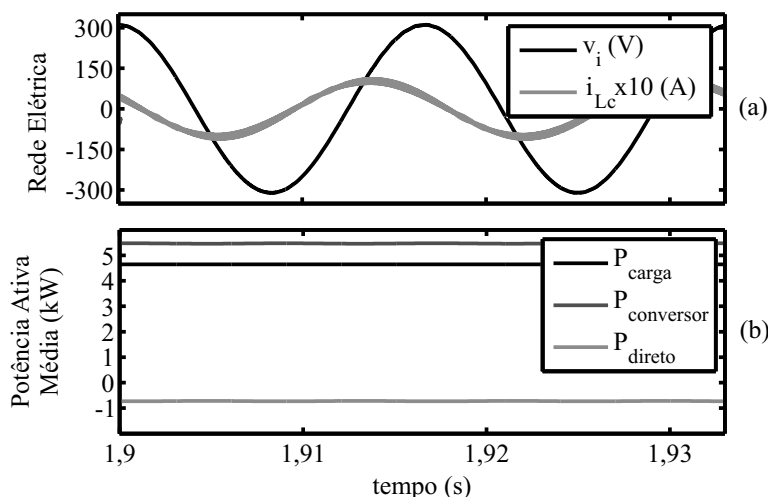


Figura 4.24: Resultado de simulação do ZSC-MTI controlado pela técnica de máximo *boost* constante e com um deslocamento angular de $\alpha = -60^\circ$: (a) tensão e corrente da rede; (b) potência ativa média absorvida pela carga, processada pelo conversor e fornecida diretamente pela rede monofásica.

os conversores foram analisadas em função do deslocamento angular α , como pode ser visto em (4.4). Os resultados comparativos podem ser vistos nas Figuras 4.25, 4.26 e 4.27 [104].

Na Figura 4.25(a), é possível observar as amplitudes das tensões de referência em cada fase de saída do ZSC-MTI (normalizadas pela amplitude da tensão na rede monofásica) em função do deslocamento angular α . Analisando as equações em (4.3), percebe-se que as tensões na saída do conversor são resultados de somas de grandezas senoidais com diferentes deslocamentos angulares. Portanto, é esperado que o conversor sintetize, em uma fase, uma tensão senoidal com uma amplitude maior que as sintetizadas nas outras fases. Como o deslocamento angular α influencia diretamente as tensões na carga em (4.4), é esperado que essas amplitudes variem em função de α . Como pode ser visto em (4.3), a tensão de referência na fase u sofre uma influência maior da tensão v_i do que as tensões das outras fases. Por este motivo é que a amplitude de v_u^* na Figura 4.25(a) possui a maior oscilação.

Também é possível notar, na Figura 4.25(a), que existe uma faixa de valores de α , na qual as amplitudes das três tensões de referência são menores que a amplitude da tensão na rede monofásica. Isto significa que, nesta faixa de valores de α , o ZSC-MTI pode trabalhar com menores fatores *buck-boost* do que o ZSC-MTC. O gráfico da Figura 4.25(b) ilustra melhor este fenômeno. Na Figura 4.25(b), é mostrada a maior das amplitudes das tensões que o

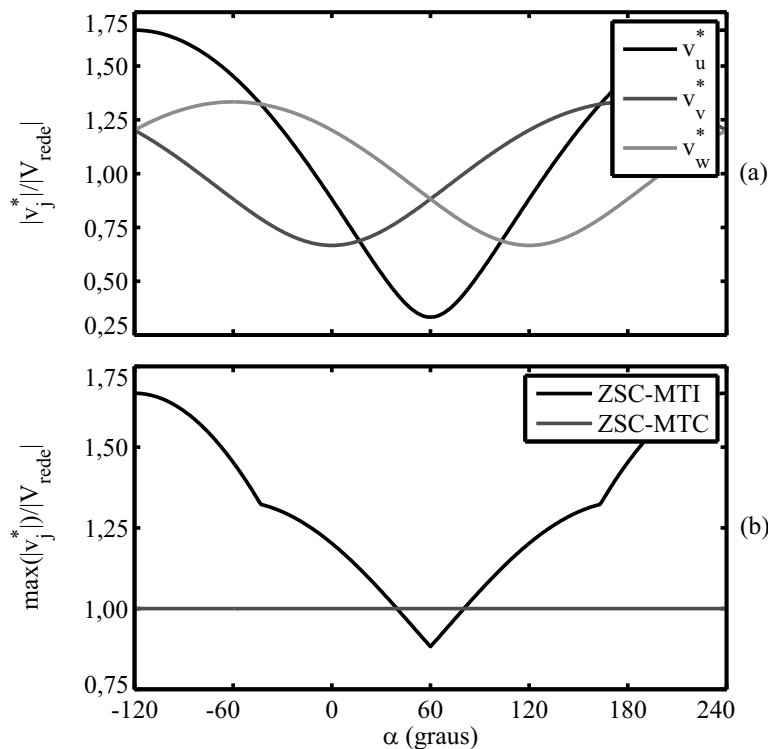


Figura 4.25: Resultados comparativos entre ZSC-MTI e ZSC-MTC em função do deslocamento angular α : (a) amplitudes das tensões de referência na saída do ZSC-MTI normalizadas por V_{rede} ; (b) máxima amplitude das tensões de referências na saída dos conversores normalizadas por V_{rede} .

conversor necessita sintetizar em função de α . Como o ZSC-MTC alimenta diretamente a carga, para qualquer que seja o valor de α , a amplitude das tensões na saída do conversor é sempre igual a V_{rede} . Percebe-se que existe uma pequena faixa de valores de α (em torno de 60°), na qual as tensões sintetizadas pelo ZSC-MTI são menores que as tensões sintetizadas pelo ZSC-MTC [104].

Na Figura 4.26(a), está ilustrada a potência instalada nas chaves para ambos os conversores em função de α . Entende-se por potência instalada, o produto da tensão nominal pela corrente nominal das chaves. O objetivo deste gráfico é ilustrar os valores nominais mínimos necessários para as chaves de cada conversor. Para uma pequena faixa de valores de α em torno de 60° , a potência instalada nas chaves para a topologia proposta é menor do que para a topologia convencional, ou seja, chaves com menores valores nominais de tensão e corrente e com menor custo poderiam ser usadas no ZSC-MTI [104].

Na Figura 4.26(b), está ilustrada a mínima razão de trabalho dos vetores de curto-circuito

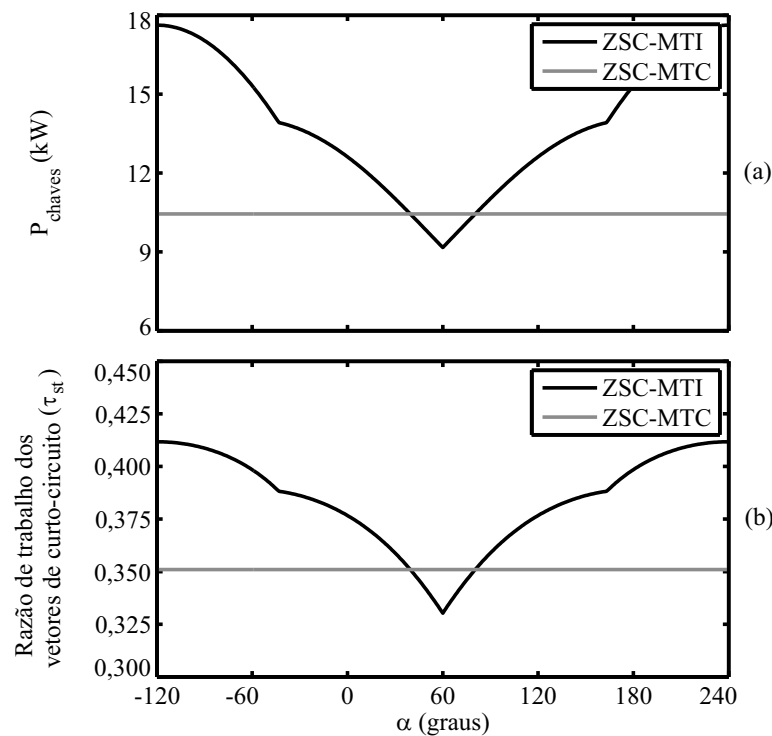


Figura 4.26: Resultados comparativos entre ZSC-MTI e ZSC-MTC em função do deslocamento angular α : (a) potência instalada nas chaves do conversor; (b) mínima razão de trabalho dos vetores de curto-circuito.

necessária para ambos os conversores em função de α . Para uma pequena faixa de valores de α em torno de 60° , o valor de τ_{st} mínimo necessário para a topologia proposta é menor do que para a topologia convencional. Menores valores de τ_{st} estão associados a menores fatores *boost* e a um menor estresse nas chaves. Portanto, na topologia proposta, as chaves possuem menores tensões de bloqueio e, conseqüentemente, menores perdas por chaveamento [104].

Na Figura 4.27(a), está ilustrada a potência ativa média processada por ambos os conversores em função de α . É importante observar que as correntes que circulam nos dois conversores são iguais (pois são as correntes que circulam na carga). O que diferencia ambos são as tensões que são sintetizadas em seus terminais. Como a potência ativa é a soma dos produtos das tensões com as correntes de cada fase, basta duas das três tensões serem menores em um dos conversores, para que a potência ativa total seja menor. Como pode ser visto na Figura 4.25(a), existe uma grande faixa de valores de α em torno de 60° , na qual duas das três tensões sintetizadas pelo ZSC-MTI são menores que as tensões sintetizadas pelo ZSC-MTC. É por este motivo que a potência ativa média na topologia ZSC-MTI é

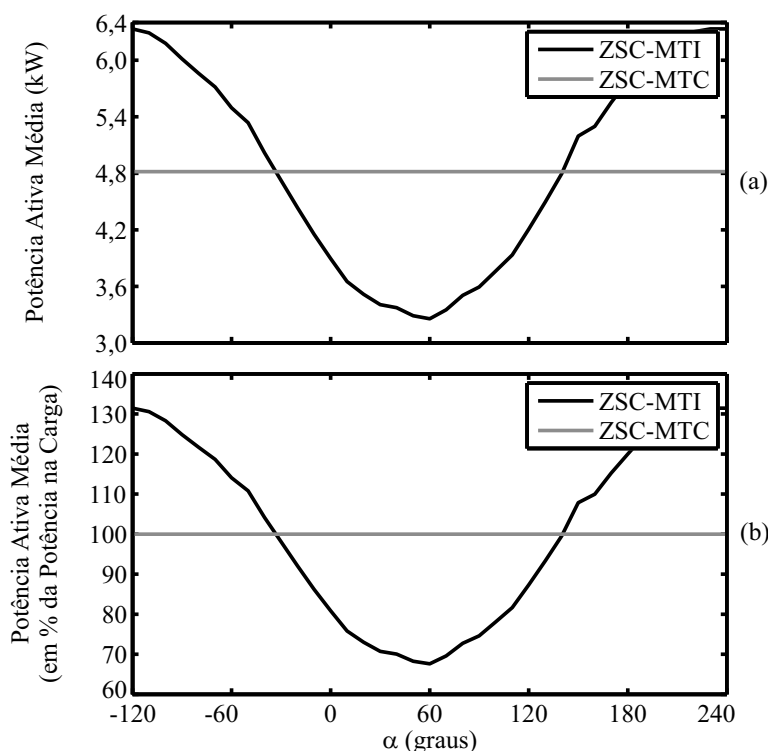


Figura 4.27: Resultados comparativos entre ZSC-MTI e ZSC-MTC em função do deslocamento angular α :

(a) potência ativa média processada por cada conversor; (b) potência ativa média processada por cada conversor em valores percentuais da potência consumida pela carga.

menor que na topologia ZSC-MTC para uma larga faixa de valores de α , como pode ser visto na Figura 4.27(a) [104].

Na Figura 4.27(b), está ilustrada a potência ativa média processada por ambos os conversores em valores percentuais da potência absorvida pela carga. Na faixa de α entre -30° e 150° , o ZSC-MTI processa somente parte da potência absorvida pela carga. O restante desta potência é fornecida pela rede monofásica diretamente à fase c da carga. Em $\alpha = 60^\circ$, a potência processada pelo conversor é mínima (aproximadamente 66,67%) enquanto a potência fornecida pela rede monofásica diretamente à carga é máxima (aproximadamente 33,33%) [104].

Para valores de α menores que -30° e maiores que 150° , o ZSC-MTI processa toda a potência absorvida pela carga e ainda devolve uma quantidade de energia à rede (podendo chegar a 33,33% da potência absorvida pela carga). Essa energia excedente fica circulando no sistema, ou seja, é drenada pelo retificador a diodos, é processada pelo conversor, é

devolvido à rede, para depois ser drenada mais uma vez pelo retificador. Para a topologia da Figura 4.6, essa situação é desvantajosa, pois implica maiores perdas, maior custo e maior estresse nas chaves.

Por outro lado, esta situação pode ser útil, caso o ZSC-MTI possua uma fonte alternativa de energia conectada à malha Z em vez de um retificador a diodos conectado à rede monofásica. Neste novo cenário, se a fonte alternativa produzir mais energia do que a demandada pela carga, o restante desta energia pode ser injetado na rede monofásica, através da conexão série existente entre a fase u de saída do conversor e a rede monofásica. Neste caso, o ZSC-MTI pode funcionar como um sistema de geração distribuída.

4.4 Conclusões

Neste capítulo, foi discutida a importância de obter soluções de baixo custo para alimentar cargas trifásicas em ambientes onde só se tem disponibilidade de redes monofásicas. Várias soluções disponíveis na literatura foram apresentadas e suas vantagens e desvantagens foram ressaltadas.

Foi visto que as topologias baseadas em retificadores a diodos, de menor custo, não são capazes de gerar o nível mínimo de tensão necessário para alimentar as cargas trifásicas. Por outro lado, as topologias baseadas em retificadores completamente controlados possuem uma grande quantidade de chaves, responsável pelo aumento do custo do conversor, já que o preço dos IGBTs chegam a ser seis vezes maiores do que os dos diodos, sem contar com os circuitos auxiliares necessários, responsáveis pelo aumento do peso, do volume e da complexidade do sistema.

Outras soluções, com um número muito reduzido de chaves, necessitam naturalmente de transformadores na frequência da rede para elevar a tensão ao nível necessário para alimentar a carga. Como já visto no Capítulo 3, os transformadores na frequência da rede podem corresponder a mais de 50% de todo o peso, volume e custo de um sistema de conversão convencional.

Visando baixo custo, peso e volume, uma solução baseada em ZSC com retificador a diodos foi proposta por *Rajaei et al.*. Mesmo tendo retificadores a diodos em sua topologia, é possível resolver o problema da baixa amplitude na saída do conversor através da sua característica *boost* única. Entretanto, além deste sistema possuir uma quantidade elevada de componentes, responsáveis pelo aumento do seu custo, peso e volume, toda a energia necessária para alimentar a carga tem que ser processada pelo conversor, gerando perdas consideráveis no processo de conversão. Tais perdas refletem no uso de grandes dissipadores e dispendiosos sistemas de refrigeração.

Foi proposta, então, uma nova topologia de ZSC monofásica-trifásica interativa, que possui uma quantidade reduzida de componentes, garantindo menor custo, peso e volume. Devido à correta sintonia do sistema de controle adotado, a topologia proposta é capaz de garantir uma alta qualidade das tensões que são sintetizadas na sua saída, mesmo quando conectada a cargas com elevado fator de potência. Através dos resultados de simulação obtidos, nota-se que, em determinadas condições, o sistema proposto processa somente parte da energia absorvida pela carga, já que o restante da potência é fornecida pela rede monofásica diretamente a uma das fases da carga. Esta é uma característica única deste conversor, devido à conexão interativa entre rede, conversor e carga.

Comparações entre a topologia interativa proposta e a topologia convencional mostram que o sistema interativo pode apresentar menores tensões na malha Z, chaves com menores valores nominais de tensão, menor estresse nas chaves, menores perdas por chaveamento e menor potência processada. Portanto, o conversor monofásico-trifásico interativo proposto não só tem menores custo, peso e volume, devido à reduzida quantidade de componentes, como também possui menores perdas no processo de conversão, que se refletem no uso de menores dissipadores e sistemas de refrigeração mais acessíveis.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

O conversor fonte Z é uma descoberta recente e promissora, capaz de realizar a conversão CC-CA *buck-boost* em uma única etapa. Devido a sua grande versatilidade, o conversor fonte Z pode ser aplicado nas mais diversas áreas. Entretanto, por ser uma descoberta recente, a sua potencialidade foi pouco explorada. Portanto, este trabalho tem como objetivo principal propor soluções baseadas em conversores fonte Z em aplicações que visem à redução do custo, do volume, do peso e das perdas no processo de conversão. Duas soluções principais são propostas, uma na área de sistemas fotovoltaicos e outra na área de sistemas de conversão monofásica-trifásica.

No Capítulo 2, o VSI trifásico é revisado, incluindo as características das chaves, os estados permitidos no inversor e suas relações com as tensões de polo e com as tensões na carga. Algumas das mais conhecidas técnicas de modulação por largura de pulso e os padrões de chaveamento mais usados no meio científico são apresentados. As principais desvantagens dos VSIs são abordadas e os ZSIs são apresentados como uma solução para as mencionadas desvantagens.

O princípio de funcionamento dos ZSIs é apresentado, incluindo a descrição dos novos estados de curto-circuito que surgem com a inclusão da malha Z e seu papel na função *boost* do inversor. Três técnicas de modulação para ZSI bastante citadas na literatura são apresentadas, incluindo seu padrão de chaveamento, tempo de aplicação dos estados de

curto-circuito, estresse de tensão sobre as chaves e resultados de simulação. Através da comparação entre as três técnicas, nota-se que a técnica de máximo *boost* constante é a que apresenta melhor desempenho com relação a estabilidade, baixo volume ocupado pela malha Z e reduzido estresse nas chaves do inversor.

A partir da descrição detalhada do princípio de funcionamento dos ZSIs e dos VSIs, é possível estabelecer uma relação direta entre estes dois tipos de inversores. Portanto, este estudo possibilita a descoberta de novas técnicas de PWM para ZSI, através de simples adaptações das técnicas já conhecidas para VSI.

No Capítulo 3, os sistemas fotovoltaicos são classificados e é visto que diversas soluções apresentadas na literatura (usando transformadores ou outras etapas de conversão) possuem desvantagens como baixa eficiência e elevado peso, volume, custo e complexidade. É proposto usar um ZSI sem transformador para elevar o nível de tensão na saída do sistema usando poucos painéis fotovoltaicos, já que este tipo de inversor possui uma característica *boost* desejada. Entretanto, há normas que obrigam o aterramento dos sistemas fotovoltaicos que não usam transformador. Devido a esse aterramento, surgem elevadas correntes de dispersão no sistema, responsáveis por distorções nas correntes do sistema, aumento das perdas nas chaves e nos componentes do sistema elétrico de potência, podendo danificar os painéis fotovoltaicos. Devido à ausência de soluções em sistemas fotovoltaicos aterrados e sem transformador capazes de gerar altos níveis de tensão e baixos níveis de corrente de dispersão, são propostas uma nova topologia de ZSI e quatro novas técnicas de PWM.

Resultados de simulação, experimentais e comparações entre as duas topologias de ZSI comprovam a eficácia da topologia proposta e das suas técnicas de PWM em reduzir a corrente de dispersão sem prejudicar o comportamento *boost* esperado do ZSI, tanto para sistemas conectados à rede elétrica como para sistemas alimentando uma carga RL aterrada. As técnicas OPWM e EPWM são as que apresentaram as menores correntes de dispersão e valores muito baixos de DHT para as correntes de saída do sistema. Em termos de perdas por chaveamento, a topologia e técnicas propostas possuem resultados equivalentes à topologia e técnicas convencionais.

No Capítulo 4, é discutida a importância de obter soluções de baixo custo para alimentar cargas trifásicas em ambientes onde só se tem disponibilidade de redes monofásicas. É visto que os ZSCs podem resolver o problema da baixa amplitude na saída do conversor monofásico-trifásico convencional, através da sua característica *boost* única. Entretanto, além deste sistema possuir uma grande quantidade de componentes de valores nominais elevados, toda a energia absorvida pela carga tem que ser processada pelo conversor, aumentando o custo, o peso e o volume e gerando grandes perdas no processo de conversão.

Para solucionar este problema, mantendo a qualidade das tensões sintetizadas na saída, é proposta uma nova topologia de conversor fonte Z monofásico-trifásico, que possui uma quantidade reduzida de componentes. Através dos resultados de simulação obtidos, nota-se que, em determinadas condições, o sistema proposto processa somente parte da energia absorvida pela carga, já que o restante da potência é fornecida pela rede monofásica diretamente a uma das fases da carga trifásica. Esta é uma característica única deste conversor, devido à conexão interativa entre rede, conversor e carga.

Além do mais, comparações entre a topologia proposta interativa e a topologia convencional mostram que o sistema interativo pode ter menores tensões na malha Z, chaves com menores valores nominais de tensão, menor estresse nas chaves, menores perdas por chaveamento e menor potência processada. Portanto, o conversor monofásico-trifásico interativo tem a capacidade de reduzir o custo, o volume e as perdas no processo de conversão e ainda garantir a qualidade das tensões fornecidas à carga trifásica, devido à correta sintonia do sistema de controle adotado.

As duas soluções propostas deste trabalho preenchem a lacuna que existia nas áreas de sistemas fotovoltaicos trifásicos e sistemas monofásicos-trifásico de baixo custo, volume e peso e alta eficiência. O baixo custo, volume e peso das duas soluções podem ser observados pela simples ausência de transformadores, pelo número reduzido de componentes e pelo uso de componentes com menores valores nominais. Já a alta eficiência pode ser observada pela ausência de transformadores, como também pela ausência de novas etapas de conversão. Por estes motivos, espera-se que estas soluções possam ser empregadas futuramente em equipamentos comerciais de baixo custo, auxiliando a inserção de sistemas fotovoltaicos

à rede e levando novas soluções para áreas rurais desprovidas de recursos.

5.1 Trabalhos Futuros

Em seguida são enumeradas algumas sugestões de trabalhos futuros relacionadas com esta Tese:

1. Apresentar resultados experimentais da integração dos painéis fotovoltaicos à topologia proposta de ZSI para sistemas aterrados e sem transformador conectados à rede, detalhando o controle das correntes na saída do inversor e o controle do ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico;
2. Apresentar resultados experimentais comparativos do sistema monofásico-trifásico interativo e do sistema monofásico-trifásico convencional, com o objetivo de validar a análise teórica e os resultados de simulação apresentados. Nesta etapa, pode ser incluído o controle do fator de potência visto pela rede monofásica, de forma a garantir que o conversor opere sempre no ponto de mínima potência processada;
3. Estender o estudo dos ZSIs, incluindo detalhes sobre controle em malha fechada do fator *boost* de tensão e uma comparação detalhada entre as topologias alternativas já propostas na literatura e o ZSI convencional;
4. Realizar um estudo inédito sobre a distribuição das correntes circulantes nos IGBTs e diodos durante todos os possíveis estados de curto-circuito e sua relação com as perdas no inversor. É possível que, com este estudo, descubra-se uma combinação adequada de vetores de curto-circuito que, ao ser aplicada, garanta perdas mínimas no ZSI;
5. Propor uma técnica de PWM generalizada para o ZSI (da mesma forma que existe uma para o VSI), na qual é possível usar um parâmetro de distribuição para controlar o tempo de aplicação dos vetores nulos de tensão. Com esta técnica generalizada, é possível grampear as fases de saída do inversor, evitando comutações nos instantes em que as correntes na saída estão passando pelos seus valores de pico mais positivos e mais negativos, reduzindo as perdas por chaveamento no ZSI;

6. Utilizar a técnica generalizada para reduzir a tensão de modo-comum no acionamento de motores trifásicos, reduzindo o desgaste excessivo nos rolamentos dos mancais, causados pela corrente de dispersão que circula nestes motores.

5.2 Publicações do Autor Associadas à Tese de Doutorado

A seguir são listadas as publicações associadas à tese que foram desenvolvidas pelo autor durante o período do seu doutorado (2008 a 2012).

5.2.1 Publicações em Periódicos Internacionais Qualis A1

1. **F. Bradaschia**, M. C. Cavalcanti, P. E. P. Ferraz, F. A. S. Neves, E. C. dos Santos Jr. e J. H. G. M. da Silva. *Modulation for Three-phase Transformerless Z-Source Inverter to Reduce Leakage Currents in Photovoltaic Systems*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 12, pp. 5385-5395, Dezembro, 2011. D.O.I.: 10.1109/TIE.2011.2116762

5.2.2 Publicações em Congressos, Conferências e Simpósios Nacionais e Internacionais

1. E. C. dos Santos Jr., **F. Bradaschia**, M. C. Cavalcanti e E. R. C. da Silva. *Z-Source Converter Applied for Single-Phase to Three-Phase Conversion System*. Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2011, Fort Worth, Estados Unidos, Março de 2011, pp. 216-223. D.O.I.: 10.1109/APEC.2011.5744600
2. **F. Bradaschia**, M. C. Cavalcanti, P. E. P. Ferraz, E. C. dos Santos Jr. e F. A. S. Neves. *Eliminating Leakage Currents in Transformerless Z-Source Inverters for Photovoltaic Systems*. Proc. 20th IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2011, Gdansk, Polônia, Junho de 2011, pp. 251-256. D.O.I.: 10.1109/ISIE.2011.5984166
3. P. E. P. Ferraz, **F. Bradaschia**, M. C. Cavalcanti, F. A. S. Neves, G. M. S. Azevedo. *A Modified Z-Source Inverter Topology for Stable Operation of Transformerless*

Photovoltaic Systems With Reduced leakage Currents. Proc. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP 2011, Natal, Brasil, Setembro de 2011, pp. 615-622. D.O.I.: 10.1109/COBEP.2011.6085216

4. **F. Bradaschia**, M. C. Cavalcanti, P. E. P. Ferraz, G. M. S. Azevedo, F. A. S. Neves e E. C. dos Santos Jr. *Stability Analysis of Reduced Leakage Current Modulation Techniques for Z-Source Inverters in Transformerless Photovoltaic Applications*. Proc. 3rd Annual IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2011, Phoenix, Estados Unidos, Setembro de 2011, pp. 2268-2275. D.O.I.: 10.1109/ECCE.2011.6064069

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] M. C. Cavalcanti, “Estudo de Perdas em Inversores Alimentados por Tensão Pulsada no Barramento de Corrente Contínua,” Tese de Doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, Fevereiro 2003.
- [2] F. Z. Peng, “Z-Source Inverter,” in *Proc. Ind. Appl. Soc. Ann. Meet. - IAS’02*, vol. 2, Pittsburgh, Estados Unidos, Dezembro 2002, pp. 775–781.
- [3] —, “Z-Source Inverter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 2, pp. 504–510, Março/Abril 2003.
- [4] C. J. Gajanayake, D. M. Vilathgamuwa, and P. C. Loh, “Small-Signal and Signal-Flow-Graph Modeling of Switched Z-Source Impedance Network,” *IEEE Power Electron. Lett.*, vol. 3, no. 3, pp. 111–116, Setembro 2005.
- [5] J. Liu, J. Hu, and L. Xu, “Dynamic Modeling and Analysis of Z Source Converter - Derivation of AC Small Signal Model and Design-Oriented Analysis,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1786–1796, Setembro 2007.
- [6] M. Shen and F. Z. Peng, “Operation Modes and Characteristics of the Z-Source Inverter With Small Inductance or Low Power Factor,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 89–96, Janeiro 2008.
- [7] S. Rajakaruna and L. Jayawickrama, “Steady-State Analysis and Designing Impedance Network of Z-Source Inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 7, pp. 2483–2491, Julho 2010.
- [8] P. C. Loh, D. M. Vilathgamuwa, Y. S. Lai, G. T. Chua, and Y. Li, “Pulse-Width

- Modulation of Z-Source Inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 6, pp. 1346–1355, Novembro 2005.
- [9] F. Z. Peng, M. Shen, and Z. Qian, “Maximum Boost Control of the Z-Source Inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 833–838, Julho 2005.
- [10] M. Shen, J. Wang, A. Joseph, F. Z. Peng, L. M. Tolbert, and D. J. Adams, “Constant Boost Control of the Z-Source Inverter to Minimize Current Ripple and Voltage Stress,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 3, pp. 770–778, Maio/Junho 2006.
- [11] Q. Tran, T. Chun, J. Ahn, and H. Lee, “Algorithms for Controlling Both the DC Boost and AC Output Voltage of Z-Source Inverter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2745–2750, Outubro 2007.
- [12] C. J. Gajanayake, D. M. Vilathgamuwa, and P. C. Loh, “Development of a Comprehensive Model and a Multiloop Controller for Z-Source Inverter DG Systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 4, pp. 2352–2359, Agosto 2007.
- [13] P. C. Loh, F. Gao, F. Blaabjerg, and S. W. Lim, “Operational Analysis and Modulation Control of Three-Level Z-Source Inverters With Enhanced Output Waveform Quality,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 7, pp. 1767–1775, Julho 2009.
- [14] F. Z. Peng, X. Yuan, X. Fang, and Z. Qian, “Z-Source Inverter for Adjustable Speed Drives,” *IEEE Power Electron. Lett.*, vol. 1, no. 2, pp. 33–35, Junho 2003.
- [15] Y. Huang, M. Shen, F. Z. Peng, and J. Wang, “Z-Source Inverter for Residential Photovoltaic Systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 6, pp. 1776–1782, Novembro 2006.
- [16] F. Z. Peng, M. Shen, and K. Holland, “Application of Z-Source Inverter for Traction Drive of Fuel Cell and Battery Hybrid Electric Vehicles,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 3, pp. 1054–1061, Maio 2007.
- [17] Z. J. Zhou, X. Zhang, P. Xu, and W. X. Shen, “Single-Phase Uninterruptible Power

- Supply Based on Z-Source Inverter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 2997–3004, Agosto 2008.
- [18] S. M. Dehghan, M. Mohamadian, and A. Y. Varjani, “A New Variable-Speed Wind Energy Conversion System Using Permanent-Magnet Synchronous Generator and Z - Source Inverter,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 3, pp. 714–724, Setembro 2009.
- [19] J. Anderson and F. Z. Peng, “Four Quasi-Z-Source Inverters,” in *Proc. Power Electron. Spec. Conf. - PESC’08*, Rhodes, Grécia, Junho 2008, pp. 2743–2749.
- [20] —, “A Class of Quasi-Z-Source Inverters,” in *Proc. Ind. Appl. Soc. Ann. Meet. - IAS’08*, Edmonton, Canadá, Outubro 2008, pp. 1–7.
- [21] P. C. Loh, S. W. Lim, F. Gao, and F. Blaabjerg, “Three-Level Z-Source Inverters Using a Single LC Impedance Network,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 706–711, Março 2007.
- [22] Y. Tang, S. Xie, C. Zhang, and Z. Xu, “Improved Z-Source Inverter With Reduced Z-Source Capacitor Voltage Stress and Soft-Start Capability,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 2, pp. 409–415, Fevereiro 2009.
- [23] C. J. Gajanayake, F. L. Luo, H. B. Gooi, P. L. So, and L. K. Siow, “Extended-Boost Z-Source Inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 10, pp. 2642–2652, Outubro 2010.
- [24] W. Qian, F. Z. Peng, and H. Cha, “Trans-Z-Source Inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PP, no. 99, p. Forthcoming, 2011.
- [25] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3rd ed. Nova Iorque, Estados Unidos: John Wiley & Sons, Inc, 2003.
- [26] R. N. C. Alves, “Análise e Implementação de Técnicas de Modulação em Largura de Pulso para uso em Inversores Trifásicos,” Tese de Doutorado, Universidade Federal da Paraíba, Março 1998.

- [27] F. Bradaschia, “Estratégia de Modulação Escalar Generalizada para Conversores Matriciais,” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Pernambuco, Março 2008.
- [28] J. Holtz, “Pulsewidth Modulation - A Survey,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 39, no. 5, pp. 410–420, Outubro 1992.
- [29] J. A. Houldsworth and D. A. Grant, “The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, no. 5, pp. 1224–1228, Setembro/Outubro 1984.
- [30] D. A. Grant and J. A. Houldsworth, “PWM AC Motor Drive Employing Ultrasonic Carrier,” in *Proc. Power Electron. and Var. Speed Drives - PE-VSD’84*, Londres, Reino Unido, 1984, pp. 234–240.
- [31] A. M. Trzynadlowski, “Non-Sinusoidal Modulation Functions for Three-Phase Inverters,” in *Proc. Power Electron. Spec. Conf. - PESC’88*, Quioto, Japão, Abril 1988, pp. 477–484.
- [32] J. W. Kolar, H. Ertl, and F. C. Zach, “Minimizing the Current Harmonics RMS Value of Three-Phase PWM Converter Systems by Optimal and Suboptimal Transition Between Continuous and Discontinuous Modulation,” in *Proc. Power Electron. Spec. Conf. - PESC’91*, Cambridge, Estados Unidos, Junho 1991, pp. 372–381.
- [33] H. W. V. D. Broeck, H. C. Skudelny, and G. V. Stanke, “Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 24, no. 1, pp. 142–150, Janeiro/Fevereiro 1988.
- [34] G. Pfaff, A. Weschta, and A. F. Wick, “Design and Experimental Results of a Brushless AC Servo Drive,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, no. 4, pp. 814–821, Julho 1984.
- [35] J. Holtz, P. Lammert, and W. Lotzkat, “High-Speed Drive System with Ultrasonic MOSFET PWM Inverter and Single-Chip Microprocessor Control,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-23, no. 6, pp. 1010–1015, Novembro 1987.

- [36] P. F. Seixas, “Comande Numérique d’une Machine Synchrone Autopilotee,” Tese de Doutorado, Ecole Nationale Supérieure d’Electrotechnique, d’Electronique, d’Informatique, d’Hydraulique et des Télécommunications de Toulouse, 1988.
- [37] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, 2nd ed. Nova Iorque, Estados Unidos: John Wiley & Sons, Inc, 2002.
- [38] F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, P. E. P. Ferraz, G. M. S. Azevedo, F. A. S. Neves, and E. C. dos Santos Jr., “Stability Analysis of Reduced Leakage Current Modulation Techniques for Z-Source Inverters in Transformerless Photovoltaic Applications,” in *Proc. 3rd Ann. IEEE Ener. Convers. Congr. and Expo. - ECCE 2011*, Phoenix, Estados Unidos, Setembro 2011, pp. 2268–2275.
- [39] P. E. P. Ferraz, F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, F. A. S. Neves, and G. M. S. Azevedo, “A Modified Z-Source Inverter Topology for Stable Operation of Transformerless Photovoltaic Systems With Reduced leakage Currents,” in *Proc. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP 2011*, Natal, Brasil, Setembro 2011, pp. 615–622.
- [40] A. M. de Farias, “Técnicas de Modulação para Inversores Fotovoltaicos sem Transformador Conectados à Rede Elétrica,” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Pernambuco, Fevereiro 2011.
- [41] A. Gimenes, “Novos Caminhos para a Energia,” Fevereiro 2007. [Online]. Available: <http://jornalnacional.globo.com>
- [42] K. C. de Oliveira, “Avaliação da Conversão da Energia Fotovoltaica em Sistemas Isolados,” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Pernambuco, Março 2007.
- [43] “Technology Roadmap - Solar Photovoltaic Energy,” International Energy Agency - IEA, Tech. Rep., Outubro 2010. [Online]. Available: http://www.iea.org/papers/2010/pv_roadmap.pdf
- [44] S. Kurtz, “Opportunities and Challenges for Development of a Mature Concentrating

- Photovoltaic Power Industry,” National Renewable Energy Laboratory - NREL, Tech. Rep., Junho 2011. [Online]. Available: <http://www.nrel.gov/docs/fy11osti/43208.pdf>
- [45] L. Handelsman and S. Bar-Asher, “Residential and Commercial On-grid PV Systems in Europe, SolarEdge versus Competitors,” SolarEdge, Tech. Rep., 2009. [Online]. Available: <http://www.votum.cz/pdf/se%20-%20residential%20and%20commercial%20on-grid%20pv%20systems%20in%20europe.pdf>
- [46] “U.S. Solar Market Insight - 3rd Quarter 2010 - Executive Summary,” Solar Energy Industries Association (SEIA) / Greentech Media Research (GTM), Tech. Rep., 2010. [Online]. Available: http://www.seia.org/galleries/default-file/SEIA_Q3_2010_EXEC_SUMMARY.pdf
- [47] *MSX-60 and MSX-64 Photovoltaic Modules*, Solarex, Marilândia, Estados Unidos, Novembro 1998. [Online]. Available: <http://www.californiasolarcenter.org/newssh/pdfs/Solarex-MSX64.pdf>
- [48] V. Salas and E. Olias, “Overview of the State of Technique for PV Inverters Used in Low Voltage Grid-Connected PV Systems: Inverters Below 10 kW,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 13, no. 6-7, pp. 1541–1550, Agosto/Setembro 2009.
- [49] S. Rollier, B. Richard, and M. Keller, “Earth Leakage Control in Solar Inverters,” *Power System Design Europe Magazine*, Maio 2005.
- [50] T. Kerekes, “Analysis and Modeling of Transformerless Photovoltaic Inverter Systems,” Tese de Doutorado, Aalborg University, Agosto 2009.
- [51] O. Lopez, F. D. Freijedo, A. G. Yepes, P. Fernández-Comesaña, J. Malvar, R. Teodorescu, and J. Doval-Gandoy, “Eliminating Ground Current in a Transformerless Photovoltaic Application,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 25, no. 1, pp. 140–147, Março 2010.
- [52] B. M. T. Ho and H. S. Chung, “An Integrated Inverter With Maximum Power Tracking for Grid-Connected PV Systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 953–962, Julho 2005.

- [53] S. Jain and V. Agarwal, "A Single-Stage Grid Connected Inverter Topology for Solar PV Systems With Maximum Power Point Tracking," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1928–1940, Setembro 2007.
- [54] R. de Rato y Figaredo, "Real Decreto 1663/2000, de 29 de Septiembre, Sobre Conexión de Instalaciones Fotovoltaicas a la Red de Baja Tensión," Ministerio de Economía del Gobierno de España, Setembro 2000.
- [55] D. Casadei, G. Grandi, and C. Rossi, "Single-Phase Single-Stage Photovoltaic Generation System Based on a Ripple Correlation Control Maximum Power Point Tracking," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 2, pp. 562–568, Junho 2006.
- [56] R. Gonzalez, J. Lopez, P. Sanchis, and L. Marroyo, "Transformerless Inverter for Single-Phase Photovoltaic Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 693–697, Março 2007.
- [57] R. Gonzalez, E. Gubia, J. Lopez, and L. Marroyo, "Transformerless Single-Phase Multilevel-Based Photovoltaic Inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 7, pp. 2694–2702, Julho 2008.
- [58] T. Wu, H. Nien, H. Hsieh, and C. Shen, "PV Power Injection and Active Power Filtering With Amplitude-Clamping and Amplitude-Scaling Algorithms," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 3, pp. 731–741, Maio/Junho 2007.
- [59] *IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems*, IEEE Std. 929-2000, Janeiro 2000.
- [60] *Automatic Disconnection Device Between a Generator and the Public Low-Voltage Grid*, DIN VDE 0126-1-1, Fevereiro 2006.
- [61] M. Calais and V. G. Agelidis, "Multilevel Converters for Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems - An Overview," in *Proc. Intern. Symp. on Indus. Electron. - ISIE'98*, vol. 1, Pretória, África do Sul, Julho 1998, pp. 224–229.
- [62] J. M. A. Myrzik and M. Calais, "String and Module Integrated Inverters for Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems - A Review," in *Proc. 2003 IEEE*

- Bologna PowerTech Conference - PTC'03*, vol. 2, Bolonha, Itália, Junho 2003, pp. 1–8.
- [63] H. Schmidt, B. Burger, and C. Siedle, “Gefährdungspotential Transformatorloser Wechselrichter - Fakten und Gerüchte,” in *Proc. Symposium Photovoltaische Sonnenenergie 2003*, Bad Staffelstein, Alemanha, Março 2003.
- [64] C. Bendel, P. Funtan, J. Kirchhof, G. Klein, and D. Nestle, “Wechselrichter - Wechselwirkungen - Testergebnisse aus dem Forschungsprojekt SIDENA,” in *Proc. Symposium Photovoltaische Sonnenenergie 2004*, Bad Staffelstein, Alemanha, Março 2004.
- [65] P. Zacharias, M. Köhl, K. Vanoli, and A. Herrfeld, “Qualifizierung und Qualitätssicherung zur Lebensdauer-Optimierung und Ertragskontrolle: Rückwirkungen auf Technologieentwicklung und Montage,” in *Produktionstechnologien für die Solarenergie*, Hanôver, Alemanha, Setembro 2007.
- [66] T. Kerekes, R. Teodorescu, and M. Liserre, “Common Mode Voltage in Case of Transformerless PV Inverters Connected to the Grid,” in *Proc. Intern. Symp. on Indus. Electron. - ISIE 2008*, Cambridge, Reino Unido, Junho/Julho 2008, pp. 2390–2395.
- [67] T. Kerekes, M. Liserre, R. Teodorescu, C. Klumpner, and M. Sumner, “Evaluation of Three-Phase Transformerless Photovoltaic Inverter Topologies,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 9, pp. 2202–2211, Setembro 2009.
- [68] F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, P. E. P. Ferraz, F. A. S. Neves, E. C. dos Santos Jr., and J. H. G. M. da Silva, “Modulation for Three-phase Transformerless Z-Source Inverter to Reduce Leakage Currents in Photovoltaic Systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 12, pp. 5385–5395, Dezembro 2011.
- [69] F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, P. E. P. Ferraz, E. C. dos Santos Jr., and F. A. S. Neves, “Eliminating Leakage Currents in Transformerless Z-Source Inverters for Photovoltaic Systems,” in *Proc. Intern. Symp. on Indus. Electron. - ISIE 2011*, Gdânsk, Polônia, Junho 2011, pp. 251–256.

- [70] M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella, and A. Testa, "Reduction of Common-Mode Currents in PWM Inverter Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 2, pp. 469–476, Março/Abril 1999.
- [71] A. M. Hava and E. Un, "Performance Analysis of Reduced Common-Mode Voltage PWM Methods and Comparison With Standard PWM Methods for Three-Phase Voltage-Source Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 1, pp. 241–252, Janeiro 2009.
- [72] M. C. Cavalcanti, K. C. de Oliveira, A. M. de Farias, F. A. S. Neves, G. M. S. Azevedo, and F. C. Camboim, "Modulation Techniques to Eliminate Leakage Currents in Transformerless Three-Phase Photovoltaic Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 4, pp. 1360–1368, Abril 2010.
- [73] J. I. Leon, S. Vazquez, J. A. Sanchez, R. Portillo, L. G. Franquelo, J. M. Carrasco, and E. Dominguez, "Conventional Space-Vector Modulation Techniques Versus the Single-Phase Modulator for Multilevel Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 7, pp. 2473–2482, Julho 2010.
- [74] R. H. Park, "Two-Reaction Theory of Synchronous Machines Generalized Method of Analysis - Part I," *IEEE Trans. Am. Inst. Elec. Eng.*, vol. 48, no. 3, pp. 716–727, Julho 1929.
- [75] H. E. P. de Souza, "Métodos de Extração do Vetor Tensão de Sequência Positiva na Frequência Fundamental," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Pernambuco, Setembro 2008.
- [76] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 3rd ed. Nova Jérsei, Estados Unidos: Prentice Hall, Inc, 1997.
- [77] *Proteção de estruturas contra descargas atmosféricas*, ABNT Std. NBR 5419, 2005.
- [78] "Medição de Resistência de Aterramento," NH+ - Projetos e Instalações Industriais, Tech. Rep., Fevereiro 2010. [Online]. Available: <http://www.nhmais.com.br/index.php>

- [79] *Fluke 434/435 Three Phase Power Quality Analyzer - User's Manual*, Fluke Corporation, Dezembro 2008. [Online]. Available: http://assets.fluke.com/manuals/434_435_umeng0300.pdf
- [80] J. A. A. Dias, "Conversores Monofásico-Trifásicos com Otimização de Perdas, Comparação Multicritério e Tolerância a Falha," Tese de Doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, 2010.
- [81] L. C. de Oliveira, "Perspectivas Para a Eletrificação Rural no Novo Cenário Econômico-Institucional do Setor Elétrico Brasileiro," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Março 2001.
- [82] "Censo Agro 2006: IBGE revela retrato do Brasil agrário," Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística, Setembro 2009. [Online]. Available: http://www.ibge.gov.br/home/presidencia/noticias/noticia_visualiza.php?id_noticia=1464&id_pagina=1&titulo=Censo-Agro-2006:-IBGE-revela-retrato-do-Brasil-agrario
- [83] S. Campana, D. O. Filho, A. A. Soares, R. A. Oliveira, and W. Hermsdorff, "Inversores de Frequência: Uma Alternativa para Racionalização do Uso da Energia Elétrica em Sistemas de Irrigação Pivô Central," in *Proc. 3º Encontro de Energia no Meio Rural - Agrener 2000*, Campinas, Brasil, Setembro 2000.
- [84] A. S. Jucá, "Eletrificação Rural de Baixo Custo - Norma Técnica e Vontade Política," Dissertação de Mestrado, Universidade de São Paulo, 1998.
- [85] M. R. da Silva, "Avaliação de Alternativa Para Eletrificação Rural no Contexto dos Programas de Universalização do Atendimento de Energia no Brasil," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Abril 2006.
- [86] "Seleção de Sistemas - MRT," Centrais Elétricas Brasileiras S/A (Eletrobrás) & Centro de Pesquisas de Energia Elétrica (CEPEL), Relatório de Eletrificação Rural 05 (RER-05), 2005. [Online]. Available: http://www.camacho.prof.ufu.br/GEE074/sistema_mrt.pdf

- [87] M. A. Kashem and G. Ledwich, "Distributed Generation as Voltage Support for Single Wire Earth Return Systems," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 19, no. 3, pp. 1002–1011, Julho 2004.
- [88] P. J. Wolfs, "Capacity Improvements for Rural Single Wire Earth Return Systems," in *Proc. Intern. Power Eng. Conf. - IPEC 2005*, Cingapura, Novembro/Dezembro 2005, pp. 1–8.
- [89] W. A. Moncrief, "Practical Application and Selection of Single-Phase to Three-Phase Converters," in *Proc. The 39th Rural Electric Power Conference - REPCON 1996*, Fort Worth, Estados Unidos, Abril 1996, pp. D3–1–D3–9.
- [90] G. H. Huber, "Phase Converters, Their Application and Current Demand," *IEEE Trans. Ind. Gen. Appl.*, vol. IGA-1, no. 4, pp. 280–284, Julho 1965.
- [91] K. Hisano, H. Kobayashi, and T. Kobayashi, "A New Type Single-Phase to Three-Phase Converter," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 2, no. 3, pp. 643–647, Setembro 1966.
- [92] Y. Sakamoto, T. Ohkubo, M. Ohta, and M. Natsusaka, "Three-Phase Parametric Induction Motor Excited by a Single-Phase Power Supply," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 37, no. 4, pp. 2837–2840, Julho 2001.
- [93] D. O. Filho, C. H. R. Ferenc, C. A. Teixeira, G. P. Dias, R. C. Milagres, and C. R. Pontes, "Uso de Motores Monofásicos Acoplados Mecanicamente em Série, em Irrigação por Pivô Central," *Revista Brasileira de Engenharia Agrícola e Ambiental*, vol. 9, no. 1, pp. 139–144, 2005.
- [94] S. I. Khan, P. D. Ziogas, and M. H. Rashid, "A Novel Single- to Three-Phase Static Converter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 25, no. 1, pp. 143–152, Janeiro/Fevereiro 1989.
- [95] P. W. Wheeler, J. Rodríguez, J. C. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, "Matrix Converters: A Technology Review," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 49, no. 2, pp. 276–288, Abril 2002.

- [96] F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, F. A. S. Neves, and H. E. P. de Souza, "A Modulation Technique to Reduce Switching Losses in Matrix Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 4, pp. 1186–1195, Abril 2009.
- [97] J. Nesbitt, C. Chen, D. M. Divan, and D. W. Novotny, "A Novel Single Phase to Three Phase Converter," in *Proc. Appl. Power Electron. Conf. and Expo. - APEC'91*, Dallas, Estados Unidos, Março 1991, pp. 95–99.
- [98] S. Olsen, "Solid State Single Phase to Three Phase Converter," in *Proc. IEEE Western Canada Conf. on Computer, Power and Commun. Systems in a Rural Environment - WESCANEX'91*, Regina, Canadá, Maio 1991, pp. 186–190.
- [99] P. N. Enjeti and A. Rahman, "A New Single-Phase to Three-Phase Converter with Active Input Current Shaping for Low Cost AC Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 4, pp. 806–813, Julho/Agosto 1993.
- [100] P. N. Enjeti, A. Rahman, and R. Jakkli, "Economic Single-Phase to Three-phase Converter Topologies for Fixed and Variable Frequency Output," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, no. 3, pp. 329–335, Julho 1993.
- [101] C. B. Jacobina, M. B. de Rossiter Correa, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima, "Induction Motor Drive System for Low-Power Applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 1, pp. 52–61, Janeiro/Fevereiro 1999.
- [102] R. Q. Machado, S. Buso, and J. A. Pomilio, "A Line-Interactive Single-Phase to Three-Phase Converter System," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 6, pp. 1628–1636, Novembro 2006.
- [103] A. H. Rajaei, M. Mohamadian, S. M. Dehghan, and A. Yazdian, "Single-Phase Induction Motor Drive System Using Z-Source Inverter," *IET Elec. Power Appl.*, vol. 4, no. 1, pp. 17–25, Janeiro 2010.
- [104] E. C. dos Santos Jr., F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, and E. R. C. da Silva, "Z-Source Converter Applied for Single-Phase to Three-Phase Conversion System," in *Proc.*

Appl. Power Electron. Conf. and Expo. - APEC 2011, Fort Worth, Estados Unidos, Março 2011, pp. 216–223.