# UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA CENTRO DE TECNOLOGIA PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Ronaldo Antonio Guisso

# INVERSOR MULTINÍVEIS *QUASI-Z-SOURCE* COM FONTE CC ÚNICA E COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA ATIVA ENTRE OS MÓDULOS

Santa Maria, RS2019

### Ronaldo Antonio Guisso

## INVERSOR MULTINÍVEIS *QUASI-Z-SOURCE* COM FONTE CC ÚNICA E COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA ATIVA ENTRE OS MÓDULOS

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Mário Lúcio da Silva Martins

Santa Maria, RS 2019

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

```
Guisso, Ronaldo Antonio
INVERSOR MULTINÍVEIS QUASI-Z-SOURCE COM FONTE CC ÚNICA
E COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA ATIVA ENTRE OS MÓDULOS /
Ronaldo Antonio Guisso - 2019
146 p.; 30 cm
Orientador: Mário Lúcio da Silva Martins
Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Maria,
Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2019
1. Controle de malhas em cascata 2. Conversor CC-CA
3. Engenharia elétrica 4. Eletrônica de potência 5.
Energias renováveis 6. Filtro LCL 7. Inversor multinível
em cascata (CMI) 8. Inversor quasi-Z-Source (qZSI) I.
Martins, Mário Lúcio da Silva II. Hey, Hélio Leães III.
Título.
```

#### © 2019

Todos os direitos autorais reservados a Ronaldo Antonio Guisso. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor. Endereço: Colônia das Almas, Interior, Catuípe, RS, Brasil, CEP: 98770-000; Endereço Eletrônico: ronaldo.guisso@gmail.com

### Ronaldo Antonio Guisso

## INVERSOR MULTINÍVEIS *QUASI-Z-SOURCE* COM FONTE CC ÚNICA E COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA ATIVA ENTRE OS MÓDULOS

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica**.

Aprovado em 26 de Julho de 2019:

Mário Lúcio da Silva Martins, Dr. (UFSM) (Presidente/ Orientador)

Fabrício Hoff Dupont, Dr. (UNOCHAPECÓ)

Felipe Bovolini Grigoletto, Dr. (UNIPAMPA/Alegrete)

Jonas Roberto Tibola, Dr. (UFSM)

Rafael Concatto Beltrame, Dr. (UFSM)

Santa Maria, RS2019

Dedico este trabalho aos meus pais Dinorá e Henrique, à minha namorada e amiga Ana, ao meu irmão Roberto, a minha sobrinha Dâmaris e a minha amiga e cunhada Márcia.

#### AGRADECIMENTOS

Acredito que a conclusão de um doutorado é o resultado de uma longa trajetória que envolve muito esforço e amadurecimento. Porém, não posso me orgulhar sozinho: só cheguei até aqui porque recebi o apoio de diversas pessoas. Por isso, quero agradecer a todos que me ajudaram nesta jornada, seja por compartilharem seus conhecimentos e experiências, ou simplesmente pelo carinho e amizade.

Ao professor Mário Lúcio da Silva Martins, que confiou em mim como aluno e acabou se tornando muito mais do que um orientador: foi um tutor e um grande amigo. Além de me ensinar conhecimentos técnicos, tornou-se um exemplo de profissionalismo, caráter e dedicação.

Aos demais professores do PPGEE, em especial: ao professor Hélio Leães Hey, que contribui significativamente na minha formação e na construção deste trabalho; aos professores Cassiano Rech, Robinson Figueiredo de Camargo, Tiago Bandeira Marchesan e Vitor Cristiano Bender, que há muito tempo influenciaram positivamente no rumo que resolvi seguir.

À minha família, em especial aos meus pais, Henrique e Dinorá, por apoiarem minhas escolhas e por terem me proporcionado as condições necessárias para meu desenvolvimento pessoal e profissional.

À minha querida e amada namorada, Ana Lúcia Londero, por me apoiar ao longo desta caminhada, sofrer junto comigo o ônus das minhas escolhas e estar presente nos momentos que me fazem feliz.

Aos colegas Tadeu Vargas e Tiago Faistel, que me auxiliaram na implementação do protótipo, e aos demais amigos do GEPOC, antigos e recentes, com os quais tive a oportunidade de partilhar momentos de aprendizado mútuo e discontração, entre eles: Ademir Toebe, André Nicolini, António Andrade, André Meurer, Bernardo Andres, Caio Osorio, Cindy Ortiz, Éder Bridi, Fabricio Fabero, Fernando Beltrame, Gabriel Saccol, Guilherme da Silva, Guilherme Hollweg, Gustavo Koch, João Manoel Lenz, Jonas Tibola, Jonathan Zientarski, Josemar Quevedo, Julian Giacomini, Julio Maragaño, Junior Romani, Kaio Vilerá, Mateus Tiburski, Niwton Feliciani, Henrique Jank, Pablo Costa, Rafael Scapini, Rodrigo Cordeiro, Samuel Queiroz, Thieli Gabbi, Wagner Ayres, William Venturini e Wilmar Pineda.

Aos funcionários da UFSM, André Borniatti, Luciana Kapelinski, Luiz Fernando Martins e Roger Karnopp.

À Universidade Federal de Santa Maria, pela excelência.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001 e do Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Geração Distribuída (INCT-GD) - CNPq processo no. 465640/2014-1, 423405/2018-7, 425155/2018-8, 308776/2018-6; CAPES 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1.

### RESUMO

## INVERSOR MULTINÍVEIS *QUASI-Z-SOURCE* COM FONTE CC ÚNICA E COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA ATIVA ENTRE OS MÓDULOS

## Autor: Ronaldo Antonio Guisso Orientador: Mário Lúcio da Silva Martins

Devido à sua capacidade de fornecer o controle do rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT, do inglês Maximum Power Point Tracking) e regulação independente da tensão do barramento CC faz do inversor quase Fonte Z (qZS, do inglês quasi-Z-Source) um candidato atrativo para aplicações em sistemas de potência fotovoltaica (PV, do inglês *Photovoltaic*). Para melhorar a qualidade da forma de onda da corrente injetada na rede, os inversores multiníveis cascata tem ganhado grande interesse. Com o objetivo de compreender estes conceitos, o inversor multinível cascata qZS (qZS-CMI, do inglês quasi-Z-Source Cascaded Multilevel Inverter) para sistemas PV conectados à rede já foi proposto anteriormente. Comparado com outros inversores qZS, o nomeado Inversor Multinível Cascata quasi-Z-Source com Fonte CC Única (SS qZS-CMI, do inglês Single DC Source quasi-Z-Source Cascade Multilevel Inverter) tem a habilidade de fazer uso de uma única fonte CC para compartilhar potência ativa para todos os módulos qZS em cascata. Isto é realizado pela substituição do indutor de impedância Z por indutores acoplados. O qZS-CMI fornece o MPPT distribuído e mantém a regulação da tensão do barramento CC possuindo características que denotam esta topologia como sendo uma CMI simétrica. Apesar disso, um conjunto com arranjos de painéis PV separados são necessários, tornando-o adequado para sistemas PV com algumas dezenas de kilo-Watts (kW) ou mais. Com o objetivo de manter as vantagens do qZS-CMI para sistemas PV menores, este trabalho propõe uma nova topologia, o SS qZS-CMI. Fornecendo assim uma análise detalhada da operação com uma metodologia de projeto para o hardware, bem como a modelagem e o projeto dos controladores. Resultados experimentais são fornecidos comprovando assim a operação do sistema proposto e a estratégia de controle implementada.

**Palavras-chave:** controle de malhas em cascata, conversor CC-CA, eletrônica de potência, energias renováveis, engenharia elétrica, filtro LCL, inversor multinível em cascata (CMI), inversor *quasi-Z-Source* (qZSI).

### ABSTRACT

## SINGLE DC SOURCE QUASI-Z-SOURCE MULTILEVEL INVERTER AND ACTIVE POWER SHARING BETWEEN MODULES

## Author: Ronaldo Antonio Guisso Advisor: Mário Lúcio da Silva Martins

Due to its ability to provide Maximum Power Point Tracking (MPPT) control and independent regulation of the DC bus voltage, this makes the inverter quasi-Z-Source (qZS) an attractive candidate for applications in photovoltaic (PV) systems. To improve the quality of the waveform of the current injected into the grid, cascaded multilevel inverters has gained great interest. In order to understand these concepts, the qZS Cascaded Multilevel Inverter (qZS-CMI) based grid-tie PV systems has previously been proposed. Compared with other inverters, the named Single DC Source quasi-Z-Source Cascade Multilevel Inverter (SS qZS-CMI) has the ability to make use of a single DC source to share active power for all cascaded qZS modules. This is accomplished by replacing its Z-impedance inductances by coupled inductors. The qZS-CMI provides the distributed MPPT, and keeps the DC bus voltage regulation producing a true symmetric CMI topology. In spite of this, a set with strings of separate PV panels are required, making it suitable for PV systems with a few dozens of kilo-Watts (kW) or more. Aiming to keep the advantages of the qZS-CMI for smaller PV systems, this work proposes a novel topology, SS qZS-CMI. Thus providing a detailed analysis of the operation with a design methodology for the hardware, as well as the modeling and controller design. Experimental results are provided to prove the operation of the proposed system and the control strategy implemented.

**Keywords:** cascade loop controller, cascade multilevel inverter (CMI), DC-AC converter, electrical engineering, LCL filter, power electronics, quasi-Z-source inverter (qZSI), renewable energy sources.

# LISTA DE FIGURAS

| — | Crescimento mundial da geração de energia elétrica   | 29  |
|---|--|---|
| _ | Crescimento da geração de energia elétrica no Brasil   | 30  |
| _ | Consumo de energia por combustível   | 30  |
| _ | Taxa de emissão de gás carbônico no mundo  | 31  |
| _ | Fontes utilizadas para geração de energia elétrica no mundo  | 32  |
| _ | Potência PV instalada desde 2007 até 2017  | 32  |
| _ | Configurações de sistemas fotovoltaicos. (a) Inversor central; (b)<br>Inversor <i>multi-string</i> ; (c) Inversor <i>string</i> ; (d) Inversor integrado   | 35  |
| _ | Estrutura geral do ZSI   | 44  |
| _ | Estrutura geral do qZSI  | 45  |
| _ | Representação gráfica da técnica de $boost$ simples para o ZSI/qZSI.<br>Entre as retas tracejadas estão os estados de ST   | 46  |
| _ | Representação gráfica da técnica de máximo <i>boost</i> para o ZSI/qZSI.<br>Entre as retas tracejadas estão os estados de ST   | 47  |
| _ | Representação gráfica da técnica de máximo <i>boost</i> com a injeção do terceiro harmônico para o ZSI/qZSI. Entre as retas tracejadas estão os estados de ST                                      | 48  |
|   | Representação gráfica da técnica de máximo <i>boost</i> constante com a injeção do terceiro harmônico nas modulantes do ZSI/qZSI. Entre as retas tracejadas estão os estados de ST                 | 49  |
| _ | Técnica de modulação <i>boost</i> simples empregada ao qZS-CMI em ponte-H monofásico   | 51  |
| _ | Sistema PV conectado à rede utilizando um qZSI trifásico   | 52  |
| _ | Método de controle de dois estágios para o qZSI conectado à rede baseado em um sistema PV  | 52  |
| _ | qZS-CMI baseado num sistema de potência PV conectado à rede. $\ldots$  | 53  |
| _ | MPPT de todos os módulos e o controle da malha interna de corrente.  | 54  |
| _ | Controle da tensão de pico do barramento CC  | 54  |
| _ | Sistema de potência PV utilizando o qZS-CMI monofásico de três módulos conectado à rede  | 55  |
|   | Configuração da estrutura de controle do qZS-CMI baseado em um<br>sistema de potência PV. (a) Sistema de controle para cada módulo<br>do qZSI. (b) Método de controle da potência total do sistema | 56  |
| _ | Estrutura de um conversor multinível em cascata com fonte CC única.  | 57  |
| _ | Conversor ZS multinível com a saída de cada ponte-H isolada  | 58  |
| _ | Topologia proposta do <i>Quasi-Z-Source</i> baseado em um conversor<br>CC-CC isolado para aplicação em geração distribuída   | 58  |
| _ | Conversor qZS com estágio de chaveamento Push-Pull   | 59  |
| _ | Conversor CC-CC $Z\!S$ com indutor acoplado e alto ganho de tensão   | 60  |
| _ | Conversor CC-CC $qZS$ com indutor acoplado e alto ganho de tensão.   | 60  |
|   |  | <ul> <li>Crescimento mundial da geração de energia elétrica</li></ul> |

| Figura 2.21 –   | Micro-inversor <i>Flyback</i> para aplicações PV   | 61 |
|-----------------|--|----|
| Figura 2.22 $-$ | Conversor Forward com snubber não dissipativo  | 61 |
| Figura 2.23 –   | Conversor CC-CC em ponte-H isolado galvanicamente baseado no qZS com transferência de energia combinada  | 61 |
| Figura 2.24 –   | Conversor CC-CC <i>push-pull</i> isolado galvanicamente baseado no qZS com transferência de energia combinada.   | 62 |
| Figura 3.1 –    | Inversor multinível cascata qZS simétrico com cinco níveis e fonte CC<br>única baseado em um sistema PV. (a) Corrente de entrada contínua.<br>(b) Topologia com a corrente de entrada descontínua. | 66 |
| Figura 3.2 –    | Principais formas de onda do inversor multinível cascata qZS simétrico com cinco níveis e fonte CC única baseado em um sistema PV  | 67 |
| Figura 3.3 –    | Estados de operação do SS qZS-CMI de cinco níveis. (a) Estado de ST. (b) Estado de NST   | 73 |
| Figura 3.4 $-$  | Principais formas de ondas teóricas do SS qZS-CMI  | 74 |
| Figura 3.5 –    | Diagrama do circuito do módulo principal do SS qZS-CMI. (a) Cir-<br>cuito completo. (b) Circuito equivalente do lado primário. (c) Cir-<br>cuito equivalente do lado secundário com retificador    | 76 |
| Figura 3.6 –    | Estrutura para transferência de energia no SS qZS-CMI. (a) Circuito equivalente do lado primário. (b) Circuito equivalente do lado secundário com <i>flyback</i>                                   | 76 |
| Figura 3.7 –    | Estrutura para transferência de energia no SS qZS-CMI. (a) Circuito equivalente do lado primário. (b) Circuito equivalente do lado secundário com <i>forward</i>                                   | 77 |
| Figura 3.8 –    | Relação de $V_{Cin(b)}$ com $D_{0(a)}$ para diferentes estruturas de transfe-<br>rência de energia e valores de $N$  | 77 |
| Figura 3.9 –    | Ganho de tensão do lado CC do qZSI com a variação da razão cíclica do ST $(D_0)$   | 78 |
| Figura 3.10 –   | Ganho de tensão total do qZSI com variação no índice de modulação do inversor $(m)$  | 79 |
| Figura 4.1 –    | Circuito equivalente da rede do qZSI no lado CC. (a) Estado de ST. (b) Estado de NST   | 82 |
| Figura 4.2 –    | Modelo de pequenos sinais das múltiplas entradas e das múltiplas saídas do circuito do qZS   | 87 |
| Figura 4.3 $-$  | Comportamento de $v_{Cin}$ com degrau na razão cíclica do ST $(d_0)$   | 89 |
| Figura 4.4 $-$  | Comportamento de $v_{C1}$ com degrau de corrente em $i_{PN}$   | 90 |
| Figura 4.5 $-$  | Comportamento de $v_{C1}$ com degrau na razão cíclica do ST $(d_0)$  | 90 |
| Figura 4.6 $-$  | Comportamento de $v_{C2}$ com degrau na razão cíclica do ST $(d_0)$  | 91 |
| Figura 4.7 $-$  | Modelo equivalente do filtro LCL para obtenção do modelo CA  | 91 |
| Figura 4.8 $-$  | Funções de transferência obtidas do lado CA do inversor  | 94 |
| Figura 4.9 –    | Estrutura do circuito do lado CA do qZSI para validação do modelo de grandes sinais.   | 95 |
| Figura 4.10 –   | Comportamento de $i_{Lfr}$ com degrau na razão cíclica do PWM (m)  | 95 |

| Figura 4.11 – | Diagrama de blocos dos circuitos de controle do SS qZS-CMI de cinco<br>níveis. (a) Malha de controle da tensão do arranjo PV do módulo<br>principal. (b) Malha de controle da corrente injetada na rede. (c)<br>Malha de controle da tensão do barramento CC do módulo auxiliar. 97 | 7 |
|---------------|---|---|
| Figura 4.12 – | Diagrama de Bode das funções de transferência em malha aberta não compensada, compensada de $G_{d_0}^{v_{Cin}}(z)$ e o controlador $C_1(z)$   | 8 |
| Figura 4.13 – | Localização dos polos do sistema de controle em malha fechada da<br>FT de $G_{d_0}^{v_{Cin}}(z)$ e do controlador $C_1(z)$  | 9 |
| Figura 4.14 – | Diagrama de Bode das funções de transferência em malha aberta não compensada, compensada de $G_{i_{PN}}^{v_C}(z)$ e o controlador $C_2(z)$ 100  | 0 |
| Figura 4.15 – | Localização dos polos do sistema de controle em malha fechada da FT de $G_{i_{PN}}^{v_C}(z)$ e do controlador $C_2(z)$  | 1 |
| Figura 4.16 – | Diagrama de Bode das funções de transferência em malha aberta<br>não compensada sem e com AP, compensada com AP de $G_m^{i_{Lfr}}(z)$ e<br>o controlador $C_{PR}(z)$  | 2 |
| Figura 4.17 – | Localização dos polos do sistema de controle em malha fechada da<br>FT de $G_m^{i_{Lfr}}(z)$ e do controlador $C_{PR}(z)$   | 3 |
| Figura 4.18 – | Diagrama de Bode das funções de transferência em malha aberta não compensada, compensada de $G_{d_0}^{v_C}(z)$ e o controlador $C_3(z)$ 104   | 4 |
| Figura 4.19 – | Localização dos polos do sistema de controle em malha fechada da<br>FT de $G_{d_0}^{v_C}(z)$ e do controlador $C_3(z)$  | 5 |
| Figura 4.20 – | Resposta ao degrau de malha aberta compensada das funções de transferência de $G_{d_0}^{v_{Cin}}(z)$ , $G_{i_{PN}}^{v_C}(z)$ e $G_{d_0}^{v_C}(z)$   | 6 |
| Figura 4.21 – | Resposta ao degrau de malha aberta compensada com AP da função de transferência de $G_m^{i_{Lfr}}(z)$   | б |
| Figura 5.1 –  | Curvas de Tensão×Corrente para diferentes pontos de irradiância 108   | 8 |
| Figura 5.2 –  | Curvas de Tensão×Potência para diferentes pontos de irradiância 108   | 8 |
| Figura 5.3 –  | Formas de onda das tensões $v_{Cin(a)}, v_{Cin(b)}, v_{PN(a)} \in v_{PN(b)}, \dots \dots 109$   | 9 |
| Figura 5.4 –  | Formas de onda das tensões $v_{Cin(a)}$ e $v_{PN(a)}$ , e das correntes $i_{L1(a)}$ e $i_{L2(a)}$   | 1 |
| Figura 5.5 –  | Formas de onda das correntes $i_{L1(a)} \in i_{L2(a)}$  | 1 |
| Figura 5.6 –  | Formas de onda das tensões $v_{Cin(b)}$ e $v_{PN(b)}$ , e das correntes $i_{L1(b)}$ e $i_{L2(b)}$   | 2 |
| Figura 5.7 –  | Formas de onda das correntes $i_{L1(b)}$ e $i_{L2(b)}$  | 2 |
| Figura 5.8 –  | Formas de onda das tensões $v_{Cin(a)}$ , $v_{C1(a)} \in v_{C2(a)}$   | 3 |
| Figura 5.9 –  | Formas de onda das tensões $v_{Cin(b)}$ , $v_{C1(b)} \in v_{C2(b)}$   | 3 |
| Figura 5.10 – | Formas de onda das tensões $v_{ab}$ , $v_{PN(a)} \in v_{PN(b)}$   | 4 |
| Figura 5.11 – | Formas de onda das tensões $v_{D1(a)}$ , $v_{PN(a)}$ e $v_{D1(b)}$  | 4 |
| Figura 5.12 – | Formas de onda das tensões $v_{ab} \in v_r$ , e da corrente $i_{rede}$  | 5 |
| Figura 5.13 – | Resultados experimentais do SS qZS-CMI. (a) Formas de onda das tensões $v_{ab}$ e $v_r$ . (b) Formas de onda da tensão $v_{ab}$ e da corrente $i_{rede}$ . 116  | 6 |
| Figura 5.14 – | Resultados experimentais do SS qZS-CMI. (a) Formas de onda das tensões $v_{Cin(a)}$ , $v_{Cin(b)}$ , $v_{PN(a)}$ e $v_{PN(b)}$ . (b) Formas de onda das tensões $v_{Cin(a)}$ , $v_{Cin(b)}$ , $v_{ab}$ , e da corrente $i_{rede}$   | 7 |

| Figura 5.15 –   | Resultados experimentais do SS qZS-CMI para variações na irradi-<br>ância do arranjo PV. (a) $v_{Cin(a)}$ , $i_{In(a)}$ , e a potência de entrada do<br>módulo principal $P_T$ . (b) Formas de onda das tensões $v_{Cin(a)}$ , $v_{ab}$ ,<br>$v_r$ , e da corrente $i_{rede}$ . (c) Formas de onda das tensões $v_{Cin(a)}$ , $v_{ab}$ , |      |
|-----------------|--|------|
|                 | $v_r$ , e da corrente $i_{rede}$   | 119  |
| Figura 5.16 –   | Limites individuais das harmônicas pares e ímpares   | 120  |
| Figura 5.17 –   | Valor da THD de $i_{rede}$ e de $v_r$ , medida eficaz de $v_r$ e $i_{rede}$ e da potência ativa injetada na rede.  | 120  |
| Figura 5.18 –   | Principais medidas do SS qZS-CMI   | 121  |
| Figura 5.19 –   | Visão geral do protótipo desenvolvido  | 121  |
| Figura 5.20 $-$ | Imagem da bancada de ensaio do protótipo   | 122  |
| Figura B.1 –    | Topologias utilizando o qZS em um sistema PV conectado à rede.<br>(a) Topologia SS qZS-CMI. (b) Topologia qZS-CMI. (c) Topologia   | 1.40 |
|                 | qZSI   | 142  |
| Figura B.2 –    | Comparação do CLF para os componentes dos conversores SS qZS-<br>CMI, qZS-CMI e qZSI   | 145  |
| Figura B.3 –    | Comparação do CLF para os componentes dos conversores SS qZS-<br>CMI, qZS-CMI e qZSI   | 146  |

## LISTA DE TABELAS

| Tabela 1.1 | _ | Tabela comparativa entre as topologias qZS-CMI e NPC  | 39  |
|------------|---|---|-----|
| Tabela 1.2 | _ | Especificações do painel PV utilizado.  | 39  |
| Tabela 4.1 | _ | Especificações do protótipo   | 88  |
| Tabela 4.2 | _ | Parâmetros dos controladores  | 101 |
| Tabela 5.1 | _ | Principais parâmetros das curvas de irradiância dos três módulos PV<br>modelo Solaria 230 ligados em série. | 109 |
| Tabela 5.2 | _ | Principais especificações do conversor  | 110 |
| Tabela B.1 | _ | Tabela comparativa entre as topologias SS qZS-CMI, qZS-CMI e qZSI. $\tt I$                                  | 143 |
| Tabela B.2 | _ | Parâmetros de $V^*$ e $I^*$ utilizados no cálculo do CLF dos componentes.                                   | 144 |

## LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

| AP                     | Amortecimento Passivo   |
|------------------------|---|
| CA                     | Corrente Alternada  |
| $\mathbf{C}\mathbf{C}$ | Corrente Contínua   |
| CCM                    | Modo de Condução Contínua (do inglês, Continuous Conduction Mode)   |
| $\operatorname{CLF}$   | Fator de Carga do Componente (do inglês, Component Load Factor)   |
| CMI                    | Inversor Multinível Cascata (do inglês, Cascade Multilevel Inverter)  |
| $\mathbf{FC}$          | Capacitor Flutuante (do inglês, Flying Capacitor)   |
| FP                     | Fator de Potência   |
| $\mathrm{FT}$          | Função de Transferência   |
| $G_{CA}$               | Ganho de tensão do lado CA  |
| $G_{CC}$               | Ganho de tensão do lado CC  |
| GD                     | Geração Distribuída   |
| IEEE                   | Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (do inglês, <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> )                          |
| IGBT                   | Transistor Bipolar com Porta Isolada (do inglês, <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> )   |
| $I_{MP}$               | Corrente de máxima potência (do inglês, Maximum Power Current)  |
| $I_{SC}$               | Corrente de curto-circuito (do inglês, Short-Circuit Current)   |
| LC                     | Filtro (Indutor-Capacitor)  |
| LCL                    | Filtro (Indutor-Capacitor-Indutor)  |
| MF                     | Margem de Fase  |
| MOSFET                 | Transistor de Efeito de Campo com Semicondutor e Isolação de Óxido-<br>Metal (do inglês, <i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i> ) |
| MPP                    | Ponto de Máxima Potência (do inglês, Maximum Power Point)   |
| MPPT                   | Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (do inglês, Maximum Power Point Tracking)  |
| NPC                    | Ponto Neutro Grampeado (do inglês, Neutral Point Clamped)   |
| NST                    | Non Shoot-Through   |
| Р                      | Proporcional  |
| PI                     | Proporcional Integral   |
| PLL                    | Phase Locked Loop   |
| P&O                    | Perturba e Observa (do inglês, Perturb & Observe)   |
| $P_{out}$              | Potência total na saída do conversor  |

| PR   | Proporcional Ressonante   |  |  |
|--|---|--|--|
| PS   | Deslocamento de Fase (do inglês, <i>Phase-Shifted</i> )   |  |  |
| PS-<br>SPWM  | Modulação por Largura de Pulso Senoidal com Deslocamento de Fase (<br>inglês, <i>Phase Shifted Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> )  |  |  |
| $P_T$  | Potência total na entrada do conversor  |  |  |
| PV   | Fotovoltaico (do inglês, <i>Photovoltaic</i> )  |  |  |
| PWM  | Modulação por Largura de Pulso (do inglês, Pulse Width Modulation)  |  |  |
| qZS  | Quase Fonte Z (do inglês, <i>Quasi-Z-Source</i> )   |  |  |
| qZS-CMI  | Inversor Multinível Cascata Quase Fonte Z (do inglês, <i>Quasi-Z-Source Cascade Multilevel Inverter</i> )   |  |  |
| qZSI   | Inversor Quase Fonte Z (do inglês, Quasi-Z-Source Inverter)   |  |  |
|  |   |  |  |
| SS qZS-<br>CMI   | Inversor Multinível Cascata Quase Fonte Z com Fonte CC Única (do inglês,<br>Single DC Source quasi-Z-Source Cascade Multilevel Inverter)  |  |  |
| SS qZS-<br>CMI<br>ST   | Inversor Multinível Cascata Quase Fonte Z com Fonte CC Única (do inglês,<br>Single DC Source quasi-Z-Source Cascade Multilevel Inverter)<br>Shoot-Through   |  |  |
| SS qZS-<br>CMI<br>ST<br>SVM  | Inversor Multinível Cascata Quase Fonte Z com Fonte CC Única (do inglês,<br>Single DC Source quasi-Z-Source Cascade Multilevel Inverter)<br>Shoot-Through<br>Modulação Vetorial Espacial (do inglês, Space Vector Modulation)   |  |  |
| SS qZS-<br>CMI<br>ST<br>SVM<br>THD   | Inversor Multinível Cascata Quase Fonte Z com Fonte CC Única (do inglês,<br>Single DC Source quasi-Z-Source Cascade Multilevel Inverter)<br>Shoot-Through<br>Modulação Vetorial Espacial (do inglês, Space Vector Modulation)<br>Distorção Harmônica Total (do inglês, Total Harmonic Distortion)   |  |  |
| $\begin{array}{c} \mathrm{SS} & \mathrm{qZS-} \\ \mathrm{CMI} \\ \mathrm{ST} \\ \mathrm{SVM} \\ \mathrm{THD} \\ V_{MP} \end{array}$  | Inversor Multinível Cascata Quase Fonte Z com Fonte CC Única (do inglês,<br>Single DC Source quasi-Z-Source Cascade Multilevel Inverter)<br>Shoot-Through<br>Modulação Vetorial Espacial (do inglês, Space Vector Modulation)<br>Distorção Harmônica Total (do inglês, Total Harmonic Distortion)<br>Tensão de máxima potência (do inglês, Voltage Maximum Power)   |  |  |
| $\begin{array}{c} \mathrm{SS} & \mathrm{qZS-} \\ \mathrm{CMI} \\ \mathrm{ST} \\ \mathrm{SVM} \\ \mathrm{SVM} \\ \mathrm{THD} \\ V_{MP} \\ V_{OC} \\ \end{array}$                                       | Inversor Multinível Cascata Quase Fonte Z com Fonte CC Única (do inglês,<br>Single DC Source quasi-Z-Source Cascade Multilevel Inverter)<br>Shoot-Through<br>Modulação Vetorial Espacial (do inglês, Space Vector Modulation)<br>Distorção Harmônica Total (do inglês, Total Harmonic Distortion)<br>Tensão de máxima potência (do inglês, Voltage Maximum Power)<br>Tensão de circuito aberto (do inglês, Voltage Open Circuit)  |  |  |
| $\begin{array}{c} \mathrm{SS} & \mathrm{qZS}\text{-}\\ \mathrm{CMI} \\ \mathrm{ST} \\ \mathrm{SVM} \\ \mathrm{SVM} \\ \mathrm{THD} \\ \mathrm{THD} \\ V_{MP} \\ V_{OC} \\ \mathrm{VSI} \\ \end{array}$ | Inversor Multinível Cascata Quase Fonte Z com Fonte CC Única (do inglês,<br>Single DC Source quasi-Z-Source Cascade Multilevel Inverter)<br>Shoot-Through<br>Modulação Vetorial Espacial (do inglês, Space Vector Modulation)<br>Distorção Harmônica Total (do inglês, Total Harmonic Distortion)<br>Tensão de máxima potência (do inglês, Voltage Maximum Power)<br>Tensão de circuito aberto (do inglês, Voltage Open Circuit)<br>Inversor Fonte de Tensão (do inglês, Voltage Source Inverter)   |  |  |
| SS qZS-<br>CMI<br>ST<br>SVM<br>THD<br><i>V</i> <sub>MP</sub><br>V <sub>OC</sub><br>VSI<br>ZS   | Inversor Multinível Cascata Quase Fonte Z com Fonte CC Única (do inglês,<br>Single DC Source quasi-Z-Source Cascade Multilevel Inverter)<br>Shoot-Through<br>Modulação Vetorial Espacial (do inglês, Space Vector Modulation)<br>Distorção Harmônica Total (do inglês, Total Harmonic Distortion)<br>Tensão de máxima potência (do inglês, Voltage Maximum Power)<br>Tensão de circuito aberto (do inglês, Voltage Open Circuit)<br>Inversor Fonte de Tensão (do inglês, Voltage Source Inverter)<br>Fonte Z (do inglês, Z-Source)  |  |  |
| SS qZS-<br>CMI<br>ST<br>SVM<br>THD<br><i>V</i> <sub>MP</sub><br>V <sub>OC</sub><br>VSI<br>ZS   | Inversor Multinível Cascata Quase Fonte Z com Fonte CC Única (do inglês,<br>Single DC Source quasi-Z-Source Cascade Multilevel Inverter)<br>Shoot-Through<br>Modulação Vetorial Espacial (do inglês, Space Vector Modulation)<br>Distorção Harmônica Total (do inglês, Total Harmonic Distortion)<br>Tensão de máxima potência (do inglês, Voltage Maximum Power)<br>Tensão de circuito aberto (do inglês, Voltage Open Circuit)<br>Inversor Fonte de Tensão (do inglês, Voltage Source Inverter)<br>Fonte Z (do inglês, Z-Source)<br>Inversor Fonte Z (do inglês, Z-Source Inverter) |  |  |

# LISTA DE SÍMBOLOS

| $C_1$        | Capacitor $C_1$                                       |
|--------------|---|
| $C_1$        | Capacitor $C_2$                                       |
| $C_{1(a)}$   | Capacitor $C_1$ do módulo principal                   |
| $C_{2(a)}$   | Capacitor $C_2$ do módulo principal                   |
| $C_{1(b)}$   | Capacitor $C_1$ do módulo auxiliar                    |
| $C_{2(b)}$   | Capacitor $C_2$ do módulo auxiliar                    |
| $C_b$        | Capacitância de base                                  |
| $C_f$        | Capacitor do filtro de saída                          |
| $C_{in}$     | Capacitor de entrada                                  |
| $C_{in(a)}$  | Capacitor de entrada do módulo principal              |
| $C_{in(b)}$  | Capacitor de entrada do módulo auxiliar               |
| $D_0$        | Razão cíclica do Shoot-Through                        |
| $D_{0(a)}$   | Razão cíclica do Shoot-Through do módulo principal    |
| $D_{0(b)}$   | Razão cíclica do Shoot-Through do módulo auxiliar     |
| $D_{1(a)}$   | Diodo $D_1$ do módulo principal                       |
| $D_{1(b)}$   | Diodo $D_1$ do módulo auxiliar                        |
| $D_{2(b)}$   | Diodo $D_2$ do módulo auxiliar                        |
| $f_a$        | Frequência de amostragem                              |
| $f_r$        | Frequência da rede elétrica                           |
| $f_s$        | Frequência de chaveamento                             |
| $I_{Cin(a)}$ | Corrente no capacitor $C_{in(a)}$ do módulo principal |
| $I_{C1(a)}$  | Corrente no capacitor $C_{1(a)}$ do módulo principal  |
| $I_{C2(a)}$  | Corrente no capacitor $C_{2(a)}$ do módulo principal  |
| $I_{Cin(b)}$ | Corrente no capacitor $C_{in(b)}$ do módulo auxiliar  |
| $I_{C1(b)}$  | Corrente no capacitor $C_{1(b)}$ do módulo auxiliar   |
| $I_{C2(b)}$  | Corrente no capacitor $C_{2(b)}$ do módulo auxiliar   |
| $I_{Cf}$     | Corrente no capacitor $C_f$ do filtro                 |
| $I_{In}$     | Corrente de entrada do conversor                      |
| $I_{In(a)}$  | Corrente de entrada do conversor do módulo principal  |
| $I_{In(b)}$  | Corrente de entrada do conversor do módulo auxiliar   |
| $I_{L1}$     | Corrente no indutor $L_1$                             |
|              |   |

| $I_{L2}$    | Corrente no indutor $L_2$                                      |
|-------------|--|
| $I_{L1(a)}$ | Corrente no indutor $L_1$ do módulo principal                  |
| $I_{L2(a)}$ | Corrente no indutor $L_2$ do módulo principal                  |
| $I_{L2(M)}$ | Corrente magnetizante no indutor $L_2$ do módulo principal     |
| $I_{L1(b)}$ | Corrente no indutor $L_1$ do módulo auxiliar                   |
| $I_{L2(b)}$ | Corrente no indutor $L_2$ do módulo auxiliar                   |
| $I_{Lfc}$   | Corrente no indutor do filtro do lado do conversor             |
| $I_{Lfr}$   | Corrente no indutor do filtro do lado da rede                  |
| $I_{PN}$    | Corrente de carga drenada do barramento CC                     |
| $I_{PN(a)}$ | Corrente de carga drenada do barramento CC do módulo principal |
| $I_{PN(b)}$ | Corrente de carga drenada do barramento CC do módulo auxiliar  |
| $i_{rede}$  | Corrente injetada na rede                                      |
| $L_1$       | Indutor $L_1$  |
| $L_2$       | Indutor $L_2$  |
| $L_{1(a)}$  | Indutor $L_1$ do módulo principal                              |
| $L_{2(a)}$  | Indutor $L_2$ do módulo principal                              |
| $L_{1(b)}$  | Indutor $L_1$ do módulo auxiliar                               |
| $L_{2(b)}$  | Indutor $L_2$ do módulo auxiliar                               |
| $L_{fc}$    | Indutor do filtro do lado do conversor                         |
| $L_{fr}$    | Indutor do filtro do lado da rede                              |
| $L_{2(M)}$  | Indutância magnetizante  |
| m           | Índice de modulação  |
| N           | Relação de transformação ou relação de espiras                 |
| $n_p$       | Número de espiras do enrolamento primário                      |
| $n_s$       | Número de espiras do enrolamento secundário                    |
| $r_1$       | Resistência série ao indutor $L_1$                             |
| $r_2$       | Resistência série ao indutor $L_2$                             |
| $R_1$       | Resistência série equivalente do capacitor $C_1$               |
| $R_2$       | Resistência série equivalente do capacitor $C_2$               |
| $R_f$       | Resistor de amortecimento do filtro de saída                   |
| $S_{1(a)}$  | Chave do módulo principal                                      |
| $S_{2(a)}$  | Chave do módulo principal                                      |
| $S_{3(a)}$  | Chave do módulo principal                                      |

| $S_{4(a)}$   | Chave do módulo principal                                 |
|--------------|---|
| $S_{1(b)}$   | Chave do módulo auxiliar                                  |
| $S_{2(b)}$   | Chave do módulo auxiliar                                  |
| $S_{3(b)}$   | Chave do módulo auxiliar                                  |
| $S_{4(b)}$   | Chave do módulo auxiliar                                  |
| $t_0$        | Intervalo de Shoot-Through                                |
| $t_1$        | Intervalo de Non Shoot-Through                            |
| $T_s$        | Intervalo de Período de chaveamento                       |
| $u_{d'(a)}$  | Ação de controle do módulo principal                      |
| $u_{d'(b)}$  | Ação de controle do módulo auxiliar                       |
| $V_a$        | Tensão no módulo principal antes do filtro de saída       |
| $V_{ab}$     | Tensão antes do filtro de saída                           |
| $V_b$        | Tensão no módulo auxiliar antes do filtro de saída        |
| $V_{Cf}$     | Tensão no capacitor do filtro de saída                    |
| $V_{Cin}$    | Tensão no capacitor de entrada                            |
| $V_{Cin(a)}$ | Tensão no capacitor de entrada do módulo principal        |
| $V_{C1}$     | Tensão no capacitor $C_1$                                 |
| $V_{C1(a)}$  | Tensão no capacitor $C_1$ do módulo principal             |
| $V_{C2}$     | Tensão no capacitor $C_2$                                 |
| $V_{C2(a)}$  | Tensão no capacitor $C_2$ do módulo principal             |
| $V_{Cin(b)}$ | Tensão no capacitor de entrada do módulo auxiliar         |
| $V_{C1(b)}$  | Tensão no capacitor $C_1$ do módulo auxiliar              |
| $V_{C2(b)}$  | Tensão no capacitor $C_2$ do módulo auxiliar              |
| $V_{in}$     | Tensão de entrada   |
| $V_{in(a)}$  | Tensão de entrada do módulo principal                     |
| $V_{in(b)}$  | Tensão de entrada do módulo auxiliar                      |
| $V_{L1}$     | Tensão no indutor $L_1$                                   |
| $V_{L2}$     | Tensão no indutor $L_2$                                   |
| $V_{L1(a)}$  | Tensão no indutor $L_1$ do módulo principal               |
| $V_{L2(a)}$  | Tensão no indutor $L_2$ do módulo principal               |
| $V_{L1(b)}$  | Tensão no indutor $L_1$ do módulo auxiliar                |
| $V_{L2(b)}$  | Tensão no indutor $L_2$ do módulo auxiliar                |
| $V_{Lfc}$    | Tensão no indutor do filtro de saída do lado do conversor |

 $V_{Lfr}$  Tensão no indutor do filtro de saída do lado da rede

| $V_{PN}$ | Tensão n | o barramento |
|----------|----------|--------------|
|          |          |              |

 $V_{PN(a)}$  Tensão no barramento do módulo principal

 $V_{PN(b)}$  Tensão no barramento do módulo auxiliar

 $v_r$  Tensão da rede elétrica

 $k_{i1(C_{PR}(z))}$  Ganho do controlador PR

 $k_{i2(C_{PR}(z))}$  Ganho do controlador PR

 $k_{i3(C_{PR}(z))}$  Ganho do controlador PR

 $k_{id1(C_{PR}(z))}$  Ganho do controlador PR

 $k_{id2(C_{PR}(z))}~$ Ganho do controlador PR

 $k_{p(C_1(z))}$  Ganho do controlador PI

 $k_{i(C_1(z))}$  Ganho do controlador PI

 $k_{p(C_2(z))}$  Ganho do controlador PI

 $k_{i(C_2(z))}$  Ganho do controlador PI

 $k_{p(C_3(z))}$  Ganho do controlador PI

 $k_{i(C_3(z))}$  Ganho do controlador PI

 $K_{PWM}$  Ganho do modulador

 $\omega_{res}$  Frequência de ressonância

# LISTA DE APÊNDICES

| Apêndice A | - | Projeto dos parâmetros do inversor PV conectado à rede baseado |     |
|------------|---|--|-----|
|            |   | no SS qZS-CMI  | 137 |
| Apêndice B | _ | Método de cálculo do fator de carga dos componentes (CLF)      | 141 |

# CONTEÚDO

| 1 INTRODUÇÃO  | 29  |
|---|-----|
| 1.1 PANORAMA ENERGÉTICO BRASILEIRO E MUNDIAL                                | 29  |
| 1.2 ESPECIFICAÇÃO DOS CONVERSORES   | 33  |
| 1.3 ESTÁGIO CC-CA   | 36  |
| 1.4 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA   | 39  |
| 1.5 HIPÓTESES   | 40  |
| 1.6 SOLUÇÃO PROPOSTA  | 40  |
| 1.7 OBJETIVOS PRINCIPAIS  | 41  |
| 1.8 OBJETIVOS ESPECÍFICOS   | 41  |
| 1.9 ORGANIZAÇÃO DA TESE   | 42  |
| 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA   | 43  |
| 2.1 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO DO ZSI/QZSI                                    | 43  |
| 2.2 ESTRUTURAS DE CONTROLE DO ZSI/QZSI                                      | 50  |
| 2.3 ESTRUTURAS DE CONVERSORES COM FONTE CC ÚNICA                            | 56  |
| 2.4 CONVERSOR CC-CC COM INDUTOR ACOPLADO                                    | 58  |
| 2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO  | 62  |
| 3 INVERSOR SS QZS-CMI   | 65  |
| 3.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO SS QZS-CMI                                | 65  |
| 3.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR CC-CC INTRÍN-<br>SECO           | 75  |
| 3.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO  | 79  |
| 4 MODELAGEM E CONTROLE DO SISTEMA   | 81  |
| 4.1 MODELAGEM DINÂMICA DO CIRCUITO DO LADO CC DO QZSI                       | 81  |
| 4.1.1 Modelo de Pequenos Sinais do Circuito do Lado CC do qZS $\dots$       | 81  |
| 4.1.2 Validação dos Modelos de Pequenos Sinais do Lado CC do qZSI           | 89  |
| 4.1.3 Modelo de Grandes Sinais para o Lado CA do Inversor                   | 90  |
| 4.1.4 Validação do Modelo de Grandes Sinais do Lado CA do Inver-            |     |
| sor   | 94  |
| 4.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DE DOIS ESTÁGIOS PARA O SS QZS-CMI               | 95  |
| 4.2.1 Controle da Malha de Tensão do Arranjo PV (MPPT)                      | 98  |
| 4.2.2 Controle da Tensão do Barramento CC do Módulo Principal<br>em Ponte-H | 99  |
| 4.2.3 Malha de Controle da Corrente Injetada na Rede                        | 101 |
| 4.2.4 Controle da Tensão do Barramento CC do Módulo Auxiliar 1              | 103 |

|          | 4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO   | 105   |
|----------|--|-------|
| <b>5</b> | RESULTADOS EXPERIMENTAIS   | . 107 |
|          | 5.1 ESPECIFICAÇÕES PRÁTICAS DO SS QZS-CMI  | . 107 |
|          | 5.2 LADO CC DO SS QZS-CMI  | . 108 |
|          | 5.3 LADO CA DO SS QZS-CMI  | . 115 |
|          | 5.4 TESTE DA EFETIVIDADE DOS CONTROLADORES PARA MANTER O<br>EQUILÍBRIO DAS TENSÕES DOS BARRAMENTOS | . 116 |
|          | 5.5 ALGORITMO DE MPPT E CONEXÃO COM A REDE   | . 118 |
|          | 5.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO   | 121   |
| 6        | CONCLUSÕES GERAIS  | . 123 |
|          | 6.1 PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS  | . 124 |
|          | 6.2 PUBLICAÇÕES REALIZADAS   | 124   |
|          | 6.2.1 Publicações em Periódicos Científicos  | . 124 |
|          | 6.2.2 Publicações em Congressos e Seminários   | . 125 |
| R        | EFERÊNCIAS   | . 127 |
| A        | PÊNDICES   | . 135 |

### 1 INTRODUÇÃO

Este Capítulo tem como objetivo realizar uma abordagem geral à respeito da aplicação desta Tese de Doutorado. Será executada uma revisão sobre o panorama energético Brasileiro e Mundial, fazendo uma investigação em relação a energia fotovoltaica e sobre a aplicação de inversores multiníveis conectados à rede.

### 1.1 PANORAMA ENERGÉTICO BRASILEIRO E MUNDIAL

Nos últimos anos, houve um aumento constante na demanda energética mundial, e isso é atribuído a diversos fatores, tais como, o aumento populacional, produção em larga escala de bens de consumo, entre outros (BARRETO, 2014). Pode-se afirmar que o consumo de energia está diretamente relacionado ao desenvolvimento econômico de um país, então quanto mais desenvolvido, maior é a sua demanda per capita por energia (DREHER, 2012). A Figura 1.1 traz o crescimento mundial da geração de energia elétrica, conforme o relatório de dados da BP (empresa de petróleo e gás) de 2018, apresentando um acréscimo percentual de 27,63% para o período de 2007 a 2017.



Figura 1.1 – Crescimento mundial da geração de energia elétrica.

No Brasil, as grandes hidrelétricas fazem com que sua matriz energética seja em sua maior parte renovável, entretanto, como ponto negativo, tem-se que as grandes centrais geradoras estão muito distantes dos locais de grande consumo, fazendo com que o sistema de transmissão seja muito extenso, provocando aumento nos custos e perda da confiabilidade do sistema elétrico (ZIENTARSKI, 2017). A Figura 1.2 apresenta o cres-

Fonte: Adaptado de (BP, 2018).

cimento da geração de energia elétrica no Brasil, de acordo com o relatório de dados da BP de 2018, tendo um aumento percentual de 32,76% para o período de 2007 a 2017.



Figura 1.2 – Crescimento da geração de energia elétrica no Brasil.

A oferta de energia mundial é baseada fortemente em fontes não renováveis derivadas de combustíveis fósseis (carvão, petróleo, etc.), como constata-se na Figura 1.3, onde um bilhão de toneladas de petróleo produz cerca de 4400 terawatts-hora. Devido a este perfil da matriz energética, várias discussões têm sido feitas a respeito do caminho a ser escolhido, tendo em vista que as reservas naturais de petróleo, gás natural e carvão não são renováveis.

Figura 1.3 – Consumo de energia por combustível.



Fonte: Adaptado de (BP, 2018).

Fonte: Adaptado de (BP, 2018).

Devido à grande demanda por energia elétrica, nos últimos anos houve um aumento no uso de combustíveis fósseis para geração de eletricidade. Conforme o relatório de dados da BP de 2018, as emissões de gás carbônico tem aumentado no decorrer dos últimos anos, resultando em uma elevação de 11,19% no período de 2007 a 2017, conforme demonstrado na Figura 1.4. Tem-se que o gás carbônico é um dos maiores causadores do efeito estufa, responsável pelas alterações climáticas que interferem negativamente no ecossistema (ANDRES, 2018).



Figura 1.4 – Taxa de emissão de gás carbônico no mundo.

Frente a este cenário, levando em consideração os problemas ambientais que têm ocorrido nos últimos anos, vários centros de pesquisa, laboratórios e universidades têm realizado pesquisas à respeito da viabilidade técnica e econômica da inserção de fontes renováveis de energia. As principais são hidroelétrica, fotovoltaica (*Photovoltaic* - PV), eólica, biomassa, maremotriz e células de combustível (FLEMING, 2012). Dentre as fontes renováveis de energia, a PV tem despertado grande interesse no mundo todo, devido à pouca manutenção, flexibilidade no ponto de instalação e na potência disponível, não necessita de sistemas de transmissão, e não possuir partes móveis (AMARAL, 2012; FAISTEL, 2018).

Atualmente, a fonte renovável mais empregada, cuja tecnologia é a mais consolidada é a hidroelétrica, conforme ilustra a Figura 1.5, onde a mesma representa cerca de 15,88% da geração de energia elétrica no mundo. Com exceção das hidroelétricas, a contribuição de fontes renováveis na matriz energética mundial ainda é pequena. Na Figura 1.6, é possível observar que a capacidade instalada de sistemas PV cresceu em torno de 48 vezes entre 2007 e 2017. Fazendo com que os sistemas PV conectados à rede elétrica representem a terceira posição nas fontes de energia renováveis mais empregadas, permanecendo atrás apenas da geração eólica e hidroelétrica (FREITAS, 2012).

Fonte: Adaptado de (BP, 2018).



Figura 1.5 – Fontes utilizadas para geração de energia elétrica no mundo.

Fonte: Adaptado de (BP, 2018).

Esta grande expansão na potência PV instalada pelo mundo, demonstra que há uma enorme capacidade na geração de eletricidade através desse tipo de tecnologia, em virtude da sua simplicidade e flexibilidade no ponto de instalação. Os sistemas PV proporcionam uma solução com menor impacto ambiental, possibilitando usufruir dos benefícios

Figura 1.6 – Potência PV instalada desde 2007 até 2017.



Fonte: Adaptado de (BP, 2018).

da geração distribuída (GD), podendo ser instalados juntos aos grandes centros (ZIEN-TARSKI, 2017; FAISTEL, 2018).

O dispositivo fundamental para o gerador PV é a célula PV cuja função é a de converter irradiação luminosa em eletricidade. Entretanto, os valores de tensão e corrente de uma única célula PV são muito pequenos para a grande maioria das aplicações. Por isto, as células PV são agrupadas em arranjos onde várias células são conectadas em série e estas em paralelo com outras para formarem um painel (ou módulo) PV (ZIENTARSKI, 2017).

Atualmente, a eletrônica de potência tem como grande desafio possibilitar a máxima extração de energia em sistemas PV, sendo viável através do dimensionamento correto dos sistemas, aumento no rendimento dos conversores eletrônicos e através de técnicas de controle que possibilitem a máxima extração de potência dos arranjos PV (ZIENTARSKI, 2017).

As fontes renováveis possuem características que as diferenciam das convencionais, proporcionando uma nova concepção sobre sistemas elétricos. Neste horizonte, o conceito de GD vem surgindo como uma nova opção para geração de eletricidade, possibilitando que a mesma ocorra próxima ao ponto consumidor (MIRANDA, 2013; FAISTEL, 2018).

Esta definição é atrativa quando inúmeros tipos de fontes de geração de eletricidade estão acessíveis, possibilitando a inserção com sistemas de pequena capacidade instalada. Novas tecnologias de GD têm sido difundidas em potências cada vez menores, como (INEE, 2018):

- Painéis fotovoltaicos;
- Pequenas Centrais Hidrelétricas (PCHs);
- Co-geradores;
- Geradores que usam como fonte de energia resíduos provenientes de processos industriais;
- Geradores de emergência;
- Geradores para operação no horário de ponta.

#### 1.2 ESPECIFICAÇÃO DOS CONVERSORES

Os sistemas conectados à rede elétrica apresentam diferentes configurações, podendo ser divididos em duas categorias: sistemas centralizados e descentralizados. No sistema centralizado, utiliza-se somente um estágio de conversão da energia, sendo chamado de inversor central. Já nos sistemas descentralizados, são utilizados conversores para um número reduzido de módulos PV, ocasionando o aumento no número de componentes, entretanto irá garantir um maior aproveitamento da energia produzida (ANDRADE, 2018).

O sistema centralizado foi a primeira configuração desenvolvida para aplicações em módulos PV, originando a topologia mais utilizada (inversor central), Figura 1.7(a). Esta topologia é baseada em arranjos de painéis fotovoltaicos (*Strings*), na configuração série-paralelo, para obter o nível de tensão e potência desejado, sendo que o arranjo é conectada à um único inversor. E como desvantagens desse tipo de sistema pode-se destacar o sombreamento parcial, envelhecimento dos módulos PV, e as diferenças entre os painéis PV fazem com que a potência total seja reduzida em um sistema centralizado. Entretanto, para contornar essas desvantagens, sistemas descentralizados foram propostos para proporcionar um aumento na eficiência. Já como vantagens pode-se apontar o baixo custo e a manutenção simplificada (DESCONZI, 2011; ANDRADE, 2018).

A Figura 1.7(b) apresenta a topologia multi-*string*. Neste tipo de sistema cada arranjo é conectada a um conversor CC-CC que opera no rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT, do inglês *Maximum Power Point Tracking*) dos painéis. A principal característica dessa topologia é a existência de um único estágio CC-CA para um grande número de arranjos. Nesta topologia têm-se as vantagens do MPPT descentralizado para um número menor de painéis com as características do inversor *string*. Um multi-*string* pode compartilhar os arranjos em série ou em paralelo a um barramento CC comum. Todavia, uma vez que existam arranjos PV distintos, estes podem ser usados como fontes isoladas para alimentar um inversor multiníveis (ZIENTARSKI, 2017).

A topologia ilustrada na Figura 1.7(c) é exemplo de um sistema onde o conjunto de painéis em uma conexão série (arranjo) está ligado a um único inversor. Com isso diminui-se a susceptibilidade de problemas de sombreamento, pois apenas um arranjo encontra-se em série, ao contrário dos inversores centrais, onde vários arranjos podem estar em série. Para se obter arranjos com potências maiores deve-se empregar inversores string em paralelo (ANDRADE, 2018).

A topologia *string* pode ser de dois estágios de conversão de energia ou de apenas um estágio. Dois estágios de conversão são normalmente utilizados quando o arranjo PV não alcança a tensão necessária para alimentação do inversor. Neste caso, utiliza-se um conversor CC-CC para se elevar a tensão do arranjo PV e assegurar a existência de um barramento CC com tensão suficiente para que um estágio inversor seja conectado à rede elétrica diretamente (sem a necessidade de transformadores). Há uma redução no número de módulos PV necessários e, assim, consegue-se um maior controle sobre o ponto de máxima potência (MPP, do inglês *Maximum Power Point*) de todo o arranjo. Porém, os custos totais deste sistema com dupla conversão de energia são sempre mais elevados do que os de estágio único, além dos mesmos apresentarem uma redução da confiabilidade




Fonte: Adaptado de (FAISTEL, 2018; ZIENTARSKI, 2017)

quando comparados aos de conversão única. Portanto, a utilização de um estágio CC-CC ocorre somente quando estritamente necessário (GIACOMINI, 2015).

Apenas um estágio de conversão refere-se à utilização somente do inversor em casos onde o arranjo PV é capaz de fornecer o nível de tensão necessário para a conexão direta do inversor com a rede. Neste caso, o estágio inversor é projetado para uma potência maior se comparado ao módulo integrado, permitindo uma melhor otimização e um maior rendimento na conversão de energia. Entretanto, vários painéis associados a somente um inversor tornam o sistema mais vulnerável a problemas de sombreamento do que a utilização de dois estágios (ANDRADE, 2015).

A topologia com o módulo integrado ou módulo CA, mostrada na Figura 1.7(d), utiliza um inversor ligado diretamente a apenas um painel. Isto reduz o custo de cabeamento e instalação do sistema, uma vez que as conexões CC são todas feitas internamente. Todos os módulos apresentam as funções de MPPT e sincronismos próprios, a conexão de vários módulos CA torna-se mais simples, pois basta fornecer um barramento CA comum para expansão da potência instalada. A principal vantagem desta topologia é a utilização de um sistema de MPPT exclusivo para um único painel, garantindo a extração máxima de energia sob quaisquer condições. Contudo, o maior custo de produção em larga escala devido ao maior número de componentes eletrônicos e o menor rendimento dos conversores quando comparados com inversores de maior potência, são alguns dos principais fatores limitadores destes sistemas. Quanto ao aspecto de manutenção, apesar de equipamentos eletrônicos possuírem uma manutenção menos frequente, um grande número de conversores eletrônicos inevitavelmente reduz a confiabilidade do sistema. Este fato leva à necessidade de se assegurar uma maior confiabilidade no projeto de inversores para módulos CA do que em outros tipos de sistema (ZIENTARSKI, 2017).

# 1.3 ESTÁGIO CC-CA

Os conversores multiníveis possuem vantagens tais como: capacidade de operar com níveis de tensão e potência elevados fazendo uso de dispositivos com limites de tensão relativamente menores. Detêm a capacidade de sintetizar formas de onda com conteúdo harmônico reduzido, quando comparadas com as geradas através de topologias de conversores com dois níveis, proporcionando a redução do peso/volume dos elementos de filtragem. Possuem alto rendimento e modularidade (SEPAHVAND et al., 2013; RECH, 2005).

Em geral, as topologias de conversores multiníveis são classificadas em: Ponto Neutro Grampeado (NPC, do inglês *Neutral Point Clamped*), Capacitor Flutuante (FC, do inglês *Flying Capacitor*) e o Inversor Multiníveis Cascata (CMI, do inglês *Cascaded Multilevel Inverter*). Os conversores multiníveis NPC são geralmente utilizados em aplicações de acionamentos de motores CA de alta potência e sistemas com a configuração *back-to-back* onde se utiliza a regeneração de energia. Os conversores FC são usualmente empregados em sistemas com frequência de chaveamento alta, assim como para o acionamento de motores em média tensão. Já os CMI geralmente são utilizados em potências elevadas, onde a qualidade da energia é imprescindível (filtros ativos, compensação de potência reativa, aplicações PV e fontes de energia ininterruptas) (LIAO; CORZINE; FERDOWSI, 2008; SILVA et al., 2011; SEPAHVAND et al., 2013). Devido ao MPPT distribuído e as formas de onda da tensão de saída multiníveis, os CMI são frequentemente considerados como uma das topologias mais atrativas de inversores para aplicações PV, assegurando algumas vantagens, tais como: uma melhor imunidade à sombreamento, componentes do filtro com tamanho reduzido, frequência de chaveamento reduzida proporcionando assim uma atenuação nas perdas por comutação, baixa distorção harmônica na tensão de saída sintetizada, alto rendimento, etc. (LASHEEN et al., 2017; RODRIGUEZ et al., 2007; KOURO et al., 2012).

O MPPT descentralizado irá permitir que o arranjo PV de cada módulo forneça a máxima potência, mesmo em condições distintas de irradiação. Com isso o CMI convencional consegue realizar o MPPT distribuído, devido aos arranjos PV estarem separados. Uma vez que cada módulo em ponte-H tem o seu próprio arranjo PV, e está operando em seu respectivo MPP, existe um inerente desequilíbrio de potência entre os módulos. Se este desbalanço não for levado em consideração no sistema de controle ou modulação, cada barramento CC estará operando em um nível de tensão diferente. O desequilíbrio entre as tensões dos barramentos CC degradam a qualidade da potência injetada e distorcem a tensão no lado da rede e, mais importante, representa um risco para o conversor se os limites de tensão dos capacitores forem excedidos. Isto já foi abordado de diversas maneiras para sistemas monofásicos (VILLANUEVA et al., 2009; MA et al., 2009; S. KOURO and B. WU and Á. MOYA and E. VILLANUEVA and P. CORREA and J. RODRIGUEZ, 2009).

Para alcançar maior capacidade em plantas de grande escala, configurações trifásicas são necessárias, contudo, o CMI em ponte-H trifásico para aplicação em sistemas PV introduz um desafio adicional, que é o inerente desbalanço entre as três fases, desde que cada módulo realize seu próprio MPPT. Isto levará a correntes desequilibradas, o que não é permitido pelas normas de injeção de potência na rede (RIVERA et al., 2011).

Afim de atenuar tal limitação, duas alternativas têm sido apresentadas, uma delas consiste no uso de uma única fonte CC para o CMI (DU et al., 2006; SEPAHVAND et al., 2013), e o emprego do inversor multiníveis cascata quase fonte de impedância (qZS-CMI, do inglês *Quasi-Z-Source Cascaded Multilevel Inverter*) (LIU et al., 2014; Y. LIU and B. GE and H. ABU-RUB and F. Z. PENG, 2014). Na primeira possibilidade, apenas um módulo é alimentado por uma fonte de potência CC, enquanto isso os restantes são alimentados com capacitores. Em tais topologias, o método de controle fornece uma regulação da tensão no capacitor para cada módulo ponte-H, evitando as distorções acima mencionadas. Além disso, desde que a forma de onda da tensão de saída multinível alcançada seja adequada, obtém-se uma distorção harmônica baixa da tensão de saída sintetizada e também reduz-se a frequência de chaveamento do CMI. Apesar dos benefícios, o módulo em ponte-H conectado com a fonte de potência CC deve prover toda a potência ativa fornecida à carga. Esta limitação evita o compartilhamento de potência entre as mesmas, portanto, uma das penalidades sofridas é que uma das pontes-H deve suportar a potência

ativa total do CMI. Entretanto está ponte pode operar em baixa frequência e utilizar chaves mais lentas. Com isto, não se pode mais utilizar dispositivos com limites de tensão e corrente relativamente baixos, isto é, esta vantagem é perdida (SEPAHVAND et al., 2013).

Por outro lado, a impossibilidade de se regular a tensão de cada barramento CC, em função do algoritmo de MPPT em cada arranjo, e de se manter o equilíbrio das tensões entre os barramentos, pode ser alcançada com o emprego de ponte-H com fonte de impedância (ZS, do inglês Z-Source). Estes conversores empregam componentes de filtro (LC) entre a fonte de tensão da entrada e a ponte-H, possibilitando a utilização de um terceiro estado, o de curto-circuito (ST, do inglês Shoot-Through), no chaveamento da ponte-H. Com isto, pode-se controlar, além da tensão de entrada, a soma das tensões nos capacitores da impedância ou a tensão em um deles (LIU et al., 2014; LIU et al., 2014; LI et al., 2013). Portanto, a ponte-H ZS proporciona o MPPT individual e o equilíbrio das tensões entre os barramentos. Outro benefício, é a possibilidade de operar com tensões de entrada menores do que a tensão de barramento, pois os mesmos possuem função elevadora de tensão. Com isto, o número de painéis em cada arranjo pode ser reduzido, o que proporciona a utilização destes inversores em instalações PV com menor capacidade (LIU et al., 2014). No entanto, são necessárias várias fontes de tensão CC isoladas. Porém, o compartilhamento de potência ativa é alcançado através do fornecimento de um arranjo PV independente para cada módulo em ponte-H do CMI, que por sua vez requer uma grande quantidade de potência PV instalada (TRABELSI; ABU-RUB; GE, 2016).

Ao fazer uma comparação da topologia do qZS-CMI com o inversor NPC em ponte-H completa de cinco níveis, monofásico, conectado à rede em uma aplicação PV conforme (ITURRIAGA-MEDINA et al., 2016). Nota-se que como características positivas a topologia do qZS-CMI apresenta ganho de tensão proporcionado pelas topologias de fonte Z, possibilitando assim um arranjo PV com reduzido número de módulos, além do que a amplitude dos níveis de tensão na saída do conversor não se alteram caso haja mudança na irradiação ou na temperatura dos painéis. Já a topologia do NPC tem por característica ser um inversor do tipo *buck*, portanto caso não haja nenhum estágio elevador de tensão no sistema PV conectado à rede fazendo uso do inversor NPC, o mesmo irá apresentar variação na amplitude dos níveis de tensão na saída do conversor caso ocorra mudança na irradiação ou na temperatura dos painéis. Para sua instalação também se faz necessário o uso de um número considerável de painéis no arranjo PV quando comparado com a topologia do qZS-CMI, assim possuindo a tensão de barramento necessária para a injeção de potência na rede. A Tabela 1.1 mostra uma comparação das duas topologias em uma aplicação PV conectada à rede.

| Parâmetro                            | qZS-CMI                 | NPC                |
|--------------------------------------|-------------------------|--------------------|
| Tensão de entrada                    | $\approx 205 \text{ V}$ | 400 V              |
| Tensão total do barramento           | 300 V                   | 400 V              |
| Número de chaves                     | 8                       | 8                  |
| Número de níveis na tensão de saída  | 5                       | 5                  |
| Número minímo de painéis             | 6                       | 12                 |
| $v_{rede(eficaz)}$                   | $127 \mathrm{V}$        | $127 \mathrm{V}$   |
| $f_r$                                | 60  Hz                  | 60  Hz             |
| $f_s$                                | $10 \mathrm{~kHz}$      | $10 \mathrm{~kHz}$ |
| ${\cal P}_T$ instalada do arranjo PV | 1,380  kW               | 2,760 kW           |

Tabela 1.1 – Tabela comparativa entre as topologias qZS-CMI e NPC.

Fonte: Autor.

Deve-se salientar que o modelo do painel PV escolhido é o Solaria 230, cujas características para uma irradiação de 1000  $W/m^2$  a uma temperatura de 25° C são demonstradas na Tabela 1.2.

Tabela 1.2 – Especificações do painel PV utilizado.

| Parâmetro                              | Valor              |
|--|--------------------|
| Tensão de máxima potência $(V_{MPP})$  | 34, 2 V            |
| Tensão de circuito aberto $(V_{OC})$   | $43,02~\mathrm{V}$ |
| Corrente de máxima potência $(I_{MP})$ | $6,71 \; {\rm A}$  |
| Corrente de curto-circuito $(I_{SC})$  | 7,24 A             |

Fonte: Autor, adaptado de (THE SOLARIA CORPORATION, 2010)

Com isso, fica claro que para uma aplicação residencial de baixo custo, onde a área de instalação é reduzida, a topologia do qZS-CMI apresenta vantagens quando comparada ao NPC monofásico.

# 1.4 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

A flutuação da potência nos arranjos PV em sistemas descentralizados como nos CMI, impõe desequilíbrios entre as tensões dos barramentos CC das pontes-H, o que prejudica a forma de onda e a qualidade da corrente injetada na rede. Além disso, existe a necessidade de se utilizar uma quantidade de arranjos PV independentes, o que implica em uma potência instalada relativamente elevada (CHAVARRIA et al., 2013; FILHO et al., 2013). Para se conseguir manter o equilíbrio entre as tensões dos barramentos CC, mesmo que o algoritmo de MPPT controle a tensão de entrada de cada ponte-H em valores diferentes e, consequentemente, com potências desiguais, faz-se necessário a inclusão de uma variável de controle adicional. Isto é possível com a inserção de impedâncias (indutores e capacitores) entre a fonte de potência CC e o conjunto de chaves em cada módulo. Estas impedâncias permitem que se possa utilizar um terceiro estado de controle, o ST nas chaves da ponte-H. O controle da razão cíclica que representa a relação entre o intervalo de curto-circuito (ST) pelo período de chaveamento da ponte-H é a variável adicional que pode ser usada para regular a tensão no barramento CC de forma independente da sua tensão de entrada (LI et al., 2013; LIU et al., 2014; LIU et al., 2014).

Todavia, ainda se faz necessário a utilização de mais de um arranjo PV. Alternativamente, em (SEPAHVAND; LIAO; FERDOWSI, 2011) é proposta uma solução de conversor com apenas uma fonte CC disponível. Entretanto, somente uma das pontes-H processa toda a potência ativa.

Para se conseguir empregar um único arranjo PV, e ainda compartilhar a potência ativa entre as pontes-H, é necessário utilizar o estado de ST. Não somente para se controlar a tensão no barramento, mas também para permitir a transferência de potência ativa entre as pontes-H por meio de um indutor acoplado.

#### 1.5 HIPÓTESES

Na elaboração do presente trabalho são consideradas as seguintes hipóteses:

- É possível (e viável) criar um mecanismo para proporcionar o balanço da potência ativa entre as células, transferindo de um módulo para outro, assim não perdendo nenhuma das características positivas do CMI, sendo que uma delas é o compartilhamento dos esforços entre os componentes das pontes-H, um dos principais focos do presente trabalho.
- É possível manter o equilíbrio da tensão e da potência ativa entre os módulos, por meio de uma estrutura de controle.

## 1.6 SOLUÇÃO PROPOSTA

Utilizar uma estrutura quase fonte Z (qZS, do inglês *Quasi-Z-Source*) para controlar o MPPT e manter o equilíbrio de tensão entre os barramentos CC. Transferir e balancear a potência ativa de um módulo para outro por meio de um indutor acoplado associado ao circuito fonte de impedância.

#### 1.7 OBJETIVOS PRINCIPAIS

Os objetivos principais deste trabalho são:

- Realizar uma revisão bibliográfica de trabalhos que discutam os CMI em ponte-H com uma única fonte CC e os qZS-CMI aplicados a sistemas PV conectados à rede elétrica.
- Desenvolver uma topologia que seja viável de implementá-la em pequenos sistemas PV (aplicações residências), entretanto que a mesma agregue as vantagens dos conversores multiníveis.
- Buscar uma topologia de conversor que possua as capacidades de elevar a tensão em seu barramento (*voltage boosting*) e realizar a conversão de energia CC/CA, tudo isso em um único estágio.
- Avaliar experimentalmente a topologia proposta operando com a estrutura de controle definida.

# 1.8 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Desenvolver uma estrutura de controle que através da razão cíclica do ST de cada módulo, que em um deles se consiga controlar a tensão de entrada  $(V_{Cin})$  e no outro a tensão do barramento  $(V_{PN})$ .
- Ao inserir um capacitor em paralelo com o arranjo PV, modelar o qZSI através do circuito equivalente de Nórton, desprezando as incertezas associadas às fontes de energia renováveis (RSE, do inglês *Renewable Source Energy*).
- Garantir que o capacitor de entrada do módulo auxiliar seja carregado apenas pela energia transferida através do indutor acoplado, que está conectado junto ao indutor do qZSI do módulo principal.
- Realizar a transferência de potência ativa do módulo principal que está efetuando o MPPT, para o auxiliar, de modo que seja mantido o equilíbrio entre os mesmos.
- Implementar uma estrutura de controle que mantenha as tensões dos barramentos balanceadas, que a corrente injetada na rede tenha um baixo conteúdo harmônico e que possua uma resposta rápida em regime transitório.

## 1.9 ORGANIZAÇÃO DA TESE

A Tese está organizada da seguinte forma: no Capítulo 2 é realizada uma revisão bibliográfica acerca das principais topologias de conversores CC-CC ZS e qZS com indutor acoplado, estratégias de modulação e as estruturas de controle dos ZSI/qZSI. No Capítulo 3 é feita uma análise sobre o conversor SS qZS-CMI e a operação do circuito, onde serão demostradas as principais formas de onda e as equações matemáticas para obtenção dos valores de tensões e correntes teóricos e os cálculos de ganho estático. O Capítulo 4 traz o modelo de pequenos sinais do conversor SS qZS-CMI. Será utilizado o modelo médio por espaço de estados, sendo realizadas simulações para validação dos mesmos, e também demonstradas as estruturas de controle propostas. No Capítulo 5 são apresentados os resultados experimentais obtidos, de modo a validar as principais análises e projetos. No Capítulo 6 são demonstradas as conclusões mais relevantes em relação ao trabalho e as possibilidades de novos estudos acerca do assunto.

# 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Para uma melhor compreensão deste trabalho, alguns assuntos específicos foram investigados detalhadamente. Os temas abordados estão descritos nesta seção e contribuíram para a elaboração da proposta tanto da topologia do conversor bem como de sua estrutura de controle.

## 2.1 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO DO ZSI/QZSI

Em um arranjo fotovoltaico (PV) a tensão e a potência variam de acordo com a temperatura e a irradiação, entretanto os tradicionais inversores fonte de tensão (VSI) não podem operar nessa ampla faixa de variação na tensão de entrada do conversor, isso porque o VSI é um conversor *buck* cuja tensão de entrada deve ser maior que a amplitude da tensão de saída CA. Assim, nos casos em que o arranjo de painéis não produz tensão suficiente, um estágio de elevação de tensão é normalmente utilizado. Este estágio é constituído por um conversor CC-CC que ainda pode conter um transformador para isolação galvânica entre o arranjo PV e a rede elétrica. A presença do estágio CC-CC leva a um aumento no número de componentes, trazendo consequentemente uma possível redução no rendimento e um aumento nos custos (ZHOU; LIU; LI, 2013; FRANKE; MOHR; FUCHS, 2008; PANFILOV et al., 2016).

O ZSI conforme Figura 2.1, demonstrou ser uma topologia competitiva para aplicações PV em sistemas residências, devido à sua capacidade de operar como um conversor abaixador/elevador e produzir uma tensão alternada em um único estágio de conversão, sem introduzir mais chaves (HUANG et al., 2006). O estado de ST permite que a energia seja armazenada nos indutores do lado CC, sendo liberada quando o conversor não está operando no estado de curto-circuito de braço (NST, do inglês No-Shoot-Through), possibilitando assim a característica de elevação da tensão. Para o ZSI alimentado em tensão, o método de *boost* baseado na modulação por largura de pulso (PWM, do inglês Pulse Width Modulation) foi investigados primeiramente através do método de controle boost simples, máximo boost e máximo boost constante (PENG, 2003; PENG; SHEN; QIAN, 2005; SHEN et al., 2006). Devido a esta característica (abaixador/elevador) de tensão em um único estágio, o ZSI pode operar em uma ampla faixa de variação na tensão de entrada, que é normalmente alcançado por um conversor CC-CC em cascata com um CC-CA, formando uma estrutura de dois estágios. Com a redução dos custos e o aumento da confiabilidade devido à tolerância do estado de ST, o ZSI ganhou cada vez mais atenção, sendo apresentado para o uso em diversas aplicações, tal como geração distribuída (GD), fontes de potência ininterruptas, células combustíveis, fontes renováveis de energia como PV e eólica, e cargas eletrônicas (GAJANAYAKE; VILATHGAMUWA; LOH, 2007; ZHOU et al., 2008; PENG; SHEN; HOLLAND, 2007; HUANG et al., 2006; BRADASCHIA et al., 2011).





Fonte: Adaptado de PENG (2003).

Com uma série de novas topologias derivadas a partir do ZSI, surge então uma nova classe denominada qZSI, conforme demonstrado na Figura 2.2. Em LI et al. (2009) foi proposto o qZSI alimentado em tensão para aplicações PV. As vantagens do qZSI agregadas juntamente com as dos conversores multiníveis qZS-CMI proporcionam uma alta qualidade nas formas de onda da tensão de saída com uma distorção harmônica reduzida, atenuação do filtro de saída, semicondutores com uma relação de potência menor, topologia modular sendo que cada inversor tem a mesma topologia de circuito, idêntica estrutura de controle e modulação. Além disto, a principal vantagem é a capacidade de equilibrar as tensões dos barramentos CC através do controle da largura de pulso do ST, o que permite um controle independente da entrega de potência, podendo realizar o MPPT distribuído (LI et al., 2013; LIU et al., 2014; SUN et al., 2015; SHAHPARASTI et al., 2010).

O ganho de tensão do ZSI/qZSI, pode ser alcançado através de duas variáveis, por meio da razão cíclica do ST,  $(d_0)$  ou do índice de modulação (m). Uma vez que o conversor possui uma estrutura de estágio único,  $d_0 \in m$  são dependentes um do outro, sendo que  $(d_0 + m \leq 1)$ . As modulações *boost* simples, máximo *boost* e máximo *boost* constante devem respeitar as relações entre  $m \in d_0$  conforme demonstra-se respectivamente em

$$m \le 1 - d_0, \tag{2.1}$$

$$m \le \frac{2\pi}{3\sqrt{3}}(1-d_0),$$
 (2.2)

$$m \le \frac{2}{\sqrt{3}}(1-d_0).$$
 (2.3)

Figura 2.2 – Estrutura geral do qZSI.



Fonte: Adaptado de LI et al. (2009).

Esses três tipos de modulação são os mais difundidos utilizando portadoras e implementando o ST (PENG, 2003; LI et al., 2009; LI et al., 2013; PENG; SHEN; QIAN, 2005; SHEN et al., 2006).

Fazendo uma análise de (2.1), (2.2) e (2.3), verifica-se que quanto maior o valor de  $d_0$  menor será o de m, com isso o ganho de tensão do lado CC será maior, entretanto a transferência de energia para a carga CA é reduzida, e o estresse de tensão sobre os componentes (capacitores, indutores e semicondutores) do barramento CC também irá se elevar, resultando em componentes com uma relação de tensão maior. Conclui-se então a necessidade de buscar um ponto ótimo de operação para o conversor com relação aos valores de  $d_0$  e m (LI et al., 2009; LI et al., 2013).

A técnica de modulação *boost* simples utilizada no ZSI/qZSI é uma adaptação da técnica de modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation*, PWM) senoidal utilizada no inversor fonte de tensão (*Voltage Source Inverter*, VSI). Na técnica de PWM senoidal com portadoras, as tensões de referências senoidais são comparadas com as triangulares, com o objetivo de gerar os sinais de PWM para as chaves do VSI. Se a tensão de referência senoidal do braço for maior que a triangular, envia-se um sinal de nível lógico alto para a chave superior do braço. Caso contrário destina-se esse mesmo sinal para a chave inferior do mesmo braço, sendo que esta lógica é aplicada para os demais braços (BRADASCHIA, 2012).

Para adaptar a técnica de PWM senoidal ao ZSI/qZSI, é preciso incluir os sinais de ST que irão gerar os curtos-circuitos de braço da ponte-H. Os instantes de ST irão apenas ser implementados nos estados nulos ou zeros do ZSI/qZSI, sem interferir nos estados ativos, que são responsáveis pela geração das tensões na saída do inversor.

A Figura 2.3, apresenta o princípio de funcionamento da modulação *boost* simples aplicada em um inversor trifásico ZSI/qZSI. Na técnica de *boost* simples, dois sinais de tensão constantes  $(d_{0p}) \in (d_{0n})$  são também comparados com a portadora triangular  $(v_{tri})$ , onde  $d_{0p}$  deve ser igual ou maior do que os valores de pico positivos das modulantes senoidais  $(m_1), (m_2) \in (m_3)$ . Já  $d_{0n}$  deve ser igual ou menor aos valores de pico negativos de  $m_1, m_2 \in m_3$ . A técnica de modulação funciona da seguinte maneira: quando  $v_{tri}$  for maior do que  $d_{0p}$  ou menor do que  $d_{0n}$  todas as chaves da ponte-H do ZSI/qZSI fecham, aplicando o estado de ST no inversor; quando  $v_{tri}$  for menor do que  $d_{0p}$  e maior do que  $d_{0n}$ aplica-se a lógica de modulação PWM senoidal com portadoras (BRADASCHIA, 2012).

Figura 2.3 – Representação gráfica da técnica de *boost* simples para o ZSI/qZSI. Entre as retas tracejadas estão os estados de ST.



Fonte: Adaptado de BRADASCHIA (2012).

Já a técnica de máximo *boost*, proposta por PENG, SHEN e QIAN (2005), veio para agregar maiores vantagens em relação a de *boost* simples. Na técnica de *boost* simples, apenas uma parte dos estados de zero do inversor vão ser utilizados para a realização do estado de ST, com isso o ganho *boost* de tensão do barramento do ZSI/qZSI será reduzido. O objetivo da técnica de máximo *boost* é maximizar os estados de ST, ou seja, todo o instante que o inversor não estiver realizando os estados ativos, ele estará efetuando o ST, com isso o ganho de tensão no barramento será maior.

Na Figura 2.4, pode-se ver que na técnica de máximo *boost*, o  $d_{0p}$  e o  $d_{0n}$  também são comparados com a portadora triangular  $v_{tri}$ , entretanto o  $d_{0p}$  é sempre a maior das três moduladoras dos braços do inversor  $(d_{0p}=m_{max}(m_1,m_2,m_3))$ , e o  $d_{0n}$  é sempre a menor das três moduladoras dos braços do inversor  $(d_{0n}=m_{min}(m_1,m_2,m_3))$ . A lógica de comutação das chaves é a mesma da técnica de *boost* simples, ou seja, se  $v_{tri}$  for maior do que o  $d_{0p}$  e menor do que o  $d_{0n}$ , todas as chaves do inversor são fechadas, assim aplicando o estado de ST. Caso  $v_{tri}$  seja menor do que  $d_{0p}$  e maior do que  $d_{0n}$  é utilizada a lógica de comutação do PWM senoidal com portadoras (BRADASCHIA, 2012).

Figura 2.4 – Representação gráfica da técnica de máximo *boost* para o ZSI/qZSI. Entre as retas tracejadas estão os estados de ST.



Fonte: Adaptado de BRADASCHIA (2012).

Quando a técnica de máximo *boost* for aplicada a um ZSI/qZSI trifásico, a mesma pode fazer uso da injeção do terceiro harmônico nos sinais de referência das moduladoras, conforme Figura 2.5. Com a utilização da injeção do terceiro harmônico o limite do valor do índice de modulação (m) aumenta para  $2/\sqrt{3}$ . O método de comutação das chaves continua sendo o mesmo do utilizado na técnica de máximo *boost* convencional. Como o valor da razão cíclica do ST depende de ( $m_{max}-m_{min}$ ) e a componente do terceiro harmônico está presente nestes dois sinais, a mesma se auto cancela. Com isso, o ganho de tensão no barramento através da rede de impedâncias com a técnica de máximo *boost*  e a injeção do terceiro harmônico são iguais aos da técnica de máximo *boost* convencional (BRADASCHIA, 2012).

Figura 2.5 – Representação gráfica da técnica de máximo *boost* com a injeção do terceiro harmônico para o ZSI/qZSI. Entre as retas tracejadas estão os estados de ST.



Fonte: Adaptado de BRADASCHIA (2012).

Entretanto segundo SHEN et al. (2006) a técnica de máximo *boost*, embora apresente um menor esforço de tensão nas chaves da ponte-H devido aos valores de  $d_{0p}$  e  $d_{0n}$ possuírem variações consideráveis, oscilações de baixa frequência surgem nas correntes dos indutores e nas tensões dos capacitores da rede de impedâncias (Z). Conforme as características da carga, as oscilações nas correntes dos indutores da malha Z se tornam expressivas podendo interferir no funcionamento do ZSI. Além de tudo, essas variações em baixa frequência irão se refletir na tensão de barramento do inversor. Com isso, se o conversor não compensar essas oscilações na técnica de PWM empregada para comutação das chaves, consequentemente as correntes na carga possuirão uma componente harmônica em baixa frequência (BRADASCHIA, 2012).

Devido a estas desvantagens que a técnica de máximo *boost* apresenta, foi proposto por SHEN et al. (2006) uma nova técnica de modulação chamada de máximo *boost* constante. A mesma consiste em maximizar o valor de  $d_0$  para um certo valor de m sem provocar oscilações em baixa frequência nas tensões e correntes da malha de impedâncias Z, sendo isto possível através do valor de  $d_{0p}$  e  $d_{0n}$  constantes. A técnica de máximo boost constante busca o máximo valor constante para o ST, reduzindo o esforço de tensão nas chaves da ponte-H e impedindo as oscilações em baixa frequência na malha Z (BRADASCHIA, 2012).

Na Figura 2.6 observa-se a lógica de comutação das chaves da ponte-H que opera da mesma forma que na técnica de máximo *boost*, ou seja, se  $v_{tri}$  for maior que  $d_{0p}$  ou menor que  $d_{0n}$  todas as chaves da ponte-H passam a conduzir, e o ZSI/qZSI estará realizando o estado de ST. Já se  $v_{tri}$  for menor que  $d_{0p}$  e maior que  $d_{0n}$  aplica-se a lógica de comutação PWM senoidal através de portadoras com a injeção da componente de terceiro harmônico em  $(m_1, m_2 e m_3)$  (BRADASCHIA, 2012).

Figura 2.6 – Representação gráfica da técnica de máximo *boost* constante com a injeção do terceiro harmônico nas modulantes do ZSI/qZSI. Entre as retas tracejadas estão os estados de ST.



Fonte: Adaptado de BRADASCHIA (2012).

Através da técnica de máximo *boost* constante é possível eliminar as oscilações em baixa frequência tanto das tensões dos capacitores como das correntes dos indutores da malha Z, com isso reduzindo o conteúdo harmônico da corrente de saída (BRADASCHIA, 2012). Já em SUN et al. (2012) é proposta a técnica de modulação *boost* simples para o qZS-CMI em ponte-H monofásico. Conforme Figura 2.7, existem duas referências de modulação do ST, que são  $1 - d_{0n}$  e  $d_{0n} - 1$ , que são empregadas nos estados de zero convencionais. Se o sinal de referência  $v_{trin}$  for maior do que  $1 - d_{0n}$  ou menor do que  $d_{0n} - 1$ , ambas as chaves de cada um dos braços da ponte-H irão conduzir simultaneamente, realizando o estado de ST. Entretanto a tensão de saída PWM da ponte-H está ainda mantida em zero, a mesma dos estados de zero convencionais.

Conforme o PWM demonstrado na Figura 2.7, cada módulo em ponte-H é um inversor de três níveis, onde  $v_{tri1}$  e  $v_{tri2}$  são os sinais de referência das portadoras dos dois braços (esquerdo e direito) do módulo um, sendo as mesmas defasadas entre si de 180° devido à modulação utilizada ser por largura de pulso baseada em múltiplas portadoras deslocadas em fase (*Phase-Shift*, PS). As tensões de saída de cada módulo são sinais PWM com três níveis. Os sinais de referência  $v_{trin}$  dos outros módulos em ponte-H são defasados de 60° em relação ao primeiro módulo, assim gerando uma forma de onda com 7 níveis na tensão de saída total do inversor (SUN et al., 2012).

#### 2.2 ESTRUTURAS DE CONTROLE DO ZSI/QZSI

Na Figura 2.8 é apresentado o sistema proposto por LI et al. (2013), onde se faz uso de um qZSI trifásico aplicado a um sistema PV conectado à rede. O método de controle com dois estágios empregado no inversor, faz com que as malhas de controle tanto do lado CC (para elevação da tensão) como do CA (para a conversão CC/CA) sejam combinadas através da implementação com lógica OR, como se pode ver na Figura 2.9. Para o controle do lado CA a tensão no capacitor  $v_{C1}$  é medida e seu valor é comparado com uma referência, onde o sinal de erro gerado irá passar por um controlador de tensão Proporcional Integral (PI), a saída do mesmo gera um sinal proporcional ao valor eficaz da corrente injetada na rede  $i_{rede}$  que é multiplicado por um fator  $\sqrt{2}$  e pelo algoritmo de rastreamento da fase da rede (*Phase Locked Loop - PLL*) produzindo a referência de corrente da malha interna ( $i_{rede}*$ ).

A Figura 2.9 demonstra que a referência para o controle da tensão de entrada  $(v_{in}*)$  do qZSI é dada pelo MPPT, onde um controlador PI é usado para ajustar  $d_0$ . Os parâmetros do compensador  $C_1(z)$  possuem uma resposta relativamente lenta, quando comparado a  $C_2(z)$  da malha de  $v_{C1}$ . Para que não exista interação entre as malhas de controle e o sistema opere de forma adequada, a banda passante de  $C_1(z)$  deve ser mais lenta do que a de  $C_2(z)$ , e ambas devem ser menores do que a da malha interna de corrente (LI et al., 2013).

Em LIU et al. (2014) é proposto um qZS-CMI baseado num sistema de potência PV conectado à rede, de acordo com a Figura 2.10, onde cada módulo é alimentado por





Fonte: Adaptado de SUN et al. (2012).

um arranjo de painéis independentes, ou seja, está realizando o MPPT individualmente. Uma nova técnica de modulação vetorial espacial (*Space Vector Modulation* - SVM) multinível para o qZS-CMI monofásico é proposta, não sendo mais necessário o uso de duas referências extras e comparadores para gerar os sinais de ST para cada módulo qZS, como Figura 2.8 – Sistema PV conectado à rede utilizando um qZSI trifásico.



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

Figura 2.9 – Método de controle de dois estágios para o qZSI conectado à rede baseado em um sistema PV.



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

no caso da modulação baseada em portadoras. A Figura 2.11 traz a malha de corrente interna da rede, onde a saída global das malhas de tensão que estão realizando o MPPT é que irão gerar a referência para a mesma, sendo que ela utiliza um compensador Proporcional + Ressonante (PR). A saída do PR gera o m total que é subtraído pela soma do m dos n módulos qZS em ponte-H para obter-se o sinal do m do primeiro módulo qZSI. O controle da malha de tensão do arranjo PV é usado para gerar a cada módulo qZS em ponte-H o sinal do m.

A Figura 2.12 apresenta o outro objetivo do sistema de controle proposto, onde a regulação da tensão de pico do barramento CC para cada módulo qZS em ponte-H se dá através do ST. Um controlador Proporcional (P) é utilizado na malha de corrente



Figura 2.10 – qZS-CMI baseado num sistema de potência PV conectado à rede.

Fonte: Adaptado de LIU et al. (2014).

do indutor  $L_2$  para melhorar a resposta dinâmica, e também um compensador PI para garantir o rastreamento da referência da tensão de pico do barramento CC.

Conforme ilustra a Figura 2.11 o  $m_n$  e o ST  $d_{0n}$  dos n módulos do qZS-CMI são combinados conjuntamente para modularem as chaves da ponte-H de cada módulo (LIU et al., 2014). Em Y. LIU and B. GE and H. ABU-RUB and F. Z. PENG (2014) esse mesmo sistema de controle foi empregado em um qZS-CMI trifásico. O mesmo faz uso da SVM, proporcionando também a redução de duas referências e comparadores para gerar os sinais de ST para cada módulo qZS, como no caso da modulação baseada em portadoras.

O sistema de controle proposto por SUN et al. (2014) para o qZS-CMI monofásico com três módulos conforme demonstra a Figura 2.13, realiza o MPPT distribuído, controla a tensão de pico do barramento CC individualmente, e também a potência injetada na rede de acordo com a Figura 2.14. O controle do MPPT será realizado com o ajuste da variável do ST, o mesmo é efetuado através da medida de corrente no indutor  $L_1$ e da tensão no capacitor que se encontra em paralelo com o arranjo PV. O algoritmo



Figura 2.11 – MPPT de todos os módulos e o controle da malha interna de corrente.

Fonte: Adaptado de LIU et al. (2014).

Figura 2.12 – Controle da tensão de pico do barramento CC.



Fonte: Adaptado de LIU et al. (2014).

de MPPT irá gerar uma referência de tensão  $v_{Cin(n)}^*$ , que será comparada com a tensão medida  $v_{Cin(n)}$ , o erro irá passar por um controlador PI, que por fim irá gerar a razão cíclica do ST  $(d_{0(n)})$  segundo a Figura 2.14(a).

A tensão de pico do barramento CC é controlada individualmente em cada módulo através da soma das tensões dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , dessa forma é possível medir toda a energia que o barramento possui em um dado instante. O valor da soma de  $v_{C1(n)}+v_{C2(n)}$ resulta na variável  $v_{PN(n)}$  que é comparada com a referência da tensão de pico  $v_{PN(n)}^*$ , onde o valor do erro passa por um controlador PI gerando uma referência de potência  $(P_n^*)$  conforme a Figura 2.14(a) (SUN et al., 2014).



Figura 2.13 – Sistema de potência PV utilizando o qZS-CMI monofásico de três módulos conectado à rede.

Fonte: Adaptado de SUN et al. (2014).

A Figura 2.14(b) traz o sistema de controle empregado para monitorar a potência que será injetada na rede. Inicialmente, é realizado um somatório de todas as referências de potência  $(P_n^*)$  que são geradas por cada módulo do qZS, produzindo uma referência de potência global  $(P_{Total}^*)$ , onde a mesma é multiplicada por um ganho  $(2/v_{rede})$ , sendo  $v_{rede}$  a tensão nominal da rede, transformando em uma referência de corrente, onde logo na sequência é multiplicada pelo algoritmo de rastreamento da fase da rede (*Phase Locked Loop - PLL*), fornecendo a corrente de referência  $(i_{rede}^*)$  para a malha interna. Já  $i_{rede}^*$  é subtraído da corrente injetada na rede medida  $(i_{rede})$ , o erro passa por um controlador PI que gera um sinal modulante total  $(v_{aTotal})$ . Na sequência, o mesmo é normalizado e multiplicado pela proporção de potência que cada módulo está contribuindo. Posteriormente, o sinal modulante  $(m_n)$  e o do ST  $(d_{0(n)})$  entram em portas lógicas do tipo ORgerando o sinal de gate das chaves. Figura 2.14 – Configuração da estrutura de controle do qZS-CMI baseado em um sistema de potência PV. (a) Sistema de controle para cada módulo do qZSI. (b) Método de controle da potência total do sistema.



Fonte: Adaptado de SUN et al. (2014).

## 2.3 ESTRUTURAS DE CONVERSORES COM FONTE CC ÚNICA

Em algumas topologias de conversores multiníveis com fonte CC única, a ponte-H principal está conectada junto a uma fonte de tensão CC, enquanto que a auxiliar usa um capacitor, conforme Figura 2.15. O módulo principal opera na frequência da rede, já o auxiliar trabalha na frequência de comutação, isso faz com que as perdas por chaveamento sejam reduzidas no módulo principal. A regulação da tensão no capacitor ocorre através



Figura 2.15 – Estrutura de um conversor multinível em cascata com fonte CC única.

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

do ajuste da potência ativa que a ponte-H principal injeta no sistema, podendo injetar mais ou menos da mesma, sendo capaz de carregar ou descarregar o capacitor do módulo auxiliar. Dessa forma, a potência ativa média que o módulo auxiliar gera durante um ciclo da rede é zero. Portanto, pode-se salientar como um dos pontos negativos dessa topologia, é que o módulo principal processa toda a potência ativa que será entregue pelo conversor, com isso os componentes utilizados na ponte-H principal estarão sendo submetidos a níveis de esforços de corrente e tensão maiores que os da ponte-H auxiliar (SEPAHVAND et al., 2013; VARGAS et al., 2013; SEPAHVAND; LIAO; FERDOWSI, 2011).

Em BANAEI et al. (2013) é apresentado um inversor multinível baseado no ZS. A topologia proposta necessita apenas de uma única fonte de tensão CC e uma rede de impedâncias para todas as pontes-H.A mesma necessita uma menor área de instalação quando comparada com topologias ZSI/qZSI multiníveis convencionais, devido que em uma aplicação PV ela necessitará apenas de um arranjo de painéis e uma rede de impedâncias, conforme Figura 2.16. Entretanto o transformador em baixa frequência apresenta-se como sendo o ponto negativo da topologia, utilizado para isolar as saídas das pontes-H da carga. Os inversores multiníveis cascata (*Cascaded Multilevel Inverter* - CMI) convencionais utilizam fontes CC isoladas. Como no conversor proposto é utilizada uma única fonte CC, então o isolamento se dá através dos transformadores. Porém, como os mesmos estão operando em baixa frequência o volume será elevado.



Figura 2.16 – Conversor ZS multinível com a saída de cada ponte-H isolada.

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

## 2.4 CONVERSOR CC-CC COM INDUTOR ACOPLADO

Com a intenção de se obter um conversor com as características elevadoras do qZS com isolação galvânica, algumas topologias foram propostas na literatura. Em VIN-NIKOV e ROASTO (2011) foi proposto um qZSI empregando uma ponte-H com saída isolada por um transformador elevador de tensão em alta-frequência, sendo que o seu secundário está conectado a um retificador de acordo com a Figura 2.17. Desta forma, a carga encontra-se isolada e a ponte-H realiza o curto-circuito de braço (*Shoot-Through*, ST) de forma análoga as topologias qZS não isoladas.

Figura 2.17 – Topologia proposta do *Quasi-Z-Source* baseado em um conversor CC-CC isolado para aplicação em geração distribuída.



Fonte: Adaptado de VINNIKOV e ROASTO (2011).

Em CHUB, LIIVIK e VINNIKOV (2014) este conceito de célula qZS é estendido para diferentes topologias, sempre mantendo a ponte-H com saída isolada por transformador ou substituindo-a por uma célula *Push-Pull* com enrolamento primário e derivação central, conforme Figura 2.18. Contudo, a transferência de energia entre a fonte e a carga é realizada sempre por meio de um transformador acionado pelos semicondutores em ponte-H ou *Push-Pull* e, portanto, tornando o uso destes semicondutores exclusivo para transferência de potência através do transformador.

Figura 2.18 – Conversor qZS com estágio de chaveamento Push-Pull.



Fonte: Adaptado de CHUB, LIIVIK e VINNIKOV (2014).

Uma variação da isolação galvânica é alcançada substituindo um ou os dois indutores da impedância ZS/qZS por indutores acoplados, como proposto em EVRAN e AYDEMIR (2012) e EVRAN e AYDEMIR (2013), segundo as figuras 2.19 e 2.20, respectivamente. Nestas topologias, uma única chave aciona a impedância ZS/qZS e transfere a energia por meio de um ou dos dois indutores acoplados ao secundário. Para aprimorar o ganho de tensão, um multiplicador é empregado junto ao enrolamento secundário do indutor acoplado. Nos circuitos apresentados nas figuras 2.19 e 2.20, durante o intervalo de condução da chave  $(t_{on})$  na topologia ZS, a tensão nos capacitores  $(C_1)$  e  $(C_2)$ do barramento são copiadas para os enrolamentos secundários, já na qZS, é a tensão no capacitor  $(C_1)$  do barramento que é reproduzida no enrolamento secundário, polarizando diretamente em ambas as topologias o diodo  $(D_o)$  e alimentando o capacitor de saída  $(C_o)$  e a carga  $(R_o)$  (EVRAN; AYDEMIR, 2012; EVRAN; AYDEMIR, 2013; EVRAN; AYDEMIR, 2014).

Além destas topologias, que transferem a energia por meio do diodo  $(D_o)$  e, por isto, serão referidas como transferência por meio de diodo retificador (ou somente retificador), pode-se arranjar o circuito como um conversor *Flyback*, apenas invertendo-se a polaridade do enrolamento secundário (REZAEI; LEE; HUANG, 2015; REZAEI; LEE; HUANG, 2016) conforme Figura 2.21.





Fonte: Adaptado de EVRAN e AYDEMIR (2012).

Figura 2.20 – Conversor CC-CC qZS com indutor acoplado e alto ganho de tensão.



Fonte: Adaptado de EVRAN e AYDEMIR (2013).

Já o circuito da Figura 2.22 acrescenta um diodo e um indutor ao conversor para formar uma topologia baseada no conversor *Forward* (ABRAMOVITZ; CHENG; SME-DLEY, 2010).

Todos os conversores CC-CC ZS/qZS isolados galvanicamente têm sido classificados em transformador ou indutor acoplado baseando-se de acordo com o elemento que transfere energia da entrada para a saída. Em CHUB, VINNIKOV e JALAKAS (2015) foi proposto uma nova classe de conversores CC-CC ZS/qZS que combinam tanto as características de transferência de energia usando o indutor acoplado como o transformador. Foi utilizado o inversor em ponte-H e a topologia *push-pull* conforme as figuras 2.23 e 2.24 respectivamente. O princípio da conversão de energia proposto é apresentado apenas com o conversor qZS, porque somente esta topologia apresenta corrente de entrada contínua dentro de uma ampla faixa de regulação da tensão de entrada. Isso o torna particularmente adequado para a integração de fontes CC de baixa tensão em *microgrid* CC.



Figura 2.21 – Micro-inversor *Flyback* para aplicações PV.

Fonte: Adaptado de REZAEI, LEE e HUANG (2016).

Figura 2.22 – Conversor Forward com snubber não dissipativo.



Fonte: Adaptado de ABRAMOVITZ, CHENG e SMEDLEY (2010).

Figura 2.23 – Conversor CC-CC em ponte-H isolado galvanicamente baseado no qZS com transferência de energia combinada.



Fonte: Adaptado de CHUB, VINNIKOV e JALAKAS (2015).

Figura 2.24 – Conversor CC-CC *push-pull* isolado galvanicamente baseado no qZS com transferência de energia combinada.



Fonte: Adaptado de CHUB, VINNIKOV e JALAKAS (2015).

## 2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste Capítulo foram apresentadas algumas topologias de conversores CC-CC ZS e qZS com isolação galvânica através de transformadores, indutores acoplados e com a utilização de ambos para aplicações com alto ganho de tensão. Também foram demonstradas as principais estratégias de modulação utilizando portadoras para as topologias ZSI/qZSI, sendo elas a *boost* simples, máximo *boost* e a máximo *boost* constante.

Estruturas de controle para ZSI/qZSI conectados à rede foram apresentadas, sendo que o método de controle com dois estágios empregado nos inversores ZSI/qZSI fazem com que as malhas de controle tanto do lado CC quanto do CA sejam interligadas. Dentre as estruturas de controle foram investigadas duas em particular, sendo que em uma delas o MPPT e a regulação da tensão de entradas dos módulos é realizada através da variável do ST  $D_0$ , já a tensão de pico do barramento  $(V_{PN})$  é controlada através da malha de tensão que gera a referência para a malha interna de corrente, sendo que a variável de controle é o m. Na segunda estrutura de controle investigada, a tensão de entrada dos módulos qZSI fazem parte da malha externa de tensão, que gera a referência para a malha interna de corrente, que é regulada pela variável m. O controle da tensão de pico do barramento  $(V_{PN})$  para cada módulo qZSI é realizado através da variável do ST  $D_0$ .

Algumas topologias de conversores multiníveis VSI e ZSI utilizando fonte CC única foram expostas, sendo que nas topologias investigadas o VSI possui um dos módulos operando na frequência da rede e processando toda a potência ativa do sistema, já o outro módulo trabalha na frequência de chaveamento tendo um capacitor na entrada. O ZSI possui duas pontes-H conectadas em uma única malha de impedâncias, sendo as saídas das pontes-H isoladas por transformadores operando/projetados na frequência da rede.

#### 3 INVERSOR SS QZS-CMI

Este Capítulo apresenta as análises sobre o Inversor Multinível Cascata quasi-Z-Source com Fonte CC Única (SS qZS-CMI, do inglês *Single DC Source quasi-Z-Source Cascade Multilevel Inverter*) proposto. O estudo faz uma análise da operação do SS qZS-CMI com cinco níveis, desenvolvendo o equacionamento matemático para os dois estados de operação do conversor, as suas principais formas de onda do lado CC, juntamente com o ganho de tensão em cada estrutura de transferência de energia entre os módulos, e o ganho estático tanto do lado CC como do CA. Os elementos do circuito são considerados ideais.

#### 3.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO SS qZS-CMI

Na Figura 3.1 é apresentado o diagrama do inversor multinível cascata quase fonte de impedância com fonte CC única aplicado a um sistema PV conectado à rede elétrica. Em sua forma mais simples, é constituído por dois módulos qZS em ponte-H. O módulo principal é alimentado por um arranjo PV que caracteriza a topologia como sendo um inversor com fonte CC única (SEPAHVAND et al., 2013). Além de dois braços com os semicondutores  $S_{1(a)}$ - $S_{4(a)}$  e o diodo  $D_{1(a)}$ , a ponte-H principal é formada por três capacitores  $C_{in(a)}$ ,  $C_{1(a)}$  e  $C_{2(a)}$ ; um indutor  $L_{1(a)}$  e o enrolamento primário do indutor acoplado  $L_{2(M)}$ .

Durante o estado de NST, ou seja, enquanto ocorre os estados ativo e os zero dos inversores convencionais, a fonte CC, assim como os indutores  $L_{1(a)}$  e  $L_{2(a)}$ , carregam os capacitores  $C_{1(a)}$  e  $C_{2(a)}$  e transferem energia para a carga CA, aumentando a tensão CC através da ponte-H. Já no estado de ST, os capacitores  $C_{1(a)}$  e  $C_{2(a)}$  transferem a sua energia eletrostática para armazenar energia magnética nos indutores (LI et al., 2013). Na etapa de ST também ocorre a transferência de energia do enrolamento primário  $(n_p)$ do indutor acoplado  $L_{2(M)}$  para o seu secundário  $(n_s)$ .

O enrolamento secundário de  $L_{2(M)}$  é que fornece exclusivamente a energia para o carregamento do capacitor  $C_{in(b)}$ , o mesmo que desempenha o papel de fonte de tensão de entrada da ponte-H qZS auxiliar. Esta característica exclusiva permite que a potência ativa e reativa sejam processadas pelo módulo auxiliar. Além disso, o indutor acoplado pode ser concebido para substituir o indutor  $L_1$  ou  $L_2$ , como demonstrado na Figura 3.1(a) e a Figura 3.1(b), respectivamente.

A tensão de saída total do inversor é a soma das tensões dos módulos do SS qZS-CMI, conforme Figura 3.2. A tensão do barramento CC de cada módulo é controlada independentemente, assegurando que a relação de tensão entre os barramentos CC de cada ponte-H seja mantida constante. Esta característica é essencial para permitir que Figura 3.1 – Inversor multinível cascata qZS simétrico com cinco níveis e fonte CC única baseado em um sistema PV. (a) Corrente de entrada contínua. (b) Topologia com a corrente de entrada descontínua.



Fonte: Autor.

Figura 3.2 – Principais formas de onda do inversor multinível cascata qZS simétrico com cinco níveis e fonte CC única baseado em um sistema PV.



Fonte: Autor.

a topologia trabalhe como um inversor multiníveis simétrico, mantendo suas vantagens como baixa distorção harmônica na corrente de saída, redução do filtro de saída, função *buck/boost* na tensão de pico do barramento CC, conversão de potência em único estágio pela rede ZS/qZS, o que permite um controle na entrega da potência com alta confiabilidade, sendo viável de implementá-la em pequenos sistemas PV (ABU-RUB et al., 2013; GE et al., 2013; LIU et al., 2014).

A técnica de modulação utilizada para o SS qZS-CMI é a *boost* simples em conjunto com a modulação por largura de pulso senoidal com deslocamento de fase (PS-SPWM, do inglês *Phase Shifted Sinusoidal Pulse Width Modulation*) (SUN et al., 2012). Onde as portadoras por braço de módulo são deslocadas em 180° uma em relação à outra, já entre módulos as mesmas serão defasadas entre si de 90°. Como resultado, o SS qZS-CMI fornece uma tensão de saída de cinco níveis para alimentar a rede em 60 Hz através de um filtro LCL.

Tendo em conta que os dois módulos em ponte-H são qZS, pode-se afirmar que a sua operação consiste em dois estados operacionais distintos (GE et al., 2013): os estados de NST e de ST. No estado de NST, a energia é transferida a partir do lado CC para o CA de cada módulo em ponte-H qZS. Por outro lado, no estado de ST, não existe a transferência de energia do lado CC para o lado CA em ambas as pontes-H, porque a tensão do barramento CC é zero (LI et al., 2013). No entanto, durante o estado de ST, a energia do indutor acoplado do módulo principal é transferida a partir do seu enrolamento primário para o seu secundário, carregando o capacitor de entrada  $C_{in(b)}$  do módulo auxiliar.

No instante de tempo em que o módulo principal está realizando o estado de NST, o diodo do barramento estará diretamente polarizado  $(D_{1(a)})$ , e a energia do capacitor de entrada do módulo  $(C_{in(a)})$  estará sendo transferida para o capacitor  $(C_{1(a)})$ , cuja equação do ganho estático de tensão é definida como,

$$V_{C1(a)} = \frac{1 - D_{0(a)}}{1 - 2D_{0(a)}} V_{Cin}.$$
(3.1)

Já o instante de tempo em que o módulo principal está realizando o estado de ST, o diodo do barramento estará reversamente polarizado  $(D_{1(a)})$ , e a energia do capacitor de entrada do módulo  $(C_{in(a)})$  estará sendo transferida para o capacitor  $(C_{2(a)})$ , cuja equação do ganho estático de tensão é definida como,

$$V_{C2(a)} = \frac{D_{0(a)}}{1 - 2D_{0(a)}} V_{Cin}.$$
(3.2)

A equação do ganho estático da tensão de pico do barramento  $V_{PN(a)}$ , é definida pela soma das tensões nos capacitores  $(C_{1(a)} \in C_{2(a)})$ , sendo dada por,

$$V_{PN(a)} = \frac{1}{1 - 2D_{0(a)}} V_{Cin}.$$
(3.3)

Analogamente, as tensões nos capacitores do módulo auxiliar são dadas por,

$$V_{C1(b)} = \frac{1 - D_{0(b)}}{1 - 2D_{0(b)}} N\left(\frac{1 - D_{0(a)}}{1 - 2D_{0(a)}}\right) V_{Cin},$$
(3.4)

е

$$V_{C2(b)} = \frac{D_{0(b)}}{1 - 2D_{0(b)}} N\left(\frac{1 - D_{0(a)}}{1 - 2D_{0(a)}}\right) V_{Cin},$$
(3.5)

onde

$$N = \frac{n_s}{n_p}.$$
(3.6)

A equação do ganho estático da tensão de pico do barramento  $V_{PN(b)}$ , é definida pela soma das tensões nos capacitores  $(C_{1(b)} \in C_{2(b)})$ , sendo dada por,

$$V_{PN(b)} = \frac{1}{1 - 2D_{0(b)}} N\left(\frac{1 - D_{0(a)}}{1 - 2D_{0(a)}}\right) V_{Cin}.$$
(3.7)

O balanço de potência do módulo principal pode ser expresso por.

$$v_a i_a = v_{PN(a)} i_{PN(a)} \left( 1 - D_{0(a)} \right), \tag{3.8}$$

onde  $v_a$  e  $i_a$  são a tensão de saída e a corrente do módulo em ponte-H qZS principal, respectivamente; a tensão  $V_{PN(a)}$  representa a tensão do barramento CC do módulo principal, consistindo de um valor CC mais uma ondulação em  $2\omega$ ; a corrente  $I_{PN(a)}$  é a corrente média que entra na ponte-H principal em um período de chaveamento; e  $D_{0(a)}$  é a razão cíclica do ST do módulo principal.

Da mesma forma, o equilíbrio de potência do módulo em ponte-H qZS auxiliar,

$$v_b i_b = v_{PN(b)} i_{PN(b)} \left( 1 - D_{0(b)} \right).$$
(3.9)

No entanto, desde que a potência de entrada do módulo auxiliar seja fornecida pelo principal, também pode ser escrita,

$$v_b i_b = \left( V_{C1(a)} D_{0(a)} N \right) i_{PN(a)}.$$
(3.10)

Sem perda de generalidade, o módulo emite a tensão e a corrente fundamentais de saída, podendo ser expressas respectivamente, por

$$v_a = V_a \operatorname{sen}(\omega t). \tag{3.11}$$

$$i_a = I_a \operatorname{sen}(\omega t - \phi), \qquad (3.12)$$

onde  $\omega$  é a frequência angular,  $\phi$  é o ângulo de impedância, e  $V_a$  e  $I_a$  são as amplitudes da tensão e corrente de saída CA do modulo principal, respectivamente.

A tensão de saída da ponte-H do qZSI pode ser expressa como

$$v_a = m v_{PN}, \tag{3.13}$$

onde  $m = M \operatorname{sen}(\omega t)$  e M é o índice de modulação. A partir de (3.8) e (3.13), a corrente  $i_{PN}$  é definida como

$$i_{PN(a)} = \frac{MI_a}{2\left(1 - D_{0(a)}\right)} \left(\cos\phi - \cos 2\omega t - \phi\right),$$
(3.14)

que pode ser ainda dividida em uma componente CC e uma componente em  $2\omega$ , dadas por (3.15) e (3.16), respectivamente.

$$i_{PN(a)CC} = \frac{MI_a}{2\left(1 - D_{0(a)}\right)}\cos(\phi),$$
(3.15)

$$i_{PN(a)2\omega} = -\frac{MI_a}{2\left(1 - D_{0(a)}\right)}\cos(2\omega t - \phi).$$
 (3.16)

Estas duas componentes da corrente (3.15) e (3.16) afetam diretamente as variáveis de estado  $i_{L1(a)}$ ,  $i_{L2(a)}$ ,  $v_{C1(a)}$  e  $v_{C2(a)}$ . Assim, as variáveis de estado são definidas como o somatório de duas componentes, uma correspondente ao valor médio (sub índice CC) e a outra correspondente à frequência de  $2\omega$ .

Então, pode-se escrever a corrente no indutor  $L_1$  como,

$$i_{L1(a)} = i_{L1(a)CC} + i_{L1(a)2\omega}.$$
(3.17)

A corrente no indutor  $L_2$  é dada por

$$i_{L2(a)} = i_{L2(a)CC} + i_{L2(a)2\omega}.$$
(3.18)

A tensão no capacitor  $C_1$  é

$$v_{C1(a)} = v_{C1(a)CC} + v_{C1(a)2\omega}.$$
(3.19)

E a tensão no capacitor  $\mathcal{C}_2$  é definida como

$$v_{C2(a)} = v_{C2(a)CC} + v_{C2(a)2\omega}.$$
(3.20)

Então, desprezando a componente em  $2\omega$ , e considerando apenas a componente CC, pode-se obter as seguintes equações para o módulo principal do qZS, onde o valor CC da tensão em  $C_{1(a)}$  é dado por

$$V_{C1(a)} = \frac{1 - D_{0(a)}}{1 - 2D_{0(a)}} V_{Cin}.$$
(3.21)

Da mesma forma, o valor CC para tensão no capacitor  $C_{2(a)}$  é

$$V_{C2(a)} = \frac{D_{0(a)}}{1 - 2D_{0(a)}} V_{Cin}.$$
(3.22)

Para o indutor  $L_{1(a)}$ , o valor CC da corrente é

$$I_{L1(a)} = \frac{MI_a}{2\left(1 - D_{0(a)}\right)} \cos\phi.$$
(3.23)

Por fim, para o indutor  $L_{2(a)}$ , o valor CC da corrente é definido como

$$I_{L2(a)} = I_{L1(a)} - \left(\frac{I_{L1(b)}}{N}\right).$$
(3.24)

Analogamente, para o módulo auxiliar obtêm-se as seguintes equações:

- Para a tensão no capacitor  $C_{1(b)}$ ,

$$V_{C1(b)} = \frac{1 - D_{0(b)}}{1 - 2D_{0(b)}} V_{Cin(b)}.$$
(3.25)

- Para a tensão no capacitor  $C_{2(b)}$ ,

$$V_{C2(b)} = \frac{D_{0(b)}}{1 - 2D_{0(b)}} V_{Cin(b)}.$$
(3.26)

- Para a corrente no indutor  $L_{1(b)}$ ,

$$I_{L1(b)} = \frac{MI_b}{2\left(1 - D_{0(b)}\right)} \cos\phi.$$
(3.27)
- para a corrente no indutor  $L_{2(b)}$ ,

$$I_{L2(b)} = I_{L1(b)}. (3.28)$$

Sendo  $\omega$  a frequência angular,  $\phi$  o ângulo de impedância,  $V_b$  e  $I_b$  são as amplitudes da tensão e corrente de saída CA do modulo auxiliar, respectivamente.

As equações dinâmicas são obtidas a partir dos estados de operação, conforme Figura 3.3, e são as mesmas para os módulos principal e auxiliar em ponte-H qZS (SUN et al., 2013; SUN et al., 2014).

Para os capacitores  $C_{1(b)} \in C_{2(b)}$  tem-se

$$V_{C1(b)} = \frac{1 - D_{0(b)}}{1 - 2D_{0(b)}} V_{Cin(b)}, \qquad (3.29)$$

е

$$V_{C2(b)} = \frac{D_{0(b)}}{1 - 2D_{0(b)}} V_{Cin(b)}.$$
(3.30)

Para os indutores  $L_{1(b)} \in L_{2(b)}$  tem-se

$$I_{L1(b)} = \frac{MI_b}{2\left(1 - D_{0(b)}\right)} \cos(\phi), \qquad (3.31)$$

е

$$I_{L2(b)} = I_{L1(b)}. (3.32)$$

Durante o estado de NST, conforme a Figura 3.3(b), os indutores são desmagnetizados e os capacitores são carregados. Nesta etapa, a energia é transferida para as saídas CA de cada uma das pontes-H.

A equação que define a dinâmica da corrente no indutor  $L_{1(a)} \in L_{1(b)}$  é dada por

$$L_{1(a,b)}\frac{d}{dt}i_{L1(a,b)} = V_{Cin(a,b)} - v_{C1(a,b)}.$$
(3.33)

A equação que define a dinâmica da corrente nos indutores  $L_{2(a)} \in L_{2(b)}$  é dada por

$$L_{2(a,b)}\frac{d}{dt}i_{L2(a,b)} = v_{C2(a,b)}.$$
(3.34)

A equação dinâmica dos capacitores  $C_{1(a)}$  e  $C_{1(b)}$  é

$$C_{1(a,b)}\frac{d}{dt}v_{C1(a,b)} = I_{L1(a,b)} - i_{PN(a,b)CC}.$$
(3.35)

A equação dinâmica dos capacitores  $C_{2(a)}$  e  $C_{2(b)}$  é

$$C_{2(a,b)}\frac{d}{dt}v_{C2(a,b)} = I_{L2(a,b)} - i_{PN(a,b)CC}.$$
(3.36)

Por fim, a equação dinâmica do capacitor  $C_{in(a,b)}$  é

$$C_{in(a,b)}\frac{d}{dt}v_{Cin(a,b)} = i_{In(a,b)} - i_{L1(a,b)}.$$
(3.37)

A Figura 3.3(a) traz o diagrama do circuito correspondente ao estado de ST. Durante esta etapa, os capacitores se descarregam e os indutores são magnetizados. A equação que define a dinâmica da corrente nos indutores  $L_{1(a)}$  e  $L_{1(b)}$  é dada por

$$L_{1(a,b)}\frac{d}{dt}i_{L1(a,b)} = v_{Cin(a,b)} + v_{C2(a,b)}.$$
(3.38)

A equação que define a dinâmica da corrente nos indutores  $L_{2(a)} \in L_{2(b)}$  é dada por

$$L_{2(a,b)}\frac{d}{dt}i_{L2(a,b)} = v_{C1(a,b)}.$$
(3.39)

A equação dinâmica dos capacitores  $C_{1(a)} \in C_{1(b)}$  é

$$C_{1(a,b)}\frac{d}{dt}v_{C1(a,b)} = -i_{L2(a,b)}.$$
(3.40)

A equação dinâmica dos capacitores  $C_{2(a)}$  e  $C_{2(b)}$  é

$$C_{2(a,b)}\frac{d}{dt}v_{C2(a,b)} = -i_{L1(a,b)}.$$
(3.41)

Por fim, a equação dinâmica dos capacitores  $C_{in(a)}$  e  $C_{in(b)}$  é

$$C_{in(a,b)}\frac{d}{dt}v_{Cin(a,b)} = i_{In(a,b)} - i_{L1(a,b)}.$$
(3.42)

A Figura 3.3(b) mostra o diagrama do circuito correspondente ao estado de NST. As principais formas de onda do conversor para as etapas de ST e NST são apresentadas na Figura 3.4.

Na Figura 3.4 são observados os sinais de  $ST_a$  do módulo principal e  $ST_b$  do auxiliar. A Figura 3.4 também mostra as correntes nos indutores do módulo principal  $i_{L1(a)}$  e  $i_{L2(a)}$ , que apesar de apresentarem o mesmo comportamento,  $i_{L1(a)}$  e  $i_{L2(a)}$  possuem amplitudes diferentes uma da outra. Com relação ao desempenho de ambas, no instante de tempo que acontece o ST, ocorre a transferência de energia dos capacitores para os indutores, ou seja, os indutores se magnetizam, isso faz com que haja um crescimento nas correntes  $i_{L1(a)}$  e  $i_{L2(a)}$ . No instante de tempo seguinte, acontece o estado de NST, onde ocorre a transferência de energia dos indutores para a carga CA, com isso diminuindo a energia acumulada em  $L_{1(a)}$  e  $L_{2(a)}$ , resultando na redução da corrente. Já com relação a diferença de amplitude das correntes, isso se deve ao fato do indutor acoplado em  $L_{2(M)}$ , que proporciona o compartilhamento de corrente entre o primário e o secundário, visto que uma parte de  $i_{L2(a)}$  irá ser transferida para o módulo auxiliar conforme (3.24).



Figura 3.3 – Estados de operação do SS qZS-CMI de cinco níveis. (a) Estado de ST. (b) Estado de NST.

Fonte: Autor.



Figura 3.4 – Principais formas de ondas teóricas do SS qZS-CMI.

Fonte: Autor.

A Figura 3.4 mostra as correntes nos indutores do módulo auxiliar  $i_{L1(b)}$  e  $i_{L2(b)}$ , onde as mesmas apresentam comportamento e amplitude iguais. Com relação ao comportamento, as correntes dos indutores do módulo auxiliar são iguais às do principal. Já à respeito da amplitude, os dois indutores do módulo auxiliar qZS  $(L_{1(b)} e L_{2(b)})$  são magnetizados durante a etapa do ST, e desmagnetizados igualmente no decorrer do estado de NST, devido a isso eles possuem amplitudes de corrente iguais.

A Figura 3.4 mostra as tensões em  $v_{C1(a)}$  e  $v_{C2(a)}$  do módulo principal, e em  $v_{C1(b)}$ e  $v_{C2(b)}$  do auxiliar. Com relação ao comportamento, as mesmas possuem uma ondulação relativamente pequena, isso se deve ao fato dos capacitores  $C_{1(a)}$  e  $C_{2(a)}$  do módulo principal, e  $C_{1(b)}$  e  $C_{2(b)}$  do auxiliar possuírem valores de capacitância elevados, acumulando assim uma grande quantidade de energia, tendo o mesmo comportamento de fonte de tensão. Com relação às amplitudes das tensões nos capacitores do módulo principal e auxiliar,  $v_{C1(a,b)}$  possuem tensões com amplitudes maiores em relação a  $v_{C2(a,b)}$ , devido ao fato que o valor que multiplica em (3.21) a tensão  $v_{Cin}$  é superior ao de (3.22). Com isso, o acúmulo de energia em  $C_{1(a,b)}$  é maior do que em  $C_{2(a,b)}$ , possuindo a mesma característica nas tensões.

Na Figura 3.4 são apresentados os comportamentos das tensões dos barramentos dos módulos principal  $(v_{PN(a)})$  e auxiliar  $(v_{PN(b)})$ . Tanto com relação ao comportamento e a amplitude, as duas são idênticas. Durante a etapa de ST, tanto  $v_{PN(a)}$  como  $v_{PN(b)}$  estão com 0 V. No decorrer do período de NST,  $v_{PN(a)}$  e  $v_{PN(b)}$  estão no valor de pico, onde  $v_{PN(a)} = v_{C1(a)} + v_{C2(a)}$  e  $v_{PN(b)} = v_{C1(b)} + v_{C2(b)}$ .

Dependendo da estrutura do conversor CC-CC utilizado para transferir energia entre as pontes-H principal e auxiliar, esta transferência pode ocorrer durante o estado de ST ou de NST. A seção seguinte irá descrever este processo em detalhes.

#### 3.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR CC-CC INTRÍNSECO

A transferência de energia entre o módulo principal e o auxiliar se dá por meio de um transformador, cuja indutância magnetizante  $(L_{2(M)})$  refletida para o lado primário faz o papel do indutor  $L_2$ . O enrolamento primário (com  $n_p$  espiras) reflete para o secundário (com  $n_s$  espiras) a tensão aplicada sobre ele durante o intervalo de ST. Para esta etapa a tensão nestes enrolamentos pode ser definida como

$$v_p = V_{C1(a)},$$
 (3.43)

е

$$v_s = N v_p = N V_{C1(a)}.$$
 (3.44)

Substituindo-se (3.21) em (3.44) tem-se

$$v_s = \frac{1 - D_{0(a)}}{1 - 2D_{0(a)}} N V_{Cin(a)}.$$
(3.45)

Portanto, para o circuito da Figura 3.5(c), o diodo  $D_{1(b)}$  estará diretamente polarizado durante o estado de ST. Com isto a tensão no capacitor  $C_{in(b)}$  será dada por,

$$V_{Cin(b)} = v_s = \left(\frac{1 - D_{0(a)}}{1 - 2D_{0(a)}}\right) N v_{Cin(a)}.$$
(3.46)

Por outro lado, para o circuito da Figura 3.6(b), o diodo  $D_{1(b)}$  estará diretamente polarizado durante o estado de NST. Isto ocorre pois o enrolamento secundário está com o ponto invertido em relação ao diagrama da Figura 3.5(c). Esta configuração se assemelha a um conversor *flyback*. A tensão no capacitor  $C_{in(b)}$  será dada por

$$V_{Cin(b)} = \left(\frac{D_{0(a)}}{1 - 2D_{0(a)}}\right) N v_{Cin(a)}.$$
(3.47)

Figura 3.5 – Diagrama do circuito do módulo principal do SS qZS-CMI. (a) Circuito completo. (b) Circuito equivalente do lado primário. (c) Circuito equivalente do lado secundário com retificador.



Fonte: Autor.

Figura 3.6 – Estrutura para transferência de energia no SS qZS-CMI. (a) Circuito equivalente do lado primário. (b) Circuito equivalente do lado secundário com *flyback*.



Fonte: Autor.

De forma semelhante, o diagrama da Figura 3.7(b) mostra um circuito que é derivado do conversor *forward* e, portanto, a tensão no capacitor  $C_{in(b)}$  será dada por

$$V_{Cin(b)} = \left(\frac{\left(1 - D_{0(a)}\right)D_{0(a)}}{1 - 2D_{0(a)}}\right)Nv_{Cin(a)}.$$
(3.48)

Figura 3.7 – Estrutura para transferência de energia no SS qZS-CMI. (a) Circuito equivalente do lado primário. (b) Circuito equivalente do lado secundário com *forward*.



Fonte: Autor.

Figura 3.8 – Relação de  $V_{Cin(b)}$  com  $D_{0(a)}$  para diferentes estruturas de transferência de energia e valores de N.



Fonte: Autor.

Uma vez que a modulação PS é adotada para equilibrar a potência processada em cada um dos módulos, a tensão  $V_{Cin(a)}$  e  $V_{Cin(b)}$  deve ser igualada, isto é,

$$V_{Cin(b)} = v_{Cin(a)}.$$
(3.49)

Portanto, observando-se as equações (3.46), (3.47), e (3.48), deve-se escolher o valor de N para que a relação definida em (3.49) seja válida para operação em regime permanente.

A Figura 3.8 mostra a solução para (3.46), (3.47) e (3.48), considerando-se que o

ST  $(D_{0(a)})$  seja igual a 0,2. Observa-se que com um  $V_{Cin(a)}$  de 100 V, o valor de N=0,75assegura que as tensões  $V_{Cin(a)}$  e  $V_{Cin(b)}$  sejam iguais para o circuito retificador. Neste caso, não há impedância limitando a corrente entre o capacitor  $C_{1(a)}$  e  $C_{in(b)}$ . Por outro lado, o valor de N=3 assegura  $V_{Cin(a)}$  igual a  $V_{Cin(b)}$  para o circuito flyback. Finalmente, o valor de N=3,75 assegura  $V_{Cin(a)}$  igual a  $V_{Cin(b)}$  para o circuito forward.

A variável que está ligada diretamente com o ganho de tensão do lado CC do qZSI é a razão cíclica do ST ( $D_0$ ), onde a Figura 3.9 traz o ganho de tensão com a variação de  $D_0$ . Com um ST máximo de 0,3 (30 %) obtém-se um ganho de tensão de  $G_{CC} = 2, 5$ , segundo (3.3), sendo este valor de  $D_0$  usual em topologias ZSI e qZSI conectados a rede. O complemento da variável  $D_0$  é o índice de modulação (m) do lado CA do inversor. Como  $m = 1 - D_0$ , logo o valor máximo para m é 0,7 (70 %). Neste período de tempo o conversor está injetando energia na rede. A Figura 3.10 traz o ganho total do qZSI, que é a multiplicação do ganho do lado CC pelo CA, onde se pode observar que com um mde 0,7 ( $G_{CA} = 0,7$ ), o conversor apresenta um ganho total de 1,75 (LI et al., 2009).

É perceptível que os estados de ST e os convencionais de PWM são aplicados para os mesmos braços das pontes-H,  $D_{0(a,b)}$  e *m* para a modulação do SS qZS-CMI são dependentes um do outro. Portanto, a mudança em qualquer parâmetro de um dos dois módulos conversores vai impor uma limitação na liberdade do outro. Aparentemente, a escolha de um grande  $D_0$  e consequentemente um *m* pequeno não é vantajosa, devido que quanto menor o valor de *m*, maior terá de ser a tensão de pico do barramento, para que seja possível injetar energia na rede. Isso ocasionará o aumento do estresse de tensão





Fonte: Adaptado de LI et al. (2009).

Figura 3.10 – Ganho de tensão total do qZSI com variação no índice de modulação do inversor (m).



Fonte: Adaptado de LI et al. (2009).

nos componentes do barramento, resultando assim em dispositivos que suportem níveis de tensão elevados (LI et al., 2009).

# 3.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste Capítulo foi apresentado o conversor SS qZS-CMI. Inicialmente, foi demonstrada a estrutura da topologia e o princípio de funcionamento da mesma com uma tensão de cinco níveis na saída. Logo após, são expostas as etapas de operação juntamente com o equacionamento matemático de cada uma delas, e as principais formas de ondas teóricas do conversor. Também é apresentado o princípio de funcionamento dos conversores CC-CC intrínsecos, para transferência de energia entre os módulos, juntamente com o ganho de tensão de cada uma das três estruturas apresentadas. Foi possível concluir que a estrutura para transferência de energia, utilizando o circuito do tipo retificador, apresentou a menor relação de transformação para o indutor acoplado alcançando o ganho de tensão necessário. Além disso, foi possível observar que o conversor deve operar dentro de determinados limites, estes impostos pelo ganho estático na tensão do lado CC, pois o mesmo deve atuar com um índice de modulação elevado.

## 4 MODELAGEM E CONTROLE DO SISTEMA

Neste Capítulo são desenvolvidos os modelos de pequenos sinais para o lado CC e CA do qZSI, a modelagem é baseado em Beltrame (2010). No lado CC são utilizadas as funções de transferência que relacionam a tensão de entrada  $(v_{Cin})$  pela razão cíclica do ST  $(D_0)$ , e a tensão em um dos capacitores do barramento CC  $(v_{C1})$  pela corrente drenada pela carga CA  $(i_{PN})$ . No lado CA, é utilizada a função de transferência que relaciona a corrente no indutor do filtro no lado da rede  $(i_{Lfr})$ , pela função moduladora (m). Para isso, será utilizado o modelo por espaço de estados. Na validação dos modelos serão realizadas simulações, comparando os resultados dos circuitos do conversor simulado com os resultados das funções de transferência obtidas, quando submetido a um degrau de mesma amplitude tanto o modelo como o circuito.

## 4.1 MODELAGEM DINÂMICA DO CIRCUITO DO LADO CC DO qZSI

Ao implementar uma estratégia de controle com dois estágios, como será demonstrado no decorrer do presente trabalho, o controle do lado CC e CA são desacoplados devido ao distanciamento das bandas passantes das malhas de controle. Para a modelagem do lado CC do SS qZS-CMI, o módulo principal e o auxiliar foram modelados independentemente, logo foi desconsiderada a dinâmica do  $C_{1(a)}$  do módulo principal na modelagem do auxiliar. A Figura 3.1(a) apresenta o circuito do SS qZS-CMI. Nesta seção é realizada a modelagem dinâmica do lado CC e CA desta topologia.

## 4.1.1 Modelo de Pequenos Sinais do Circuito do Lado CC do qZS

Para uma análise geral, a corrente de entrada  $(i_{In})$  é escolhida como a entrada da planta para o sistema de controle. Para a modelagem no lado CC, a ponte-H é representada por um único interruptor que conduz durante o intervalo de curto-circuito (ST), e o filtro com a rede no lado CA são representados por uma fonte de corrente cuja magnitude corresponde ao valor eficaz da corrente injetada na rede (LOH et al., 2007). Quando o qZSI está operando no estado de curto-circuito de braço (ST), ou seja, quando o conversor está realizando a magnetização dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , os quatro interruptores da ponte-H ficam fechados. Esta etapa é representada através da análise do circuito equivalente, Figura 4.1(a) com o interruptor fechado. Quando o conversor não está operando no estado de curto-circuito de braço (NST), o interruptor do circuito equivalente conforme Figura 4.1(b), se encontra aberto. Neste intervalo ocorre a transferência de potência do inversor



Figura 4.1 – Circuito equivalente da rede do qZSI no lado CC. (a) Estado de ST. (b) Estado de NST.





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

para a rede. Os estados de zero são desprezados pois sua duração é muito pequena se comparada aos outros intervalos (LI et al., 2013).

Para modelar o comportamento do circuito equivalente da Figura 4.1, são escolhidas cinco variáveis de estado, que são: as correntes através dos dois indutores,  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$ , e as tensões através dos capacitores $(v_{Cin}, v_{C1} \in v_{C2})$ . A corrente drenada do barramento CC  $i_{PN}$  é modelada como distúrbio (entrada da planta). Para simplificação, assume-se que  $C = C_1 = C_2$ , e que  $L = L_1 = L_2 = L_{2(M)}$ , as resistências série aos indutores  $r = r_1 = r_2$ , e as resistências série equivalentes dos capacitores  $R = R_1 = R_2$  também são considerados. A duração do intervalo de ST é definida como  $T_0$ , e a duração do intervalo de NST é definida por  $T_1$ . O período de chaveamento corresponde à soma destes intervalos,  $T_S = T_0 + T_1$ . Ainda, pode-se definir a razão-cíclica do conversor qZSI como sendo  $D_0 = T_0/T_S$ .

O circuito equivalente para o estado de ST é mostrado na Figura 4.1(a). Neste intervalo, os capacitores transferem parte de sua energia para os indutores, de modo que os indutores são magnetizados (LI et al., 2013). A duração desta etapa é definida como  $D_0T_S$ , que corresponde à razão cíclica do ST. Para esta etapa, a tensão através dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , e a corrente nos capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_{in}$  são dadas por

$$L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -(r+R)i_{L1}(t) + v_{C2}(t) + v_{Cin}(t), \qquad (4.1)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}(t)}{dt} = -(r+R)i_{L2}(t) + v_{C1}(t), \qquad (4.2)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = -i_{L2}(t), \tag{4.3}$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}(t)}{dt} = -i_{L1}(t), \tag{4.4}$$

$$C_{in}\frac{dv_{Cin}(t)}{dt} = -i_{L1}(t) - \frac{v_{Cin}(t)}{R_{in}} + i_{In}(t).$$
(4.5)

As variáveis de estado da planta são as correntes nos indutores  $i_{L1}(t)$  e  $i_{L2}(t)$  e as tensões nos capacitores  $v_{C1}(t)$ ,  $v_{C2}(t)$  e  $v_{Cin}(t)$ . Portanto, o vetor de estados  $\mathbf{x}(t)$  é definido da seguinte forma,

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{L1}(t) & i_{L2}(t) & v_{C1}(t) & v_{C2}(t) & v_{Cin}(t) \end{bmatrix}^T.$$
(4.6)

As variáveis do vetor de entrada da planta  $(\mathbf{u}(t))$  são as correntes do arranjo PV  $(i_{In})$  e a corrente de saída CC  $(i_{PN})$ . Sendo assim, o vetor de entrada é definido como,

$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} i_{PN}(t) & i_{In}(t) \end{bmatrix}^T.$$
(4.7)

As variáveis de saída da planta são os próprios estados, portanto,

$$\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} i_{L1}(t) & i_{L2}(t) & v_{C1}(t) & v_{C2}(t) & v_{Cin}(t) \end{bmatrix}^T.$$
(4.8)

As equações de (4.1) a (4.5) podem ser reescritas na forma de um sistema de equações que é demonstrado na forma matricial em

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t), \quad \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_1 \mathbf{u}(t), \tag{4.9}$$

onde

$$\mathbf{A_1} = \begin{bmatrix} -\frac{r+R}{L} & 0 & 0 & \frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{r+R}{L} & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{in}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{in}C_{in}} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B_1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{in}^{-1} \end{bmatrix}^T,$$
$$\mathbf{C_1} = \mathbf{C_2} = \begin{bmatrix} I \end{bmatrix}_{5 \times 5},$$
$$\mathbf{E_1} = \mathbf{E_2} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}_{5 \times 2}.$$

A operação do conversor durante a etapa de NST é apresentada na Figura 4.1(b). É o instante de tempo onde à fonte de corrente  $(i_{In})$  e os indutores  $L_1$  e  $L_2$  transferem energia para a carga dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . A duração desta etapa é definida como  $(1 - D_0)T_S$ . E a tensão através dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , e a corrente nos capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_{in}$  são dadas por

$$L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = \alpha i_{L1}(t) + Ri_{PN}(t) - v_{C1}(t) + v_{Cin}(t), \qquad (4.10)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}(t)}{dt} = -(r+R)i_{L2}(t) + Ri_{PN}(t) - v_{C2}(t), \qquad (4.11)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = i_{L1}(t) - i_{PN}(t), \qquad (4.12)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}(t)}{dt} = i_{L2}(t) - i_{PN}(t), \qquad (4.13)$$

$$C_{in}\frac{dv_{Cin}(t)}{dt} = -i_{L1}(t) - \frac{v_{Cin}(t)}{R_{in}} + i_{In}(t), \qquad (4.14)$$

onde  $\alpha = -(r+R)$ .

De forma análoga, as equações de (4.10) a (4.14) podem ser reescritas na forma de um sistema de equações que é representado na forma matricial em (4.15).

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A_2}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B_2}\mathbf{u}(t), \quad \mathbf{y}(t) = \mathbf{C_2}\mathbf{x}(t) + \mathbf{E_2}\mathbf{u}(t), \quad (4.15)$$

onde

$$\mathbf{A_2} = \begin{bmatrix} -\frac{r+R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{r+R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{in}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{in}C_{in}} \end{bmatrix}$$
$$\mathbf{B_2} = \begin{bmatrix} RL^{-1} & RL^{-1} & -C^{-1} & -C^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{in}^{-1} \end{bmatrix}^T,$$

O valor médio, ou ponto de operação do circuito equivalente é obtido ponderandose as matrizes do sistema pelos intervalos  $D_0$  e  $(1 - D_0)$ , conforme

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U}, \quad \mathbf{Y} = (-\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{E})\mathbf{U}.$$
(4.16)

onde

$$A = D_0 A_1 + (1 - D_0) A_2,$$
  

$$B = D_0 B_1 + (1 - D_0) B_2,$$
  

$$C = D_0 C_1 + (1 - D_0) C_2,$$
  

$$E = D_0 E_1 + (1 - D_0) E_2.$$
(4.17)

,

As equações de estado do modelo linear de pequenos sinais são apresentadas em (4.18), onde têm-se que  $\mathbf{\hat{u}}_{p}(t) = \begin{bmatrix} \hat{i}_{PN}(t) & \hat{i}_{In}(t) \end{bmatrix}^{T}$ . Deve-se chamar a atenção para o fato de que  $\hat{i}_{PN}(t)$  e  $\hat{i}_{In}(t)$  são pequenas variações no vetor de entrada, e  $\mathbf{\hat{x}}(t)$  e  $\mathbf{\hat{y}}(t)$  são resultados destas. Para obter o modelo linear (4.18), assume-se que as perturbações são muito menores que os valores em regime permanente,  $\| I_{PN} \| \gg \| \hat{i}_{PN}(t) \|$ ,  $\| I_{In} \| \gg \| \hat{i}_{In}(t) \|$ ,  $\| \mathbf{X} \| \gg \| \mathbf{\hat{x}}(t) \|$ , e  $\| \mathbf{Y} \| \gg \| \mathbf{\hat{y}}(t) \|$  (LI et al., 2013), portanto

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}_{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{u}}_{\mathbf{p}}(t), 
\hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}_{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}_{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{u}}_{\mathbf{p}}(t),$$
(4.18)

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{\mathbf{p}} &= \mathbf{A}, \\ \mathbf{B}_{\mathbf{p}} &= \begin{bmatrix} \mathbf{B} & (\mathbf{A}_{1} - \mathbf{A}_{2})\mathbf{X} + (\mathbf{B}_{1} - \mathbf{B}_{2})\mathbf{U} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C}_{\mathbf{p}} &= \mathbf{C}, \\ \mathbf{E}_{\mathbf{p}} &= \begin{bmatrix} \mathbf{E} & (\mathbf{C}_{1} - \mathbf{C}_{2})\mathbf{X} + (\mathbf{E}_{1} - \mathbf{E}_{2})\mathbf{U} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$
(4.19)

Sendo as matrizes  $A_p$ ,  $B_p$ ,  $C_p \in E_p$  definidas por

$$\mathbf{A_{p}} = \begin{bmatrix} -\frac{R+r}{L} & 0 & \frac{D_{0}-1}{L} & \frac{D_{0}}{L} & \frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{R+r}{L} & \frac{D_{0}}{L} & \frac{D_{0}-1}{L} & 0 \\ -\frac{D_{0}-1}{C} & -\frac{D_{0}}{C} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{D_{0}}{C} & -\frac{D_{0}-1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{in}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{in}C_{in}} \end{bmatrix}$$
$$\mathbf{B_{p}} = \begin{bmatrix} -R(D_{0}-1)L^{-1} & 0 & B_{px} \\ -R(D_{0}-1)L^{-1} & 0 & B_{px} \\ (D_{0}-1)C^{-1} & 0 & I_{PN}(C(2D_{0}-1))^{-1} \\ (D_{0}-1)C^{-1} & 0 & I_{PN}(C(2D_{0}-1))^{-1} \\ 0 & C_{in}^{-1} & 0 \end{bmatrix},$$
$$\mathbf{C_{p}} = \begin{bmatrix} I \end{bmatrix}_{5\times5},$$
$$\mathbf{E_{p}} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}_{5\times3},$$

onde

$$B_{px} = \frac{I_{PN}[R + (2r + R_{In})(1 - D_0)] + I_{In}R_{In}(2D_0 - 1)}{-L(2D_0 - 1)^2}.$$
(4.20)

As funções de transferência do circuito do lado CC do qZSI são encontradas através do uso da transformada de Laplace em (4.18), que resulta em

$$\hat{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{C}_{\mathbf{p}}(s\mathbf{I}_{5\times 5} - \mathbf{A}_{\mathbf{p}})^{-1}\mathbf{B}_{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{u}}_{\mathbf{p}}(s).$$
(4.21)

Adicionalmente, (4.21) pode ser convertido em (4.22). Assumindo-se que uma das entradas é perturbada e as demais são consideradas distúrbios, pode-se obter as funções de transferência a partir das variáveis de estado restantes (LI et al., 2013), obtendo

$$\begin{bmatrix} v_C(s) \\ i_L(s) \\ v_{Cin}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{i_{In}}^{v_C}(s) & G_{i_{PN}}^{v_C}(s) & G_{d_0}^{v_C}(s) \\ G_{i_{In}}^{i_L}(s) & G_{i_{PN}}^{i_L}(s) & G_{d_0}^{i_L}(s) \\ G_{i_{In}}^{v_{Cin}} & G_{i_{PN}}^{v_{Cin}}(s) & G_{d_0}^{v_{Cin}}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{In}(s) \\ i_{PN}(s) \\ d_0(s) \end{bmatrix}.$$
(4.22)

O diagrama de blocos que representa o modelo de pequenos sinais da planta no domínio da frequência é representado na Figura 4.2. As funções de transferência (FT) que relacionam  $v_{Cin}$  por  $d_0\left(G_{d_0}^{v_{Cin}}(s)\right)$ ,  $v_C$  por  $i_{PN}\left(G_{i_{PN}}^{v_C}(s)\right)$  e  $v_C$  por  $d_0\left(G_{d_0}^{v_C}(s)\right)$ , são definidas respectivamente por (4.23), (4.24) e (4.25), sendo obtidas através das especificações do protótipo conforme a Tabela 4.1.

$$G_{d_0}^{v_{Cin}}(s) = \frac{-4,894 \cdot 10^7 s^3 - 6,743 \cdot 10^9 s^2 - 5,917 \cdot 10^{12} s - 1.997 \cdot 10^{14}}{s^5 + 213,5s^4 + 3,845 \cdot 10^5 s^3 + 3,962 \cdot 10^7 s^2 + 2,206 \cdot 10^{10} s + 3,7 \cdot 10^{10}},$$
(4.23)

$$G_{i_{PN}}^{v_C}(s) = \frac{-170, 2s^4 - 7, 116 \cdot 10^4 s^3 - 1,628 \cdot 10^8 s^2 - 3,301 \cdot 10^{10} s - 9,369 \times 10^{12}}{s^5 + 427, 2s^4 + 9,884 \cdot 10^5 s^3 + 1,987 \cdot 10^8 s^2 + 4,933 \cdot 10^{10} s + 1,845 \cdot 10^{10}},$$

$$(4.24)$$

Figura 4.2 – Modelo de pequenos sinais das múltiplas entradas e das múltiplas saídas do circuito do qZS.



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

$$G_{d_0}^{v_C}(s) = \frac{-2418s^4 + 1,115 \cdot 10^7 s^3 + 3,29 \cdot 10^8 s^2 - 2,8 \cdot 10^{12} s - 1,256 \cdot 10^{14}}{s^5 + 427,2s^4 + 9,884 \cdot 10^5 s^3 + 1,987 \cdot 10^8 s^2 + 4,933 \cdot 10^{10} s + 1,845 \cdot 10^{10}}.$$

$$(4.25)$$

A fim de adotar as diretrizes de projeto em frequência, é utilizada a metodologia de projeto no plano z utilizando a ferramenta SISO Desing Tool do MATLAB<sup>®</sup>. Os passos são: obtenção de T(s) (Plano contínuo); Obtenção de T(z) incluído o efeito de ZOH (Plano discreto), e por fim é obtido o controlador discreto C(z). Deve-se salientar que para as três malhas de tensão, a frequência de amostragem  $(f_a)$  é a mesma da  $f_s$ .

As FT em z (4.26), (4.27) e (4.28) foram obtidas utilizando as especificações do protótipo da Tabela 4.1.

$$G_{d_0}^{v_{Cin}}(z) = \frac{-0,243z^4 + 0,4831z^3 + 0,001493z^2 - 0,4807z + 0,2391}{z^6 - 4,975z^5 + 9,904z^4 - 9,862z^3 + 4,912z^2 - 0,9789z},$$
(4.26)

$$G_{i_{PN}}^{v_C}(z) = \frac{-0,01698z^4 + 0,06706z^3 - 0,09947z^2 + 0,06568z - 0,01628}{z^6 - 4,949z^5 + 9,804z^4 - 9,721z^3 + 4,824z^2 - 0,9583z},$$
(4.27)

$$G_{d_0}^{v_C}(z) = \frac{-0,1055z^4 + 0,4496z^3 - 0,7157z^2 + 0,5046z - 0,133}{z^6 - 4,976z^5 + 9,908z^4 - 9,866z^3 + 4,913z^2 - 0,9789z}.$$
(4.28)

Tabela 4.1 – Especificações do protótipo.

| Parâmetro  | Valor  |
|--|--|
| Parâmetro<br>$v_{Cin(a)}$<br>$i_{in(a)}$<br>$i_{PN}$<br>$L_{1(a)}, L_{1(b)}, L_{2(a)}, L_{2(b)}$<br>$r_{1}, r_{2}$<br>$C_{in(a)}, C_{in(b)}$<br>$C_{1(a)}, C_{1(b)}, C_{2(a)}, C_{2(b)}$<br>$R_{1}, R_{2}$<br>$L_{fc}$<br>$L_{fc}$<br>$L_{fr}$<br>$C_{f}$<br>$R_{f}$<br>$v_{PN(a)}, v_{PN(b)}$ | Valor<br>$\approx 102 \text{ V}$<br>$\approx 6,71 \text{ A}$<br>$\approx 5,43 \text{ A}$<br>2,568  mH<br>$0,5 \Omega$<br>$470 \mu\text{F}$<br>4,7  mF<br>$0,0389 \Omega$<br>1,750  mH<br>0,860  mH<br>$4,242 \mu\text{F}$<br>$16,5 \Omega$<br>150  V |
| $v_{PN(a)}, v_{PN(b)}$   | 127 V  |
| $ \begin{array}{c} f_r \\ f_r \\ f_s \\ P_T \end{array} $  | 60 Hz<br>60 Hz<br>10,02 kHz<br>690 W   |
|  |  |

## 4.1.2 Validação dos Modelos de Pequenos Sinais do Lado CC do qZSI

A modelagem de pequenos sinais realizada anteriormente pode ser validada através do circuito da Figura 4.1, que representa o lado CC do qZSI, sendo o mesmo simulado no *software* Psim<sup>®</sup>. As especificações do circuito são definidas na Tabela 4.1.

A Figura 4.3 demonstra o comportamento de  $v_{Cin}$  quando ocorre no instante de 5 s um degrau positivo de 1 % na razão cíclica do ST  $d_0$ , a função de transferência (FT) que expressa esse desempenho é  $G_{d_0}^{v_{Cin}}(s)$ .

Figura 4.3 – Comportamento de  $v_{Cin}$  com degrau na razão cíclica do ST  $(d_0)$ .



Fonte: Autor.

A Figura 4.4 traz o comportamento da tensão no capacitor  $v_{C1}$  quando ocorre no instante de 5 s um degrau negativo de 2 % na corrente que é drenada do barramento CC  $(i_{PN})$ , a FT que dita esse desempenho é  $G_{i_{PN}}^{v_C}(s)$ . De acordo com o modelo de pequenos sinais, as funções de transferência a partir de  $I_{PN}$  para as tensões nos capacitores  $V_{C1}$  e  $V_{C2}$  possuem a mesma dinâmica.

As figuras 4.5 e 4.6 apresentam o comportamento das tensões nos capacitores  $v_{C1}$ e  $v_{C2}$  respectivamente. No instante de 5 s é aplicado um degrau positivo, em ambos os circuitos e modelos que os representam, de 0,5 % na razão cíclica do ST  $d_0$ , a FT que expressa essas dinâmicas é  $G_{d_0}^{v_C}(s)$ . De acordo com o modelo de pequenos sinais, as funções de transferência a partir das tensões nos capacitores  $V_{C1}$  e  $V_{C2}$  em relação a  $D_0$ , possuem a mesma dinâmica.



Figura 4.4 – Comportamento de  $v_{C1}$  com degrau de corrente em  $i_{PN}$ .

Fonte: Autor.

Figura 4.5 – Comportamento de  $v_{C1}$  com degrau na razão cíclica do ST  $(d_0)$ .

![](_page_91_Figure_5.jpeg)

Fonte: Autor.

#### 4.1.3 Modelo de Grandes Sinais para o Lado CA do Inversor

A Figura 4.7 mostra o modelo do lado CA do SS qZS-CMI monofásico conectado à rede utilizando um filtro LCL. Os capacitores e os indutores do barramento CC em conjunto com os semicondutores foram substituídos pela fonte de tensão  $v_{ab}$ . A tensão  $v_{ab}$  possui uma forma de onda do tipo cinco níveis  $(2v_{PN}, v_{PN}, 0, -v_{PN}, -2v_{PN})$ , de acordo com os estados de condução dos interruptores. Neste caso, o modelo dinâmico obtido diretamente do circuito da Figura 4.7 é o próprio modelo médio do conversor, ao

![](_page_92_Figure_1.jpeg)

Figura 4.6 – Comportamento de  $v_{C2}$  com degrau na razão cíclica do ST  $(d_0)$ .

Fonte: Autor.

Figura 4.7 – Modelo equivalente do filtro LCL para obtenção do modelo CA.

![](_page_92_Figure_5.jpeg)

Fonte: Adaptado de GIACOMINI (2015).

considerar-se o valor médio de  $v_{ab}$  em um período de comutação. A modelagem do circuito é realizada considerando os seguintes estados do sistema: as correntes no indutor do lado da rede  $(i_{Lfr})$ , e no indutor do lado do conversor  $(i_{Lfc})$  além da tensão no capacitor  $(v_{Cf})$ .

Já as entradas do sistema são a função de modulação do inversor (m) e a tensão da rede  $(v_r)$ , sendo que a mesma pode ser considerada um distúrbio para o sistema (JIA; ZHAO; FU, 2014; GIACOMINI, 2015).

Ainda, o valor médio de  $v_{ab}$  em um período de comutação pode ser escrito em função de m e da tensão  $V_{PN}$  (GIACOMINI, 2015):

$$\langle v_{ab}(t) \rangle_{Ts} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} v_{ab}(\tau) m d\tau = m(t) V_{PN}.$$
 (4.29)

As resistências parasitas do filtro e a resistência da rede são desconsideradas na modelagem, entretanto a resistência de amortecimento  $R_f$  do filtro LCL é considerada. As equações dinâmicas de estado são compostas pelas tensões nos indutores e a corrente no capacitor, respectivamente:

$$L_{fc}\frac{di_{Lfc}(t)}{dt} = v_{ab}(t) - v_{Cf}(t), \qquad (4.30)$$

$$L_{fr}\frac{di_{Lfr}(t)}{dt} = v_{Cf}(t) - v_r(t),$$
(4.31)

$$C_f \frac{dv_{Cf}(t)}{dt} = i_{Lfc}(t) - i_{Lfr}(t).$$
(4.32)

Os estados independentes da modelagem do filtro LCL são as correntes nos indutores  $i_{Lfc}(t)$  e  $i_{Lfr}(t)$  e a tensão no capacitor  $v_{Cf}(t)$ . Portanto, os vetores de estado são definidos da seguinte forma:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{Lfc}(t) & i_{Lfr}(t) & v_{Cf}(t) \end{bmatrix}^T.$$
(4.33)

Já as entradas do sistema são a função de modulação do inversor (m) e a tensão da rede  $(v_r)$ , dessa forma, o vetor de entrada pode ser dado por:

$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} m(t) & v_r(t) \end{bmatrix}^T.$$
(4.34)

Pode-se salientar que quando o conversor apresentar perturbações somente no vetor de entrada, o modelo CA também é válido para grandes sinais (GIACOMINI, 2015).

Já o vetor de saída é representado por:

$$\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} i_{Lfc}(t) & i_{Lfr}(t) & v_{Cf}(t) \end{bmatrix}^T.$$
(4.35)

Embora as correntes nos indutores e a tensão no capacitor são variáveis de estado, as mesmas também são incluídas no vetor de saída. Desta maneira, as equações de (4.30)-(4.32) são reescritas em (4.36) e (4.37).

$$K\frac{dx(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x}(\mathbf{t}) + \mathbf{B}\mathbf{u}(\mathbf{t}), \qquad (4.36)$$

$$y(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(\mathbf{t}) + \mathbf{E}\mathbf{u}(\mathbf{t}), \qquad (4.37)$$

onde

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{L} & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{C} & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{L} \end{bmatrix},$$
$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_{fc}} & -\frac{1}{L_{fc}} & \frac{R_f}{L_{fc}} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ \frac{R_f}{L_{fr}} & \frac{1}{L_{fr}} & -\frac{R_f}{L_{fr}} \end{bmatrix}$$
$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{V_{PN}}{L_{fc}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{fr}} \end{bmatrix},$$
$$\mathbf{C} = I_{3\times 3},$$
$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Como o objetivo é encontrar a FT que relaciona a razão cíclica (m) com a corrente injetada na rede, que é a mesma que circula pelo indutor  $L_{fr}$ , o sistema de equações de (4.36) e (4.37) deve ser resolvido fazendo uso da transformada de Laplace:

$$\mathbf{y}(s) = \mathbf{C} \left( s \mathbf{I}_{3 \times 3} - \mathbf{A} \right)^{-1} \mathbf{B} \mathbf{u}(s).$$
(4.38)

,

Suplementarmente, (4.38) pode ser convertido em (4.39). Assumindo que uma das duas entradas se comporte como uma perturbação, pode-se obter as funções de transferência a partir da variável de estado de acordo com (XUE et al., 2012). Portanto,

$$\begin{bmatrix} i_{Lfc}(s) \\ i_{Lfr}(s) \\ v_{Cf}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_m^{i_{Lfc}}(s) & G_{v_r}^{i_{Lfc}}(s) \\ G_m^{i_{Lfr}}(s) & G_{v_r}^{i_{Lfr}}(s) \\ G_m^{v_{Cf}}(s) & G_{v_r}^{v_{Cf}}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m(s) \\ v_r(s) \end{bmatrix}.$$
(4.39)

O diagrama de blocos que representa o modelo de grandes sinais da planta no domínio da frequência é ilustrado na Figura 4.8. A função de transferência (FT) que relaciona o índice de modulação com a corrente injetada na rede  $G_m^{i_{Lfr}}(s)$ , é definida conforme

$$G_m^{i_{Lfr}}(s) = \frac{V_{PN}\left(\frac{R_f}{L_{fc}L_{fr}}s + \frac{1}{C_f L_{fc}L_{fr}}\right)}{s\left(s^2 + \frac{R_f}{L_{fc}L_{fr}}s(L_{fc} + L_{fr}) + \omega_1^2\right)},$$
(4.40)

![](_page_95_Figure_1.jpeg)

Figura 4.8 – Funções de transferência obtidas do lado CA do inversor.

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

onde a frequência de ressonância é  $\omega_1 = \sqrt{\frac{L_{fc} + L_{fr}}{C_f L_{fc} L_{fr}}}$ 

As FT tanto em s (4.41) assim como em z (4.42), foram obtidas utilizando as especificações do protótipo da Tabela 4.1. Deve-se salientar que para a malha de corrente, a  $f_a$  é o dobro da  $f_s$ .

$$G_m^{i_{Lfr}}(s) = \frac{1,889 \cdot 10^9 s + 2,7 \cdot 10^{13}}{s^3 + 2,045 \cdot 10^4 s^2 + 2,922 \cdot 10^8 s},$$
(4.41)

$$G_m^{i_{Lfr}}(z) = \frac{2,053z^2 + 0,8225z - 0,8956}{z^4 - 1,931z^3 + 1,291z^2 - 0,3604z}.$$
(4.42)

#### 4.1.4 Validação do Modelo de Grandes Sinais do Lado CA do Inversor

A modelagem em espaço de estados realizada anteriormente pode ser validada através do circuito da Figura 4.9 do lado CA do inversor qZSI, sendo o mesmo simulado no *software* Psim<sup>®</sup>. As especificações do circuito são definidas na Tabela 4.1.

Figura 4.9 – Estrutura do circuito do lado CA do qZSI para validação do modelo de grandes sinais.

![](_page_96_Figure_2.jpeg)

Fonte: Autor.

A Figura 4.10 demonstra o comportamento da corrente no indutor do lado da rede  $(i_{Lfr})$  quando ocorre no instante de 0,1 segundos um degrau positivo de 30 % no índice de modulação (m). Observa-se que o modelo segue a corrente no indutor  $L_{fr}$ , demonstrando que o mesmo também é válido para grandes sinais. A FT que expressa esse comportamento é  $G_m^{i_{Lfr}}(s)$ .

Figura 4.10 – Comportamento de  $i_{Lfr}$  com degrau na razão cíclica do PWM (m).

![](_page_96_Figure_6.jpeg)

Fonte: Autor.

## 4.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DE DOIS ESTÁGIOS PARA O SS qZS-CMI

Os principais objetivos de controle do SS qZS-CMI aplicado a sistemas PV conectados à rede elétrica, Figura 3.1(a), são:

- (I) rastrear o ponto de máxima potência (MPPT) através de um algoritmo perturba e observa (P&O, do inglês *Perturb & Observe*) utilizando como variável perturbável a tensão do arranjo PV, sendo esta técnica de MPPT utilizada devido a sua excelente eficiência no rastreamento e a fácil implementação (SILVA et al., 2016; LIU et al., 2014);

- (II) fornecer potência ativa à rede com fator de potência unitário e que a distorção harmônica da corrente injetada na rede atenda a norma padrão vigente IEEE 1547;

- (III) equalizar as tensões de barramento para todos os módulos ponte-H (principal e auxiliar).

A Figura 4.11(a) traz a malha de controle da tensão de entrada  $(v_{Cin(a)})$  do módulo principal que é usada para realizar o MPPT do arranjo PV. O valor de referência para tensão de entrada  $(v_{Cin\_ref}*)$  é obtido por meio de um algoritmo P&O e o seu erro do valor medido é reduzido controlando-se o valor da razão-cíclica do intervalo de ST  $(d_{0(a)})$ da ponte-H principal. Um controlador PI é utilizado nesta malha gerando a ação de controle  $(u_{d(a)})$ . Esta ação de controle é limitada por um saturador para que a mesma tenha um limite para o seu valor máximo igual a 0,3.

Uma malha de controle em cascata, conforme Figura 4.11(b), é usada para controlar a tensão de barramento  $(v_{PN(a)})$  da ponte-H principal e a corrente injetada na rede  $(i_{rede})$ . A malha externa controla  $v_{PN(a)}$ , regulando a corrente de saída  $(i_{PN})$  do módulo principal. Um controlador PI é empregado nesta malha. A saída do controlador gera um sinal proporcional ao valor eficaz de  $i_{rede}$  que é multiplicado por  $\sqrt{2}$  e pelo algoritmo de rastreamento da fase da rede (PLL, do inglês *Phase Locked Loop*) para produzir a referência de corrente da malha interna  $(i_{rede}*)$ . A malha interna controla a corrente injetada na rede  $(i_{rede})$  através do índice de modulação (m) da ponte-H principal. Um controlador PR é usado para regular  $i_{rede}$ . A ação de controle gerada pelo compensador PR é aplicada a um saturador que limita seu valor máximo em 0,7. Uma vez que  $i_{rede}$  esta diretamente relacionada com  $i_{PN}$ , o controle da profundidade do índice de modulação (m)atua indiretamente no controle de  $v_{PN(a)}$ .

A Figura 4.11(c) demonstra a terceira malha de controle da tensão de barramento  $(v_{PN(b)})$  da ponte-H auxiliar. O valor de referência para esta tensão é igual ao usado no barramento do módulo principal, assegurando assim que ambos os barramentos mantenham-se equilibrados. O controle de  $v_{PN(b)}$  é realizado através da razão-cíclica do intervalo de ST  $(d_{0(b)})$  do módulo auxiliar. O índice de modulação (m) do módulo auxiliar é o mesmo do principal.

É perceptível que os estados de ST  $(D_{0(a,b)})$  e os convencionais de PWM (m) são aplicados para os mesmos braços das pontes-H, pois para a modulação do SS qZS-CMI, são dependentes um do outro. Portanto, a mudança em qualquer parâmetro de um dos dois vai impor uma limitação na liberdade do outro, o que faz com que torne-se um desafio o projeto do controlador. Aparentemente, a escolha de um grande  $D_0$  e consequentemente um m pequeno não é vantajoso, pois ocasionará o aumento do estresse de tensão nos componentes do barramento CC, resultando assim em dispositivos que suportem níveis Figura 4.11 – Diagrama de blocos dos circuitos de controle do SS qZS-CMI de cinco níveis. (a) Malha de controle da tensão do arranjo PV do módulo principal.
(b) Malha de controle da corrente injetada na rede. (c) Malha de controle da tensão do barramento CC do módulo auxiliar.

![](_page_98_Figure_2.jpeg)

![](_page_98_Figure_3.jpeg)

de tensão elevados e uma baixa eficiência na utilização da tensão do barramento CC (LI et al., 2009).

## 4.2.1 Controle da Malha de Tensão do Arranjo PV (MPPT)

O diagrama de blocos de controle da tensão de entrada do módulo principal (tensão do arranjo PV) é mostrado na Figura 4.11(a), onde a FT da tensão do capacitor de entrada pela razão-cíclica do ST do módulo principal  $G_{d_0}^{v_{Cin}}(z)$  é utilizada para projetar o controlador PI representado pelo bloco  $C_1(z)$ .

Uma vez que a dinâmica do MPPT é muito lenta, o projeto dos parâmetros do controlador PI, onde os ganhos do mesmo são apresentados na Tabela 4.2, proporciona uma banda passante de 3,09 Hz com uma margem de fase (MF) de 85°. Para o funcionamento da estrutura de controle do conversor, os parâmetros dos compensadores PI para as malhas de controle de  $v_{Cin(a)}$  e a de  $v_C$  devem ser projetadas atendendo aos seguintes requisitos: A banda passante da malha de controle de  $v_{Cin(a)}$  é menor do que a de  $v_C$ , e ambas são mais lentas do que a de corrente  $i_{Lfr}$  (LI et al., 2013).

As respostas em frequência para a FT de  $G_{d_0}^{v_{Cin}}(z)$  são mostradas na Figura 4.12. As funções em malha aberta não compensada, compensada e o controlador são plotados juntos. A FT em malha aberta compensada indica que o sistema em malha fechada é estável.

![](_page_99_Figure_5.jpeg)

![](_page_99_Figure_6.jpeg)

Fonte: Autor.

A Figura 4.13 apresenta a localização dos polos do sistema de controle em malha fechada da FT  $G_{d_0}^{v_{Cin}}(z)$  e o compensador  $C_1(z)$ . Com o conversor operando na potência nominal conectado à rede, pode-se observar que o sistema encontra-se estável, uma vez que os polos ficam confinados dentro do círculo de raio unitário.

Figura 4.13 – Localização dos polos do sistema de controle em malha fechada da FT de  $G_{d_0}^{v_{Cin}}(z)$  e do controlador  $C_1(z)$ .

![](_page_100_Figure_3.jpeg)

Fonte: Autor.

# 4.2.2 Controle da Tensão do Barramento CC do Módulo Principal em Ponte-H

A Figura 4.11(b) traz a estrutura de controle da tensão do barramento CC do módulo principal  $v_{PN(a)}$ , baseando-se na soma das tensões dos capacitores  $v_{C1(a)}$  e  $v_{C2(a)}$  do módulo principal. Entretanto, o SS qZS-CMI deve operar como um conversor simétrico, onde a tensão do barramento CC do módulo auxiliar  $v_{PN(b)}$  é controlada individualmente por uma malha que regula a mesma em aproximadamente 50 % da tensão total da soma dos barramentos, regulando  $v_{PN(a)}$  nos 50 % restantes.

A FT da tensão dos capacitores  $v_{C1(a)}$  ou  $v_{C2(a)}$  pela corrente que é drenada do barramento CC pela carga  $i_{PN}$ , é definida como  $G_{i_{PN}}^{v_C}(z)$ . A saída do controlador tem como objetivo fornecer a referência para a malha de corrente interna. A banda passante da malha de tensão tem que ser suficientemente menor que a da malha de corrente para que o sistema seja desacoplado. Dessa maneira, foi projetada uma frequência de cruzamento de 10, 1 Hz com MF de 86, 5°, com valor inferior a uma década abaixo da frequência pulsada de 120 Hz, a qual ocorre devido à potência instantânea injetada na rede (HU et al., 2013). Os ganhos do controlador PI são apresentados na Tabela 4.2. A Figura 4.14 mostra a resposta em frequência das funções de transferência em malha aberta não compensada, compensada e o controlador.

A Figura 4.15 apresenta a localização dos polos do sistema de controle em malha fechada da FT  $G_{i_{PN}}^{v_C}(z)$  e o compensador  $C_2(z)$ . Com o conversor operando na potência nominal conectado à rede, pode-se observar que o sistema encontra-se estável, uma vez que os polos ficam confinados dentro do círculo de raio unitário.

Figura 4.14 – Diagrama de Bode das funções de transferência em malha aberta não compensada, compensada de  $G_{i_{PN}}^{v_C}(z)$  e o controlador  $C_2(z)$ .

![](_page_101_Figure_4.jpeg)

Fonte: Autor.

| Parâmetro            | Valor                   |
|----------------------|-------------------------|
| $k_{i1(C_{PR}(z))}$  | $5,214\times10^{-2}$    |
| $k_{i2(C_{PR}(z))}$  | $-1,028 \times 10^{-1}$ |
| $k_{i3(C_{PR}(z))}$  | $5,077 \times 10^{-2}$  |
| $k_{id1(C_{PR}(z))}$ | -1,999                  |
| $k_{id2(C_{PR}(z))}$ | $9,999\times10^{-1}$    |
| $k_{p(C_1(z))}$      | $-6,154\times10^{-4}$   |
| $k_{i(C_1(z))}$      | $6,101 \times 10^{-4}$  |
| $k_{p(C_2(z))}$      | $-1,6\times10^{-2}$     |
| $k_{i(C_2(z))}$      | $1,6 \times 10^{-2}$    |
| $k_{p(C_3(z))}$      | $4,682\times10^{-3}$    |
| $k_{i(C_3(z))}$      | $-4,681 \times 10^{-3}$ |

Tabela 4.2 – Parâmetros dos controladores.

Figura 4.15 – Localização dos polos do sistema de controle em malha fechada da FT de  $G_{i_{PN}}^{v_C}(z)$  e do controlador  $C_2(z)$ .

![](_page_102_Figure_4.jpeg)

Fonte: Autor.

#### 4.2.3 Malha de Controle da Corrente Injetada na Rede

A FT da corrente injetada na rede é dada por  $G_m^{i_{Lfr}}(z)$ . Na Figura 4.11(b) o controle da corrente com malha dupla conectado com a rede é demostrado. Pode-se ver que a malha de tensão externa fornece a referência para a de corrente da rede  $i_{rede}^*$ , o que significa que a saída do controlador da malha de controle da tensão do barramento CC  $(C_2(z))$ , multiplicada por uma função senoidal sincronizada à fase da tensão da rede pelo PLL, o ganho na referência da fase da corrente instantânea. O compensador PR  $(C_{PR}(z))$ , quando submetido a um sinal de erro periódico, apresentará uma dinâmica parecida ao do controlador PI quando a este é aplicado um sinal de erro constante. Entretanto o PR garante erro nulo em regime permanente para rastreamento de sinais de referência senoidais, desde que o sinal de referência possua a mesma frequência para qual o controlador foi projetado (localização do par de pólos complexos conjugados). Também podem ser utilizados controladores multi-ressonantes, dando a possibilidade de sintonizar frequências de harmônicos de baixa ordem, sem influenciar na dinâmica do compensador, o que faz do mesmo ser adequado para sistemas conectados à rede (TIMBUS et al., 2009).

A fim de projetar as constantes do controlador PR é necessário conhecer a FT da  $i_{Lfr}$  por m, conforme (4.40). Na Figura 4.16 são demonstradas as respostas em frequência para a FT  $G_m^{i_{Lfr}}(z)$  em malha aberta não compensada sem e com amortecimento passivo (AP), compensada com AP e o controlador. O controlador PR com AP no filtro LCL,

Figura 4.16 – Diagrama de Bode das funções de transferência em malha aberta não compensada sem e com AP, compensada com AP de  $G_m^{i_{Lfr}}(z)$  e o controlador  $C_{PR}(z)$ .

![](_page_103_Figure_4.jpeg)

Fonte: Autor.

onde os seus ganhos são demonstrados na Tabela 4.2, proporcionou uma banda passante de 830 Hz com uma MF de  $60^{\circ}$ .

A Figura 4.17 apresenta a localização dos polos do sistema de controle em malha fechada da FT  $G_m^{i_{Lfr}}(z)$  e o compensador  $C_{PR}(z)$ , com o conversor operando na potência nominal conectado à rede, pode-se observar que o sistema encontra-se estável, uma vez que os polos ficam confinados dentro do círculo de raio unitário.

Figura 4.17 – Localização dos polos do sistema de controle em malha fechada da FT de  $G_m^{i_{Lfr}}(z)$  e do controlador  $C_{PR}(z)$ .

![](_page_104_Figure_4.jpeg)

Fonte: Autor.

## 4.2.4 Controle da Tensão do Barramento CC do Módulo Auxiliar

A tensão de entrada do módulo auxiliar em ponte-H é definida pela razão cíclica do ST do principal, a relação de espiras do indutor acoplado (N), e a configuração do circuito equivalente do lado secundário do indutor acoplado. Assim, para controlar a tensão do barramento CC do módulo auxiliar  $(v_{PN(b)})$ , a variável de controle disponível é a razão cíclica do ST  $(d_{0(b)})$ .

O controle da tensão do barramento CC independente  $(v_{PN(b)})$ , é baseado na soma das tensões dos capacitores  $(v_{C1(b)} + v_{C2(b)})$ , assim como é realizado no módulo principal,

como a Figura 4.11(c) mostra. A FT da tensão dos capacitores  $v_{C1(b)}$  ou  $v_{C2(b)}$  pela razão cíclica do ST  $(d_{0(b)})$  é definida como  $G_{d_0}^{v_C}(z)$ .

O controlador de tensão utilizado é um PI, onde os seus ganhos são apresentados na Tabela 4.2. O mesmo é projetado para fornecer uma banda passante de 2,15 Hz com uma MF de 88°, conforme a Figura 4.18.

A Figura 4.19 apresenta a localização dos polos do sistema de controle em malha fechada da FT  $G_{d_0}^{v_C}(z)$  e o compensador  $C_3(z)$ , com o conversor operando na potência nominal conectado à rede. Pode-se observar que o sistema encontra-se estável, uma vez que os polos ficam confinados dentro do círculo de raio unitário.

A Figura 4.20 traz a resposta ao degrau de malha aberta compensada das funções de transferência de  $G_{d_0}^{v_{Cin}}(z)$ ,  $G_{i_{PN}}^{v_C}(z)$  e  $G_{d_0}^{v_C}(z)$ . O sistema de controle de  $G_{d_0}^{v_{Cin}}(z)$  é subamortecido com um *overshoot* de 13 % e um tempo de acomodação de 0,41 s. Esta malha apresentou um desempenho relativamente lento, entretanto a mesma deve possuir a menor banda passante das três que estão em cascata no módulo principal. A planta de  $G_{i_{PN}}^{v_C}(z)$  é um sistema criticamente amortecido com um tempo de acomodação de 0,1 s, demonstrando assim ser mais rápida do que a malha que controla  $v_{Cin(a)}$ . O sistema de controle da tensão do barramento CC do módulo auxiliar  $G_{d_0}^{v_C}(z)$ , é a única malha do

Figura 4.18 – Diagrama de Bode das funções de transferência em malha aberta não compensada, compensada de  $G_{d_0}^{v_C}(z)$  e o controlador  $C_3(z)$ .

![](_page_105_Figure_6.jpeg)

Fonte: Autor.

![](_page_106_Figure_1.jpeg)

Figura 4.19 – Localização dos polos do sistema de controle em malha fechada da FT de  $G_{d_0}^{v_C}(z)$  e do controlador  $C_3(z)$ .

Fonte: Autor.

sistema global de controle que não está em cascata com nenhuma outra. É um sistema subamortecido com um *overshoot* de 10 % e um tempo de acomodação de 0,51 s.

A Figura 4.21 apresenta a resposta ao degrau de malha aberta compensada com AP da função de transferência de  $G_m^{i_{Lfr}}(z)$ . O sistema é subamortecido com um *overshoot* de 12 % e um tempo de acomodação de  $1, 52 \cdot 10^{-3}$  segundos, sendo a malha mais rápida de todas as três que estão em cascata.

# 4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Este Capítulo apresentou a modelagem e o projeto dos controladores empregados no SS qZS-CMI, onde as características dinâmicas do circuito do qZSI foram estudadas através da análise de pequenos sinais. Amparado no modelo dinâmico, o método de controle de dois estágios implementado para o funcionamento do SS qZS-CMI utilizando a estratégia de controle de saída em corrente foi executado. O sistema de controle da topologia inclui a estratégia de MPPT para o arranjo PV e o controle das variáveis  $v_{PN(a)}$  e  $v_{PN(b)}$  independentes, podendo operar o conversor de maneira simétrica ou assimétrica. O mesmo também apresentou uma boa resposta transitória e em regime permanente através de uma malha dupla empregando o controlador PR na malha de corrente. Os parâmetros do controle foram projetados para assegurar a estabilidade do sistema e resposta rápida. Figura 4.20 – Resposta ao degrau de malha aberta compensada das funções de transferência de  $G_{d_0}^{v_{Cin}}(z)$ ,  $G_{i_{PN}}^{v_C}(z)$  e  $G_{d_0}^{v_C}(z)$ .

![](_page_107_Figure_2.jpeg)

Fonte: Autor.

Figura 4.21 – Resposta ao degrau de malha aberta compensada com AP da função de transferência de  $G_m^{i_{Lfr}}(z)$ .

![](_page_107_Figure_5.jpeg)

Fonte: Autor.
#### 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A validação dos conceitos apresentados nos capítulos anteriores e a avaliação do desempenho do sistema de controle proposto é feito por meio da análise em regime permanente e em regime transitório.

Em condições de regime permanente, são discutidas as principais formas de onda descrevendo, assim, a operação do SS qZS-CMI, bem como a qualidade da corrente injetada na rede. Por outro lado, na situação transitória, é avaliada a resposta dos controladores perante um degrau na irradiação do emulador PV.

Um protótipo do SS qZS-CMI monofásico de cinco níveis alimentado por um arranjo PV com potência máxima ( $P_T$ ) instalada de 690 W conectado à rede foi construído. Para emular o arranjo PV foi utilizada uma fonte modelo E4360A (Agilent<sup>®</sup>). O equipamento possui dois canais de saída, sendo que cada canal possui uma tensão de 120 V no ponto de máxima potência (MPP) e uma corrente de 5 A. A estrutura de controle proposta para o protótipo do SS qZS-CMI foi implementada utilizando o processador de sinais digitais (DSP) modelo TMS320F28F335 (Texas Instruments<sup>®</sup>), que integra a interface para alimentação de potência, conversão A/D, comunicação serial, etc. As formas de onda foram obtidas em um osciloscópio DPO3034 (Tektronix<sup>®</sup>). Já as medidas de grandezas elétricas para a análise de rendimento e conteúdo harmônico foram obtidas com o analisador de potência WT1800 (Yokogawa<sup>®</sup>).

## 5.1 ESPECIFICAÇÕES PRÁTICAS DO SS qZS-CMI

As curvas V×I (tensão × corrente), e V×P (tensão × potência) do módulo PV modelo Solaria 230 são mostradas na Figura 5.1 e Figura 5.2, respectivamente. As mesmas são as mais importantes dos módulos PV, pois demonstram o comportamento da corrente em função da irradiação incidente e da temperatura dos módulos (ZIENTARSKI, 2017). A Figura 5.1 e Figura 5.2 apresentam as curvas resultantes para uma temperatura fixa de 25 °C com a irradiação variando de 100 a 1000 W/m<sup>2</sup>. Em cada curva estão destacados os pontos onde a potência extraída é máxima.

Os resultados experimentais a seguir foram obtidos utilizando as curvas geradas por três módulos PV ligados em série. Os parâmetros da Tabela 5.1 foram programados no emulador PV E4360A (Agilent<sup>®</sup>). Nesta Tabela estão contidos os valores de tensão de máxima potência  $(v_{mp})$ , tensão de circuito aberto  $(v_{oc})$ , corrente de máxima potência  $(i_{mp})$  e corrente de curto-circuito  $(i_{sc})$  para uma temperatura ambiente de 25 °C. Todos os componentes do conversor bem como as suas especificações são detalhadas na Tabela 5.2.



Figura 5.1 – Curvas de Tensão×Corrente para diferentes pontos de irradiância.

Fonte: Autor.

Figura 5.2 – Curvas de Tensão×Potência para diferentes pontos de irradiância.



Fonte: Autor.

#### 5.2 LADO CC DO SS qZS-CMI

Nesta seção, as principais formas de onda do lado CC do conversor SS qZS-CMI serão apresentadas. Todos os resultados foram obtidos com o SS qZS-CMI operando em malha fechada conectado à rede. A Figura 5.3 mostra os resultados experimentais, onde a tensão do arranjo PV na entrada do módulo principal  $v_{Cin(a)}$  é regulada em 102 V, para um valor de ST ( $d_{0(a)}$ ) em 0,24. A tensão de entrada do módulo auxiliar  $v_{Cin(b)}$  fica em 105 V, demonstrando que apesar de não ser regulada por nenhuma malha de controle, o valor desta tensão permanece próximo ao valor esperado pelo projeto do conversor. As tensões de pico nos barramentos CC  $v_{PN(a)}$  e  $v_{PN(b)}$  são reguladas em 150 V, confirmando o ganho de tensão segundo o valor previamente calculado.

Na Figura 5.4 são apresentadas as formas de onda das tensões  $v_{Cin(a)}$  cujo valor médio verificado é de 105 V e  $v_{PN(a)}$  onde o valor de pico fica em 150 V. Já as correntes

| Irradiância 25 °C<br>(Potência no MPP)  | Tensão de<br>máxima<br>potência<br>$(v_{mp})$ | $\begin{array}{c} \text{Corrente de} \\ \text{máxima} \\ \text{potência} \\ (i_{mp}) \end{array}$ | Tensão de circuito aberto $(v_{oc})$ | Corrente de curto-circuito $(i_{sc})$ |
|---|---|---|--------------------------------------|---------------------------------------|
| $1000 \text{ W/m}^2 (688, 4 \text{ W})$ | 102,6 V                                       | 6,71 A  | 129,06 V                             | 7,24 A                                |
| 900 W/m <sup>2</sup> (622, 5 W)         | $102,54 \ V$                                  | 6,07 A  | $128,\!43~{\rm V}$                   | 6,51 A                                |
| $800 \text{ W/m}^2 (555, 9 \text{ W})$  | $103,\!38~{\rm V}$                            | 5,37 A  | $127,77 \ V$                         | 5,79 A                                |
| 700 W/m <sup>2</sup> (488, 4 W)         | $103,\!68~{\rm V}$                            | 4,70 A  | $126,\!93~{\rm V}$                   | 5,07 A                                |
| 600 W/m <sup>2</sup> (419,7 W)          | $103,71 \ V$                                  | 4,04 A  | $126,\!24~{\rm V}$                   | 4,34 A                                |
| 500 W/m <sup>2</sup> (350,1 W)          | $103,77 \ V$                                  | 3,37 A  | $125,\!16~{\rm V}$                   | 3,62 A                                |
| 400 W/m² (279,78 W)                     | 103,56 V                                      | 2,70 A  | $124,\!05~{\rm V}$                   | 2,9 A                                 |
| $300 \text{ W/m}^2 (208,95 \text{ W})$  | $103,\!08~{\rm V}$                            | 2,02 A  | $122,\!52~{\rm V}$                   | 2,17 A                                |
| $200 \text{ W/m}^2 (137,88 \text{ W})$  | $102,\!12 \mathrm{V}$                         | 1,35 A  | 120,33 V                             | 1,45 A                                |
| $100 \text{ W/m}^2 (67,2 \text{ W})$    | $99,57 \ V$                                   | 0,67 A  | 116,58 V                             | 0,72 A                                |

Tabela 5.1 – Principais parâmetros das curvas de irradiância dos três módulos PV modelo Solaria 230 ligados em série.

Fonte: Autor.

médias mensuradas nos indutores do módulo principal  $i_{L1(a)} e i_{L2(a)}$  ficam em 6,7 A e 360 mA, respectivamente. Os diferentes valores nas correntes  $i_{L1(a)} e i_{L2(a)}$  se deve ao fato do indutor acoplado estar instalado junto a  $L_2$ , dividindo parte da corrente com o módulo

Figura 5.3 – Formas de onda das tensões  $v_{Cin(a)}$ ,  $v_{Cin(b)}$ ,  $v_{PN(a)} \in v_{PN(b)}$ .



| Compo-<br>nente | Tipo                    | Especifica-<br>ção                | Compo-<br>nente    | Tipo                    | Especifica-<br>ção   |
|-----------------|-------------------------|-----------------------------------|--------------------|-------------------------|----------------------|
| $C_{in(a)}$     | Eletrolí-<br>tico       | $470~\mu\mathrm{F}$               | $L_{1(a,b)}$       | Toroidal                | $2,568~\mathrm{mH}$  |
| $C_{in(b)}$     | Eletrolí-<br>tico       | $470~\mu\mathrm{F}$               | $L_{2(a,b)}$       | Toroidal                | $2,568~\mathrm{mH}$  |
| $C_{1(a,b)}$    | Eletrolí-<br>tico       | $4,7 \mathrm{~mF}$                | $L_{fc}$           | Toroidal                | $1,750~\mathrm{mH}$  |
| $C_{2(a,b)}$    | Eletrolí-<br>tico       | $4,7 \mathrm{~mF}$                | $L_{fr}$           | Toroidal                | $0,860 \mathrm{~mH}$ |
| $C_f$           | Filme                   | $4,242 \ \mu F$                   | N                  |                         | 1                    |
| $D_{1(a)}$      | TO-220-2                | C4D20120A                         | $r_1, r_2$         | $5 \times 10 \text{ W}$ | $0,5~\Omega$         |
| $D_{1(b)}$      | TO-220-2                | C4D20120A                         | $S_{1,2,3,4(a,b)}$ | IGBT                    | LUH75G1201Z          |
| $D_{2(b)}$      | TO-220-2                | C4D20120A                         |                    |                         |                      |
| $R_f$           | $2 \times 10 \text{ W}$ | $33  \Omega \parallel 33  \Omega$ |                    |                         |                      |

Tabela 5.2 – Principais especificações do conversor.

Fonte: Autor.

auxiliar. Também comprova-se na prática que ambos os indutores se magnetizam durante o estado de ST, e que a tensão do barramento  $(v_{PN(a)})$  vai a zero devido ao curto-circuito de braço na ponte-H inversora. Já na etapa de NST, ocorre o oposto: ambos os indutores se desmagnetizam e a tensão  $v_{PN(a)}$  permanece em seu valor de pico. Neste instante de tempo, a ponte-H inversora realiza o seu estágio de PWM injetando energia na rede, sendo regulada pelo índice de modulação (m).

Na Figura 5.5 são apresentas as formas de onda das correntes  $i_{L1(a)}$  e  $i_{L2(a)}$ , com o conversor operando com uma irradiação no arranjo PV em sua entrada de 600 W/m<sup>2</sup>, onde  $i_{L1(a)}$  representa a corrente no indutor  $L_{1(a)}$  do módulo principal, possuindo um valor médio de 3, 9 A. Já a corrente  $i_{L2(a)}$  no indutor  $L_{2(a)}$  do módulo principal é menor, uma vez que a mesma se divide no indutor acoplado, onde parte da corrente irá ser transferida para o módulo auxiliar. Observa-se que ambas as correntes possuem o mesmo comportamento, entretanto amplitudes diferentes, atendendo aos critérios de projeto.

Na Figura 5.6 são demonstradas as formas de onda das tensões  $v_{Cin(b)}$  cujo valor médio verificado é de 105 V. Já  $v_{PN(b)}$  possui o valor de pico em 150 V, tendo como variável de controle a razão cíclica do ST  $(d_{0(b)})$  de 0, 2. O valor de  $d_{0(b)}$  é menor do que  $d_{0(a)}$  devido que à corrente que circula pelo módulo auxiliar ser menor do que o principal, isso faz com que as quedas de tensão nas resistências de amortecimento e intrínsecas aos



Figura 5.4 – Formas de onda das tensões  $v_{Cin(a)}$  e  $v_{PN(a)}$ , e das correntes  $i_{L1(a)}$  e  $i_{L2(a)}$ .

Fonte: Autor.

Figura 5.5 – Formas de onda das correntes  $i_{L1(a)} \in i_{L2(a)}$ .



Fonte: Autor.

componentes sejam menores, proporcionando um ganho de tensão maior. Já as correntes médias verificadas nos indutores do módulo auxiliar  $i_{L1(b)}$  e  $i_{L2(b)}$  ficam em 2, 5 Å. Também comprova-se na prática que ambos os indutores se magnetizam durante o estado de ST e que a tensão do barramento  $(v_{PN(b)})$  vai a zero devido ao curto-circuito de braço na ponte-H inversora. Já na etapa de NST, ocorre o oposto, ambos os indutores se desmagnetizam e a tensão  $v_{PN(b)}$  permanece em seu valor de pico. Neste instante de tempo, a ponte-H inversora realiza o seu estágio de PWM injetando energia na rede, sendo regulada pelo índice de modulação (m).

A Figura 5.7 demonstra as formas de onda das corrente  $i_{L1(b)}$  e  $i_{L2(b)}$ , com o conversor operando com uma irradiação no arranjo PV em sua entrada de 600 W/m<sup>2</sup>, sendo que



Figura 5.6 – Formas de onda das tensões  $v_{Cin(b)}$  e  $v_{PN(b)}$ , e das correntes  $i_{L1(b)}$  e  $i_{L2(b)}$ .

Fonte: Autor.

 $i_{L1(b)}$  representa a corrente no indutor  $L_{1(b)}$  do módulo auxiliar, possuindo um valor médio de 1, 35 A. Já  $i_{L2(b)}$  é a corrente no indutor  $L_{2(b)}$  do módulo auxiliar, onde foi mensurada uma corrente média de 1, 35 A. Nota-se que ambas as correntes possuem tanto o mesmo comportamento quanto a mesma amplitude, tendo sido previsto em projeto.

Na Figura 5.8 são apresentadas as formas de onda das tensões  $v_{Cin(a)}$ ,  $v_{C1(a)}$  e  $v_{C2(a)}$ , tendo  $v_{Cin(a)}$  um valor médio de 105 V,  $v_{C1(a)}$  um valor médio estimado de 130 V e  $v_{C2(a)}$  apresenta uma tensão de 30 V. A soma das tensões mensuradas em  $v_{C1(a)}$  mais  $v_{C2(a)}$  indica um valor dentro do esperado pelo projeto para  $v_{PN(a)}$ .

Figura 5.7 – Formas de onda das correntes  $i_{L1(b)}$  e  $i_{L2(b)}$ .





Figura 5.8 – Formas de onda das tensões  $v_{Cin(a)}$ ,  $v_{C1(a)} \in v_{C2(a)}$ .

Fonte: Autor.

A Figura 5.9 traz as formas de onda das tensões  $v_{Cin(b)}$ ,  $v_{C1(b)}$  e  $v_{C2(b)}$ , onde  $v_{Cin(b)}$ aponta para um valor médio de 103 V, já em  $v_{C1(b)}$  o valor médio verificado é de 130 V, e  $v_{C2(b)}$  apresenta uma medida de 30 V. A soma das tensões mensuradas em  $v_{C1(b)}$  mais  $v_{C2(b)}$  apresenta um valor dentro do esperado pelo projeto para  $v_{PN(b)}$ .

Na Figura 5.10 são apresentadas as formas de onda das tensões  $v_{ab}$ ,  $v_{PN(a)} e v_{PN(b)}$ , sendo  $v_{ab}$  a forma de onda com cinco níveis na saída do conversor, onde cada nível apresenta um degrau de tensão de 150 V. Já  $v_{PN(a)}$  é a tensão pulsada no barramento do módulo principal do conversor, cujo valor de pico verificado é de 150 V. Os *spikes* de tensão se devem ao fato do indutor acoplado  $L_2$  no referido módulo. Sendo  $v_{PN(b)}$  a ten-

Figura 5.9 – Formas de onda das tensões  $v_{Cin(b)}$ ,  $v_{C1(b)} \in v_{C2(b)}$ .





Figura 5.10 – Formas de onda das tensões  $v_{ab}$ ,  $v_{PN(a)} \in v_{PN(b)}$ .



são pulsada no barramento do módulo auxiliar do conversor, possuindo um valor de pico mensurado de 150 V. As tensões medidas apresentam valores dentro do esperado pelo projeto.

A Figura 5.11 demonstra as formas de onda das tensões  $v_{D1(a)}$ ,  $v_{PN(a)} e v_{D1(b)}$ , onde  $v_{D1(a)}$  representa a tensão de bloqueio durante a etapa de ST no diodo  $D_{1(a)}$  do módulo principal, sendo que o valor máximo alcançado fica em 150 V. Observa-se que durante os estados de ST a tensão  $v_{PN(a)}$  está em zero e  $D_{1(a)}$  está bloqueado, e no NST quando a tensão está no valor de pico o diodo  $D_{1(a)}$  está conduzindo. Os *spikes* apresentados em  $v_{PN(a)}$  se devem ao indutor acoplado  $L_{2(a)}$ . A tensão máxima de bloqueio  $v_{D1(b)}$  no diodo

Figura 5.11 – Formas de onda das tensões  $v_{D1(a)}$ ,  $v_{PN(a)} \in v_{D1(b)}$ .



 $D_{1(b)}$  durante a etapa de ST do módulo auxiliar é 150 V. Os valores mensurados estão dentro do previsto pelo projeto.

#### 5.3 LADO CA DO SS qZS-CMI

Neste item, as principais formas de onda do lado CA do SS qZS-CMI serão apresentadas. Primeiramente, a Figura 5.12 traz as formas de onda das tensões  $v_{ab} e v_r$ , e da corrente  $i_{rede}$  quando o conversor está operando em sua entrada com três módulos PV, modelo Solaria 230 ligados em série, totalizando uma  $P_T$  de 690 W. Na Figura 5.12 observa-se a tensão  $v_{ab}$  de cinco níveis sintetizada na saída do conversor antes do filtro LCL, também é demonstrada a  $v_r$  e a corrente que está sendo injetada na rede  $(i_{rede})$ , com um valor eficaz de 3,936 A, possuindo um fator de potência (FP) próximo ao unitário.

Na Figura 5.13(a) são mostradas as tensões da rede  $v_r$ , e a tensão de cinco níveis sintetizada na saída do SS qZS-CMI previamente ao filtro LCL ( $v_{ab}$ ). Os resultados foram obtidos para a potência nominal de entrada (690 W). Esses resultados comprovam que a modulação PS-SPWM utilizada sintetiza cinco níveis de tensão, resultando em um valor eficaz de 127 V após o filtro LCL, com frequência de 60 Hz.

Já na Figura 5.13(b) é apresentada a tensão de cinco níveis  $(v_{ab})$ , e a corrente que está sendo injetada na rede  $(i_{rede})$ , com um valor eficaz de 3,936 A, possuindo um FP próximo ao unitário.



Figura 5.12 – Formas de onda das tensões  $v_{ab}$  e  $v_r$ , e da corrente  $i_{rede}$ .





Fonte: Autor.

# 5.4 TESTE DA EFETIVIDADE DOS CONTROLADORES PARA MANTER O EQUI-LÍBRIO DAS TENSÕES DOS BARRAMENTOS

A Figura 5.14(a) mostra os resultados experimentais, onde a tensão do arranjo PV na entrada do módulo principal  $v_{Cin(a)}$  é controlada em 102 V, para um valor de razão cíclica de  $d_{0(a)}$  em 0,24. A tensão de entrada do módulo auxiliar  $v_{Cin(b)}$  fica em 105 V, demonstrando que apesar de não ser regulada por nenhuma malha de controle, o valor desta tensão permanece próximo ao valor esperado pelo projeto do conversor. As tensões nos barramentos  $v_{PN(a)}$  e  $v_{PN(b)}$  são reguladas em 150 V. Já a Figura 5.14(b), mostra novamente a tensão no arranjo PV na entrada do módulo principal  $v_{Cin(a)}$ , além

Figura 5.14 – Resultados experimentais do SS qZS-CMI. (a) Formas de onda das tensões  $v_{Cin(a)}, v_{Cin(b)}, v_{PN(a)} \in v_{PN(b)}$ . (b) Formas de onda das tensões  $v_{Cin(a)}, v_{Cin(b)}, v_{ab}$ , e da corrente  $i_{rede}$ .



Fonte: Autor.

da tensão de entrada do módulo auxiliar  $v_{Cin(b)}$ . Ela também demonstra a tensão  $v_{ab}$  de cinco níveis com amplitudes iguais, ou seja, a tensão nos dois barramentos está sendo controlada no mesmo valor. Também pode-se observar que  $i_{rede}$  eficaz é de 3,85 A em um  $v_r$  de 127 V, injetando uma potência de 490 W e possuindo uma potência total na entrada  $(P_T)$  de 690 W.

### 5.5 ALGORITMO DE MPPT E CONEXÃO COM A REDE

Na Figura 5.15(a) foi imposto um degrau de irradiância no arranjo PV da entrada do módulo principal, passando de 750  $W/m^2$  para 1000  $W/m^2$ , correspondente a um degrau de potência de 521 W para 692 W. Também pode-se observar que o algoritmo  $P \mathcal{E}O$  rastreou o MPP gerando assim um novo valor de  $(v_{Cin ref}*)$ . O controlador da tensão de entrada do módulo principal segue a nova referência, produzindo assim uma variação em  $v_{Cin(a)}$ . Já na Figura 5.15(b) pode-se observar que as tensões de ambos os barramentos foram controladas durante e após o degrau, visto que a tensão  $v_{ab}$  se manteve constante. A corrente  $i_{rede}$  aumentou após o degrau, demonstrando a efetividade da estrutura de controle em cascata implementada. Na Figura 5.15(c) observa-se melhor em  $v_{ab}$  que ambos os barramentos possuem valores de tensão muito semelhantes, devido que os níveis de tensão possuem amplitudes praticamente iguais. A corrente  $i_{rede}$  está em fase com a tensão  $v_r$ , apresentando um FP próximo ao unitário. Já com relação à taxa de distorção harmônica (THD) da  $i_{rede}$ , o valor obtido foi de 2,98 %, atendendo a norma IEEE 1547 com relação ao conteúdo harmônico total da corrente injetada. Realizandose uma análise individual com relação às ordens das harmônicas pares e ímpares como mostrado na Figura 5.16, conclui-se que  $i_{rede}$  também atendeu individualmente a norma.

Na Figura 5.17 observa-se as medidas efetuadas através do analisador de potência WT1800 (Yokogawa<sup>®</sup>), onde no MPP do conversor o valor eficaz de  $i_{rede}$  é de 3,85 A contendo uma THD de 2,98 %. Já o valor eficaz de  $v_r$  é de  $\approx$  130 V possuindo uma THD de 1,85 %, injetando uma potência ativa na rede ( $P_{out}$ ) de 503 W.

A Figura 5.18 apresenta diversas medidas quando o conversor está operando no MPP, onde  $v_{Cin(a)}$  detém um valor de 102,44 V e  $i_{In(a)}$  de 6,71 A, possuindo uma potência total na entrada ( $P_T$ ) de 690 W. Já as tensões eficaz medidas nas saídas tanto da ponte-H principal ( $v_a$ ) quanto da auxiliar ( $v_b$ ) são de 90 V. As potências ativa medidas nas saídas tanto da ponte-H principal como da auxiliar são de 247 W, comprovando assim uma das características da modulação PS que é o balanço de potências entre módulos. O valor eficaz de  $v_r$  é 129 V e  $i_{rede}$  é 3,8 A. O rendimento do conversor ( $\eta$ ) ficou em 70 %. Somando as potências ativa medidas antes do filtro LCL entregues tanto pela ponte-H principal quanto pela auxiliar encontra-se um valor de 494,3 W, já a potência ativa entregue a rede medida após o filtro é de 483 W, logo subtraindo-se um valor do outro, determina-se o valor das perdas do filtro LCL que aproximam-se de 11,3 W (correspondendo a 1,63 % das perdas no conversor), sabendo-se que grande parte desse valor ocorre devido as perdas Joule no resistor de amortecimento do filtro ( $R_f$ ).

Na Figura 5.19 é apresentada uma visão geral do protótipo implementado. A montagem pode ser subdividida nas seguintes partes: lado CC do módulo principal e auxiliar, pontes-H principal e auxiliar, filtro LCL, regulador de tensão monofásico (Variac), contaFigura 5.15 – Resultados experimentais do SS qZS-CMI para variações na irradiância do arranjo PV. (a)  $v_{Cin(a)}$ ,  $i_{In(a)}$ , e a potência de entrada do módulo principal  $P_T$ . (b) Formas de onda das tensões  $v_{Cin(a)}$ ,  $v_{ab}$ ,  $v_r$ , e da corrente  $i_{rede}$ . (c) Formas de onda das tensões  $v_{Cin(a)}$ ,  $v_{ab}$ ,  $v_r$ , e da corrente  $i_{rede}$ .



 $\frac{1}{3}$ 

15.0 V

4.00ms

2.50MA/s 100k pts.

4 ょ 196 V

l.

v



Figura 5.16 – Limites individuais das harmônicas pares e ímpares.

Fonte: Autor.

Figura 5.17 – Valor da THD de  $i_{rede}$  e de  $v_r$ , medida eficaz de  $v_r$  e  $i_{rede}$  e da potência ativa injetada na rede.

| Normal Mode     | Peak Over<br>11 112 113 114 115 116 SPd<br>11 12 113 114 115 116 Tru | Scaling ■<br>AVG ■ | Line Filter 🗮<br>Freq Filter 🗮 | Integ: Reset<br>Time: | YOKOGAWA ♦<br>-: PLL :01 59.981 Hz   |
|-----------------|--|--------------------|--------------------------------|-----------------------|--|
| 🚯 & change item | S  |                    |                                |                       | PAGE CF:3  |
| lthd1           | 2.979 %  | P1                 | 0.5                            | 027 ĸ₩                | 1 Element 1<br>2 U1 300V<br>3 11 5A AUTO   |
| Uthd1           | 1.846 %  |                    |                                |                       | 4<br>5<br>6<br>7<br>12<br>1.5V AUTO<br>7   |
| Urms1           | 130.48 v   |                    |                                |                       | Sync Src:         Signed Stress           8         Element 3           9         U3         1.5V AUTO           10         13         14 AUTO |
| lrms1           | 3.8598   |                    |                                |                       | 11     Sync Src:       12     Element 4  |
| Bar I 1 10.00 i | 1 (log Scale) ( 0 - 40)  |                    |                                |                       | U4 1.5V AUTO<br> 4 1A AUTO<br>Sync Src:U1  |
|                 |  |                    |                                |                       | Element 5  |
|                 |  |                    |                                |                       | Element 6  |
|                 |  |                    |                                |                       | U6 1.5V AUTO<br>16 1A AUTO<br>Sync Src:U1  |
| Ba              |  |                    |                                |                       | Motor  |
| Update 12 (     | 500msec)   |                    |                                |                       | 2018/08/15 18:22:15  |

Fonte: Autor.

tora para conexão com à rede e sistema de instrumentação e controle. Já na Figura 5.20 é demonstrada uma imagem do *setup* construído na bancada para ensaio do protótipo.

| Normal Mode      | Peak Over<br>111 112 113 114 115 116 1594<br>111 112 113 114 115 116 1549 | Scaling ■<br>AVG ■ | Line Filter■<br>FreqFilter■ | Time Integ: Reset | • • • • • • • • • • • • • • • • • • •                                  |
|------------------|---|--------------------|-----------------------------|-------------------|--|
| 🚳 & change items |   |                    |                             |                   | PAGE CF:3  |
| Urms1            | 102.44 v  | P3                 | 0.                          | 483 🕷             | 1 Element 1<br>U1 600V<br>2 Sync Src:[[1]                              |
| lrms1            | <b>6.717</b> A  | <b>n</b> 1         | 70.                         | 224 %             | Element 2           3         U2         600V           12         10A |
| P1               | <b>0.688</b> kW   | lthd3              | 2.                          | 849 %             | 4 <u>Sync Src:U1</u><br>Element 3 <u>5</u> U3 600V<br>13 20A           |
| Urms2            | <b>89.69</b> v  | Urms4              | 90                          | ).27 v            | 6 Sync Src:U1<br>7 U4 300V   |
| lrms2            | <b>3.784</b> A  | lrms4              | 3.7                         | 8 <b>00</b> a     | 8<br>Sync Src:UI<br>Element 5<br>D                                     |
| P2 <b>(</b>      | <b>).2472</b> kw  | P4                 | 0.2                         | 471 <sub>kw</sub> | 10<br>10<br>10<br>10<br>10<br>10<br>10<br>10<br>10<br>10               |
| Urms3            | 128.63 v  |                    |                             |                   | 11 U6 300V<br>16 1AAUTO<br>Sync Src:06                                 |
| Irms3            | 3.763 🗚   |                    |                             |                   | Spd Pulse<br>Trq 1VAUTO  |

Figura 5.18 – Principais medidas do SS qZS-CMI.

Fonte: Autor.

# 5.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste Capítulo foram apresentados os resultados experimentais do conversor, tanto do lado CC como do CA. Foi possível comprovar o funcionamento do mesmo experimentalmente, validando as análises teóricas com relação ao funcionamento do conversor do

Figura 5.19 – Visão geral do protótipo desenvolvido.





Figura 5.20 – Imagem da bancada de ensaio do protótipo.

Fonte: Autor.

lado CC, como o ganho estático e a estrutura de transferência de potência ativa entre os módulos. No lado CA também foi possível avaliar o ganho estático e o balanço de potência ativa entre os módulos em ponte-H característica da modulação PS. Os resultados obtidos do lado CC e CA também validaram as análises em relação à modelagem dos mesmos, com o conversor operando no modo de controle de saída em corrente. Através dos resultados, foi possível confirmar a efetividade da estrutura de controle tanto na resposta em regime permanente como na transitória.

## 6 CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho apresentou uma nova topologia de inversor qZS multinível em cascata. Em comparação com outros inversores qZS, o nomeado SS qZS-CMI tem a capacidade de fazer uso de uma única fonte CC para fornecer potência ativa para todos os módulos qZS em cascata. É realizada a substituição de um dos indutores das impedâncias Z por um indutor acoplado. O enrolamento secundário do indutor acoplado fornece potência ao capacitor de entrada do módulo auxiliar, essa transferência de energia pode se dar através de três configurações de circuito. Podendo ser realizada através da transferência direta, ou também pode ser feita por meio de um circuito baseado no conversor *flyback* ou ainda em outro baseado no conversor *forward*. Em cada um destes três casos, o fator de transferência da potência é diferente. Desta forma, a potência ativa pode ser compartilhada entre os módulos em cascata, permitindo todos os benefícios do compartilhamento de potência, como a redução de módulos e um melhor gerenciamento do calor por meio da distribuição de perdas. Adicionalmente, é proposto um método de controle para o SS qZS-CMI utilizando um sistema PV conectado à rede monofásica.

O método de controle utilizado no SS qZS-CMI foi o de dois estágios, onde as características dinâmicas do circuito do qZSI foram estudadas através da análise de pequenos sinais. Baseado no modelo dinâmico, o método de controle de dois estágios para a operação do SS qZS-CMI no modo de controle da corrente de saída foi efetuado. O sistema de controle da topologia inclui a estratégia de MPPT para o arranjo PV e o controle da tensão do barramento independente para cada módulo qZS em cascata. O mesmo também apresentou uma boa resposta transitória e em regime permanente através de uma malha dupla empregando o controlador PR na malha de corrente.

A potência injetada na rede foi alcançada com FP próximo ao unitário, onde apenas o módulo principal do SS qZS-CMI realizou o MPPT. O controle em malha fechada da tensão de barramento do módulo auxiliar assegurou que todos os módulos do inversor tenham o equilíbrio de tensão, fornecendo assim simetria precisa aos níveis de tensão de saída, aumentando a qualidade da forma de onda da corrente injetada na rede sem filtros de saída grandes. Os parâmetros do controle foram projetados para assegurar a estabilidade do sistema e resposta rápida.

Por fim, os resultados experimentais foram apresentados. De modo geral, o principal objetivo foi alcançado que é converter a energia elétrica do arranjo PV e fornecer essa energia para à rede elétrica. Em relação a topologia, a mesma foi validada experimentalmente, validando as análises com relação ao ganho estático do lado CC e do CA, e o princípio de funcionamento da estrutura de transferência de energia entre os módulos. Também foi comprovado o equilíbrio de potência ativa entregue por cada módulo. Por fim, os resultados tanto do lado CC como do CA validaram as análises em relação à modelagem e o controle, visto que foi realizado o MPPT pelo módulo principal, as tensões em ambos os barramentos se mantiveram equilibradas, e a corrente injetada na rede atendeu a norma padrão vigente com relação a THD, demonstrando a efetividade da estrutura de controle proposta.

## 6.1 PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS

- Inserir o indutor acoplado em  $L_1$  do módulo principal fazendo-se uma análise se ocorre melhorias no funcionamento do conversor;
- Projeto dos componentes do conversor de maneira otimizada com objetivo de aumentar o rendimento do mesmo;
- Implementação de outras estruturas para transferência de energia entre os módulos, evitando que capacitores operem em paralelo durante a transferência de energia, impedindo picos de corrente, melhorando assim o desempenho do conversor;
- Implementar amortecimento ativo nos filtros LC que se encontram no lado CC do conversor, juntamente com outras técnicas de controle tendo como objetivo aumentar o rendimento do inversor;
- Implementar amortecimento ativo no filtro LCL para aumentar o rendimento do inversor.

# 6.2 PUBLICAÇÕES REALIZADAS

## 6.2.1 Publicações em Periódicos Científicos

No decorrer do curso de doutorado foram publicados os seguintes trabalhos acerca das contribuições da Tese:

- Publicado (Qualis A2): GUISSO, R. A.; ANDRADE, A. M. S. S.; HEY, H. L.; MARTINS, M. L. da S.. Grid-tied Single Source Quasi-Z-Source Cascaded Multilevel Inverter for PV Applications. *Electronics Letters*, v. 55, n. 6, p. 342-343, March 2019.
- Publicado (Qualis B1): GUISSO, R. A.; VARGAS, T.; MARTINS, M. L. da S.; HEY, H. L.. Sistema De Controle Multi-Malhas Para Inversor Multiníveis Quasi-Z-Source Com Uma Única Fonte De Entrada. *Eletrônica de Potência* (Impresso), v. 24, p. 165-176, 2019.

#### 6.2.2 Publicações em Congressos e Seminários

- GUISSO, R. A.; MARTINS, M. L. da S.; HEY, H. L.; VARGAS, T.: Single-DC-Source Quasi-Z-Source Cascaded Multilevel Inverter With Active Power Sharing. In: XXII Congresso Brasileiro de Automática, 2018, João Pessoa, 2018.
- FAISTEL, T. M. K.; ANDRADE, A. M. S. S.; GUISSO, R. A.; BRIDI, E.; AYRES, W. A.; HEY, H. L.; MARTINS, M. L. S.. Modelagem e Controle de Conversores Elevadores de Tensão Baseados no Conversor QZ-Source. In: Seminário de Eletrônica de Potência e Controle (SEPOC), 2018, Santa Maria-RS.

# REFERÊNCIAS

ABRAMOVITZ, A.; CHENG, T.; SMEDLEY, K. Analysis and design of forward converter with energy regenerative snubber. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 3, p. 667–676, March 2010. ISSN 0885-8993.

ABU-RUB, H. et al. Quasi-z-source inverter-based photovoltaic generation system with maximum power tracking control using anfis. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 4, n. 1, p. 11–20, Jan 2013. ISSN 1949-3029.

AMARAL, R. C. D. Impacto Técnico e Econômico da Energia Solar Fotovoltaica em Prédios Públicos Através de Geração Distribuída. 179 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2012.

ANDRADE, A. M. S. S. **Topologias Baseadas no Conversor Zeta Aplicadas em Módulos Fotovoltaicos Integrados Para Carga de Baterias**. 150 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2015.

ANDRADE, A. M. S. S. Microinversores Baseados na Topologia Meia-Ponte Isolada Alimentada em Corrente. 160 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2018.

ANDRES, B. **Projeto e Implementação de um Conversor Módulo Integrado para Conexão de Geração Fotovoltaica à Rede Elétrica**. 213 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2018.

BANAEI, M. R. et al. Switching algorithm for single z-source boost multilevel inverter with ability of voltage control. **IET Power Electronics**, v. 6, n. 7, p. 1350–1359, August 2013. ISSN 1755-4535.

BARRETO, G. de A. Metodologia de Aplicação de Geração Distribuída Fotovoltaica em Baixa Tensão nos Reticulados Subterrâneos das Distribuidoras de Energia Elétrica. 176 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade de São Paulo, São Paulo, SP, 2014.

BELTRAME, R. C. Modeling of a Boost Converter Operating in Continuos and Discontinuos Conduction Modes. 2010.

BP. International Energy Agency. 2018.

BRADASCHIA, F. Conversores Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos e Monofásicos-Trifásicos. 220 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Pernambuco, Recife, PE, 2012.

BRADASCHIA, F. et al. Modulation for three-phase transformerless z-source inverter to reduce leakage currents in photovoltaic systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 12, p. 5385–5395, Dec 2011. ISSN 0278-0046.

CHAVARRIA, J. et al. Energy-balance control of pv cascaded multilevel grid-connected inverters under level-shifted and phase-shifted pwms. **IEEE Transactions on Indus-trial Electronics**, v. 60, n. 1, p. 98–111, Jan 2013. ISSN 0278-0046.

CHUB, A.; LIIVIK, L.; VINNIKOV, D. Impedance-source galvanically isolated dc/dc converters: State of the art and future challenges. In: **2014 55th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University** (**RTUCON**). [S.l.: s.n.], 2014. p. 67–74.

CHUB, A.; VINNIKOV, D.; JALAKAS, T. Galvanically isolated quasi-z-source dc-dc converters with combined energy transfer for renewable energy sources integration. In: **2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 2896–2900.

DESCONZI, M. I. Sistema Fotovoltaico Autônomo Utilizando Configuração Multi-String e Inversor Multinível. 103 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2011.

DREHER, J. R. Conversores Boost-Flyback Integrados para Aplicações com Alto Ganho de Tensão. 188 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, PR, 2012.

DU, Z. et al. A cascade multilevel inverter using a single dc source. In: Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. [S.l.: s.n.], 2006. p. 5 pp.–. ISSN 1048-2334.

EVRAN, F.; AYDEMIR, M. T. A coupled-inductor z-source based dc-dc converter with high step-up ratio suitable for photovoltaic applications. In: **2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems** (**PEDG**). [S.l.: s.n.], 2012. p. 647–652. ISSN 2329-5759.

EVRAN, F.; AYDEMIR, M. T. Z-source-based isolated high step-up converter. **IET Power Electronics**, v. 6, n. 1, p. 117–124, Jan 2013. ISSN 1755-4535.

EVRAN, F.; AYDEMIR, M. T. Isolated high step-up dc/dc converter with low voltage stress. In: . [S.l.: s.n.], 2014. v. 29, n. 7, p. 3591–3603. ISSN 0885-8993.

FAISTEL, T. M. K. Modelagem e Controle de um Conversor Ćuk Isolado com Célula R<sup>2</sup>P<sup>2</sup> e Multiplicador de Tensão. 155 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2018.

FILHO, F. et al. Adaptive selective harmonic minimization based on anns for cascade multilevel inverters with varying dc sources. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 5, p. 1955–1962, May 2013. ISSN 0278-0046.

FLEMING, F. P. Avaliação do Potencial de Energias Oceânicas no Brasil. 100 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 2012.

FRANKE, W. T.; MOHR, M.; FUCHS, F. W. Comparison of a z-source inverter and a voltage-source inverter linked with a dc/dc-boost-converter for wind turbines concerning their efficiency and installed semiconductor power. In: **2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1814–1820. ISSN 0275-9306.

FREITAS, A. A. A. **Conversor CC/CC de Alto Ganho sem Capacitor Eletrolítico Aplicado a um Sistema Fotovoltaico**. 133 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, CE, 2012.

GAJANAYAKE, C. J.; VILATHGAMUWA, D. M.; LOH, P. C. Development of a comprehensive model and a multiloop controller for z-source inverter dg systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 4, p. 2352–2359, Aug 2007. ISSN 0278-0046.

GE, B. et al. An energy-stored quasi-z-source inverter for application to photovoltaic power system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 10, p. 4468–4481, Oct 2013. ISSN 0278-0046.

GIACOMINI, J. C. Desenvolvimento de um Inversor Fotovoltaico Trifásico não Isolado Conectado à Rede Elétrica. 186 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2015.

HU, H. et al. A review of power decoupling techniques for microinverters with three different decoupling capacitor locations in pv systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 6, p. 2711–2726, June 2013. ISSN 0885-8993.

HUANG, Y. et al. Z-source inverter for residential photovoltaic systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 6, p. 1776–1782, Nov 2006. ISSN 0885-8993.

INEE. Instituto Nacional de Eficiência Energética. 2018.

ITURRIAGA-MEDINA, S. et al. A comparative analysis of grid-tied single-phase transformerless five-level npc-based inverters for photovoltaic applications. In: **2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 323– 328.

JIA, Y.; ZHAO, J.; FU, X. Direct grid current control of lcl-filtered grid-connected inverter mitigating grid voltage disturbance. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 3, p. 1532–1541, March 2014. ISSN 0885-8993.

KASPER, M.; BORTIS, D.; KOLAR, J. W. Classification and comparative evaluation of pv panel-integrated dc/dc converter concepts. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 5, p. 2511–2526, May 2014. ISSN 0885-8993.

KOURO, S. et al. Single dc-link cascaded h-bridge multilevel multistring photovoltaic energy conversion system with inherent balanced operation. In: **IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 4998–5005. ISSN 1553-572X.

LASHEEN, M. et al. Adaptive reference voltage-based mppt technique for pv applications. **IET Renewable Power Generation**, v. 11, n. 5, p. 715–722, March 2017. ISSN 1752-1416.

LI, Y. et al. Quasi-z-source inverter for photovoltaic power generation systems. In: 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. [S.l.: s.n.], 2009. p. 918–924. ISSN 1048-2334.

LI, Y. et al. Modeling and control of quasi-z-source inverter for distributed generation applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 4, p. 1532–1541, April 2013. ISSN 0278-0046.

LIAO, J.; CORZINE, K.; FERDOWSI, M. A new control method for single-dc-source cascaded h-bridge multilevel converters using phase-shift modulation. In: **2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 886–890. ISSN 1048-2334.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, Sep. 2005. ISSN 0093-9994.

LIU, Y. et al. Impedance design of 21-kw quasi-z-source h-bridge module for mw-scale medium-voltage cascaded multilevel photovoltaic inverter. In: **2014 IEEE 23rd Inter-national Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 2490–2495. ISSN 2163-5145.

LIU, Y. et al. An effective control method for quasi-z-source cascade multilevel inverterbased grid-tie single-phase photovoltaic power system. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 10, n. 1, p. 399–407, Feb 2014. ISSN 1551-3203.

LOH, P. C. et al. Transient modeling and analysis of pulse-width modulated z-source inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 2, p. 498–507, March 2007. ISSN 0885-8993.

MA l. et al. The pwm strategies of grid-connected distributed generation active npc inverters. In: **2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 920–927. ISSN 2329-3721.

MIRANDA, R. F. C. Análise da Inserção de Geração Distribuída de Energia Solar Fotovoltaica no Setor Residencial Brasileiro. 309 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 2013.

PANFILOV, D. et al. Comparison of three-phase three-level voltage source inverter with intermediate dc–dc boost converter and quasi-z-source inverter. **IET Power Electronics**, v. 9, n. 6, p. 1238–1248, 2016. ISSN 1755-4535.

PENG, F. Z. Z-source inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 39, n. 2, p. 504–510, March 2003. ISSN 0093-9994.

PENG, F. Z.; SHEN, M.; HOLLAND, K. Application of z-source inverter for traction drive of fuel cell mdash; battery hybrid electric vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 3, p. 1054–1061, May 2007. ISSN 0885-8993.

PENG, F. Z.; SHEN, M.; QIAN, Z. Maximum boost control of the z-source inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 4, p. 833–838, July 2005. ISSN 0885-8993.

RECH, C. Análise, Projeto e Desenvolvimento de Sistemas Multiníveis Híbridos. 279 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2005.

REZAEI, M. A.; LEE, K.; HUANG, A. Q. A high efficiency flyback micro-inverter with a new adaptive snubber for photovoltaic applications. In: **2015 IEEE Energy Con**version Congress and Exposition (ECCE). [S.l.: s.n.], 2015. p. 3308–3313. ISSN 2329-3721.

REZAEI, M. A.; LEE, K.; HUANG, A. Q. A high-efficiency flyback micro-inverter with a new adaptive snubber for photovoltaic applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 1, p. 318–327, Jan 2016. ISSN 0885-8993.

RIVERA, S. et al. Cascaded h-bridge multilevel converter multistring topology for large scale photovoltaic systems. In: **2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1837–1844. ISSN 2163-5145.

RODRIGUEZ, J. et al. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 6, p. 2930–2945, Dec 2007. ISSN 0278-0046.

S. KOURO and B. WU and Á. MOYA and E. VILLANUEVA and P. CORREA and J. RODRIGUEZ. Control of a cascaded h-bridge multilevel converter for grid connection of photovoltaic systems. In: **2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 3976–3982. ISSN 1553-572X.

SEPAHVAND, H.; LIAO, J.; FERDOWSI, M. Investigation on capacitor voltage regulation in cascaded h-bridge multilevel converters with fundamental frequency switching. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 11, p. 5102–5111, Nov 2011. ISSN 0278-0046.

SEPAHVAND, H. et al. Capacitor voltage regulation in single-dc-source cascaded h-bridge multilevel converters using phase-shift modulation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 9, p. 3619–3626, Sep. 2013. ISSN 0278-0046.

SHAHPARASTI, M. et al. Quasi z-source inverter for photovoltaic system connected to single phase ac grid. In: **2010 1st Power Electronic Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 456–460.

SHEN, M. S. et al. Constant boost control of the z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 42, n. 3, p. 770–778, May 2006. ISSN 0093-9994.

SILVA, C. A. et al. Implementation and control of a hybrid multilevel converter with floating dc links for current waveform improvement. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 6, p. 2304–2312, June 2011. ISSN 0278-0046.

SILVA, S. A. O. D. et al. Sistema fotovoltaico com condicionamento ativo de energia usando mppt baseado em pso e malha feed-forward de controle de tensão do barramento cc. **Eletrônica de Potência**, v. 21, n. 2, p. 105–116, Mar./Jun. 2016. ISSN 1984-557X.

SUN, D. et al. An energy stored quasi-z-source cascade multilevel inverter-based photovoltaic power generation system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 9, p. 5458–5467, Sep. 2015. ISSN 0278-0046.

SUN, D. et al. A new grid-connected pv system based on cascaded h-bridge quasi-z source inverter. In: **2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 951–956. ISSN 2163-5145.

SUN, D. et al. Impedance design of quasi-z source network to limit double fundamental frequency voltage and current ripples in single-phase quasi-z source inverter. In: **2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2745–2750. ISSN 2329-3721.

SUN, D. et al. Modeling, Impedance Design, and Efficiency Analysis of Quasi-Z Source Module in Cascaded Multilevel Photovoltaic Power System. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 11, p. 6108–6117, Nov 2014. ISSN 0278-0046.

THE SOLARIA CORPORATION. Munich, GERMANY, 2010.

TIMBUS, A. et al. Evaluation of current controllers for distributed power generation systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 3, p. 654–664, March 2009. ISSN 0885-8993.

TRABELSI, M.; ABU-RUB, H.; GE, B. 1-mw quasi-z-source based multilevel pv energy conversion system. In: **2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 224–229.

TWINING, E.; HOLMES, D. G. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an lcl input filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 3, p. 888–895, May 2003. ISSN 0885-8993.

VARGAS, T. et al. Analysis and design of a single dc source hybrid multilevel rectifier. In: **2013 Brazilian Power Electronics Conference**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 169–176. ISSN 2165-0454.

VILLANUEVA, E. et al. Control of a single-phase cascaded h-bridge multilevel inverter for grid-connected photovoltaic systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 11, p. 4399–4406, Nov 2009. ISSN 0278-0046.

VINNIKOV, D.; ROASTO, I. Quasi-z-source-based isolated dc/dc converters for distributed power generation. In: . [S.l.: s.n.], 2011. v. 58, n. 1, p. 192–201. ISSN 0278-0046.

XUE, M. et al. Full feedforward of grid voltage for discrete state feedback controlled gridconnected inverter with lcl filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 10, p. 4234–4247, Oct 2012. ISSN 0885-8993.

Y. LIU and B. GE and H. ABU-RUB and F. Z. PENG. An effective control method for three-phase quasi-z-source cascaded multilevel inverter based grid-tie photovoltaic power system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 12, p. 6794–6802, Dec 2014. ISSN 0278-0046.

ZHOU, Y.; LIU, L.; LI, H. A high-performance photovoltaic module-integrated converter (mic) based on cascaded quasi-z-source inverters (qzsi) using egan fets. **IEEE Transac-tions on Power Electronics**, v. 28, n. 6, p. 2727–2738, June 2013. ISSN 0885-8993.

ZHOU, Z. J. et al. Single-phase uninterruptible power supply based on z-source inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 8, p. 2997–3004, Aug 2008. ISSN 0278-0046.

ZIENTARSKI, J. R. R. Contribuições ao Estudo de Conversores CC-CC com Processamento Parcial de Energia Aplicados a Sistemas Fotovoltaicos. 236 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2017.

APÊNDICES

# Apêndice A – PROJETO DOS PARÂMETROS DO INVERSOR PV CO-NECTADO À REDE BASEADO NO SS qZS-CMI

Neste apêndice são apresentadas as equações para o projeto dos componentes do conversor como os indutores e capacitores da malha de impedâncias Z do lado CC, assim como os indutores, o capacitor e o resistor de amortecimento do filtro LCL do lado CA.

#### A.1 Projeto dos Parâmetros da Malha de Impedâncias Z

No estado de ST, os dois indutores do lado CC do qZSI  $L_1$  e  $L_2$  se magnetizam e as tensões através deles são iguais à tensão  $V_{C1}$ . Dessa forma, para limitar a ondulação em alta frequência de tais indutores e também para garantir a operação em modo de corrente em condução contínua (CCM), as indutâncias que resultam nas impedâncias para o módulo principal são dadas por,

$$L_{1(a)} \ge \frac{V_{C1(a)} D_{0(a)Max}}{2\Delta I_{L1(a)}(t) f_s},\tag{A.1}$$

$$L_{2(a)} \ge \frac{V_{C2(a)} D_{0(a)Max}}{2\Delta I_{L2(a)}(t) f_s},\tag{A.2}$$

onde  $D_{0(a)Max} = 1 - m_{Max}$ .

Analogamente, as indutâncias que resultam nas impedâncias do módulo auxiliar são definidas por (A.3) e (A.4).

$$L_{1(b)} \ge \frac{V_{C1(b)} D_{0(b)Max}}{2\Delta I_{L1(b)}(t) f_s},\tag{A.3}$$

$$L_{2(b)} \ge \frac{V_{C2(b)} D_{0(b)Max}}{2\Delta I_{L2(b)}(t) f_s},\tag{A.4}$$

onde  $D_{0(b)Max} = 1 - m_{Max}$ .

Pelo contrário, no estado de NST, as impedâncias dos capacitores estão em série. Assim, para limitar a ondulação da tensão nos módulos em ponte-H para um certo valor, as capacitâncias devem ser definidas por:

$$C_{1(a)} \ge \frac{P_{out}}{\pi f_{Ripple} \Delta V_{Bus}(\%) V_{Cout}},\tag{A.5}$$

$$C_{2(a)} \ge \frac{P_{out}}{\pi f_{Ripple} \Delta V_{Bus}(\%) V_{Cout}},\tag{A.6}$$

$$C_{1(b)} \ge \frac{P_{out}}{\pi f_{Ripple} \Delta V_{Bus}(\%) V_{Cout}},\tag{A.7}$$

$$C_{2(b)} \ge \frac{P_{out}}{\pi f_{Ripple} \Delta V_{Bus}(\%) V_{Cout}}.$$
(A.8)

O projeto da relação de espiras do indutor acoplado depende diretamente da configuração do circuito para transferência de energia do módulo principal para o auxiliar. Para que a transferência de energia ocorra através do modo direto, onde o diodo  $D_{1(b)}$ deve permanecer diretamente polarizado durante o estado de ST, também  $V_{Cin(b)}$  deve ser igual a  $V_{Cin(a)}$ . Respeitando essas condições N é definido através de (A.9).

$$N = \frac{V_{Cin(b)}}{V_{Cin(a)} \left(\frac{(1-D_0)}{(1-2D_0)}\right)}.$$
 (A.9)

Quando a transferência de energia é realizada através do circuito que se assemelha ao conversor *flyback*, respeitando também a condição de que  $V_{Cin(b)}$  deve ser igual a  $V_{Cin(a)}$ , N é definido através de (A.10).

$$N = \frac{V_{Cin(b)}}{V_{Cin(a)} \left(\frac{D_0}{(1-2D_0)}\right)}.$$
 (A.10)

Já quando a transferência de energia é realizada através do circuito que se assemelha ao conversor *forward*, respeitando também a condição de que  $V_{Cin(b)}$  deve ser igual a  $V_{Cin(a)}$ , N é definido através de (A.11).

$$N = \frac{V_{Cin(b)}}{V_{Cin(a)} \left(\frac{(1-D_0)D_0}{(1-2D_0)}\right)}.$$
 (A.11)

#### A.2 Projeto do Filtro LCL

O projeto do filtro LCL é baseado na potência nominal do conversor  $(P_T)$ , na frequência de comutação  $(f_s)$  e da rede  $(f_r)$ . Normalmente, os valores do filtro são relatados como uma porcentagem dos valores de base (TWINING; HOLMES, 2003; LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005), dado por,

$$Z_b = \frac{V_{r(Eficaz)}^2}{P_{out}},\tag{A.12}$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_n Z_b},\tag{A.13}$$

onde  $V_r$  é a tensão eficaz da rede,  $\omega_n$  é a frequência da rede, e  $(P_T = P_{out})$  é a potência ativa absorvida pelo conversor nas condições nominais.

A frequência de ressonância é referida para o valor da frequência de comutação por  $\omega_n = k\omega_s$ , onde k expressa o quão longe a frequência de comutação está a partir da frequência de ressonância do filtro. O alcance da frequência de ressonância é geralmente definido como:

$$10\omega_r \le \omega_n \le 0, 5\left(2\pi f_s\right),\tag{A.14}$$

onde a frequência de ressonância é dada por,

$$\omega_n = \sqrt{\frac{L_{fc} + L_{fr}}{L_{fc}L_{fr}C_f}}.$$
(A.15)

A ondulação de corrente máxima na saída do inversor CC/CA ocorre para o índice de modulação igual a 0,5 e é dada por:

$$\Delta IL = \frac{2V_{PN}}{3L_{fc}f_s}(1-m)m,$$
(A.16)

$$\Delta IL_{Max} \Big|_{m=0,5} = \frac{V_{PN}}{6f_s L_{fc}}.$$
(A.17)

Assim, o indutor do lado do inversor  $(L_{fc})$  pode ser calculado como,

$$L_{fc} = \frac{V_{PN}}{6f_s \Delta I L_{Max}} \approx \frac{V_{PN}}{0, 6f_s I_{PN}}.$$
(A.18)

A atenuação da ondulação, passando do lado do conversor para o lado da rede, pode ser calculada como,

$$\frac{I_{rede}(h)}{I_{In}(h)} = \frac{1}{1 + r\left(1 - L_{fr}C_b\omega_s^2 x\right)} = k_a,$$
(A.19)

ou

$$L_{fr} = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_a^2} + 1}}{C_f \omega_s^2}.$$
 (A.20)

Onde  $k_a$  é a atenuação desejada e  $C_f = 0,01/0,05C_b$ .

A constante r é a razão entre a indutância do lado do inversor  $(L_{fc})$  e a do lado da rede  $(L_{fr})$ . Portanto,  $L_{fr} = rL_{fc}$ .

Para o amortecimento passivo, geralmente um resistor em série  $(R_f)$  com o capacitor atenua parte da ondulação na frequência de comutação, afim de evitar a ressonância.

$$R_f = \frac{1}{3\omega_{res}C_f}.\tag{A.21}$$

# Apêndice B – MÉTODO DE CÁLCULO DO FATOR DE CARGA DOS COMPONENTES (CLF)

Neste apêndice é apresentado o método de cálculo do fator de carga do componente (*Component Load Factor*, CLF) dos conversores SS qZS-CMI, qZS-CMI e o qZSI. A Figura B.1(a) apresenta a topologia do SS qZS-CMI, o mesmo possui um único arranjo PV conectado ao módulo principal com três painéis ligados em série modelo Solaria 230. Na Figura B.1(b) a topologia do qZS-CMI é demonstrada, o mesmo possui dois arranjos PV, um em cada módulo sendo formados cada um dos arranjos por três painéis ligados em série modelo Solaria 230. Já a Figura B.1(c) apresenta a topologia do qZSI, o mesmo possui o arranjo PV em um único módulo sendo formado por seis painéis ligados em série modelo Solaria 230. As características desse modelo de painel são demonstradas na Tabela 5.1. Já a Tabela B.1 apresenta a comparação entre as três topologias.

Foi realizada uma comparação entre cada componente dos três conversores com relação ao CLF. De acordo com a metodologia de cálculo proposta por (KASPER; BORTIS; KOLAR, 2014), o valor do CLF é calculado conforme (B.1)

$$CLF = \frac{V^*I^*}{P_{out}}.$$
(B.1)

Sendo que para cada tipo de componente, os valores de  $V^*$  e  $I^*$  podem ser considerados como pico-a-pico, pico ou eficaz, conforme demonstrado na sequência.

#### B.1 Cálculo do CLF nos diferentes tipos de componentes

#### B.1.1 Os Capacitores

O esforço exercido sobre os capacitores está diretamente relacionado com à carga armazenada e a sua carga e descarga (corrente). Desse modo, a  $I^*$  e  $V^*$  são os valores eficaz e médio respectivamente (KASPER; BORTIS; KOLAR, 2014).

#### B.1.2 Os Diodos e Tiristores

Nos diodos e tiristores os valores empregados em  $I^*$  e  $V^*$  na equação (B.1), são a corrente média que circula pelo diodo e o valor da tensão máxima aplicada durante seu bloqueio (KASPER; BORTIS; KOLAR, 2014).

#### B.1.3 Os Indutores

Já para os indutores, a corrente eficaz é utilizada para  $I^*$ , sendo que  $V^*$ , assume o valor médio da tensão alternada  $(v_{ca\ med})$ , que é o produto da tensão aplicada sobre Figura B.1 – Topologias utilizando o qZS em um sistema PV conectado à rede. (a) Topologia SS qZS-CMI. (b) Topologia qZS-CMI. (c) Topologia qZSI.






| Parâmetro                            | SS qZS-CMI             | qZS-CMI               | qZSI                  |
|--------------------------------------|------------------------|-----------------------|-----------------------|
| Número de arranjos PV                | 1                      | 2                     | 1                     |
| Número de módulos dos conversores    | 2                      | 2                     | 1                     |
| Número de painéis PV (arranjo/total) | 3/3                    | 3/6                   | 6/6                   |
| Tensão de operação de cada arranjo   | $102,6~\mathrm{V}$     | $103,77 { m V}$       | $207,54~\mathrm{V}$   |
| Corrente de operação de cada arranjo | $6,71 { m A}$          | $3,37 {\rm A}$        | $3,37 {\rm A}$        |
| Potência PV de cada arranjo          | $688, 44 \ W$          | $350,01 {\rm W}$      | $700,02~\mathrm{W}$   |
| Potência PV de cada conversor        | $688, 44 \ W$          | 700,02 W              | 700,02 W              |
| $P_T$ PV instalada                   | $688, 44 \ W$          | $1376, 89 { m W}$     | $1376, 89 { m W}$     |
| Tensão total dos barramentos         | 300 V                  | 300 V                 | 300 V                 |
| $v_{rede(eficaz)}$                   | $127 \mathrm{V}$       | $127 \mathrm{V}$      | $127 \mathrm{V}$      |
| $f_r$                                | 60  Hz                 | 60  Hz                | 60  Hz                |
| $f_s$                                | $10,02 \mathrm{\ kHz}$ | $10,02 \mathrm{~kHz}$ | $10,02 \mathrm{~kHz}$ |
| $P_T$ injetada na rede idealmente    | $688,44~\mathrm{W}$    | $700,02~\mathrm{W}$   | $700,02~\mathrm{W}$   |

Tabela B.1 – Tabela comparativa entre as topologias SS qZS-CMI, qZS-CMI e qZSI.

Fonte: Autor.

o indutor e da razão cíclica se for assumida uma tensão de excitação de onda quadrada (KASPER; BORTIS; KOLAR, 2014).

#### B.1.4 Os Transformadores

Para o cálculo dos transformadores, o CLF é realizado individualmente para cada enrolamento, sendo o valor total a soma dos mesmos. O método de cálculo utilizado é equivalente ao dos indutores, onde  $V^*$  e  $I^*$  correspondem ao valor médio da tensão alternada ( $v_{ca\ med}$ ) e da corrente eficaz respectivamente (KASPER; BORTIS; KOLAR, 2014).

#### B.1.5 Os Transistores (MOSFET)

O CLF para esse tipo de componente, utiliza a tensão máxima aplicada durante seu bloqueio como  $V^*$ , devido à característica resistiva dos dispositivos MOSFETs, o  $I^*$  é ligado a corrente eficaz que circula pelo mesmo durante a condução (KASPER; BORTIS; KOLAR, 2014).

# B.1.6 Os Transistores (BJT e IGBT)

Nos transistores com características de junção bipolar, que apresentam uma queda de tensão entre os terminais coletor e emissor  $(v_{CE})$  considerada constante durante sua condução, tem-se a variável  $I^*$  relacionada ao nível de corrente média, já  $V^*$  está ligada a tensão máxima aplicada durante o bloqueio (KASPER; BORTIS; KOLAR, 2014).

# B.1.7 Resumo

Os parâmetros utilizados nas variáveis  $V^* \in I^*$  empregados na equação (B.1) para o cálculo do CLF dos componentes são apresentados na Tabela B.2.

| Tabela | B.2 – | Parâmetros | de | $V^*$ | $e I^*$ | utilizados | no | cálculo | do | CLF | $\operatorname{dos}$ | componentes. |
|--------|-------|------------|----|-------|---------|------------|----|---------|----|-----|----------------------|--------------|
|--------|-------|------------|----|-------|---------|------------|----|---------|----|-----|----------------------|--------------|

| Tipo de componente              | $V^*$         | $I^*$           |
|---------------------------------|---------------|-----------------|
| Capacitores                     | $v_{C med}$   | $i_{C eficaz}$  |
| Diodos e Tiristores             | $v_{D max}$   | $i_{D med}$     |
| Indutores                       | $v_L$ ca med  | $i_{L eficaz}$  |
| Enrolamentos de transformadores | $v_{ca\ med}$ | $i_{eficaz}$    |
| Transistores MOSFET             | $v_{S max}$   | $i_{S\ eficaz}$ |
| Transistores BJT e IGBT         | $v_{S max}$   | $i_{S \ med}$   |

Fonte: Autor.

### B.1.8 Valores calculados de CLF para as demais topologias analisadas neste trabalho

A Figura B.2 e Figura B.3 apresentam os resultados obtidos referentes ao CLF para cada componente dos conversores SS qZS-CMI, qZS-CMI e qZSI. É realizada uma comparação entre ambos, onde observa-se que o SS qZS-CMI apresentou os maiores valores de CLF em relação aos outros dois conversores analisados. Isso se deve ao fato do módulo principal do SS qZS-CMI processar toda a potência ativa entregue pelo arranjo PV, e o módulo auxiliar 50 %, logo o SS qZS-CMI processará 150 % da potência ativa total. Isso faz com que o somatório dos esforços de corrente e tensão nos componentes sejam maiores no SS qZS-CMI do que nas outras duas topologias demonstradas.

Figura B.2 – Comparação do CLF para os componentes dos conversores SS qZS-CMI, qZS-CMI e qZSI.



qZSI

Fonte: Autor.





Fonte: Autor.